

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

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

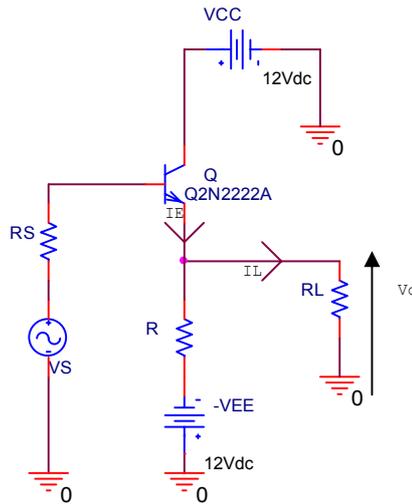


Figura 1: *amplificatore a collettore comune*

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:

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

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

così si ricava il valore di R:

$$R = 20\Omega$$

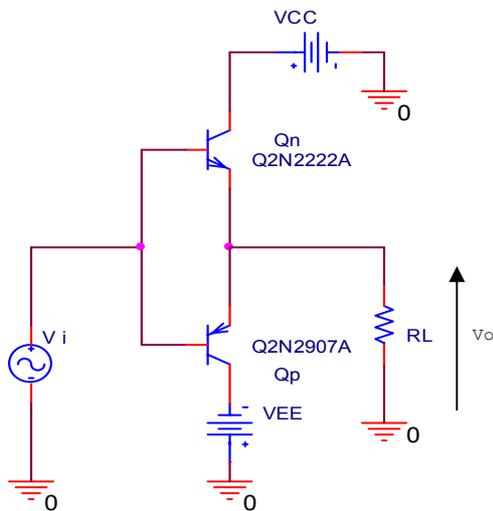
quando la tensione di uscita invece è positiva ($V_o = +10V$), il transistor fornisce corrente sia al carico che a R, in R_L passerà una corrente di 100mA ma in R una corrente di ben 1.1A:

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

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

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

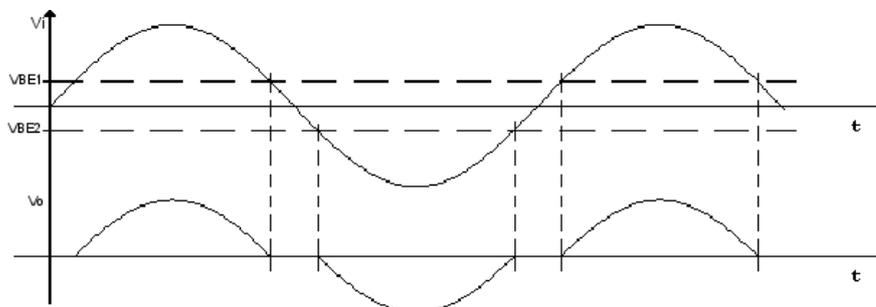


Figura 3: fenomeno di distorsione di cross-over

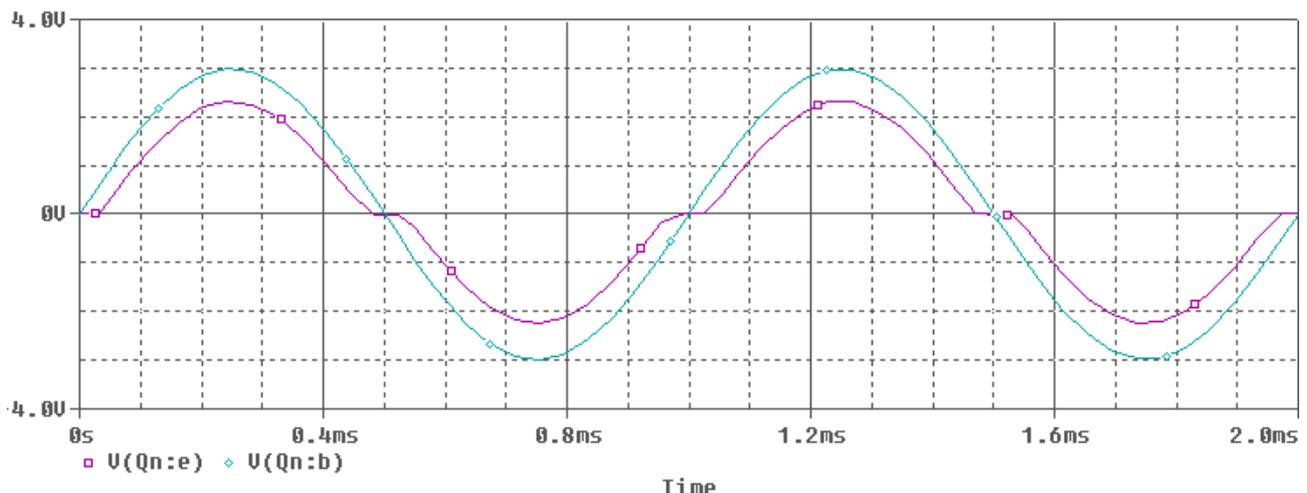


Figura 4: l'identico fenomeno osservato dalla simulazione con SPICE

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 .

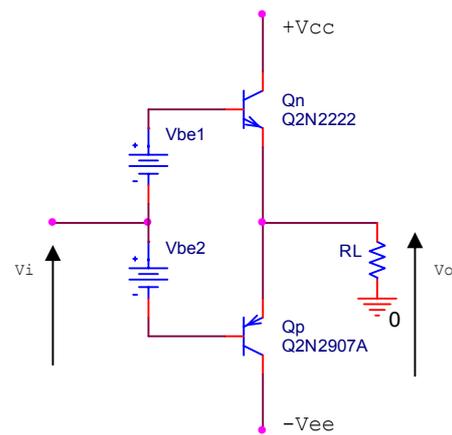


Figura 5: amplificatore push-pull di classe AB

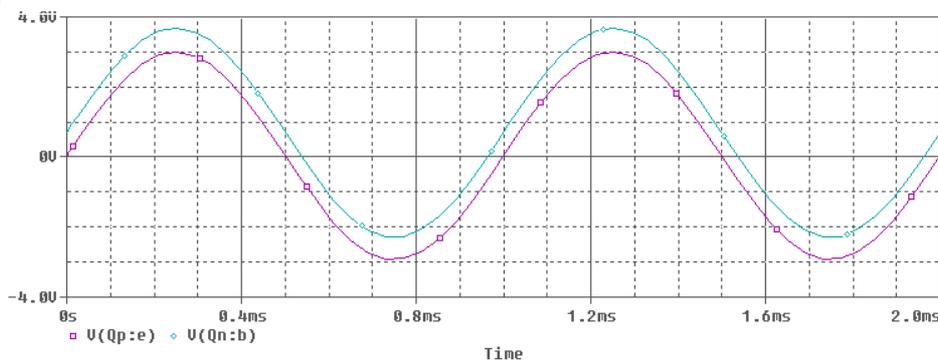


Figura 6: in un amplificatore di classe AB si può notare l'assenza del fenomeno di distorsione

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.

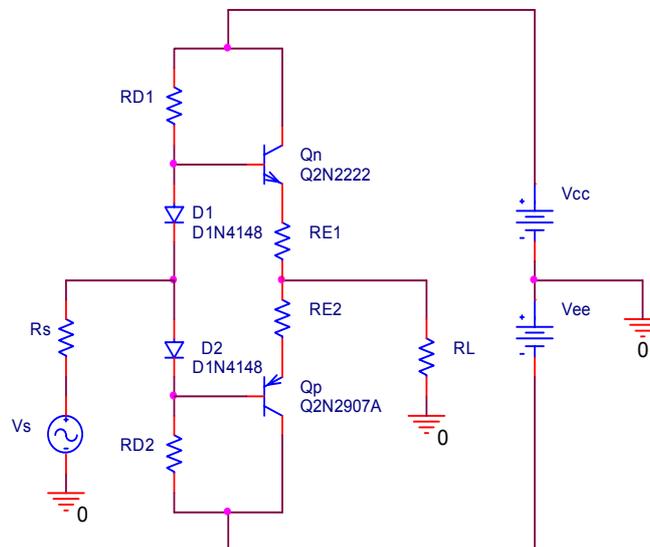
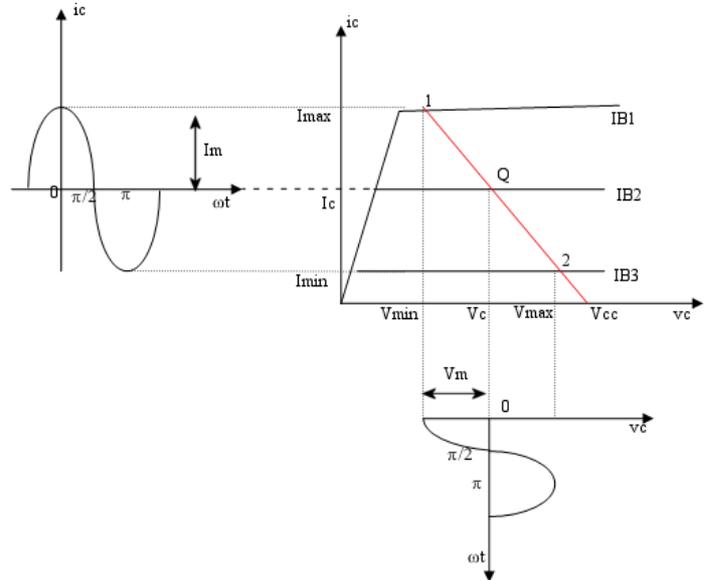
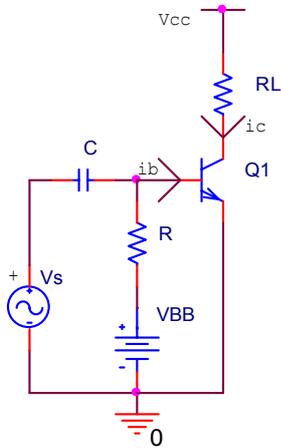


Figura 7: amplificatore push-pull con polarizzazione a diodi

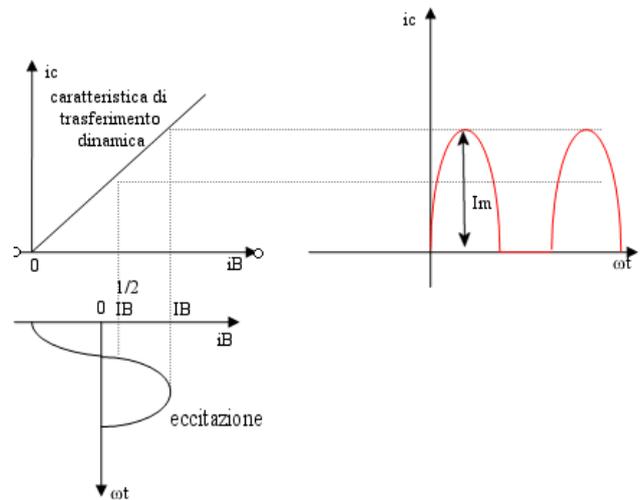
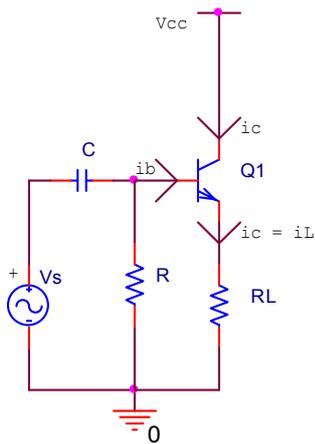
NOTA:

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 8Ω 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 $20Hz$:

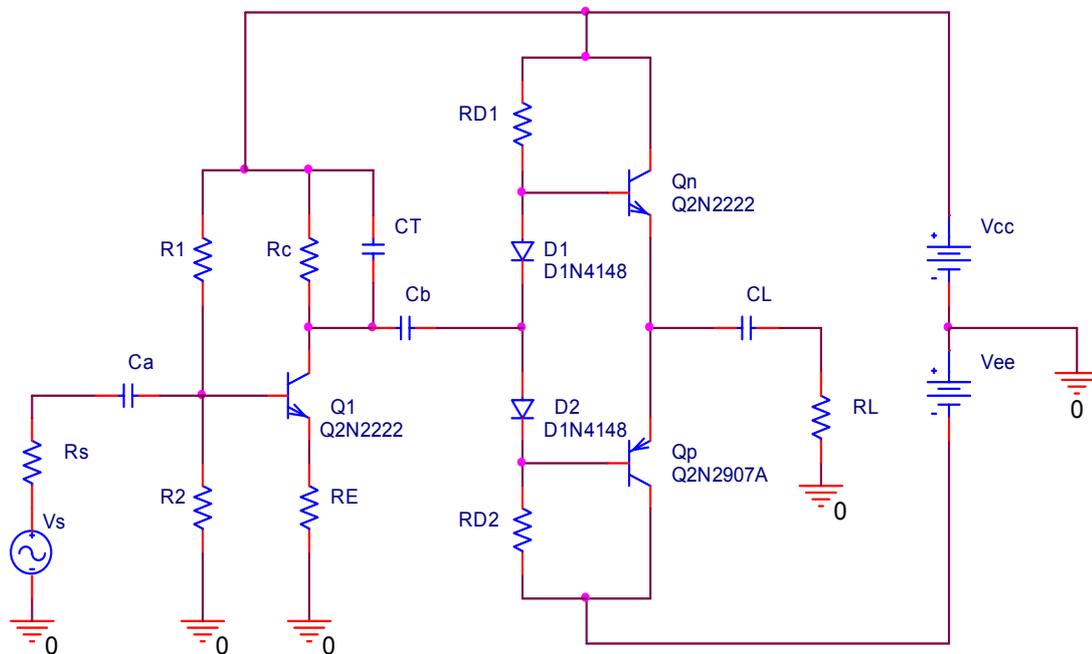


Figura 8: *amplificatore a due stadi (emettitore comune e push-pull)*

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 8Ω), 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:

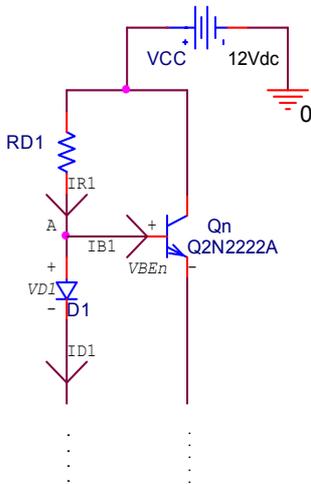


Figura 9: essendo i due BJT complementari è possibile dall'analisi di uno solo di essi ricavare il comportamento di entrambi

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:

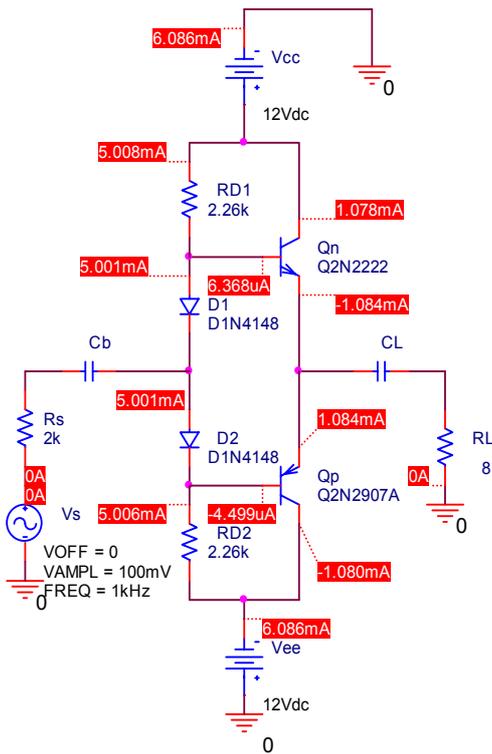


Figura 10: valori delle correnti nel push pull

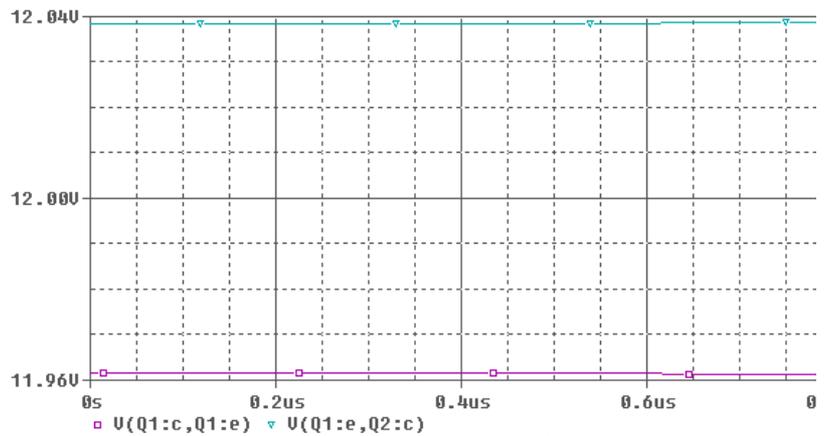


Figura 11: In figura è rappresentato il valore della tensione V_{CE} . Per valori grandi (piccoli) di v_i il transistor Q_1 (Q_2) satura, per cui la max (min) tensione positiva (negativa) di ogni transistor sarà:

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

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

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:

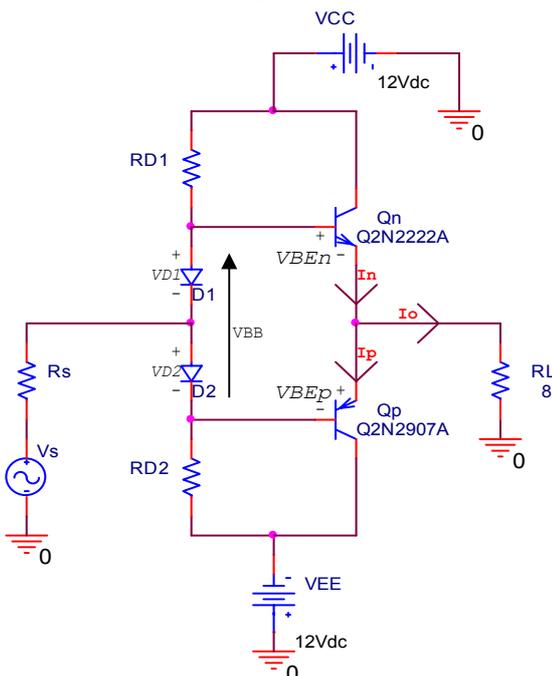


Figura 12: effetto di tensioni e correnti

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.

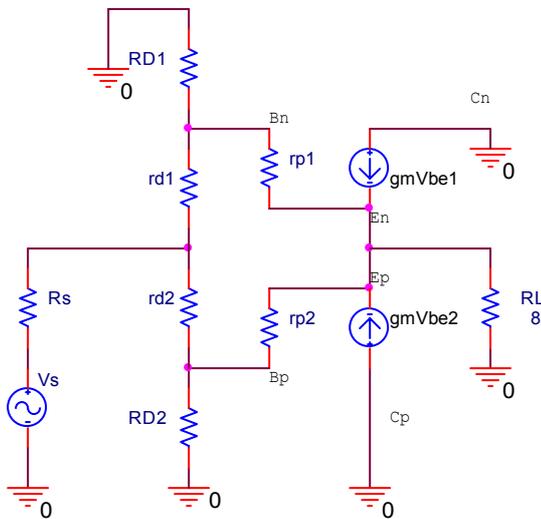


Figura 13: circuito a parametri ibridi

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 $r_{\pi 1}$ viene a trovarsi in parallelo con $r_{\pi 2}$ 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 $r_{\pi} = r_{\pi 1} || r_{\pi 2} = 3.2k\Omega$ e $R_D = R_{D1} || R_{D2} = 1.13k\Omega$:

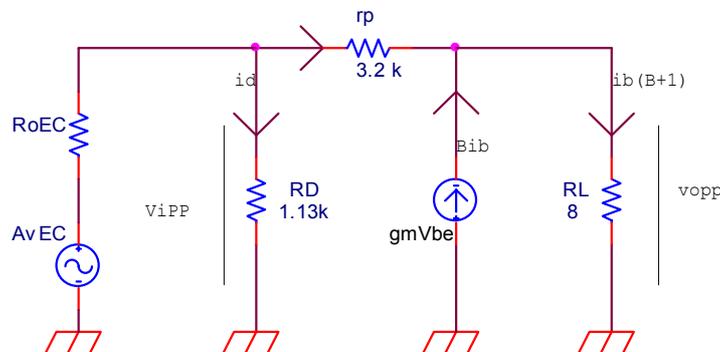


Figura 14: modello per piccolo segnale del circuito precedente. In ingresso si è sostituito al generatore di segnale V_s e la relativa resistenza, il guadagno e le resistenze di uscita del primo stadio a emettitore comune

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:

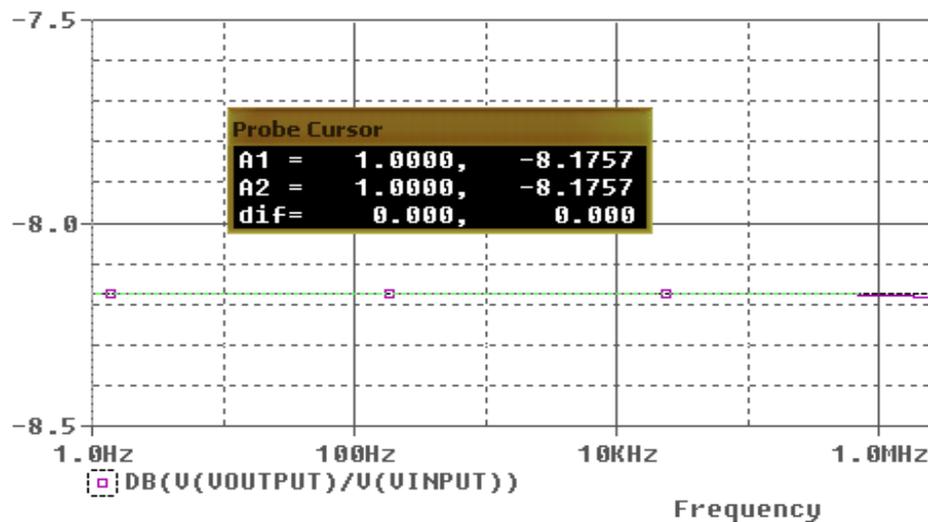


Figura 15: guadagno in decibel calcolato sul circuito di figura 13

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 :

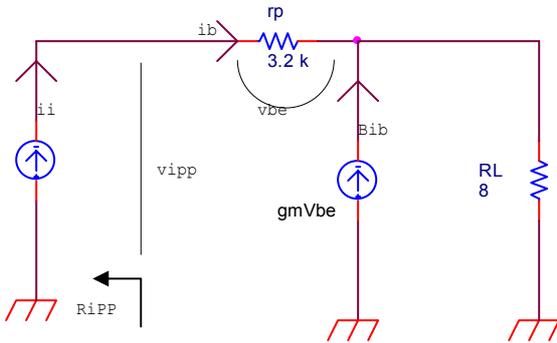


Figura 16: modello per piccolo segnale utile per il calcolo della resistenza di ingresso

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 :

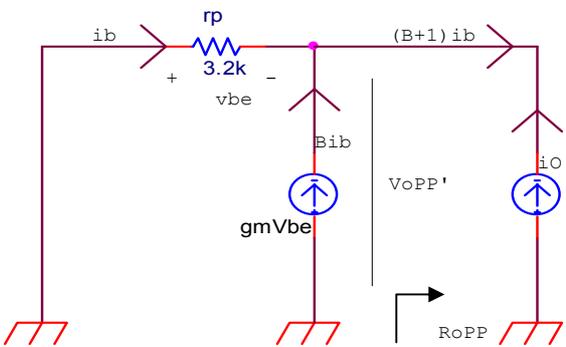


Figura 17: modello per piccolo segnale utile per il calcolo della resistenza di uscita

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:

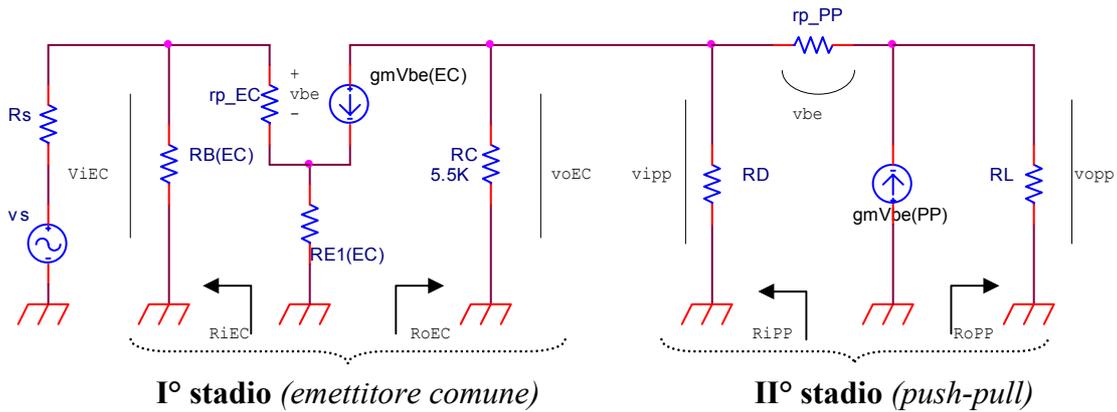


Figura 18: modello per piccolo segnale a due stadi

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

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:

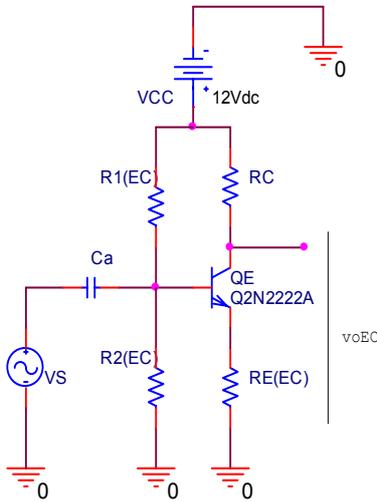


Figura 19: amplificatore ad emettitore comune

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.

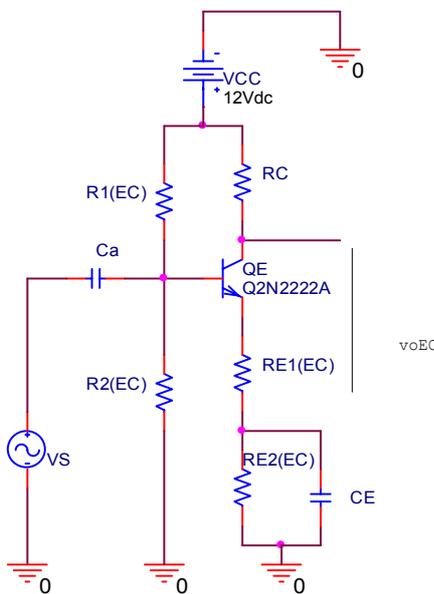


Figura 20: circuito di un amplificatore ad emettitore comune con resistenza sull'emettitore

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 $R_{E2(EG)}$:

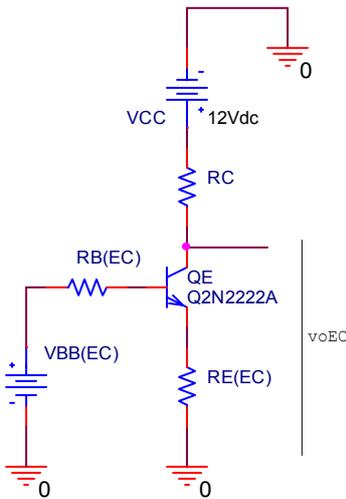
$$V_E = I_E R_{E(EG)} = 1.2\text{V} \Rightarrow$$

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

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

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 (β 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:

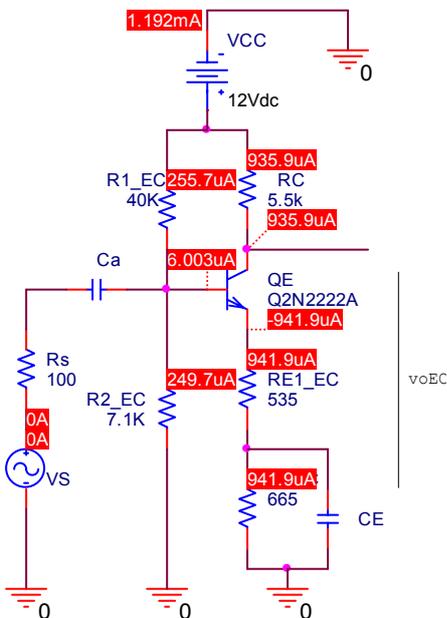


Figura 22: in figura si nota che le correnti variano rispetto a quelle fissate nel progetto per meno del 7%

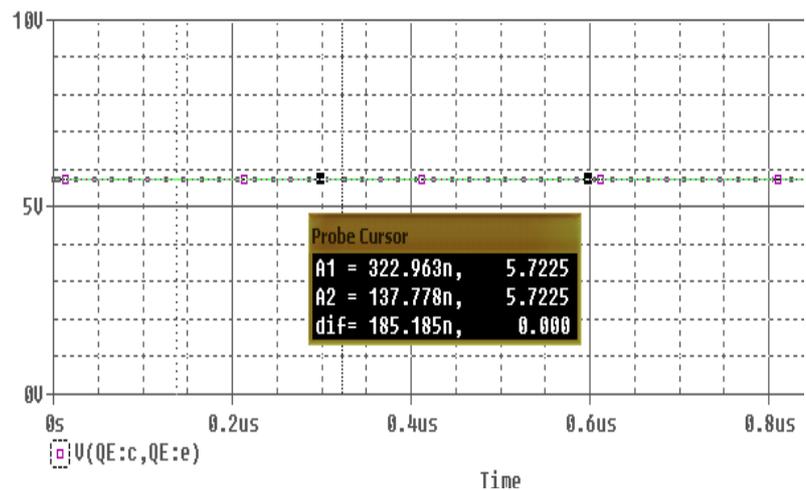


Figura 23: valore della tensione V_{CE} , e in figura 22 della corrente $I_C \approx I_E$ approssimativamente uguali a quelli fissati in fase di progettazione. La resistenza R_s ha un valore molto piccolo per soddisfare le ipotesi precedenti sui rapporti di partizione.

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

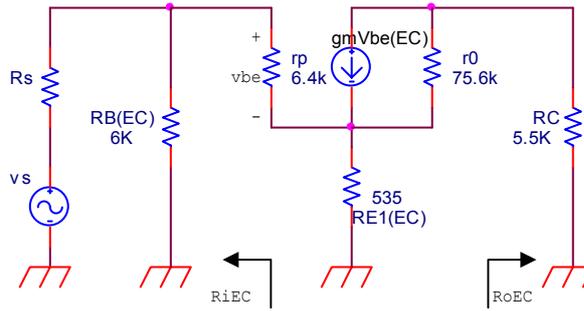


Figura 24: modello per piccolo segnale dell'amplificatore ad emettitore comune

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:

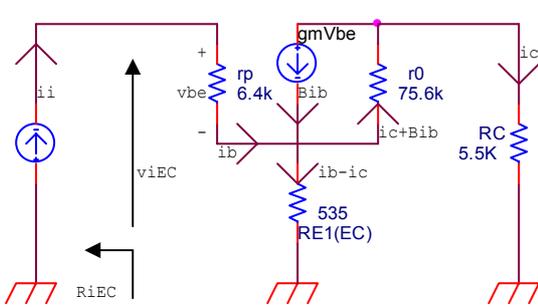


Figura 26: modello per calcolare la $R_{i(CE)}$

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 :

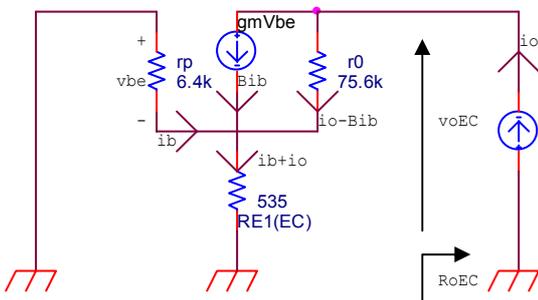


Figura 27: modello per calcolare la $R_{o(CE)}$

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_{π} 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

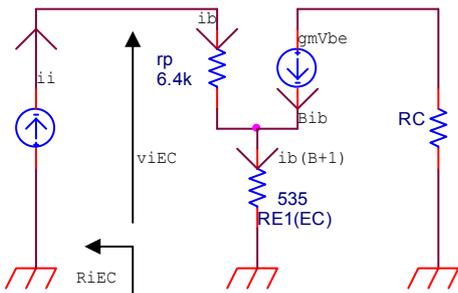


Figura 28: modello per piccolo segnale privo delle resistenza r_o .

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 :

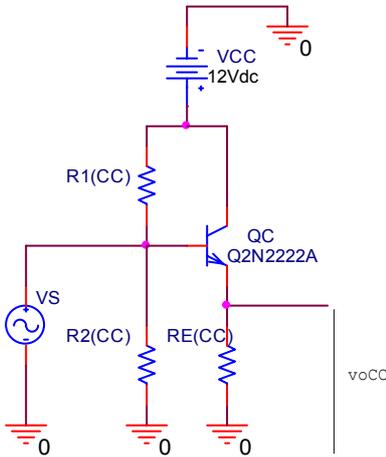


Figura 29: collettore comune

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:

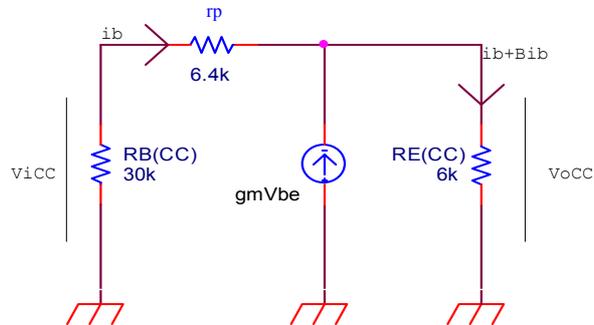


Figura 30: modello per piccolo segnale del collettore comune, in cui si è trascurata la resistenza r_0 nel parallelo con $R_{E(CC)}$ in quanto molto maggiore di quest'ultima. $R_{B(CC)}$ è pari al parallelo tra $R_{1(CC)}$ e $R_{2(CC)}$ conseguenza dell'applicazione del teorema di Thevenin all'ingresso.

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

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

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

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:

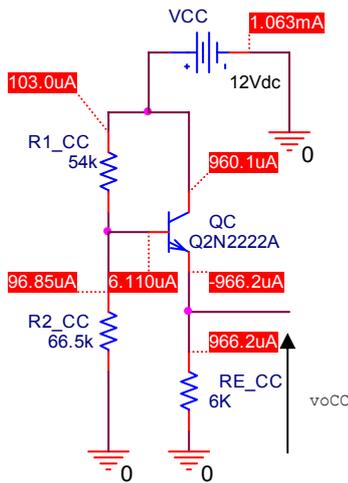


Figura 31: valori delle correnti in DC

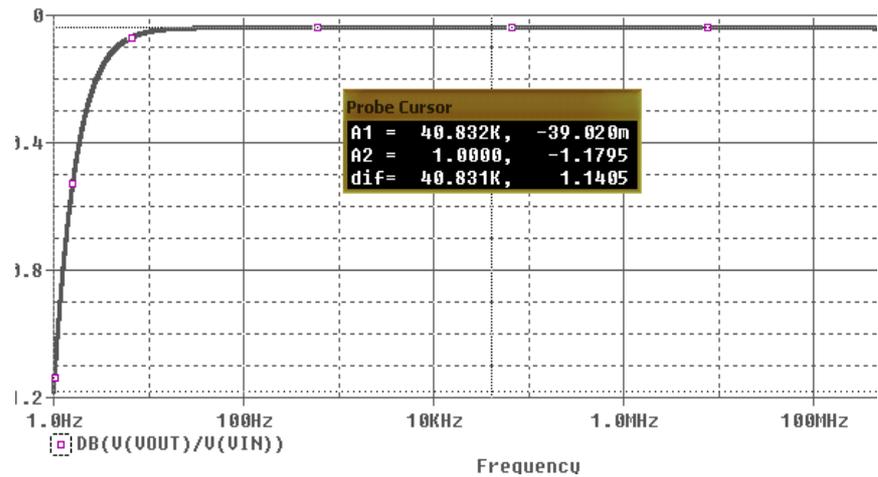


Figura 32: il guadagno in decibel dell'amplificatore a collettore comune è pari, con la simulazione con SPICE, a -0.04dB

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 $R_{B(CC)}$:

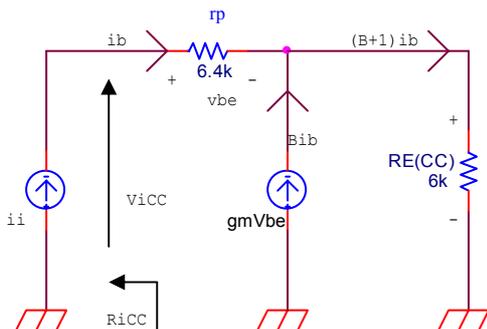


Figura 33: circuito per il calcolo della $R_{i(CC)}$

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 $R_{E(CC)}$.

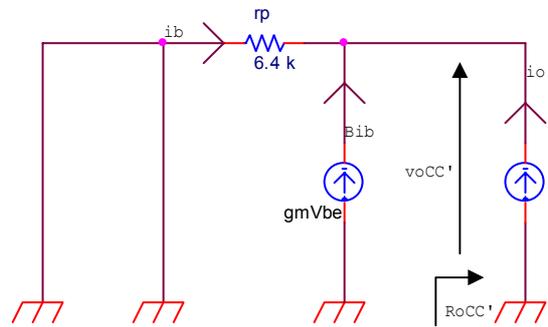


Figura 34: resistenza di uscita vista col modello per piccolo segnale

applicando la LKT si ha:

$$v_{oCC'} = -r_{\pi} i_b ;$$

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

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:

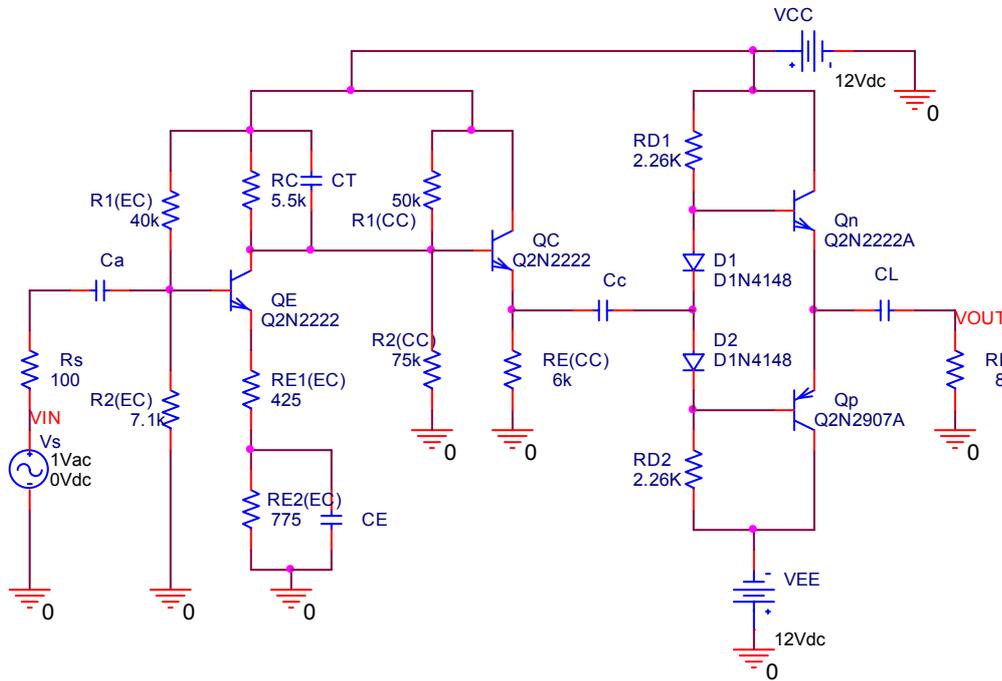


Figura 35: Circuito completo, nel quale si rende superfluo un condensatore di accoppiamento tra l'emettitore comune e il collettore comune, in quanto l'analisi in DC con SPICE non ha evidenziato considerevoli variazioni del punto di lavoro nei due amplificatori.

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:

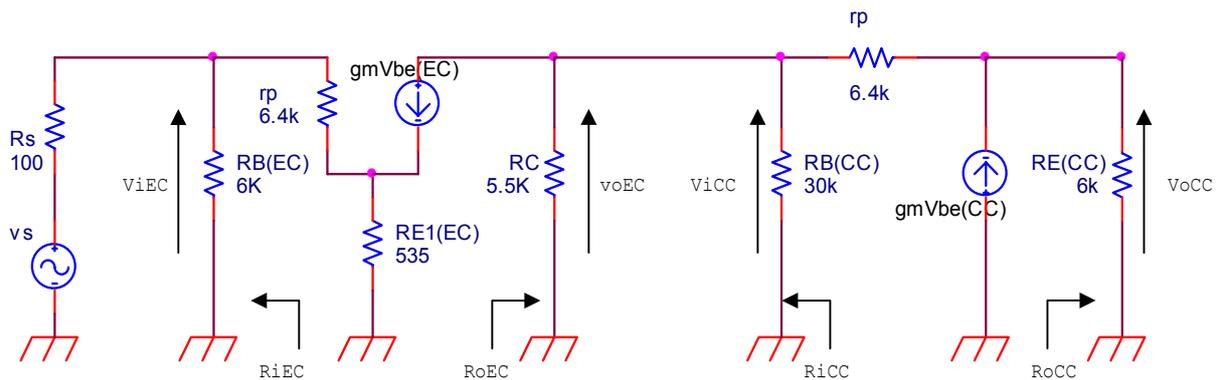


Figura 36: modello per piccolo segnale del primo e del secondo stadio

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:

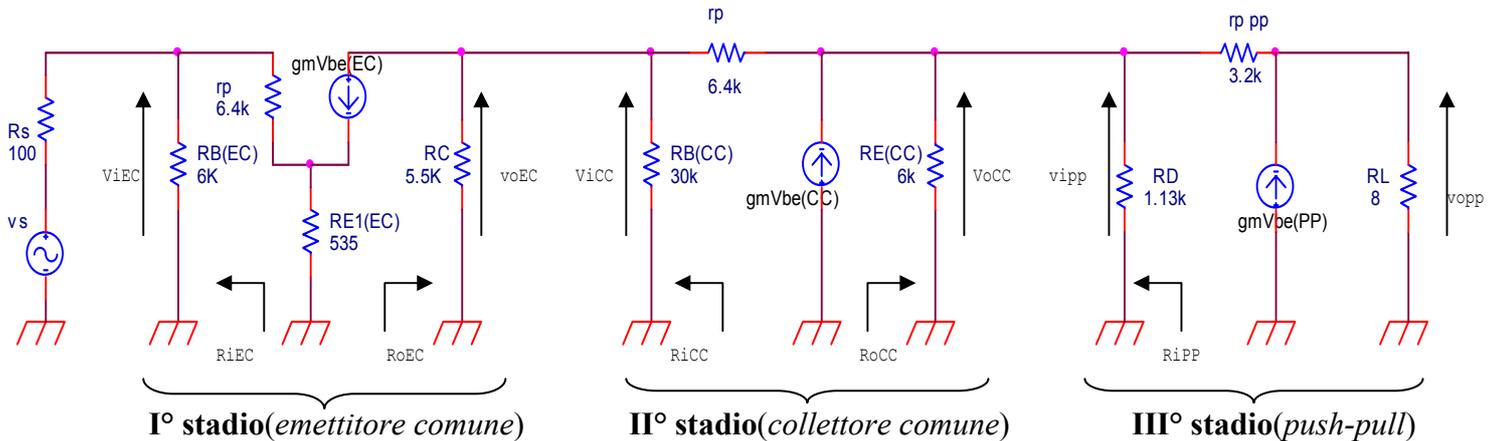


figura 37: modello per piccolo segnale del circuito comprendente i tre stadi

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

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:

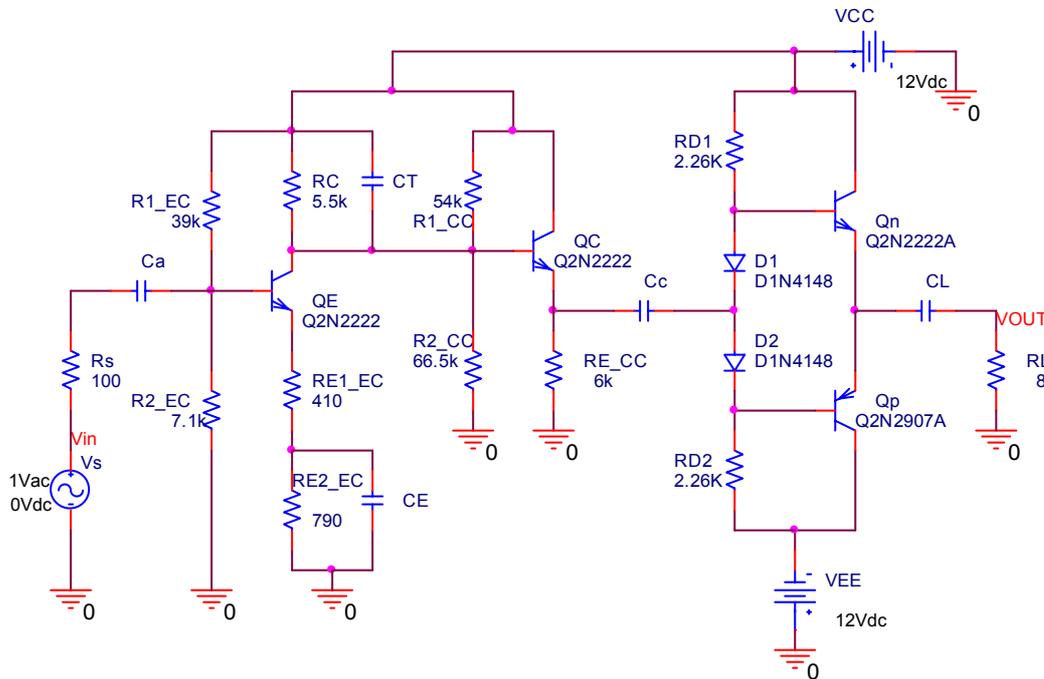


Figura 38: circuito con i valori aggiornati delle resistenze di emettitore del primo stadio

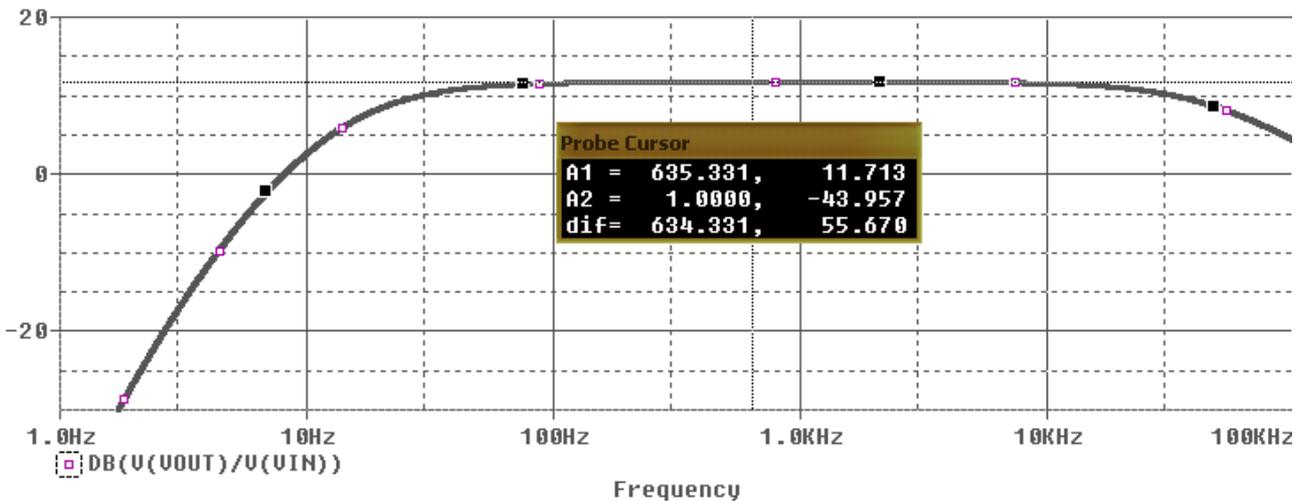


Figura 39: il guadagno a centro banda del circuito di figura 38 ha mostrato un valore prossimo a quello cercato

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:

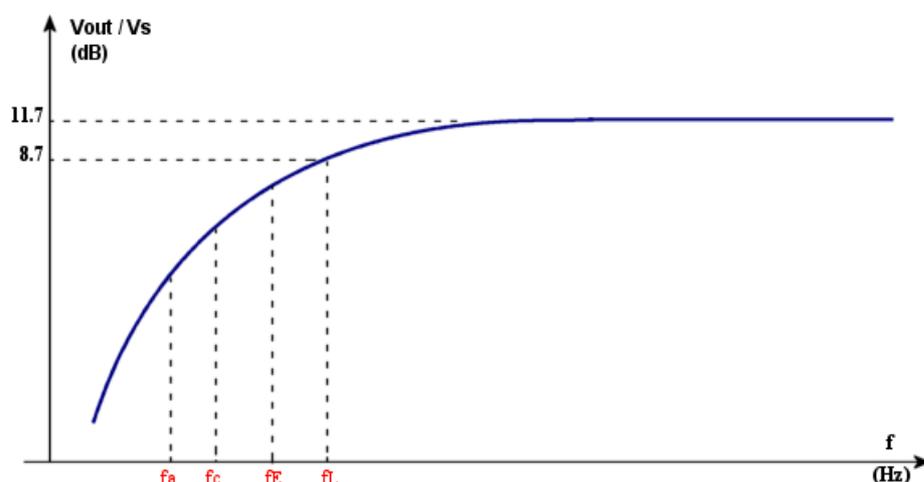


figura 40: intuitivamente i poli della funzione di trasferimento dovrebbero presentare un ordine simile. Le frequenze f_a , f_c , f_E e f_L sono associate rispettivamente ai condensatori C_a , C_c , C_E e C_L

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_{μ} e la C_{π}) 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 .

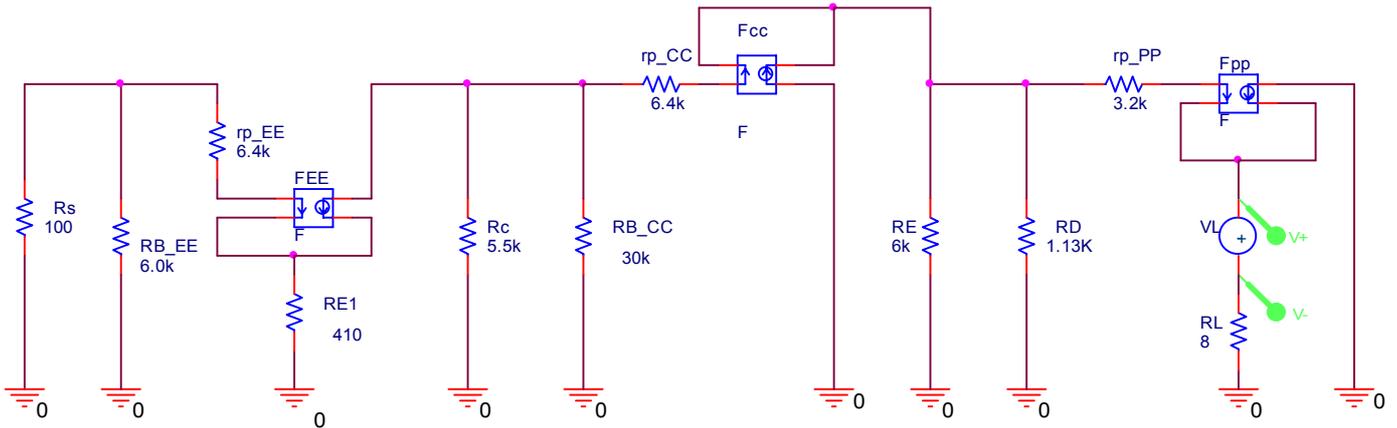
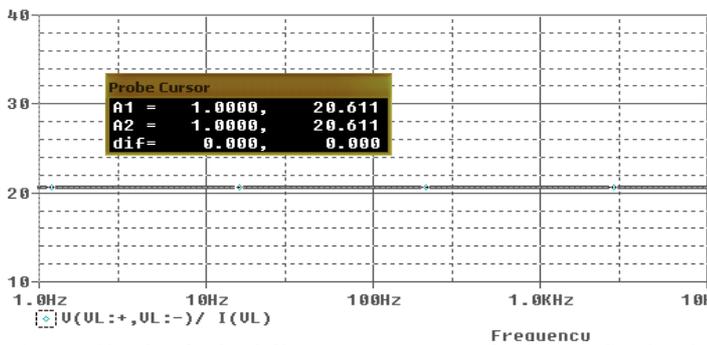


Figura 41: un generatore di prova al posto del condensatore C_L , fornirà il valore della resistenza visto da quest'ultimo



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 $R_s + R_{i(CE)} = 5.8k\Omega$.

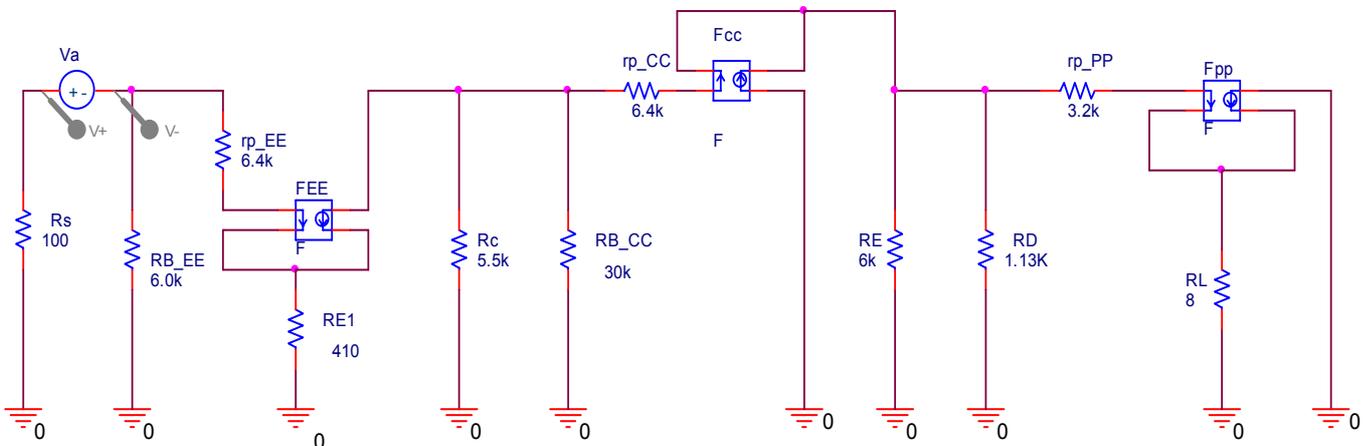


Figura 43: in questo modello il generatore di prova è posto tra la resistenza R_s interna del generatore e la resistenza di ingresso del primo stadio

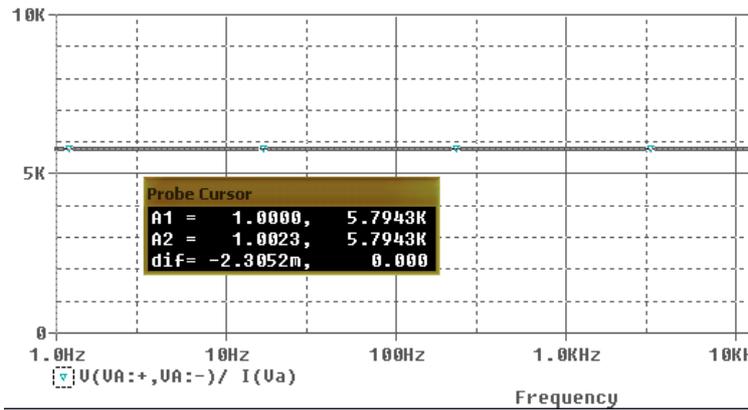


Figura 44: la simulazione con SPICE mostra un valore della resistenza vista dal condensatore C_a del tutto simile a quello calcolato

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:

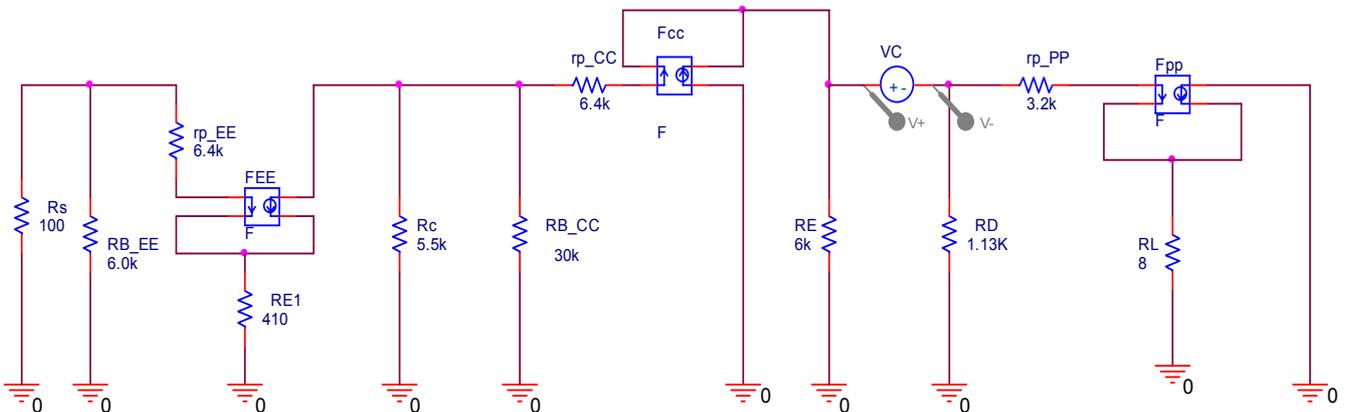


Figura 45: il generatore di prova è posto adesso a cavallo tra il collettore comune ed il push-pull la serie tra resistenza di uscita e resistenza di ingresso tra il secondo e l'ultimo stadio vale:

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

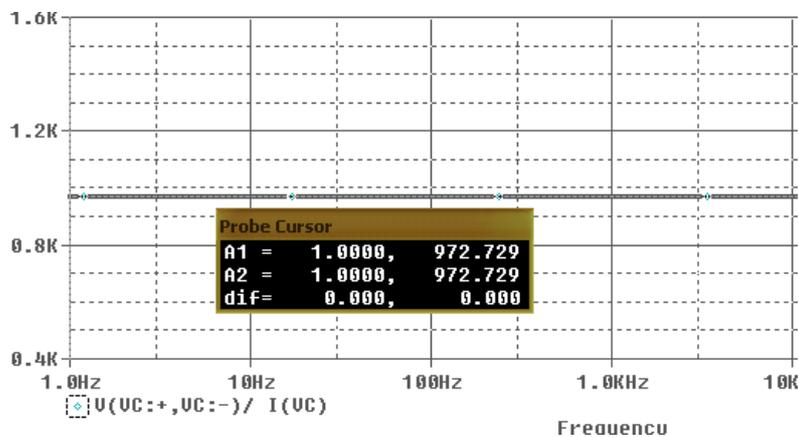


Figura 46: valore della resistenza vista da C_C

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:

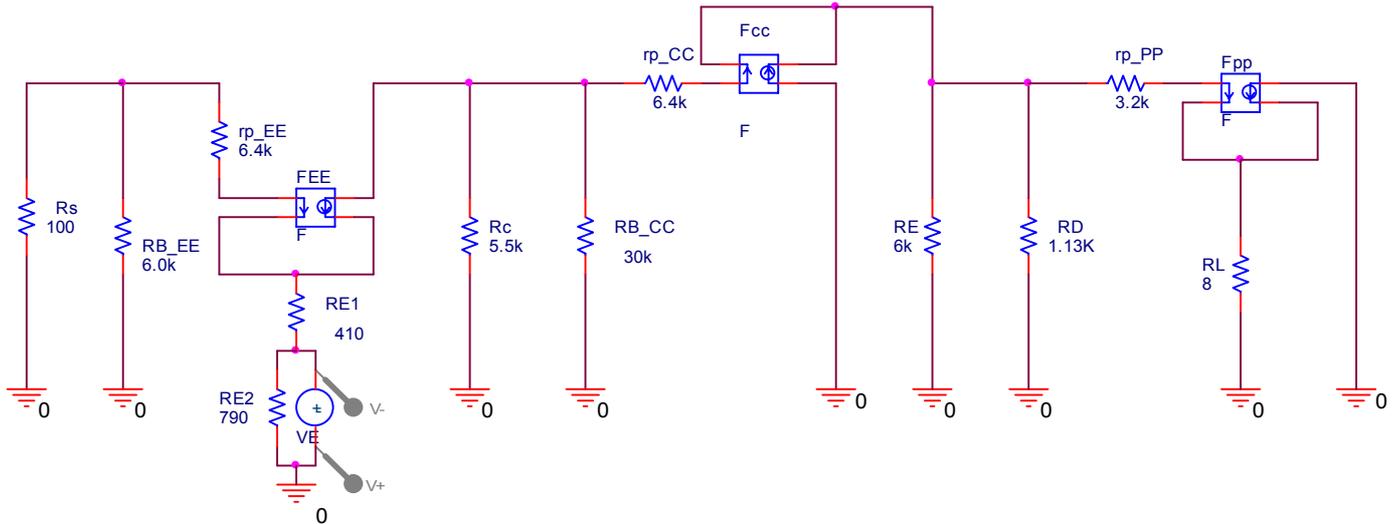


Figura 47: generatore di prova è adesso sull'emettitore del primo stadio

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_π 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 .

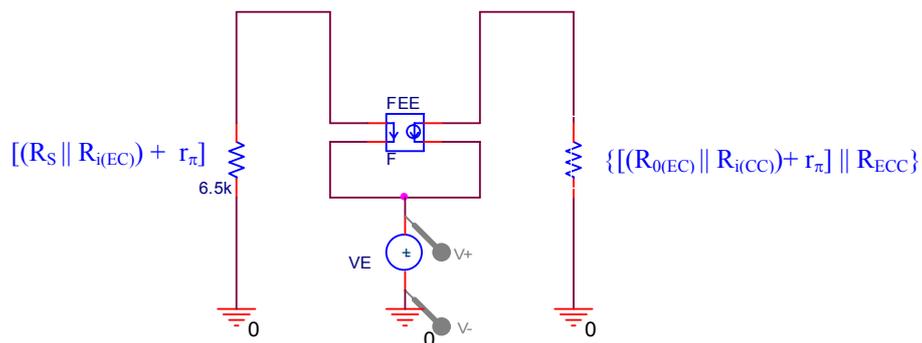


Figura 48: circuito semplificato rispetto al precedente

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:

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

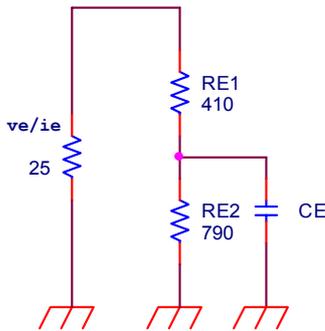


Figura 49: circuito equivalente a quello visto dal generatore di prova della figura precedente

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:

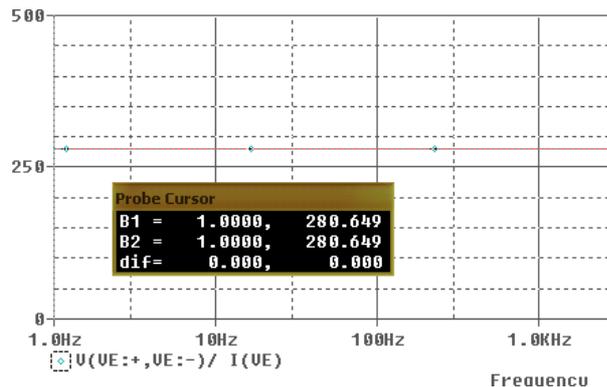


Figura 50: analisi svolta sul circuito di figura 46

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:

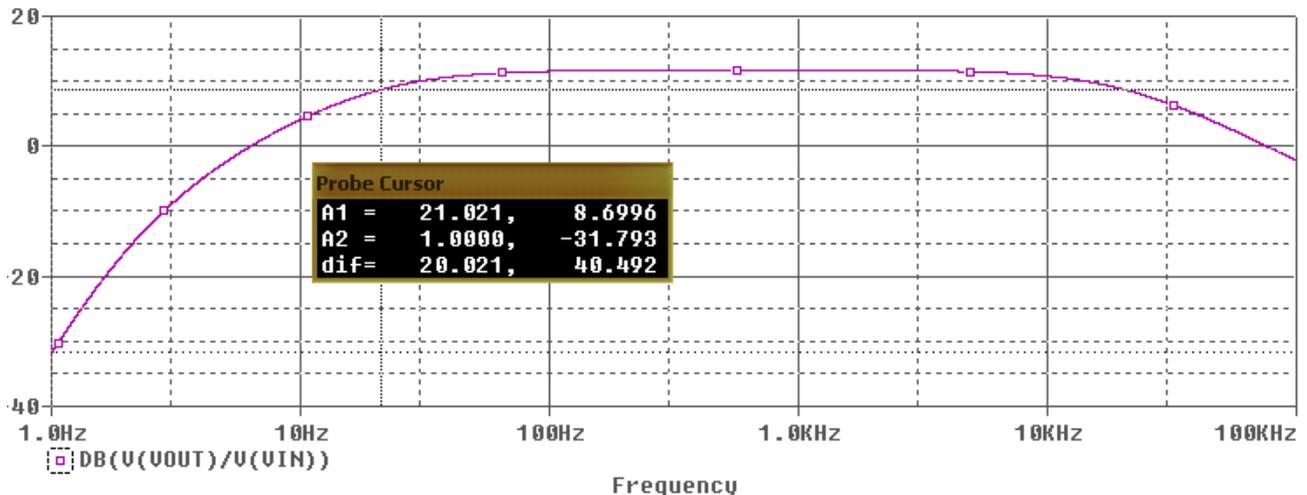


Figura 51: il limite di banda inferiore ricavato con SPICE è prossimo a quello fissato in fase di progetto

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:

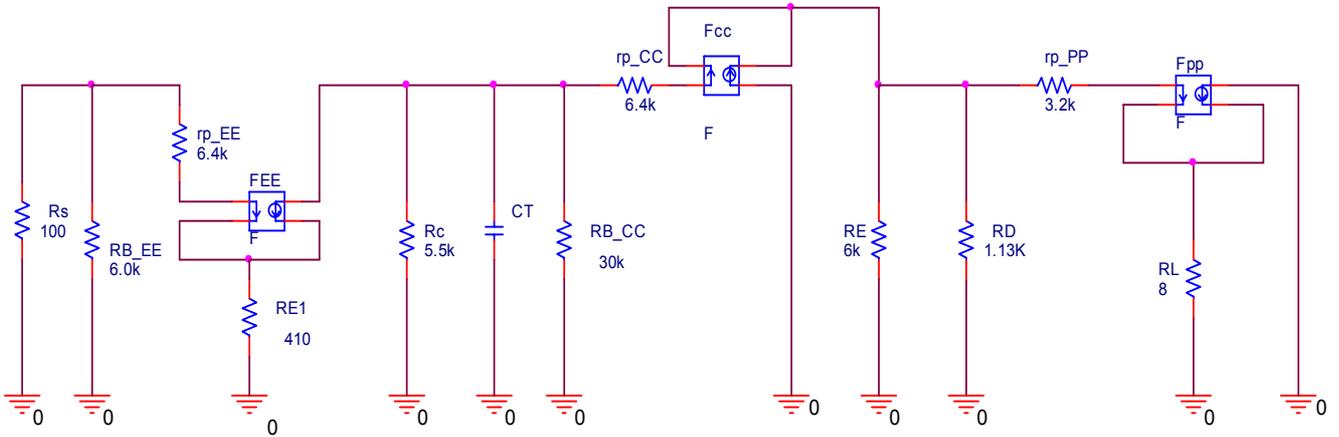


Figura 52: il condensatore C_T è posto tra la resistenza di uscita del primo stadio e quella di ingresso del secondo

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:

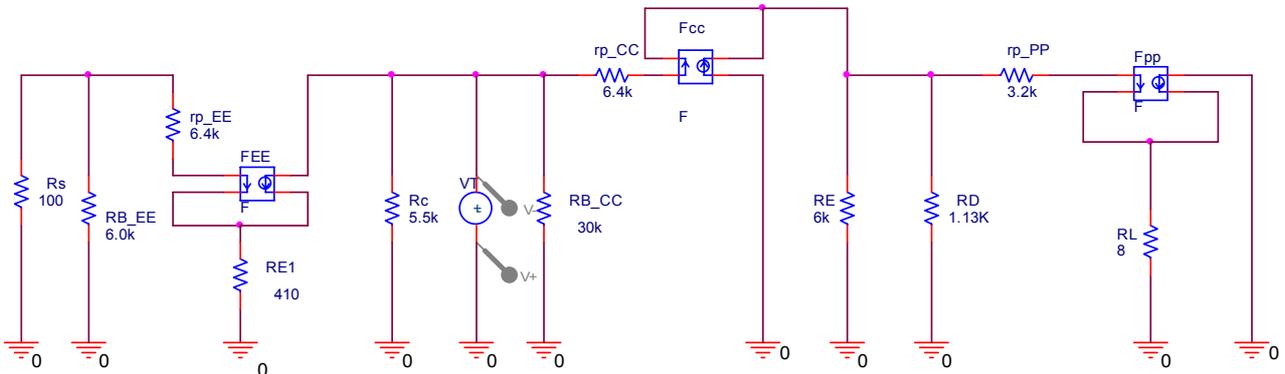


Figura 53: al condensatore è sostituito il generatore di prova

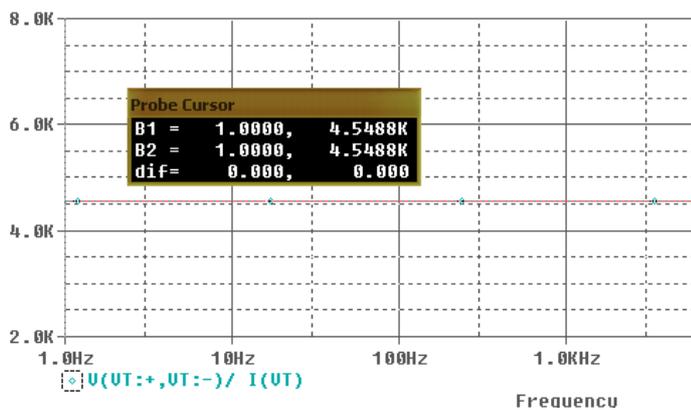


Figura 54: SPICE conferma il valore della resistenza trovata

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

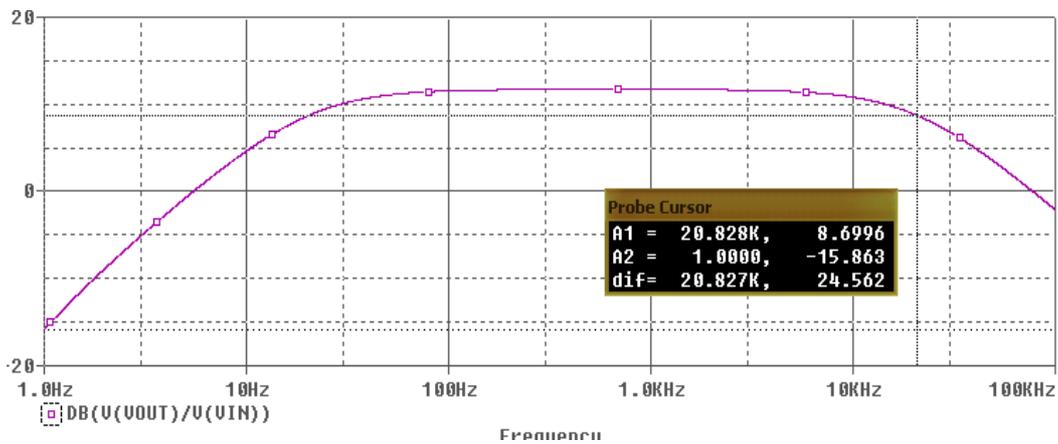


Figura 55: La simulazione con SPICE ha mostrato un valore che si discosta leggermente da quello fissato nelle specifiche progetto

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:

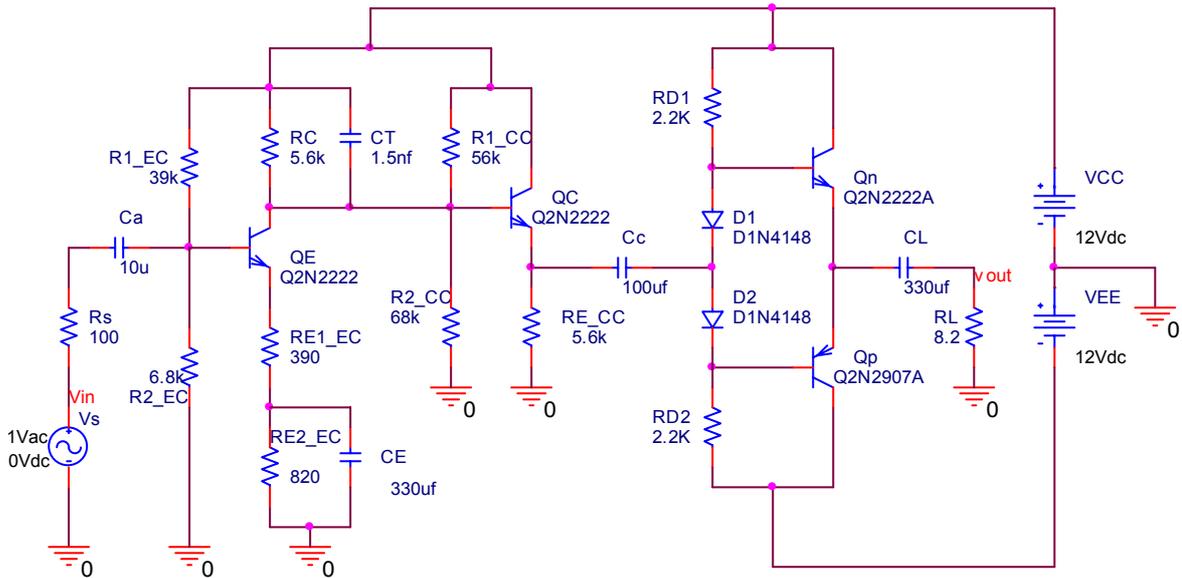


Figura 56: circuito con componenti reali

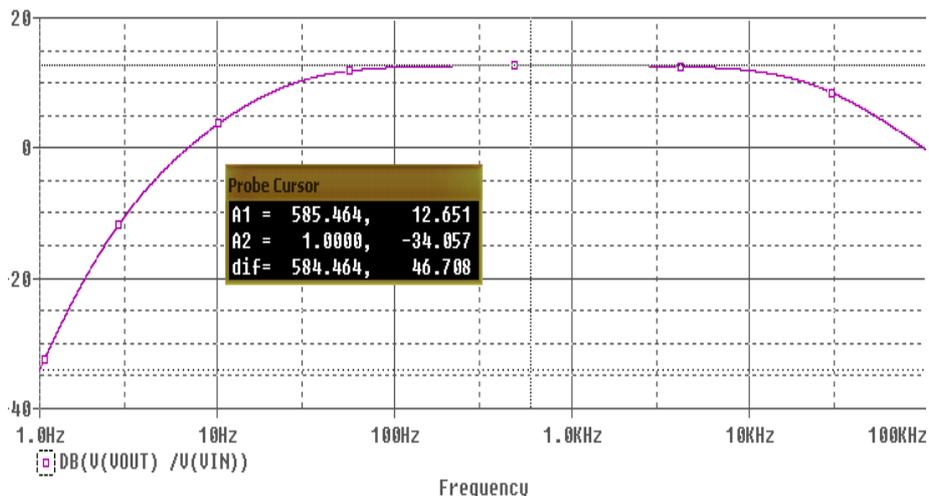


Figura 57: guadagno in decibel del circuito con componenti reali

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 μA μA
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

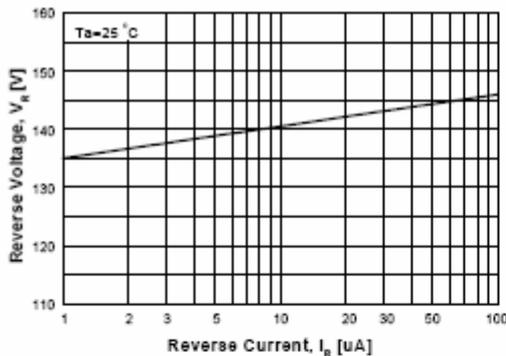


Figure 1. Reverse Voltage vs Reverse Current
BV - 1.0 to 100 μA

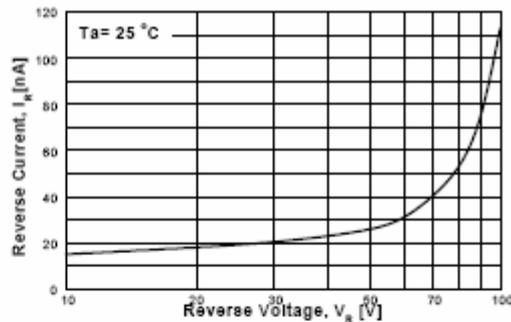


Figure 2. Reverse Current vs Reverse Voltage
IR - 10 to 100 V

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

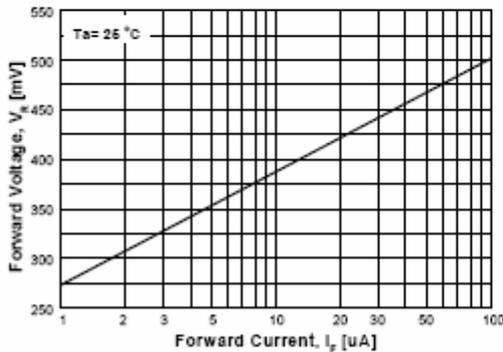


Figure 3. Forward Voltage vs Forward Current
VF - 1 to 100 μA

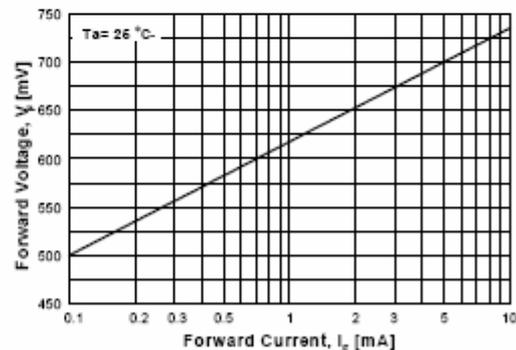


Figure 4. Forward Voltage vs Forward Current
VF - 0.1 to 10 mA

PNP General Purpose Amplifier

(continued)

PN2907A / MMBT2907A / PZT2907A

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

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
OFF CHARACTERISTICS					
$V_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage*	$I_C = 10\text{ mA}, I_E = 0$	60		V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 10\ \mu\text{A}, I_E = 0$	60		V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = 10\ \mu\text{A}, I_C = 0$	5.0		V
I_B	Base Cutoff Current	$V_{CB} = 30\text{ V}, V_{EB} = 0.5\text{ V}$		50	nA
I_{CEX}	Collector Cutoff Current	$V_{CE} = 30\text{ V}, V_{BE} = 0.5\text{ V}$		50	nA
I_{CBO}	Collector Cutoff Current	$V_{CB} = 50\text{ V}, I_E = 0$ $V_{CB} = 50\text{ V}, I_E = 0, T_A = 150^\circ\text{C}$		0.02 20	μA μA

ON CHARACTERISTICS

h_{FE}	DC Current Gain	$I_C = 0.1\text{ mA}, V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 1.0\text{ mA}, V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 10\text{ mA}, V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 150\text{ mA}, V_{CE} = 10\text{ V}^*$ $I_C = 500\text{ mA}, V_{CE} = 10\text{ V}^*$	75 100 100 100 50	300	
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage*	$I_C = 150\text{ mA}, I_B = 15\text{ mA}$ $I_C = 500\text{ mA}, I_B = 50\text{ mA}$		0.4 1.6	V V
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 150\text{ mA}, I_B = 15\text{ mA}^*$ $I_C = 500\text{ mA}, I_B = 50\text{ mA}$		1.3 2.6	V V

SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS

f_T	Current Gain - Bandwidth Product	$I_C = 50\text{ mA}, V_{CE} = 20\text{ V},$ $f = 100\text{ MHz}$	200		MHz
C_{obo}	Output Capacitance	$V_{CB} = 10\text{ V}, I_E = 0,$ $f = 100\text{ kHz}$		8.0	pF
C_{ibo}	Input Capacitance	$V_{EB} = 2.0\text{ V}, I_C = 0,$ $f = 100\text{ kHz}$		30	pF

SWITCHING CHARACTERISTICS

t_{on}	Turn-on Time	$V_{CC} = 30\text{ V}, I_C = 150\text{ mA},$ $I_{B1} = 15\text{ mA}$		45	ns
t_d	Delay Time			10	ns
t_r	Rise Time			40	ns
t_{off}	Turn-off Time	$V_{CC} = 6.0\text{ V}, I_C = 150\text{ mA}$ $I_{B1} = I_{B2} = 15\text{ mA}$		100	ns
t_s	Storage Time			80	ns
t_f	Fall Time			30	ns

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

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
OFF CHARACTERISTICS					
$V_{(BR)CEO}$	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	μA
		$V_{CB} = 60\text{ V}, I_E = 0, T_A = 150^\circ\text{C}$		10	μA
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	Ω

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*