



**UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI PADOVA**



DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA

**ANALISI DELLA DISTORSIONE ASSOCIATA ALLE CAPACITÀ
DI GIUNZIONE DEL BJT DI UNO STADIO AMPLIFICATORE
ELEMENTARE**

Relatore: Prof. ROSSETTO LEOPOLDO

Laureando: VARDABASSO MATTEO

ANNO ACCADEMICO 2021/2022

23/09/2022

Indice

Introduzione	5
1 La non linearità associata alle capacità di giunzione	6
1.1 Analisi delle capacità interne	6
1.1.1 Capacità base-collettore	7
1.1.2 Capacità base-emettitore	7
1.2 Modello in alta frequenza del BJT	8
1.2.1 La frequenza a guadagno unitario del BJT	11
2 Risposta in frequenza di uno stadio amplificatore a emettitore comune in diversi punti di polarizzazione	13
3 Valutazione della distorsione causata dalle capacità parassite di uno stadio ad emettitore comune	18
3.1 Polarizzazione dello stadio amplificatore ad emettitore comune	19
3.2 Simulazione su LTspice di uno stadio ad emettitore comune alla frequenza di taglio	20
3.2.1 Risultati e grafici ottenuti	25
4 Tecniche e accorgimenti per minimizzare la non linearità associata alle capacità di giunzione	32
4.1 Lo stadio cascode	32
4.2 Studio dell'impedenza di uscita di un amplificatore a emettitore comune .	34
4.2.1 Topologia feedforward	36
4.2.2 Topologia feedback	37
Conclusioni	40

Introduzione

Questo elaborato affronta il tema della distorsione introdotta dagli amplificatori a BJT, in particolare quella associata alla non linearità delle capacità di giunzione. Il transistor bipolare a giunzione (BJT) è probabilmente il dispositivo che ha influenzato maggiormente la tecnologia e, in modo più o meno diretto, la storia del nostro secolo. Dalla sua invenzione, che risale al 1948 presso i laboratori Bell, si sono susseguite molte versioni che, con le loro migliorie, hanno portato ad una continua crescita delle prestazioni rispetto al primo prototipo. Il transistor aveva ed ha tuttora, rispetto ai dispositivi amplificatori a lui antecedenti (le valvole), un certo numero di vantaggi quali il rendimento, l'affidabilità, il costo e le dimensioni. Tuttavia, al giorno d'oggi c'è bisogno di applicazioni sempre più performanti che necessitano di prestazioni elevate di questi dispositivi. Pertanto è importante individuare e superare i limiti che tali tecnologie portano con sé. Il mio interesse si è quindi focalizzato sulla distorsione introdotta alle alte frequenze dalle capacità parassite presenti nelle due giunzioni p-n che costituiscono il dispositivo. Ricorrendo ad un modello ai grandi segnali del BJT che mi permettesse di valutare unicamente la non linearità delle capacità parassite, ho effettuato uno studio nel programma di calcolo MATLAB per valutare la diversa risposta in frequenza che ha questo dispositivo in diversi punti di polarizzazione. In un secondo momento, ho esaminato la distorsione associata a queste due capacità determinando quale incidesse maggiormente tramite l'ausilio del programma di simulazione circuitale LTspice. Per concludere ho presentato alcune soluzioni circuitali che permettono di minimizzare questo fenomeno.

Capitolo 1

La non linearità associata alle capacità di giunzione

Questo paragrafo è dedicato a precisare alcuni limiti dei transistor a giunzione bipolare, componenti elettronici complessi sia per quanto riguarda i meccanismi fisici che li governano sia per i dettagli tecnologici con cui sono costruiti. Si vedrà infatti che una variazione di tensione tra due loro morsetti comporta inevitabilmente una variazione della carica su di essi accumulata, evidenziando un comportamento capacitivo che rende “lenta” la loro risposta. La presenza di queste capacità “nascoste” all’interno del transistor ha effetti sulla velocità di risposta dei circuiti elettronici in cui sono presenti. Di conseguenza il comportamento in frequenza dei transistor risulta non costante.

Gli effetti della non linearità si traducono nella distorsione di una forma d’onda di tensione o di corrente. Qualsiasi differenza tra la forma d’onda di uscita e quella di ingresso, ad eccezione di un coefficiente moltiplicativo che ne modifica unicamente l’ampiezza o di una traslazione nel tempo, è chiamata distorsione.

1.1 Analisi delle capacità interne

Le caratteristiche di un transistor bipolare denotano che, in presenza di grandi segnali, sono presenti fonti di significativa non linearità: si verificano diversi tipi di distorsione. Basti considerare solamente la non linearità della relazione esponenziale tra i_C e v_{BE} (1.1) dovuta alla giunzione p-n tra la base e l’emettitore.

$$i_C = I_S e^{\frac{q v_{BE}}{k T}} \quad (1.1)$$

Tuttavia, anche le impedenze tra base-collettore e base-emettitore provocano una distorsione rilevante, dove le capacità associate alle due giunzioni assumono valori variabili con l'intensità dei segnali e di conseguenza possono diventare una fonte di errore considerevole.

Definiamo ora queste due capacità.

1.1.1 Capacità base-collettore

Quando un transistor opera nella sua regione attiva, la giunzione base-collettore è polarizzata inversamente con una tensione V_{CB} . La carica immagazzinata nella regione di svuotamento è dunque descritta dall'equazione seguente:

$$Q_J = \alpha \sqrt{V_{0c} + V_{CB}} \quad (1.2)$$

in cui α è un valore che dipende dai valori del drogaggio della giunzione e V_{0c} è la tensione "built-in" della giunzione. Da quest'equazione possiamo definire la capacità di giunzione o svuotamento, C_μ come:

$$C_\mu = \frac{dQ_J}{dV_{CB}} = \frac{\alpha}{2\sqrt{V_{0c} + V_{CB}}} \quad (1.3)$$

La quale può essere calcolata tramite la seguente espressione:

$$C_\mu = \frac{C_{jc0}}{\left(1 + \frac{V_{CB}}{V_{0c}}\right)^m} \quad (1.4)$$

in cui $C_{jc0} = \frac{\alpha}{2\sqrt{V_{0c}}}$ è il valore di C_μ con tensione nulla ai capi della giunzione, mentre m definisce il coefficiente di gradualità del drogaggio; il cui valore varia tipicamente tra 0,2-0,5.

1.1.2 Capacità base-emettitore

Il funzionamento di un transistor nella sua regione attiva comporta ad un accumulo di carica nella regione di base. Per un transistor *npn*, la suddetta carica, Q_n , può essere espressa in funzione della corrente di collettore i_C :

$$Q_n = \tau_F i_C \quad (1.5)$$

dove τ_F (tempo di transito diretto nella base) rappresenta il tempo medio impiegato da un portatore di carica per attraversare la base. In presenza di grandi segnali viene applicata l'equazione (1.5), in cui Q_n dipende esponenzialmente da v_{BE} a causa della legge (1.1) che

lega i_C e v_{BE} . È evidente quindi che questo meccanismo di accumulo di carica definisce un effetto capacitivo non lineare. Tuttavia, per piccoli segnali, possiamo calcolare la capacità di diffusione come:

$$C_{de} \equiv \frac{dQ_n}{dv_{BE}} = \tau_F g_m = \tau_F \frac{I_C}{V_T} \quad (1.6)$$

Una variazione di v_{BE} modifica la carica accumulata nello strato svuotato base-emettitore, oltre che quella raccolta nella regione di base. Per una giunzione p-n polarizzata direttamente, nel nostro caso la giunzione base-emettitore, la capacità di strato svuotato è data approssimativamente da

$$C_{je} \simeq 2C_{je0} \quad (1.7)$$

dove C_{je0} è il valore di C_{je} con tensione nulla ai capi della giunzione. Dunque il valore totale della capacità C_π si può riassumere in

$$C_\pi = C_{de} + C_{je} \quad (1.8)$$

1.2 Modello in alta frequenza del BJT

Il modello ai piccoli segnali valido in alta frequenza del BJT comprende gli effetti capacitivi di C_π e C_μ . Le due capacità sono universalmente adottate per la loro sinteticità e permettono un'analisi semplificata del comportamento in frequenza della maggior parte dei circuiti reali. I valori dei parametri del modello possono essere determinati per un dato punto di polarizzazione oppure ottenuti mediante misure ai terminali riportate nei *data sheet* del BJT. Tuttavia, può accadere che in questi ultimi i valori delle capacità di giunzione (specialmente di C_π) non siano specificati, come vedremo nella prossima sezione. Per costruire il modello utile nella nostra analisi partiamo dal modello del trasporto di un transistor a giunzione bipolare (Figura 1.1).

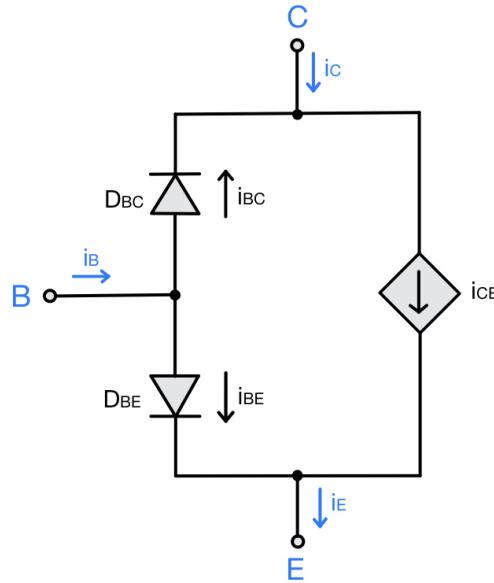


Figura 1.1: Modello del trasporto

Le correnti dei diodi base-emettitore (D_{BE}) e base-collettore (D_{BC}) sono date rispettivamente dalle equazioni:

$$I_{BE} = \frac{I_S}{\beta_F} (e^{\frac{v_{BE}}{n_F V_T}} - 1) \quad (1.9)$$

$$I_{BC} = \frac{I_S}{\beta_R} (e^{\frac{v_{BE}}{n_R V_T}} - 1) \quad (1.10)$$

dove n_F e n_R sono i coefficienti di emissione delle giunzioni p-n base-emettitore e base-collettore, β_F e β_R sono i guadagni di corrente in polarizzazione diretta e inversa del BJT. Mentre il valore del generatore di corrente pilotato i_{CE} in questo modello è definito come segue:

$$i_{CE} = I_S (e^{\frac{v_{BE}}{n_F V_T}} - e^{\frac{v_{BE}}{n_R V_T}}) \quad (1.11)$$

La corrente in esame, componente di corrente di i_C e i_E , nasce come risultato del trasporto dei portatori attraverso la base.

In questo modello è possibile inserire i vari elementi parassiti del primo ordine come le resistenze ohmiche delle tre regioni r_x , r_C e r_E , e le capacità non lineari C_π e C_μ analizzate in precedenza che modellano il funzionamento dinamico del BJT, quando opera in zona attiva diretta. Questo modello è utilizzato per l'analisi ai grandi segnali dai software SPICE ed è descritto dalla figura 1.2.

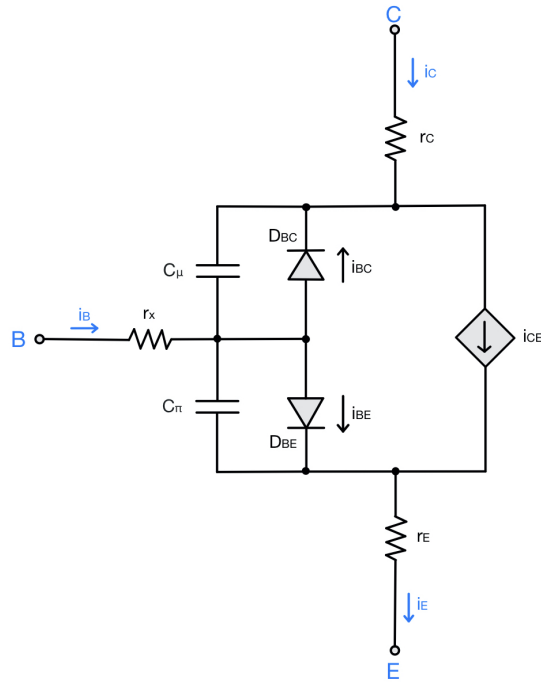


Figura 1.2: Modello SPICE per grandi segnali del BJT

Per analizzare la distorsione associata alle capacità di giunzione in zona attiva diretta, consideriamo un modello semplificato, trascurando le tre resistenze ohmiche delle regioni e la non linearità della caratteristica esponenziale associata alle giunzioni p-n. A tal fine sostituiamo il diodo D_{BE} con un modello lineare costituito da un generatore di tensione V_{BE} e una resistenza r_{π} . Invece sostituiamo il diodo D_{BC} con un circuito aperto. Inoltre definiamo i_{CE} come segue:

$$i_{CE} \simeq \beta_F i_{BE} \quad (1.12)$$

Pertanto il modello è rappresentato dalla seguente figura:

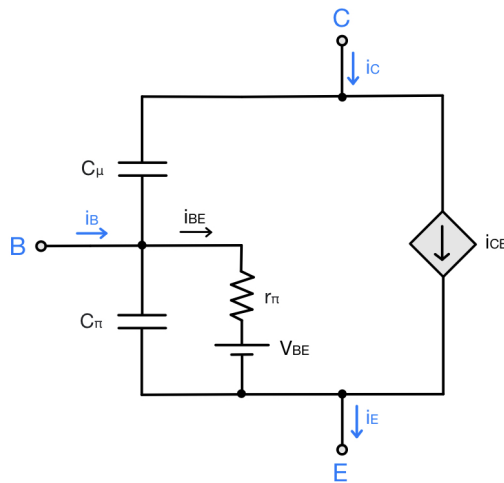


Figura 1.3

Per quanto riguarda invece l'analisi ai piccoli segnali, il modello che studiamo è equivalente al modello a π -ibrido, senza considerare l'effetto Early (Figura 1.4a). Implementiamo questo modello con due condensatori rappresentanti gli effetti capacitivi sia tra base ed emettitore C_π che tra base e collettore C_μ (Figura 1.4b).

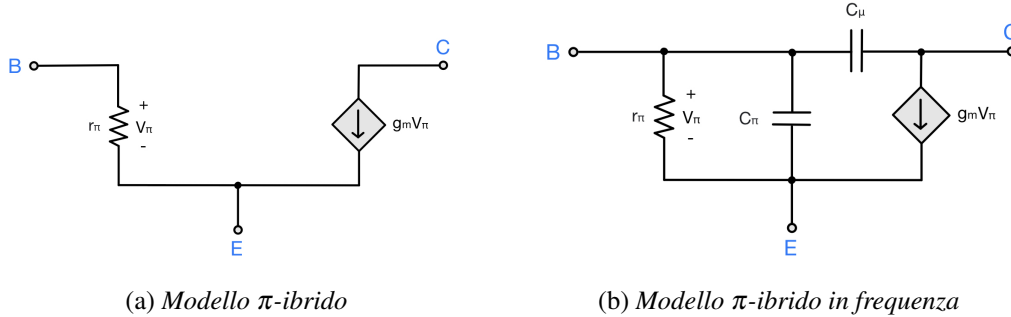


Figura 1.4

Prima di concludere questo paragrafo è doveroso precisare che i programmi di simulazione circuitale, quando è richiesta un'analisi dettagliata della risposta in frequenza, tengono conto di altri accoppiamenti capacitivi parassiti tra i morsetti. Queste capacità sono più complesse di quelle sinteticamente riassunte in questo paragrafo e generalmente sono legate alla specifica struttura del dispositivo, alla tecnologia con cui è realizzato ed al contenitore entro cui è inserito.

1.2.1 La frequenza a guadagno unitario del BJT

È utile determinare i valori di C_π e C_μ , quando non sono presenti nei *data sheet* di un BJT, analizzando l'andamento del guadagno di corrente β in funzione della frequenza. Per questo scopo prendiamo in considerazione il circuito di figura 1.5 nel quale il collettore è cortocircuitato con l'emettitore, da cui otteniamo:

$$\beta \equiv \frac{I_c}{I_b} = \frac{g_m - sC_\mu}{1/r_\pi + s(C_\pi + C_\mu)} \quad (1.13)$$

La precedente equazione (1.13) può essere approssimata a

$$\beta \simeq \frac{g_m r_\pi}{1 + s(C_\pi + C_\mu)r_\pi} = \frac{\beta_0}{1 + s(C_\pi + C_\mu)r_\pi} \quad (1.14)$$

dove β_0 è il guadagno di corrente in continua e il termine sC_μ al numeratore viene trascurato poiché vale $\omega C_\mu \ll g_m$ alle frequenze per cui questo modello è applicabile. Possiamo quindi notare che β è descritto da una risposta in frequenza a polo singolo con una

pulsazione di taglio calcolata tramite la seguente espressione:

$$\omega_{\beta} = \frac{1}{(C_{\pi} + C_{\mu}) r_{\pi}} \quad (1.15)$$

Ora possiamo definire la *larghezza di banda a guadagno unitario* ω_T come:

$$\omega_T = \beta_0 \omega_{\beta} = \frac{g_m}{C_{\pi} + C_{\mu}} \quad (1.16)$$

Pertanto possiamo definire la *frequenza di transizione* f_T come:

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{\pi} + C_{\mu})} \quad (1.17)$$

Tale valore è generalmente riportato nei *data sheet* dei transistor in funzione di I_C e V_{CE} siccome, come visto in precedenza, g_m e C_{π} sono direttamente proporzionali a I_C e C_{μ} dipende da V_{CE} . Di conseguenza f_T decresce per bassi valori della corrente I_C , mentre per quelle alte quest'ultima diminuisce a causa della riduzione di β_0 . A correnti intermedie, dove il valore di f_T si può considerare costante, la capacità che domina è quella di diffusione della giunzione base-emettitore ($C_{de} \ll C_{\mu}$). Possiamo dedurre così che:

$$f_T \simeq \frac{g_m}{2\pi C_{de}} = \frac{1}{2\pi \tau_F} \quad (1.18)$$

Le equazioni fin qui riportate possono essere usate per determinare i valori delle due capacità parassite C_{μ} e C_{π} . La prima viene misurata alla tensione di polarizzazione inversa V_{CB} , mentre la seconda viene dedotta dalla formula:

$$C_{\pi} = \frac{g_m}{2\pi f_T} - C_{\mu} \quad (1.19)$$

Per concludere questo paragrafo dovremmo precisare che il modello per grandi segnali (Figura 1.3) e quello per i piccoli segnali (Figura 1.4b) sono validi fino a certe frequenze, tipicamente $0,2 f_T$. Oltrepassando questo limite dovremmo introdurre modelli differenti con ulteriori elementi parassiti che non riguardano lo scopo di questa tesi.

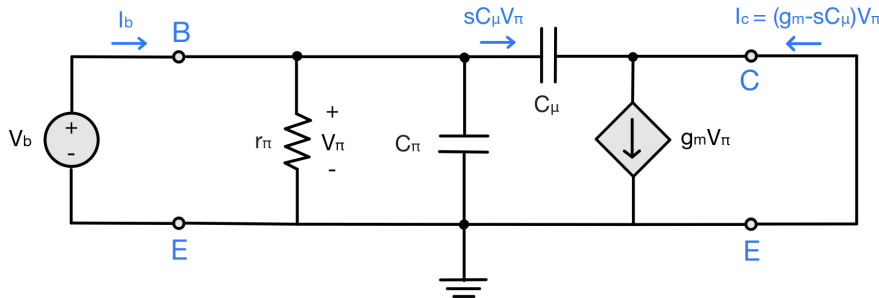


Figura 1.5

Capitolo 2

Risposta in frequenza di uno stadio amplificatore a emettitore comune in diversi punti di polarizzazione

Un primo approccio per verificare la presenza degli effetti capacitivi presenti in un transistor è studiarne la risposta in frequenza in diversi punti di polarizzazione. Come visto nel capitolo precedente, ci si aspetterebbe di ottenere diverse risposte in frequenza per ciascun punto di polarizzazione, considerando che i valori delle capacità C_π e C_μ dipendono rispettivamente da I_C e V_{CB} . Per effettuare questo studio utilizziamo il software MATLAB e svolgiamo un'analisi ai piccoli segnali di un amplificatore a emettitore comune nei tre punti di polarizzazione nei quali la tensione tra collettore ed emettitore è rispettivamente:

1. $V_{CE} = 20\%V_{CC}$,
2. $V_{CE} = 50\%V_{CC}$,
3. $V_{CE} = 80\%V_{CC}$.

dove V_{CC} è la tensione di alimentazione.

Prendiamo in considerazione uno stadio amplificatore a emettitore comune come quello in figura 2.1.

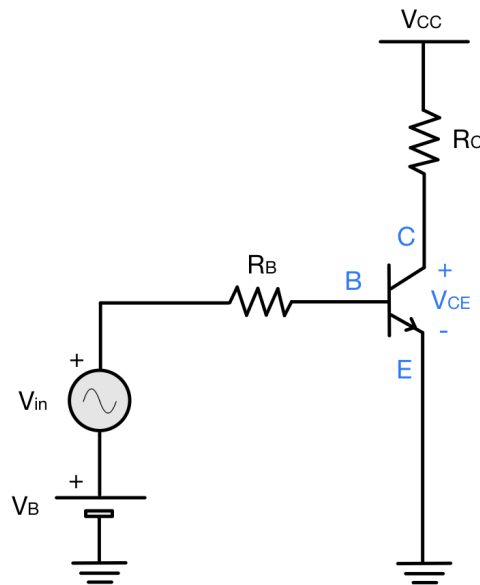


Figura 2.1: Amplificatore ad emettitore comune

Abbiamo utilizzato un transistor *npn* con le seguenti specifiche:

- Guadagno di corrente in continua: $\beta_0 = 300$;
- Frequenza di transizione: $f_T = 250\text{MHz}$;
- Capacità built-in base-emettitore: $C_{je0} = 25\text{pF}$;
- Capacità built-in base-collettore: $C_{jc0} = 8\text{pF}$;
- Tensione della giunzione base-collettore a riposo: $V_{0c} = 0,75\text{V}$;
- Coefficiente di gradualità del drogaggio: $m = 0,33$;

ed abbiamo assunto $V_{CC} = 20\text{V}$, $R_C = 2\text{k}\Omega$, $R_B = 10\text{k}\Omega$.

È ora possibile eseguire i calcoli per le correnti di polarizzazione che divengono:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \quad (2.1)$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_0} \quad (2.2)$$

Successivamente costruiamo il modello ai piccoli segnali (Figura 2.2a) utilizzando il modello in frequenza del BJT descritto nel paragrafo 1.2 (Figura 1.4b). Avvalendoci del software MATLAB calcoliamo la transconduttanza g_m , la resistenza r_π e le capacità C_π e

C_μ nei tre casi presi in esame, tramite le formule:

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad (2.3)$$

$$r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m} \quad (2.4)$$

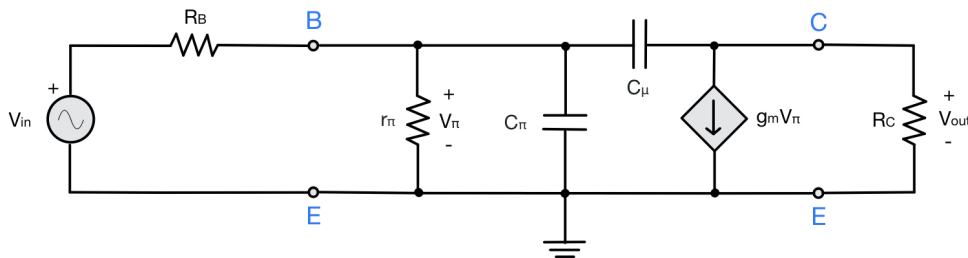
$$C_\pi = \tau_F \frac{I_C}{V_T} + 2C_{je0} \quad (2.5)$$

$$C_\mu = \frac{C_{jc0}}{\left(1 + \frac{V_{CB}}{V_{0c}}\right)^m} \quad (2.6)$$

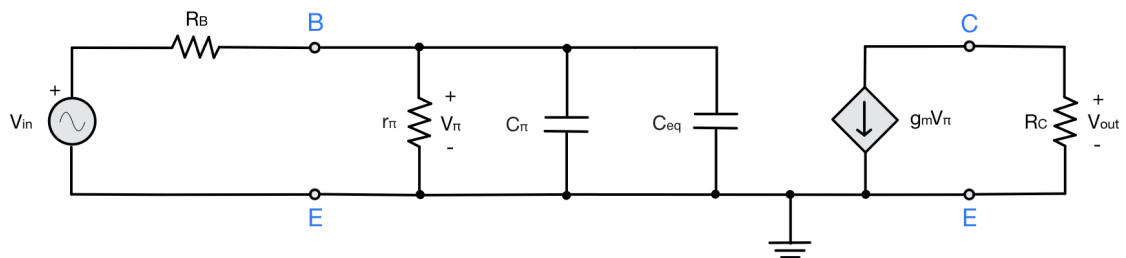
dove I_C è la corrente di polarizzazione che fluisce al collettore, V_T è la tensione termica (a la temperatura ambiente 300K vale circa 25mV), β_0 è il guadagno di corrente in continua e $\tau_F = \frac{1}{2\pi f_T}$ dall'equazione (1.18) che rappresenta il tempo medio impiegato da un portatore di carica per attraversare la base. In un secondo momento, per semplificare l'analisi circuitale, scomponiamo la capacità C_μ tramite il teorema di Miller (Figura 2.2b), trascurando l'effetto della capacità equivalente nello stadio di uscita in quanto non rilevante alle frequenze in analisi siccome in ogni punto di polarizzazione vale:

$$\frac{1}{2\pi C_\mu R_C} \gg freq_h \quad (2.7)$$

in cui $freq_h$ è la frequenza di taglio dell'amplificatore.



(a) Modello ai piccoli segnali



(b) Modello ai piccoli segnali con applicazione approssimata del teorema di Miller

Figura 2.2

Il valore della capacità C_{eq} , capacità equivalente in ingresso secondo il teorema di Miller, è

$$C_{eq} = C_{\mu}(1 + g_m R_C) \quad (2.8)$$

Di conseguenza lo stadio di ingresso può essere descritto da una rete RC (Figura 2.3) in cui la capacità C_{tot} è data dalla somma:

$$C_{tot} = C_{\pi} + C_{eq} \quad (2.9)$$

inoltre utilizzando il teorema di Thevenin calcoliamo la resistenza R_S e la tensione V_S :

$$R_S = R_B // r_{\pi} = \frac{R_B r_{\pi}}{R_B + r_{\pi}} \quad (2.10)$$

$$V_S = V_{in} \frac{r_{\pi}}{R_B + r_{\pi}} \quad (2.11)$$

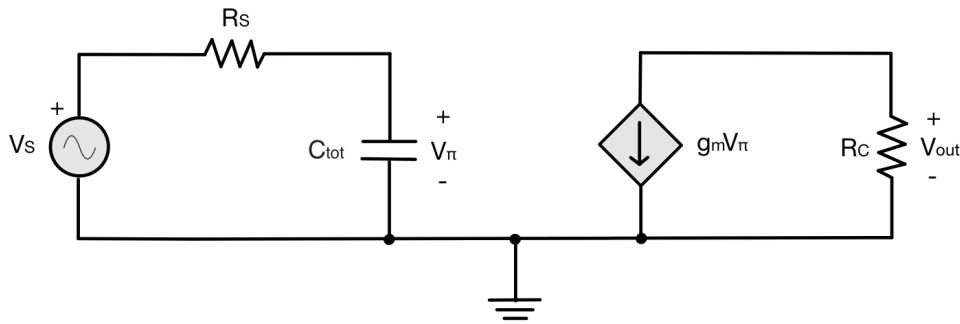


Figura 2.3

Ora possiamo calcolare l'amplificazione $\frac{V_{out}}{V_{in}}$ (2.12) e disegnare il diagramma di Bode del modulo e della fase (Figura 2.4).

$$\frac{V_{out}}{V_{in}}(j\omega) = -\frac{r_{\pi}}{r_{\pi} + R_B} \frac{g_m R_C}{1 + j\omega R_S C_{tot}} \quad (2.12)$$

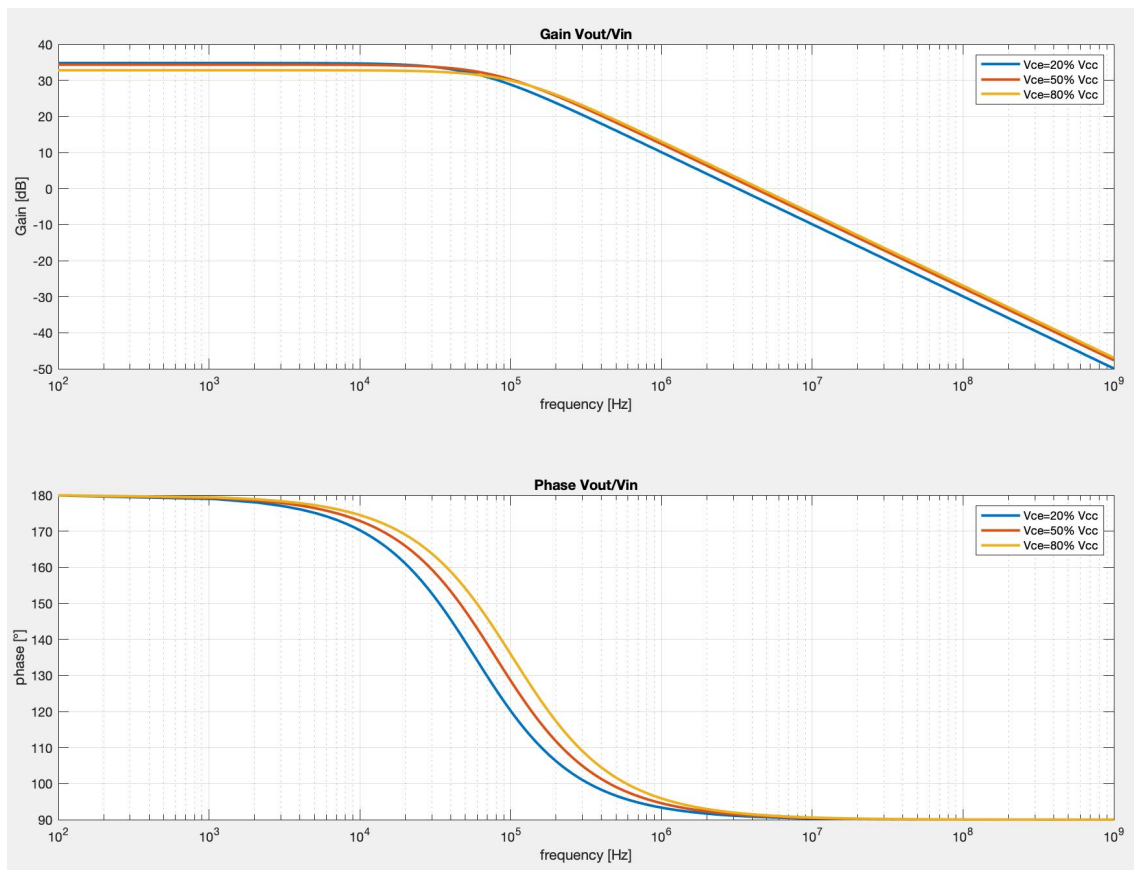


Figura 2.4

Infine in una tabella (Figura 2.5) riportiamo i valori dei parametri e quelli delle diverse frequenze di taglio ($freq_h$) nei tre punti di polarizzazione.

$$freq_h = \frac{1}{2\pi C_{tot} R_S} \quad (2.13)$$

Polarizzazione	Val_Ic	Val_Rpi	Val_Cpi	Val_Cu	freq_h
"20%"	0.008	937.5	2.5372e-10	4.5789e-12	58230
"50%"	0.005	1500	1.7732e-10	3.3737e-12	79741
"80%"	0.002	3750	1.0093e-10	2.8845e-12	1.0323e+05

Figura 2.5

Come possiamo notare la risposta in frequenza differisce nei vari punti di polarizzazione: la frequenza di taglio è più bassa quando i valori delle due capacità sono più elevati poichè la tensione V_{CE} è bassa e la corrente I_C è alta. Come illustrato nella tabella, in presenza di una polarizzazione di V_{CE} al 20%, il valore della capacità C_π è maggiore essendo direttamente proporzionale a I_C . Allo stesso tempo, anche la tensione V_{CB} è bassa quindi C_μ assume un valore più elevato rispetto agli altri due casi (50% e 80%), considerando che il termine V_{CB} è al denominatore nell'equazione (1.4) che definisce C_μ .

Capitolo 3

Valutazione della distorsione causata dalle capacità parassite di uno stadio ad emettitore comune

Dopo aver verificato che la risposta in frequenza cambia in base allo stadio di polarizzazione imposto, valutiamo la distorsione introdotta dalle due capacità C_π e C_μ alla frequenza di taglio, frequenza per cui il segnale di uscita subisce un'attenuazione di 3dB. Per fare ciò realizziamo nel software LTspice lo stadio amplificatore ad emettitore comune studiato nel capitolo precedente con le medesime specifiche (Figura 2.1). Possiamo ricavare il tempo di transito diretto nella base τ_F , necessario per determinare la capacità C_π utilizzando la frequenza di transizione f_T dall'equazione (1.18) descritta nel paragrafo 1.2.1:

$$\tau_F = \frac{1}{2\pi f_T} \simeq 636,6ps \quad (3.1)$$

3.1 Polarizzazione dello stadio amplificatore ad emettitore comune

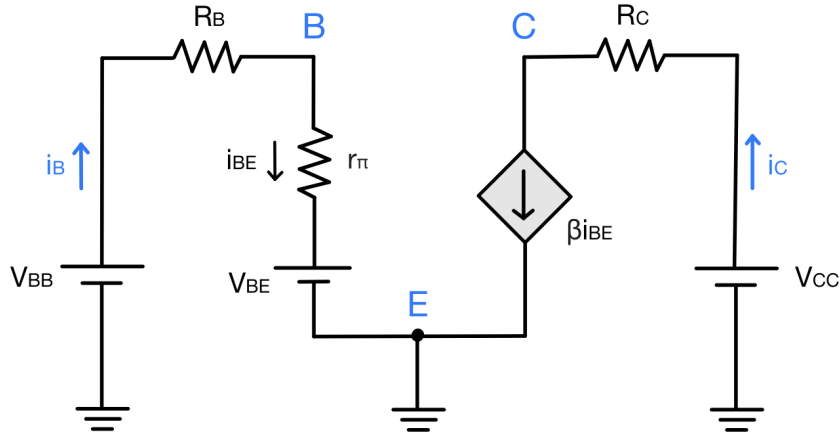


Figura 3.1: Circuito di polarizzazione di uno stadio amplificatore ad emettitore comune

Polarizziamo l'amplificatore in modo che la tensione V_{CE} sia uguale al 50% di V_{CC} . Di conseguenza imponiamo 10V ai capi della resistenza R_C siccome la tensione V_{CC} è pari a 20V. A partire da ciò è possibile ricavare la corrente di collettore I_C , data dalla seguente equazione:

$$I_C = \frac{V_{R_C}}{R_C} = \frac{10}{2 \cdot 10^3} A = 5mA \quad (3.2)$$

Ora possiamo dedurre che la corrente di base I_B vale:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_0} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{300} A \simeq 16,667\mu A \quad (3.3)$$

I_C mi permette inoltre di ricavare la resistenza r_π che è ottenuta da:

$$r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{\beta_0 V_T}{I_C} = \frac{300 \cdot 25 \cdot 10^{-3}}{5 \cdot 10^{-3}} = 1,5k\Omega \quad (3.4)$$

Quindi la tensione da imporre al generatore V_{BB} è:

$$V_{BB} = I_B(R_B + r_\pi) + V_{BE} = 16,667 \cdot 10^{-6}(10 \cdot 10^3 + 1,5 \cdot 10^3) + 0,75 \simeq 0,94167V \quad (3.5)$$

È ora possibile ricavare il valore della differenza di potenziale tra il collettore e la base:

$$V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} = V_{CE} - (I_B r_\pi + V_{BE}) = 10V - 0,775V = 9,225V \quad (3.6)$$

Nello studio della risposta in frequenza effettuato nel capitolo precedente abbiamo calcolato che nel punto di polarizzazione in esame (50%), la frequenza di taglio dell'amplificatore è circa 80kHz (Figura 2.5).

3.2 Simulazione su LTspice di uno stadio ad emettitore comune alla frequenza di taglio

Per valutare la distorsione associata alle capacità parassite costruiamo tre circuiti utilizzando tre diversi modelli ai grandi segnali del BJT. Descriviamo ora i tre modelli:

1. Il primo è il modello ideale dove non sono presenti le capacità.

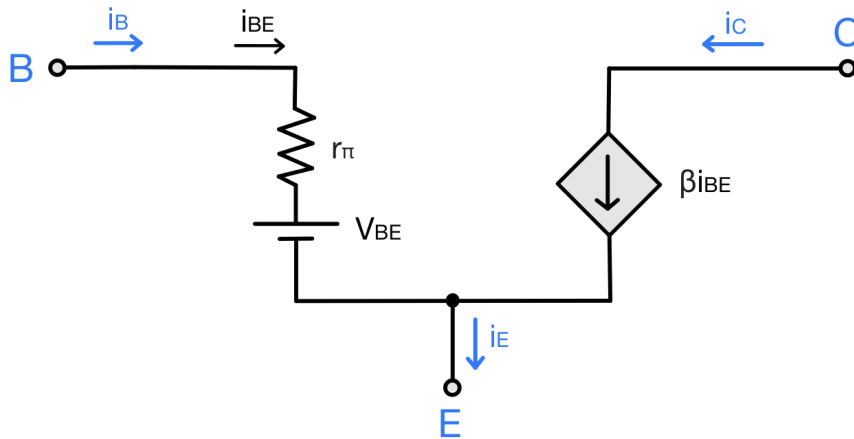


Figura 3.2: Modello ideale

2. Il secondo è il modello statico dove le capacità C_π e C_μ hanno un valore costante determinato dai valori della polarizzazione.

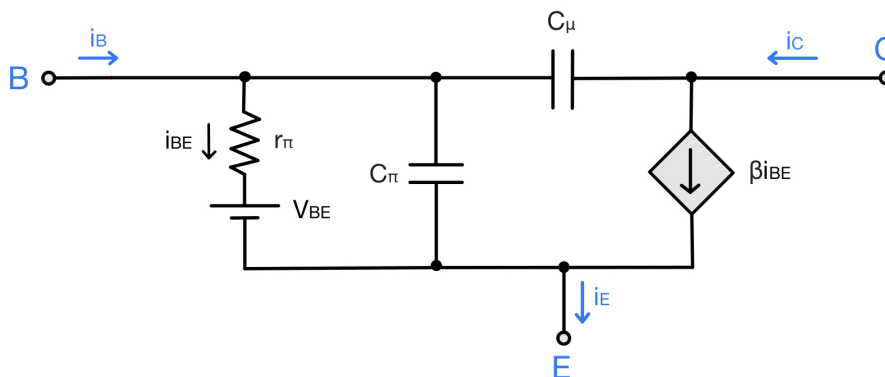


Figura 3.3: Modello statico dove C_π e C_μ sono costanti

3. Il terzo è il modello dinamico descritto nel paragrafo 1.2 dove le capacità C_π e C_μ variano rispettivamente secondo i valori che assumono I_C e V_{CB} .

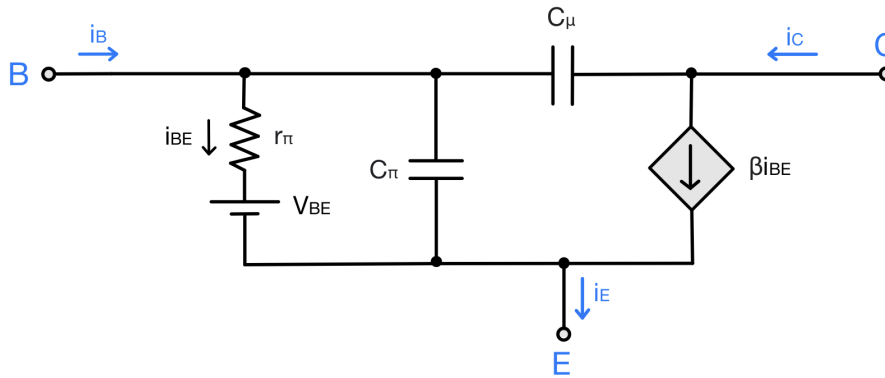


Figura 3.4: Modello dinamico dove C_π e C_μ sono espresse rispettivamente in funzione di I_C e V_{CB}

In questo modo possiamo confrontare i modelli in cui sono presenti le capacità parassite con il modello ideale dove esse sono assenti.

Possiamo ora rappresentare i circuiti equivalenti dell'amplificatore ad emettitore comune su LTspice utilizzando i tre modelli del BJT descritti in precedenza e un segnale di ingresso sinusoidale 80kHz (frequenza di taglio) con ampiezza 150mV.

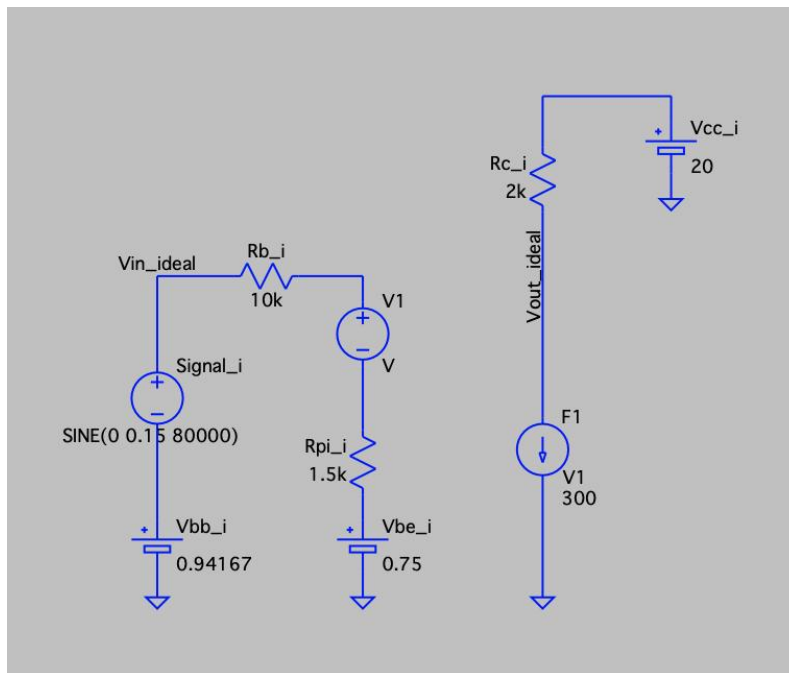


Figura 3.5: Modello ideale dell'amplificatore ad emettitore comune

Nella figura 3.5, il generatore di corrente pilotato F1 eroga β_0 volte la corrente che attraversa il generatore V1, il quale non introduce alcuna differenza di potenziale nel circuito ($V1 = 0V$) ma è unicamente utilizzato per misurare la corrente che lo attraversa.

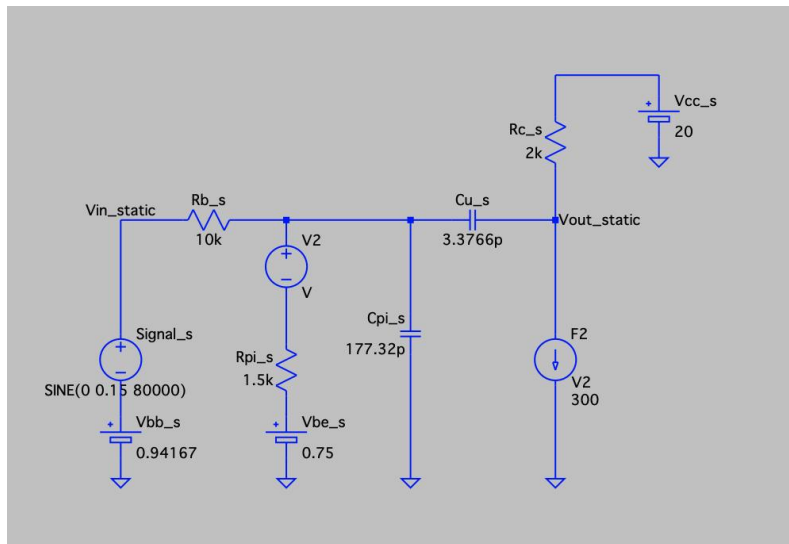


Figura 3.6: Modello a parametri costanti dell'amplificatore ad emettitore comune

Le due capacità della figura 3.6 sono state calcolate tramite le seguenti equazioni, utilizzando la corrente I_C e la tensione V_{CB} di polarizzazione:

$$C_{\pi} = \tau_F \frac{I_C}{V_T} + 2C_{je0} = 177,32 pF \quad (3.7)$$

$$C_{\mu} = \frac{C_{jc0}}{\left(1 + \frac{V_{CB}}{V_{0c}}\right)^m} = 3,3766 pF \quad (3.8)$$

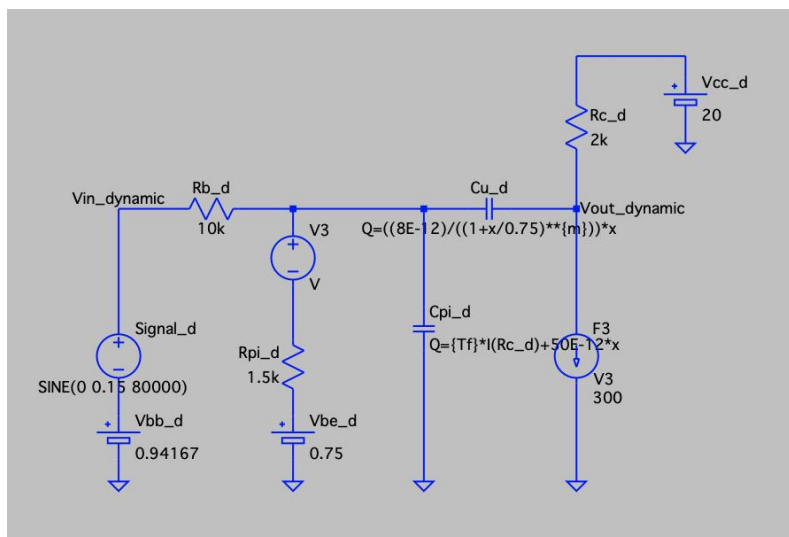


Figura 3.7: Modello a parametri variabili dell'amplificatore ad emettitore comune

In questo programma per costruire le capacità variabili, utilizzate nel circuito della figura 3.7, abbiamo inserito nelle specifiche del condensatore l'espressione della carica Q contenuta all'interno del condensatore con l'ausilio della variabile x (tensione ai capi di questo) : $Q = [C \cdot x]$. Per cui abbiamo definito la carica contenuta nella capacità C_{μ}

riprendendo l'equazione (1.4) e moltiplicandola per la tensione ai suoi capi ($V_{CB} = x$):

$$Q_{C_\mu} = \frac{C_{jc0}}{\left(1 + \frac{x}{V_{0c}}\right)^m} \cdot x = \frac{8 \cdot 10^{-12}}{\left(1 + \frac{x}{0,75}\right)^m} \cdot x \quad (3.9)$$

mentre la carica nella capacità C_π la abbiamo calcolata utilizzando l'espressione (1.8) nel modo seguente:

$$Q_{C_\pi} = \tau_F I_C + 2C_{je0} \cdot x = \tau_F I_C + 50 \cdot 10^{-12} \cdot x \quad (3.10)$$

Per verificare la corretta dipendenza della tensione ai capi abbiamo testato la capacità C_μ in un circuito semplice in cui iniettiamo una corrente continua i_C all'interno di questa (Figura 3.8).

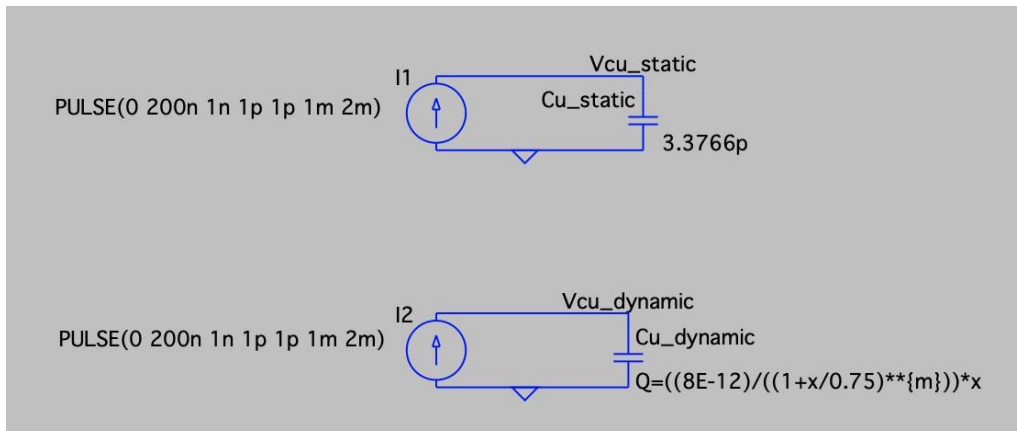


Figura 3.8

Nel primo circuito di figura la tensione ai capi del condensatore è data dall'integrale:

$$V_{cu_static} = \frac{1}{C_\mu} \int_0^t i_C(t) dt \quad (3.11)$$

Invece, la tensione ai capi del condensatore variabile (secondo circuito di figura) è data dall'integrale:

$$V_{cu_dynamic} = \int_0^t \frac{i_C(t)}{C_\mu(V_{cu_dynamic})} dt \quad (3.12)$$

Viene ora riportato il grafico dell'andamento di V_{cu_static} e $V_{cu_dynamic}$ nella figura 3.9. Possiamo notare come V_{cu_static} assuma la forma di una rampa essendo l'integrale della corrente continua i_C , mentre $V_{cu_dynamic}$ ha un andamento legato alla capacità variabile C_μ che è descritta da un'espressione radicale rispetto alla tensione ai suoi capi.

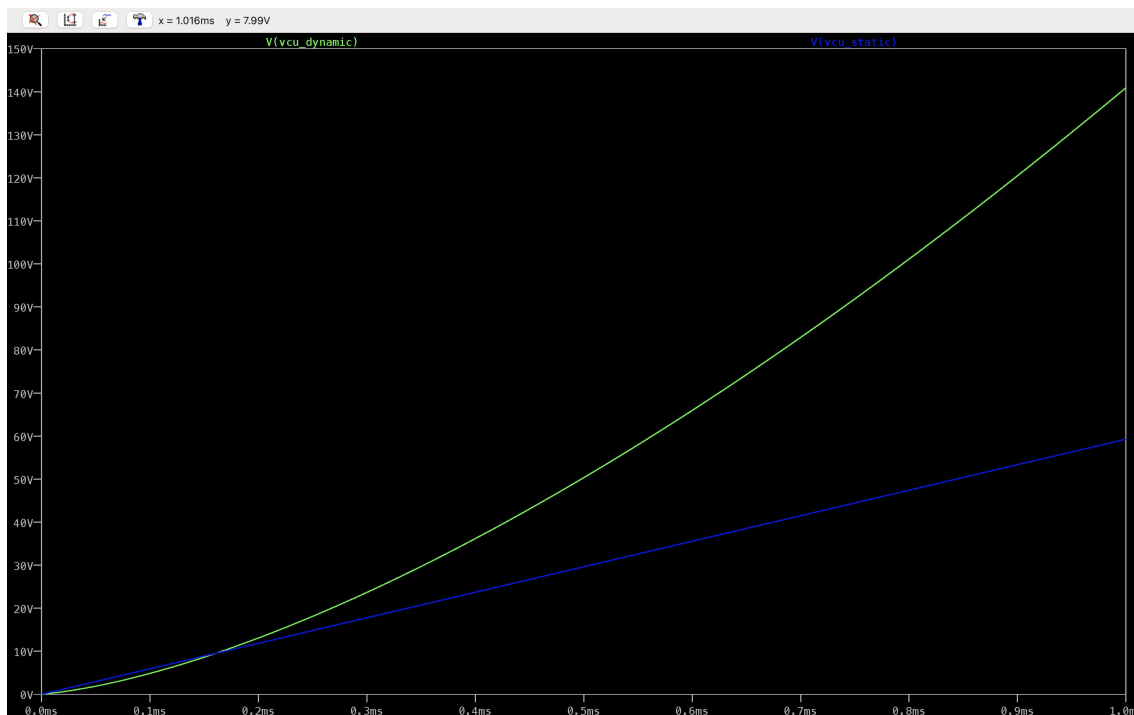


Figura 3.9: Andamento delle tensioni Vcu_static e Vcu_dynamic

Prima di avviare la simulazione dei circuiti amplificatori, impostiamo le direttive riportate nella figura 3.10:

```
.tran 0 300u 100u 100n
.options plotwinsize=0
.options numdgt=7
.four 80k 10 -1 V(Vin_static) V(Vout_ideal) V(Vout_static) V(Vout_dynamic)

.param Tf=636.6E-12
.param m=0.33
```

Figura 3.10: Direttive e parametri della simulazione

- la direttiva ".tran 0 300u 100u 100n" permette l'avvio della simulazione per $300\mu s$ trascurandone i primi 100 e impone un campionamento ad ogni $100ns$.
- la direttiva ".options plotwinsize=0" consente di disabilitare la compressione dei campioni in una finestra;
- la direttiva ".options numdgt=7" raddoppia la precisione di calcolo del simulatore;
- la direttiva ".four 80k 10 -1 V(Vin_static) V(Vout_ideal) V(Vout_static) V(Vout_dynamic)" calcola la THD (Total Harmonic Distortion) per i segnali contenuti in essa, specificando la componente fondamentale a $80kHz$;

Inoltre impostiamo i parametri $\tau_F = 636,6ps$ e $m = 0,33$ i quali ci permettono di calcolare i valori delle capacità.

3.2.1 Risultati e grafici ottenuti

Ora avviamo la simulazione su LTspice e visualizziamo le forme d'onda in uscita dei tre diversi circuiti. Si ottengono le seguenti sinusoidi:

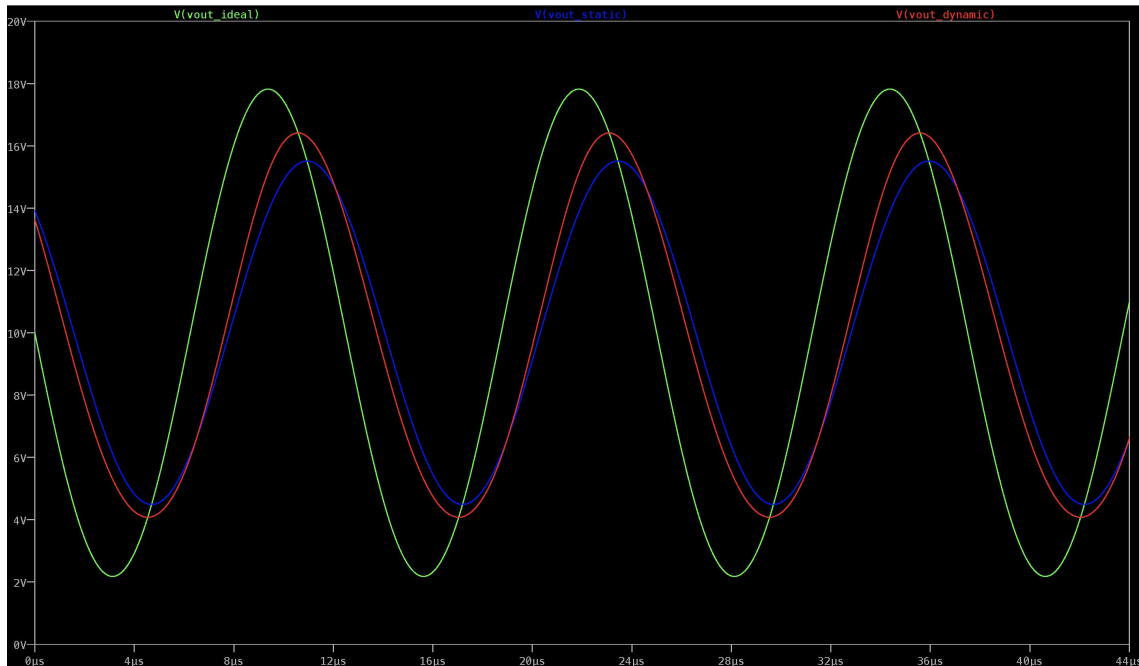


Figura 3.11: Tensioni d'uscita dei tre circuiti in esame

Per confrontare graficamente la distorsione associata a ciascun modello, rappresentiamo la FFT (Fast Fourier Transform) sia per le forme d'onda d'uscita V_{out_ideal} , V_{out_static} , $V_{out_dynamic}$, che per quella d'ingresso V_{in} (Figura 3.12). Abbiamo costruito la FFT tramite la *window function* "Flat Top" al fine di avere una precisione più accurata delle ampiezze delle componenti armoniche.

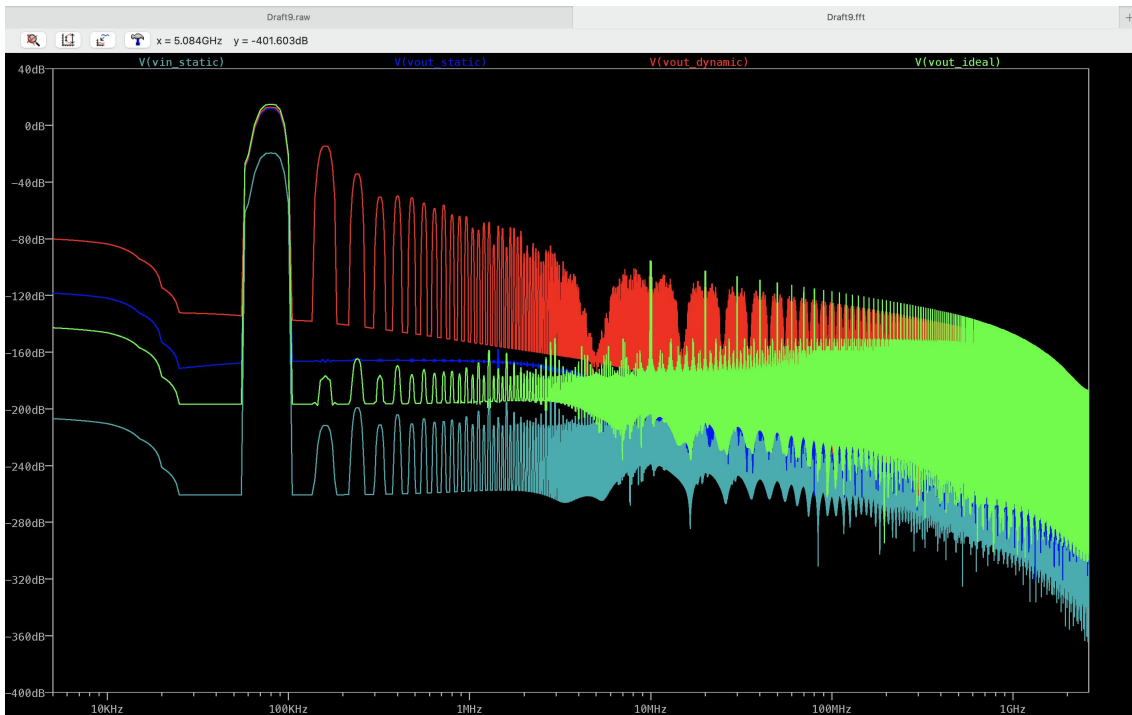


Figura 3.12: FFT dei segnali d'uscita dei tre circuiti in esame e del loro segnale d'ingresso

Possiamo notare come ci sia una differenza di circa $3dB$ tra la componente fondamentale di V_{out_ideal} e quella di V_{out_static} poiché l'analisi svolta avviene alla frequenza di taglio dell'amplificatore. Inoltre, emerge che le ampiezze delle armoniche successive alla componente fondamentale nel caso dello spettro in frequenza del segnale d'uscita $V_{out_dynamic}$ (traccia rossa) sono molto più rilevanti rispetto agli altri 2 segnali. Per quantificare la distorsione associata ai segnali calcoliamo la THD (Total Harmonic Distortion) che è definita come:

$$THD_F = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots + V_n^2}}{V_1} \quad (3.13)$$

dove V_n è la tensione efficace del n-esima armonica e V_1 è la tensione efficace della componente fondamentale.

Aperto SPICE error log (Figura 3.13) troviamo la THD calcolata per le prime dieci armoniche dei segnali V_{out_ideal} , V_{out_static} e $V_{out_dynamic}$.

N-Period=all
 Fourier components of V(vout_ideal)
 DC component:9.99983

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase [degree]	Normalized Phase [deg]
1	8.000e+4	7.819e+0	1.000e+0	-180.00°	0.00°
2	1.600e+5	1.495e-7	1.912e-8	-99.24°	80.76°
3	2.400e+5	1.509e-7	1.930e-8	-103.78°	76.22°
4	3.200e+5	1.528e-7	1.954e-8	-108.24°	71.76°
5	4.000e+5	1.552e-7	1.985e-8	-112.59°	67.41°
6	4.800e+5	1.581e-7	2.022e-8	-116.81°	63.19°
7	5.600e+5	1.614e-7	2.064e-8	-120.89°	59.11°
8	6.400e+5	1.651e-7	2.112e-8	-124.82°	55.18°
9	7.200e+5	1.691e-7	2.163e-8	-128.59°	51.41°
10	8.000e+5	1.735e-7	2.219e-8	-132.21°	47.79°

Total Harmonic Distortion: 0.000006%(0.009120%)

N-Period=all
 Fourier components of V(vout_static)
 DC component:9.99983

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase [degree]	Normalized Phase [deg]
1	8.000e+4	5.509e+0	1.000e+0	134.77°	0.00°
2	1.600e+5	4.803e-6	8.718e-7	98.25°	-36.52°
3	2.400e+5	4.956e-6	8.995e-7	94.78°	-39.99°
4	3.200e+5	4.999e-6	9.074e-7	92.43°	-42.34°
5	4.000e+5	5.000e-6	9.076e-7	90.65°	-44.13°
6	4.800e+5	4.980e-6	9.038e-7	89.18°	-45.59°
7	5.600e+5	4.945e-6	8.975e-7	87.91°	-46.86°
8	6.400e+5	4.899e-6	8.892e-7	86.76°	-48.01°
9	7.200e+5	4.844e-6	8.793e-7	85.69°	-49.09°
10	8.000e+5	4.781e-6	8.678e-7	84.67°	-50.10°

Total Harmonic Distortion: 0.000267%(0.009444%)

N-Period=all
 Fourier components of V(vout_dynamic)
 DC component:10.0097

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase [degree]	Normalized Phase [deg]
1	8.000e+4	6.176e+0	1.000e+0	142.16°	0.00°
2	1.600e+5	2.634e-1	4.265e-2	-133.55°	-275.71°
3	2.400e+5	2.755e-2	4.460e-3	45.81°	-96.35°
4	3.200e+5	4.186e-3	6.778e-4	20.54°	-121.62°
5	4.000e+5	4.541e-3	7.353e-4	136.24°	-5.92°
6	4.800e+5	3.989e-3	6.459e-4	-126.13°	-268.29°
7	5.600e+5	2.529e-3	4.095e-4	-9.79°	-151.95°
8	6.400e+5	1.615e-3	2.615e-4	61.06°	-81.10°
9	7.200e+5	2.154e-3	3.488e-4	170.48°	28.32°
10	8.000e+5	9.550e-4	1.546e-4	-68.21°	-210.37°

Total Harmonic Distortion: 4.290195%(4.290307%)

Figura 3.13: THD calcolato per le prime dieci armoniche e per tutte le armoniche dei segnali d'uscita determinati da un segnale d'ingresso sinusoidale di ampiezza 150mV

Si delinea come la distorsione è praticamente nulla nei primi due segnali, mentre nel circuito "dynamic" le capacità non lineari introducono una distorsione prossima al 4,3%.

Con una successiva simulazione, aumentiamo l'ampiezza del segnale di ingresso di 40mV e conseguentemente si incrementano quelle dei segnali di uscita per cui anche la THD di Vout_dynamic cresce fino a raggiungere un valore intorno al 6,25%. Per quanto riguarda invece gli altri due segnali, la THD rimane praticamente nulla non essendoci componenti variabili che ne modificano i segnali (Figura 3.14).

N-Period=all

Fourier components of V(vout_ideal)

DC component:9.99983

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase [degree]	Normalized Phase [deg]
1	8.000e+4	9.905e+0	1.000e+0	-180.00°	0.00°
2	1.600e+5	1.894e-7	1.912e-8	-99.24°	80.76°
3	2.400e+5	1.911e-7	1.930e-8	-103.78°	76.22°
4	3.200e+5	1.936e-7	1.954e-8	-108.24°	71.76°
5	4.000e+5	1.966e-7	1.985e-8	-112.59°	67.41°
6	4.800e+5	2.003e-7	2.022e-8	-116.81°	63.19°
7	5.600e+5	2.045e-7	2.064e-8	-120.89°	59.11°
8	6.400e+5	2.091e-7	2.112e-8	-124.82°	55.18°
9	7.200e+5	2.143e-7	2.163e-8	-128.59°	51.41°
10	8.000e+5	2.197e-7	2.219e-8	-132.21°	47.79°

Total Harmonic Distortion: 0.000006%(0.009120%)

N-Period=all

Fourier components of V(vout_static)

DC component:9.99983

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase [degree]	Normalized Phase [deg]
1	8.000e+4	6.978e+0	1.000e+0	134.77°	0.00°
2	1.600e+5	6.084e-6	8.718e-7	98.25°	-36.52°
3	2.400e+5	6.277e-6	8.995e-7	94.78°	-39.99°
4	3.200e+5	6.332e-6	9.074e-7	92.43°	-42.34°
5	4.000e+5	6.334e-6	9.076e-7	90.65°	-44.13°
6	4.800e+5	6.307e-6	9.038e-7	89.18°	-45.59°
7	5.600e+5	6.263e-6	8.975e-7	87.91°	-46.86°
8	6.400e+5	6.205e-6	8.892e-7	86.76°	-48.01°
9	7.200e+5	6.136e-6	8.793e-7	85.69°	-49.09°
10	8.000e+5	6.056e-6	8.678e-7	84.67°	-50.10°

Total Harmonic Distortion: 0.000267%(0.009444%)

N-Period=all

Fourier components of V(vout_dynamic)

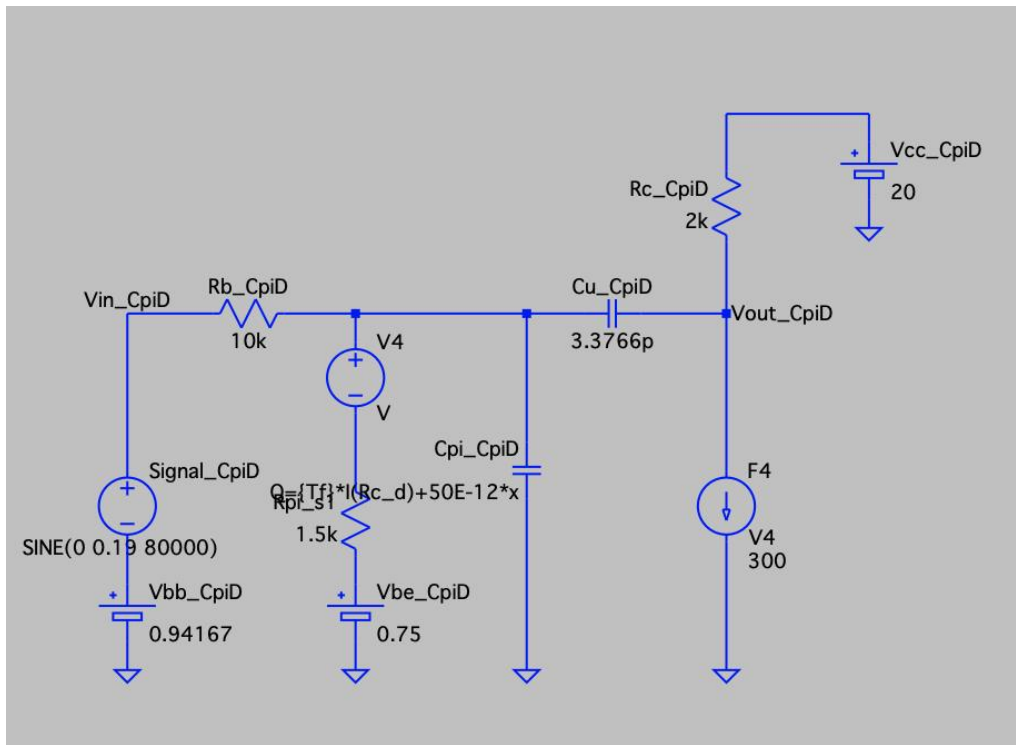
DC component:10.0036

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase [degree]	Normalized Phase [deg]
1	8.000e+4	7.791e+0	1.000e+0	142.16°	0.00°
2	1.600e+5	4.835e-1	6.205e-2	-133.68°	-275.84°
3	2.400e+5	5.454e-2	6.999e-3	43.97°	-98.19°
4	3.200e+5	8.790e-3	1.128e-3	-116.14°	-258.29°
5	4.000e+5	8.374e-3	1.075e-3	-167.16°	-309.32°
6	4.800e+5	2.001e-3	2.569e-4	-93.02°	-235.17°
7	5.600e+5	3.004e-3	3.855e-4	130.96°	-11.19°
8	6.400e+5	1.552e-3	1.992e-4	-149.44°	-291.60°
9	7.200e+5	1.551e-3	1.991e-4	70.41°	-71.75°
10	8.000e+5	1.953e-3	2.506e-4	112.22°	-29.93°

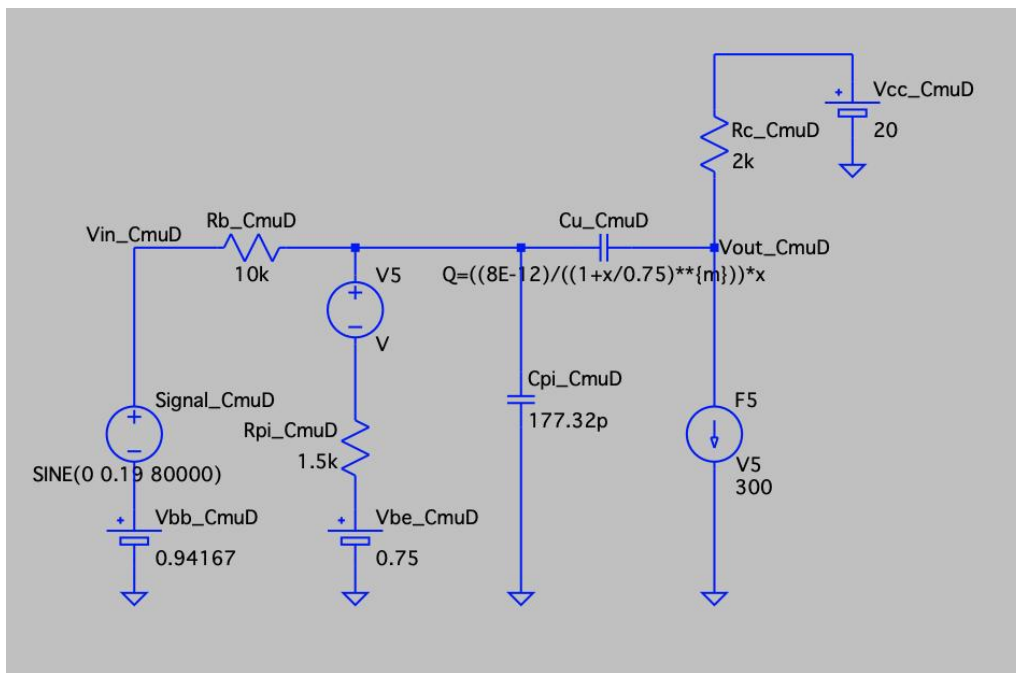
Total Harmonic Distortion: 6.246698%(6.246781%)

Figura 3.14: THD calcolato per le prime dieci armoniche e tra parentesi quello per tutte le armoniche dei segnali d'uscita determinati da un segnale d'ingresso sinusoidale di ampiezza 190mV

Ora verifichiamo quale delle due capacità introduca una maggiore distorsione. Costruiamo due circuiti mantenendo lo stesso segnale di ingresso con ampiezza 190mV: il primo in figura 3.15a con C_μ costante e C_π variabile, mentre il secondo in figura 3.15b con C_π costante e C_μ variabile.



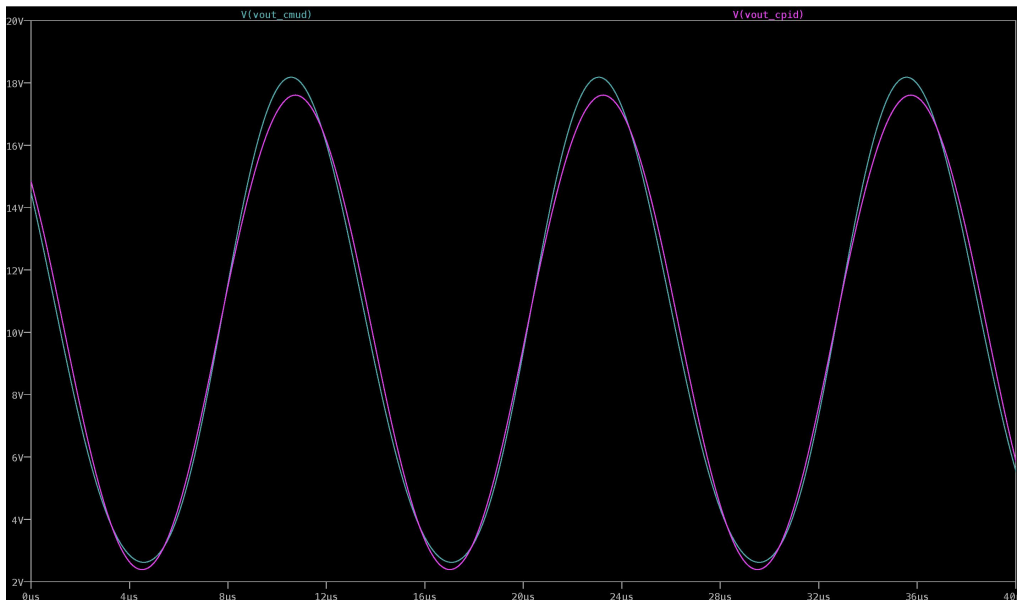
(a) Circuito con C_{π} variabile e C_{μ} costante



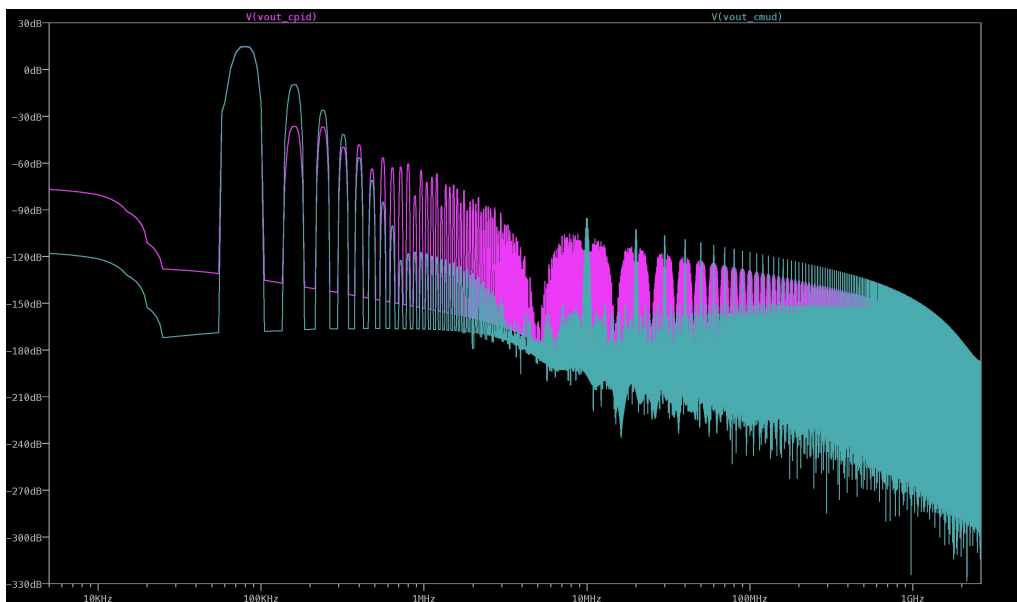
(b) Circuito con C_{π} costante e C_{μ} variabile

Figura 3.15

Rappresentiamo nella seguente figura 3.16 le forme d'onda d'uscita e la FFT di queste come fatto in precedenza: Vout_Cpid corrisponde al segnale d'uscita del circuito con C_{π} variabile, mentre Vout_CmuD quello con C_{μ} variabile.



(a) Segnali d'uscita dei due circuiti rispettivamente con C_{π} variabile e C_{μ} variabile



(b) FFT dei segnali d'uscita $V_{\text{out_Cpid}}$ e $V_{\text{out_Cmud}}$

Figura 3.16

Valutiamo la distorsione associata ai due segnali aprendo LTspice Error Log dove sono calcolate le THD per le prime dieci armoniche e tra parentesi quelle per tutte le armoniche:

N-Period=all

Fourier components of V(vout_cpid)

DC component:9.99559

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase [degree]	Normalized Phase [deg]
1	8.000e+4	7.624e+0	1.000e+0	140.50°	0.00°
2	1.600e+5	2.123e-2	2.785e-3	-71.77°	-212.27°
3	2.400e+5	2.029e-2	2.662e-3	88.47°	-52.02°
4	3.200e+5	4.490e-3	5.889e-4	-51.08°	-191.58°
5	4.000e+5	5.381e-3	7.058e-4	22.10°	-118.40°
6	4.800e+5	9.063e-4	1.189e-4	71.25°	-69.25°
7	5.600e+5	2.057e-3	2.698e-4	-49.35°	-189.85°
8	6.400e+5	9.700e-4	1.272e-4	20.22°	-120.28°
9	7.200e+5	1.042e-3	1.367e-4	-119.42°	-259.91°
10	8.000e+5	1.296e-3	1.700e-4	-65.07°	-205.56°

Total Harmonic Distortion: 0.397957%(0.398645%)

N-Period=all

Fourier components of V(vout_cmud)

DC component:9.99981

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase [degree]	Normalized Phase [deg]
1	8.000e+4	7.836e+0	1.000e+0	142.54°	0.00°
2	1.600e+5	4.621e-1	5.897e-2	-133.24°	-275.78°
3	2.400e+5	6.997e-2	8.928e-3	60.84°	-81.70°
4	3.200e+5	1.164e-2	1.486e-3	-94.67°	-237.21°
5	4.000e+5	2.093e-3	2.671e-4	116.58°	-25.96°
6	4.800e+5	3.947e-4	5.037e-5	-28.17°	-170.71°
7	5.600e+5	7.723e-5	9.855e-6	-176.78°	-319.32°
8	6.400e+5	1.705e-5	2.176e-6	52.59°	-89.95°
9	7.200e+5	3.582e-6	4.570e-7	87.00°	-55.54°
10	8.000e+5	3.331e-6	4.250e-7	68.19°	-74.35°

Total Harmonic Distortion: 5.966086%(5.966094%)

Figura 3.17: THD calcolato per le prime dieci armoniche e tra parentesi quello per tutte le armoniche dei segnali d'uscita Vout_Cpid e Vout_cmud determinati da un segnale d'ingresso sinusoidale di ampiezza 190mV

Si nota come la capacità C_{μ} introduca una THD prossima al 6% che è molto maggiore rispetto a quella associata alla capacità C_{π} che è circa lo 0,4%.

Capitolo 4

Tecniche e accorgimenti per minimizzare la non linearità associata alle capacità di giunzione

Come abbiamo visto nel capitolo precedente, la capacità C_μ introduce una distorsione molto più significativa rispetto alla capacità C_π . In questo capitolo studieremo delle configurazioni circuitali che consentono nello specifico di minimizzare la distorsione associata alla capacità C_μ .

4.1 Lo stadio cascode

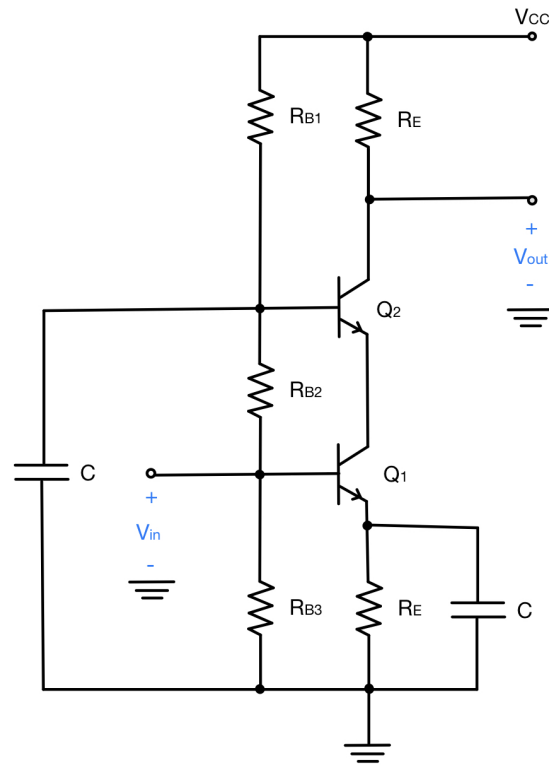
Prendiamo ora in esame lo stadio cascode, una topologia che permette di ridurre la distorsione analizzata fin qui. Con il termine cascode ci si riferisce all'uso di un transistor connesso in configurazione base comune, allo scopo di realizzare la funzione di un buffer di corrente per l'uscita di un transistor di amplificazione a emettitore comune. In figura 4.1 è mostrato l'amplificatore cascode a BJT con il relativo schema ai piccoli segnali. Dall'analisi di quest'ultimo possiamo ottenere il guadagno totale dell'amplificatore $\frac{V_{out}}{V_{in}}$:

$$A_v = \frac{-g_{m2}R_C v_{\pi 2}}{v_{\pi 1}} \quad (4.1)$$

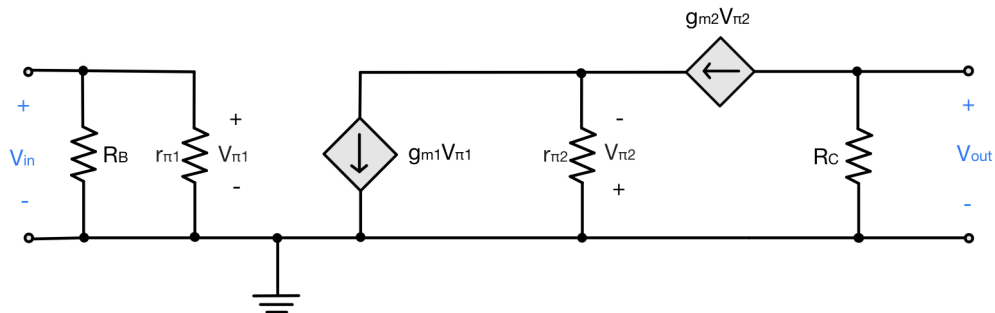
dove $v_{\pi 2} = r_{\pi 2}(g_{m1}v_{\pi 1} - g_{m2}v_{\pi 2})$.

Dunque l'amplificazione può essere calcolata come:

$$A_v = \frac{-g_{m1}R_C g_{m2}v_{\pi 2}}{1 + \beta_2} = \frac{-g_{m1}R_C \beta_2}{1 + \beta_2} \simeq -g_{m1}R_C \quad (4.2)$$



(a)



(b)

Figura 4.1: Topologia Cascode a BJT

Quindi il circuito si comporta come uno stadio ad emettitore comune. Tuttavia ci sono dei consistenti vantaggi in termini di linearità rispetto a questa configurazione perchè lo stadio a base comune presenta una bassa resistenza di ingresso (circa $\frac{1}{g_m}$) quindi l'escursione di tensione V_{CE} del transistor Q_1 risulta essere limitata. In questa condizione operativa diminuiamo la distorsione introdotta dalla capacità C_μ il cui valore rimane quasi costante, essendo dipendente dalla tensione V_{CE} . Inoltre la limitata escursione di tensione limita la corrente che scorre in questa capacità inducendo un aumento della banda passante dell'amplificatore.

4.2 Studio dell'impedenza di uscita di un amplificatore a emettitore comune

Prima di analizzare i prossimi circuiti, è doveroso prendere in esame l'impedenza d'uscita di uno stadio ad emettitore comune (figura 4.2) in quanto C_{μ} è una componente di essa.

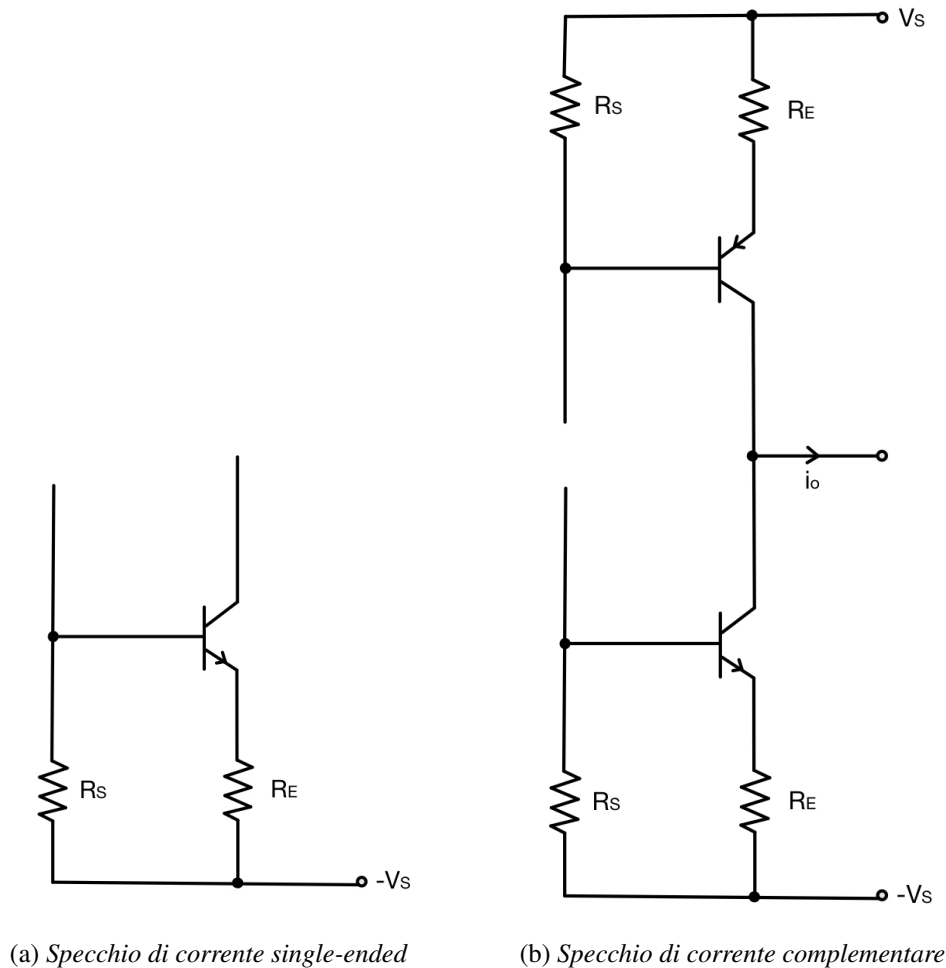


Figura 4.2: Celle di amplificazione a emettitore comune

In figura 4.3 è illustrato lo schema equivalente di un amplificatore a emettitore comune ai piccoli segnali in un punto operativo con resistenza d'ingresso R_S e resistenza di emettitore R_E . Sono messe in evidenza le impedenze tra i terminali del transistor che sono calcolate come segue:

$$z_{cb} = \frac{1}{2\pi C_{\mu}}, \quad (4.3)$$

$$z_{be} = r_{\pi} // \frac{1}{2\pi C_{\pi}}, \quad (4.4)$$

$$z_{ce} = r_o \text{ (Resistenza di Early)} \quad (4.5)$$

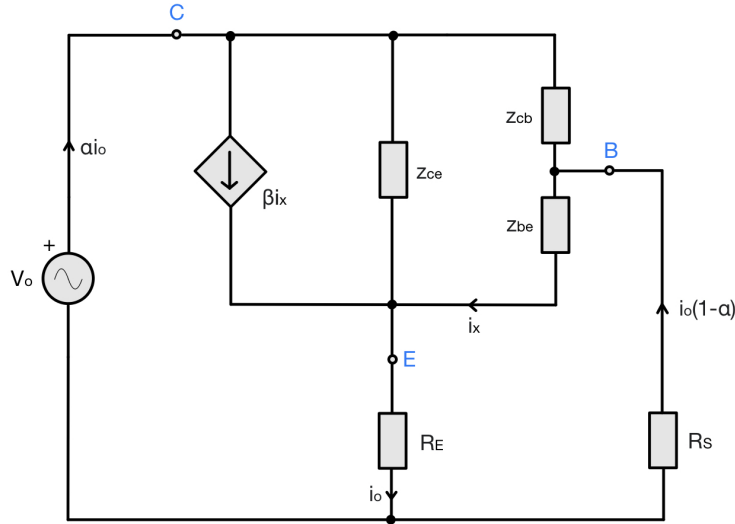


Figura 4.3: Modello ai piccoli segnali di un amplificatore ad emettitore comune in cui vengono evidenziate le impedenze tra i terminali del BJT

L'impedenza d'uscita Z_C osservata dal collettore dell'amplificatore a emettitore comune è data dall'espressione:

$$Z_C = \frac{V_o}{\alpha i_o} = \frac{1}{\alpha} \left\{ z_{ce} + R_E + \frac{z_{ce}}{z_{be}} [R_E + R_S(1 - \alpha)](1 + \beta) \right\} \quad (4.6)$$

dove α è il rapporto tra la corrente di collettore e quella di emettitore ed è definito come segue:

$$\alpha = 1 + \frac{z_{be}z_{ce} + R_E\lambda}{z_{be}z_{cb} + R_S\lambda} \quad (4.7)$$

con $\lambda = (1 + \beta)z_{ce} + z_{cb} + z_{be}$.

Possiamo riscrivere l'equazione 4.6 sostituendo α :

$$Z_C = \frac{(z_{ce} + R_E)(z_{be}z_{cb} + R_S\lambda) + (1 + \beta)z_{ce}(R_Ez_{cb} - R_Sz_{ce})}{z_{be}(z_{cb} + z_{ce}) + \lambda(R_E + R_S)} \quad (4.8)$$

Per semplificare questi risultati, consideriamo due specifici casi di valori di R_S e R_E per calcolare Z_C :

1. $R_S = 0, R_E \gg \frac{z_{be}}{1 + \beta}$

L'impedenza d'uscita si può semplificare come segue

$$Z_C \simeq z_{cb} \quad (4.9)$$

Questo caso è tipico di un amplificatore a base comune utilizzato in una configurazione cascode.

2. $R_S \gg z_{be}, R_E = 0$

L'impedenza d'uscita si può semplificare come segue

$$Z_c \simeq z_{ce} // \left(\frac{z_{cb}}{1 + \beta} \right) \quad (4.10)$$

Questo rappresenta il caso peggiore di impedenza.

Nella scelta di una topologia circuitale va notato che $z_{cb} \gg z_{ce}$; quindi lo stadio a base comune utilizzato nella configurazione cascode offre risultati superiori in termini d'impedenza d'uscita. Tuttavia, z_{cb} è ancora dipendente dal segnale d'ingresso per cui rimane una fonte di distorsione specialmente quando si opera con segnali ad alta frequenza e grandi ampiezze.

Per correggere ulteriormente la distorsione si potrebbe aumentare l'impedenza d'uscita notando che nell'equazione (4.8) è limitata dal fattore α presente al denominatore. Per effettuare ciò, sarebbe necessario realizzare un circuito nel quale la corrente di base venisse sommata con la corrente del collettore senza incorrere in un carico aggiuntivo sul collettore. In tal modo l'espressione per l'impedenza del collettore diverrebbe:

$$Z_{cu} = \frac{V_o}{i_o} = \frac{V_o}{\alpha i_o + (1 - \alpha) i_o} \quad (4.11)$$

Sostituendo i termini delle equazioni precedenti, l'impedenza di collettore è quindi calcolata come segue:

$$Z_{cu} = R_E + z_{ce} + \frac{(1 + \beta) z_{ce} (z_{cb} R_E - z_{ce} R_S)}{z_{be} z_{cb} + R_S \lambda} \quad (4.12)$$

Quest'equazione rivela che l'impedenza del collettore aumenta sostanzialmente rispetto a quella di una configurazione a emettitore comune, anche nel caso in cui z_{cb} non sia costante. Tuttavia, questo risultato presuppone che la totalità della corrente di base venga restituita al collettore. Nelle configurazioni pratiche tale presupposto è compromesso da un piccolo margine, per cui dovrebbero essere previsti valori più bassi d'impedenza. Sono stati identificati due approcci circuitali per soddisfare il requisito della somma della corrente di base e di collettore. Questi si basano rispettivamente su una strategia locale di feedforward e feedback e possono essere usati in modo indipendente o combinati per fornire un ulteriore miglioramento.

4.2.1 Topologia feedforward

La topologia feedforward è un derivato del transistor in configurazione Darlington.

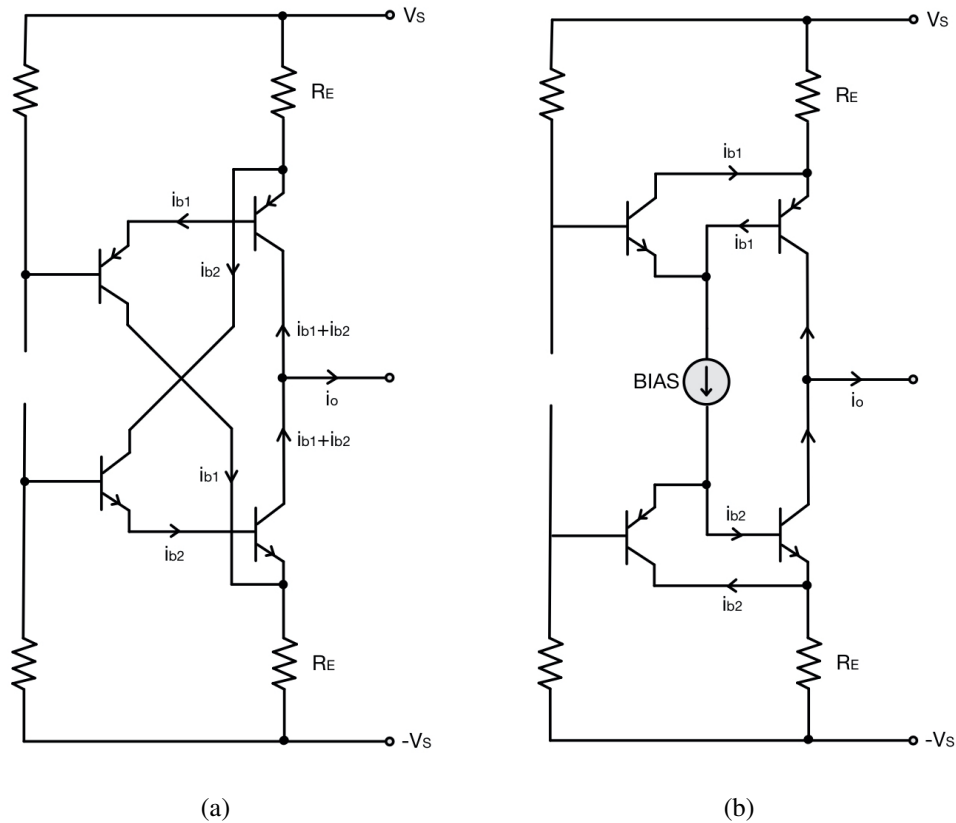
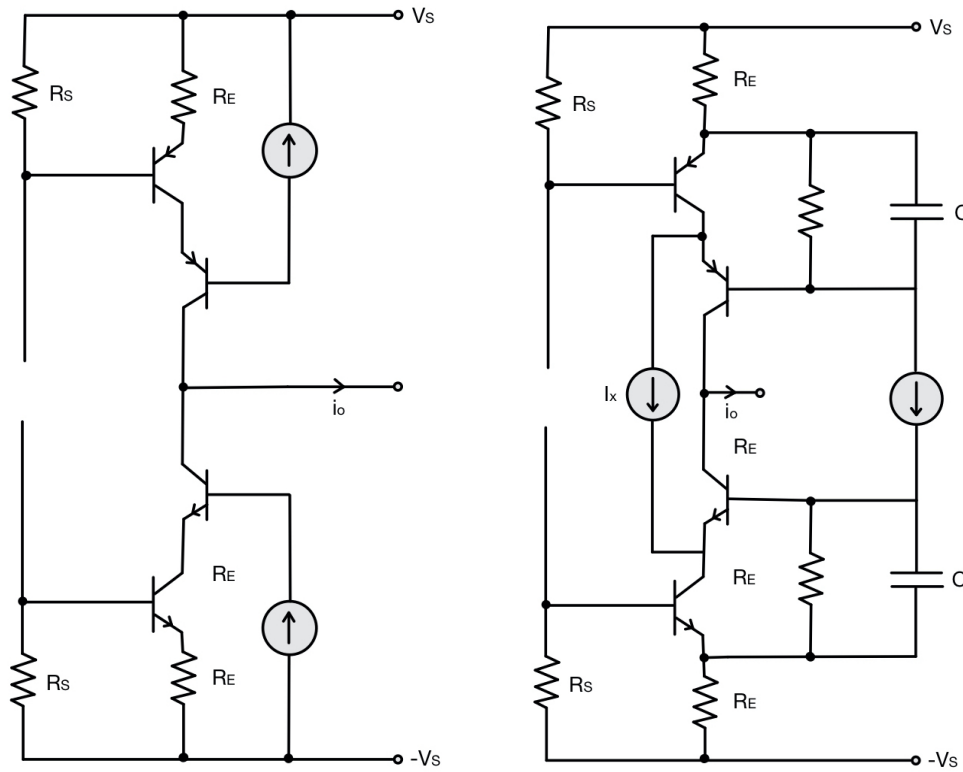


Figura 4.4: Due esempi di configurazione feedforward delle correnti di base dello stadio di uscita utilizzando una topologia a due stadi.

Nella precedente figura sono presentati due esempi di circuiti che producono prestazioni simili. In ciascun circuito la corrente di base del dispositivo di uscita viene restituita all'emettitore tramite il collegamento emettitore-collettore dello stadio pilota. Di conseguenza i vantaggi del Darlington vengono mantenuti, ma con una maggiore impedenza d'uscita realizzata rimuovendo le rispettive correnti in z_{ce} e z_{cb} dal ramo d'uscita dello stadio complementare. Inoltre emerge che la variazione della tensione V_{CE} dei transistor pilota è piccola, con i soli collettori dello stadio d'uscita che oscillano per l'intero range della tensione d'uscita. Tuttavia è importante notare che una piccola frazione della corrente di base del transistor d'uscita non viene restituita all'emettitore e dipende dal rapporto tra R_E e l'impedenza d'uscita vista dall'emettitore del transistor d'uscita. Questa perdita frazionaria di corrente abbasserà le prestazioni ottenute nell'equazione (4.12), sebbene vi sia ancora un vantaggio sostanziale.

4.2.2 Topologia feedback

La seconda topologia che soddisfa il requisito della somma della corrente di base e di collettore è quella feedback.



(a) Cascode convenzionale

(b) Cascode potenziato

Figura 4.5: Due esempi di configurazione feedback

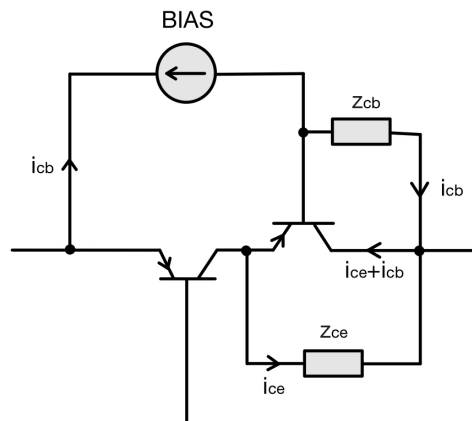


Figura 4.6: Illustrazione dei percorsi delle correnti i_{ce} e i_{cb} in z_{ce} e z_{cb}

Il cascode convenzionale, come illustrato in figura 4.5a, offre un'impedenza d'uscita che si avvicina a z_{cb} , il che è un miglioramento significativo rispetto allo stadio di emettitore comune ($z_{cb} > z_{ce}$). Una semplice modifica al circuito può restituire la corrente di base dello stadio a base comune all'emettitore dello stadio ad emettitore comune. Di conseguenza, la corrente del segnale che scorre sia in z_{ce} sia in z_{cb} ora forma loop locali

che non includono il ramo d'uscita. La nuova topologia è mostrata in figura 4.5b, mentre nella figura 4.6 sono illustrati i percorsi della corrente di base che si applicano anche quando z_{cb} non è lineare. Ancora una volta i soli collettori dei transistor d'uscita oscillano nel range della tensione d'uscita; quindi lo stadio emettitore comune offre un contributo minimo di distorsione.

Nelle applicazioni circuitali in cui gli stadi ad emettitore comune funzionano con una corrente di polarizzazione elevata per migliorare la linearità I_E/V_{BE} (1.1), una corrente di bypass I_x (in figura 4.5b) può ridurre la corrente di polarizzazione dello stadio a base comune. Questa tecnica riduce la dissipazione di potenza del dispositivo d'uscita e induce ad un ulteriore aumento dell'impedenza z_{ce} , mentre la simmetria del circuito assicura che il rumore in I_x non influisca nel ramo d'uscita. Come dettaglio pratico, i due condensatori presenti in figura 4.5b bypassano la componente ac dalla resistenza di polarizzazione degli stadi a base comune. Ciò migliora il funzionamento del circuito ed elimina qualsiasi oscillazione ad alta frequenza dovuta al circuito di feedback positivo formato dalle connessioni base-emettitore.

Conclusioni

Dall'analisi condotta è emerso che le capacità parassite di un transistor a giunzione bipolare introducono una distorsione rilevante in uno stadio amplificatore ad emettitore comune. In particolare la capacità base-collettore C_{μ} distorce maggiormente il segnale d'uscita a causa del suo andamento non lineare rispetto alla tensione ai suoi capi V_{CE} . Dunque, per applicazioni più accurate, è necessario ricorrere ad alcuni accorgimenti per migliorare le prestazioni del sistema. Dalla bibliografia di riferimento è emerso che è possibile sfruttare alcuni vantaggi di particolari configurazioni degli amplificatori a BJT. Queste vantano una limitata escursione di tensione V_{CE} e un'impedenza d'uscita elevata dovuta alla somma della corrente di base con quella di collettore. Nella progettazione di un amplificatore è opportuno utilizzare queste tecniche al fine di ottenere un funzionamento lineare limitando la distorsione armonica del segnale d'uscita associata al fenomeno analizzato. Al giorno d'oggi i sistemi digitali stanno soppiantando i sistemi analogici seppur quest'ultimi permangano in alcuni ambiti della vita quotidiana. Ne può essere esempio il settore audio dove questi sistemi porterebbero ad un miglioramento della qualità percettiva del suono. È funzionale individuare i limiti dei dispositivi BJT al fine di far progredire la tecnologia ottimizzando le risorse come i costi, l'efficienza e l'affidabilità.

Se ripercorro questo mio lavoro, sono consapevole di essermi limitato all'analisi di un'unica fonte di distorsione quali le capacità parassite. Pertanto futuri lavori di ricerca potrebbero interessarsi allo studio di ulteriori elementi costitutivi non lineari negli amplificatori a BJT, col fine ultimo del miglioramento complessivo dei dispositivi in esame.

Bibliografia

- [1] A. S. Sedra & K. C. Smith, *Circuiti per la microelettronica*, EdiSES università, 2019.
- [2] B. Cordell, *Audio Power Amplifiers*, McGraw Hill, 2011.
- [3] D. A. Neamen, *Semiconductor Physics and Devices*, McGraw Hill, 2011.
- [4] M. J. Hawksford, *Reduction of Transistor Slope Impedance Dependent Distortion in Large-Signal Amplifiers*, 1988, J. Audio Eng. Soc., Vol. 36, No. 4.
- [5] W. Sansen, *Distortion in Elementary Transistor Circuits*, 1999, Analog And Digital Signal Processing, Vol. 46, No. 3.