

Transistor

Gruppo II:

Erica Brisigotti, Emmanuele Lotano, Ylenia Mascolo

Docenti:

Prof. Valerio Mascagna
Prof.ssa Michela Prest
Prof. Erik Silvio Vallazza

Assistenti di laboratorio:

Martin Metzger
Alessia Selmi



Laboratorio di Fisica III A - Modulo di Fisica Moderna

Anno accademico 2020/2021

Università degli Studi dell'Insubria

Dipartimento di Scienza ed Alta Tecnologia

Indice

| | | |
|----------|---|-----------|
| 1 | I transistor | 3 |
| 2 | Emitter Follower | 5 |
| 2.1 | Verifica dell'effetto del carico | 5 |
| 2.2 | Il clipping | 8 |
| 2.3 | La sorgente di corrente | 11 |
| 2.4 | Il circuito push-pull | 13 |
| 3 | Common Emitter | 16 |
| 3.1 | Common emitter + Emitter follower | 21 |

1 I transistor

I *transistor* sono elementi attivi, cioè in grado di produrre un segnale in uscita maggiore del segnale in entrata. L'amplificazione è resa possibile dalla potenza fornita da *power supply* esterni. Sono stati inventati nel 1947 da Bardeen, Brattain e Shockley (premio Nobel nel 1956).

Dal punto di vista elettrico, sono *device* a tre terminali costituiti da due giunzioni (pnp o npn), ciascuna delle quali si comporta come un diodo. I tre terminali sono indicati come base (B), emettitore (E) e collettore (C). La giunzione base-emettitore è polarizzata direttamente mentre quella base collettore inversamente.

La fig. 1 mostra una rappresentazione schematica dei due tipi di *transistor* bipolari.

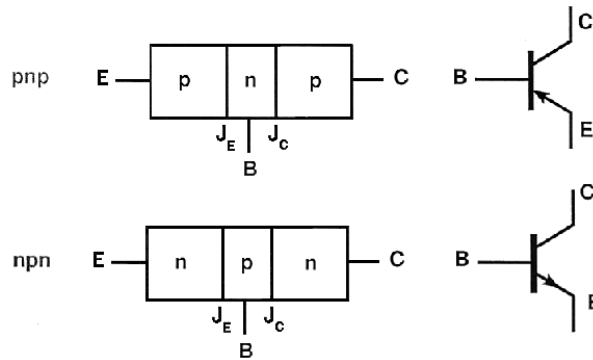


Figura 1: Rappresentazione schematica delle due tipologie di *transistor* ; le frecce nelle figure a destra specificano la direzione della corrente quando il *transistor* è polarizzato.

Quattro sono le regole fondamentali di funzionamento di un *transistor* :

1. il collettore deve essere più positivo dell'emettitore (nel caso npn e viceversa per il caso pnp);
2. le giunzioni BE ed EC si comportano come diodi;
3. ogni *transistor* ha valori massimi per la corrente di collettore, la corrente di base e la differenza di potenziale CE;
4. se valgono le prime tre regole:

$$I_C = h_{FE} I_B = \beta I_B \quad (1)$$

con $\beta = h_{FE}$ *current gain* con valori tipici nel range 20 - 1000.

Due considerazioni vanno fatte su queste regole. La quarta regola mostra come una piccola variazione della corrente di base controlli una corrente molto più grande nel collettore. Inoltre, considerando il fatto che BE ed BC sono due diodi polarizzati, si può scrivere:

$$I_E = I_C + I_B \quad (2)$$

La seconda regola afferma che il *transistor* è acceso se e solo se la differenza di potenziale base-emettitore è maggiore di 0.6V; essendo il diodo polarizzato direttamente, la corrente che fluisce nell'emettitore è grande, quella di base risulta trascurabile (la base è molto meno drogata dell'emettitore) e la corrente di collettore è praticamente uguale a quella di emettitore.

Le misure di laboratorio hanno richiesto lo sviluppo di circuiti in due configurazioni, *emitter follower* e *common emitter*, per cui sono state eseguite le seguenti operazioni:

- **Emitter follower**

- realizzazione del circuito e misura delle sue caratteristiche (*clipping*, rapporto segnale di uscita/segnale di ingresso, impedenza di uscita);
- realizzazione di una *current source* e misura delle sue caratteristiche al variare del carico;
- realizzazione di un circuito *push-pull* con e senza *cross-over* e misura delle sue caratteristiche.

- **Common emitter**

- realizzazione del circuito e misura delle sue caratteristiche (guadagno, frequenza 3dB e impedenza di uscita);
- realizzazione del circuito *common emitter + emitter follower* e misura delle sue caratteristiche;
- utilizzo del circuito *common emitter + emitter follower* per collegare un altoparlante a un'uscita audio ad alta impedenza.

2 Emitter Follower

Il circuito è presentato in fig. 2; l'uscita viene presa dall'*emitter* ed è una copia del segnale di ingresso ridotto di 0.6 V.

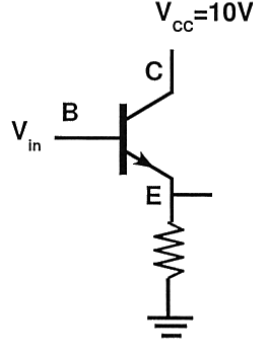


Figura 2: Il circuito dell'*emitter follower*.

La caratteristica fondamentale di questo circuito risiede nel fatto che $Z_{in} \gg Z_{out}$; in altre parole un *emitter follower* necessita di molta meno potenza dalla sorgente per pilotare un dato carico rispetto a quella di cui avrebbe bisogno la sorgente stessa per pilotare lo stesso carico. Si può verificare che, indicato con Z_{load} il carico sull'*emitter*,

$$Z_{in} = (1 + h_{FE})Z_{load} \quad (3)$$

e che, indicata con Z_S l'impedenza della sorgente,

$$Z_{out} = \frac{Z_S}{1 + h_{FE}} \quad (4)$$

L'*emitter follower* quindi è un circuito usato per adattare l'impedenza all'interno di circuiti formati da vari stadi.

2.1 Verifica dell'effetto del carico

L'adattamento di impedenza dell'*emitter follower* è stato verificato confrontando il comportamento di un circuito senza adattamento al variare del carico (fig. 3a) con quello di un *emitter follower* (fig. 3b). In particolare, per carico s'intende la seconda resistenza in serie nel circuito (a) e la resistenza precedente alla messa a terra nel circuito (b), e verrà indicata con R_L .

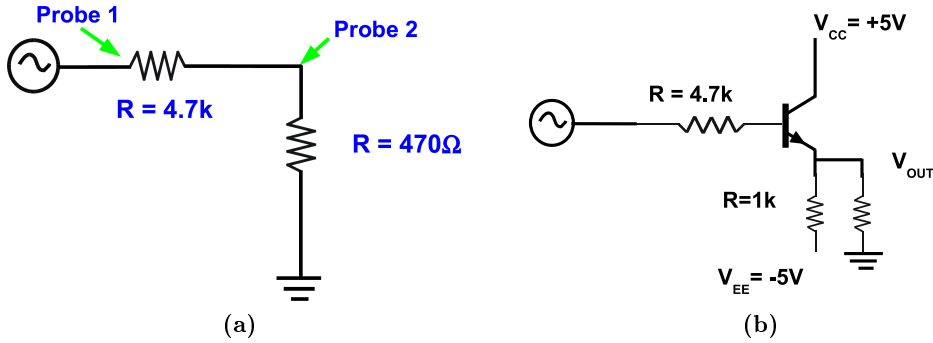


Figura 3: (a) Circuito senza adattamento di impedenza. (b) Circuito con *emitter follower*.

I circuiti in figura (3) sono stati simulati¹ per diversi valori di resistenza di carico R_L che vengono riportati di seguito:

| | | | | | | | | | | | |
|---------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|----|
| R_L [k Ω] | 0.5 | 1.5 | 2.5 | 3.5 | 4.5 | 5.5 | 6.5 | 7.5 | 8.5 | 9.5 | 10 |
|---------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|----|

Tabella 1: Valori di resistenza R_L utilizzati per entrambi i circuiti.

Per il funzionamento del circuito è stato utilizzato un generatore di tensione alternata impostato con ampiezza 1 V e frequenza 1 kHz. A seguire sono mostrati i segnali in entrata V_{in} e i diversi segnali in uscita V_{out} dei rispettivi circuiti, per ciascun valore delle resistenze di carico riportate in tabella (1):

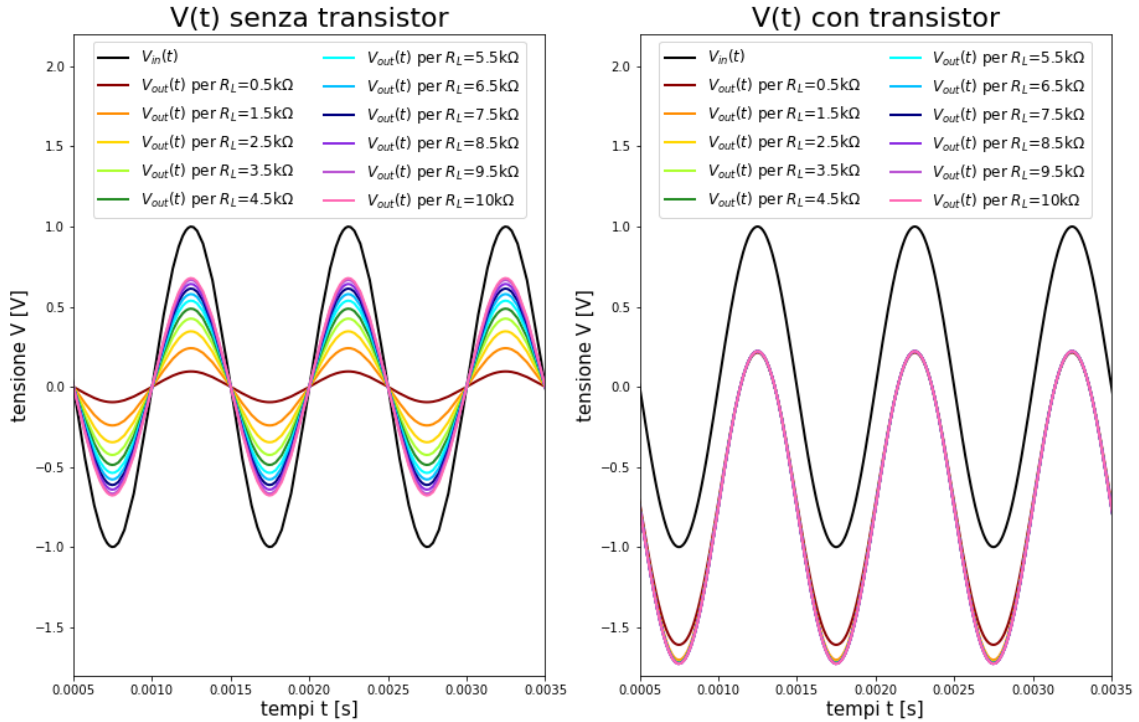


Figura 4: Rappresentazione dell'andamento dei potenziali nel tempo per ciascun circuito e per ciascun valore delle resistenze di carico R_L .

Dai grafici in figura (4) è possibile fare alcune considerazioni.

I valori di potenziale in uscita V_{out} , nel caso del circuito senza *transistor*, risultano avere un'ampiezza minore rispetto al potenziale in entrata V_{in} pur rimanendo simmetrici rispetto all'asse delle ascisse. Al contrario, nell'*emitter follower* si osserva una traslazione verso il basso del segnale V_{out} rispetto a V_{in} , senza particolari riduzioni di ampiezza.

Sono stati quindi calcolati il valore medio $\overline{V_{out}}$ e l'ampiezza picco-picco V_{out}^{pp} di ciascuno dei potenziali ottenuti per le diverse resistenze di carico, in entrambi i circuiti.

I valori così ottenuti sono riportati nelle tabelle a seguire.

¹Nello specifico, è stato impiegato *LTspice* di *Analog Devices*, un software per computer utilizzato per la simulazione di circuiti elettronici analogici basato su SPICE.

| | | | | | | | | | | | |
|---------------------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| R_L [k Ω] | 0.5 | 1.5 | 2.5 | 3.5 | 4.5 | 5.5 | 6.5 | 7.5 | 8.5 | 9.5 | 10 |
| V_{out} [V] | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| V_{out}^{pp} [V] | 0.19 | 0.48 | 0.69 | 0.85 | 0.98 | 1.07 | 1.16 | 1.23 | 1.28 | 1.33 | 1.36 |

Tabella 2: Valore medio $\overline{V_{out}}$ e ampiezza picco-picco V_{out}^{pp} di ciascuno dei potenziali ottenuti per le diverse resistenze di carico, nel circuito senza *transistor*.

Nel caso di circuito senza *transistor*, i dati relativi al potenziale medio $\overline{V_{out}}$ in uscita, per ciascuna resistenza di carico, risultano nulli: infatti, come è possibile osservare dalla figura (4), i potenziali in uscita sono tutti simmetrici rispetto alle ascisse e non presentano traslazioni.

Inoltre, i valori di ampiezza picco-picco V_{out}^{pp} riportati in tabella (2), risultano crescere all'aumentare della resistenza di carico R_L senza però approssimare il valore di ampiezza picco-picco del potenziale in entrata $V_{in}^{pp} = 2$ V. Questo comportamento è giustificato dal fatto che nel circuito sono state impiegate esclusivamente componenti passive.

| | | | | | | | | | | | |
|---------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| R_L [k Ω] | 0.5 | 1.5 | 2.5 | 3.5 | 4.5 | 5.5 | 6.5 | 7.5 | 8.5 | 9.5 | 10 |
| V_{out} [V] | -0.70 | -0.74 | -0.75 | -0.75 | -0.75 | -0.75 | -0.75 | -0.75 | -0.75 | -0.75 | -0.75 |
| V_{out}^{pp} [V] | 1.82 | 1.93 | 1.94 | 1.94 | 1.95 | 1.95 | 1.95 | 1.95 | 1.95 | 1.95 | 1.95 |

Tabella 3: Valore medio $\overline{V_{out}}$ e l'ampiezza picco-picco V_{out}^{pp} di ciascuno dei potenziali ottenuti per le diverse resistenze di carico, nel circuito con *transistor* (*emitter follower*).

Nell'*emitter follower*, i valori di ampiezza picco-picco V_{out}^{pp} riportati in tabella (3), risultano essere prossimi al valore di $V_{in}^{pp} = 2$ V, in accordo con il fatto che è stato impiegato un *transistor* (componente attiva del circuito). Pertanto è possibile pensare che questa configurazione abbia un buon comportamento da adattatore di impedenza, siccome V_{out} non dipende in modo significativo dalla resistenza di carico R_L utilizzata.

Inoltre, i dati relativi al potenziale medio $\overline{V_{out}}$ in uscita, per ciascuna resistenza di carico, risultano essere prossimi a -0.7 V. Questo si ottiene dal fatto che il potenziale dell'emettitore V_E e quello di base V_B differiscono di un fattore $\sim 0.6/0.7$ V, necessario per garantire la polarizzazione diretta della giunzione base-emettitore e quindi il funzionamento del *transistor*.

Per analizzare meglio la traslazione appena osservata si è ricorso ad un ingrandimento (vedi figura (5)) dei grafici in figura (4) per visualizzare le differenze di ampiezza tra i segnali V_{out} relativi alle resistenze utilizzate.

Nel grafico dell'*emitter follower*, nonostante le variazioni di V_{out}^{pp} non siano paragonabili al circuito senza *transistor*, si osservano maggiori effetti riduttivi sull'ampiezza per valori ridotti di resistenza R_L . Questo permette di concludere che, per massimizzare l'effetto del *transistor* e avere $V_{out} \sim V_{in}$, conviene utilizzare resistenze di carico R_L elevate (di qualche k Ω).

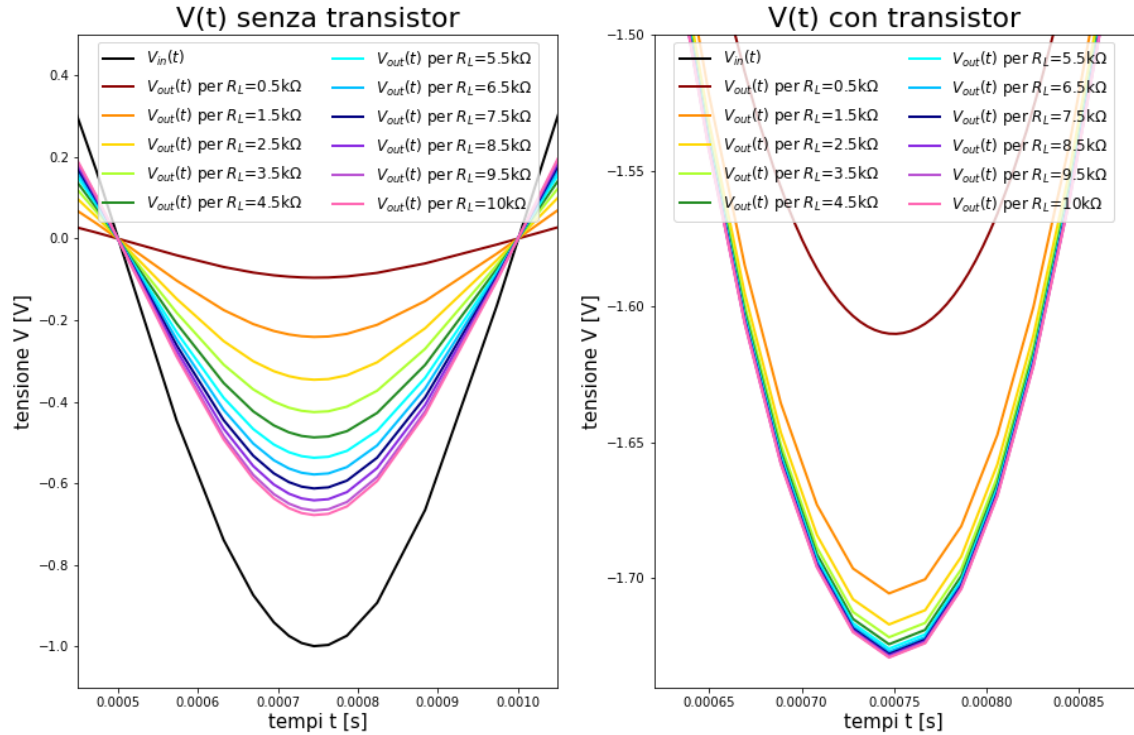


Figura 5: Rappresentazione ingrandita dell'andamento dei potenziali nel tempo per ciascun circuito e per ciascun valore delle resistenze di carico R_L .

2.2 Il clipping

L'*emitter follower* necessita di una corrente minima per evitare quello che prende il nome di effetto di *clipping*.

Considerando il circuito in fig. 6 e un segnale sinusoidale in ingresso che varia tra -10 V e +10 V, lo swing positivo in uscita arriverà a 9.4 V (data la caduta di 0.6 V attraverso la giunzione BE) mentre quello negativo si ferma a -5 V dopodichè il *transistor* si spegne.

A causa del carico infatti, la corrente di base dovrebbe fluire nella direzione opposta (cioè in quella contraria rispetto al fatto che la giunzione BE è polarizzata direttamente). Quindi il segnale risulta tagliato al di sotto di -5 V.

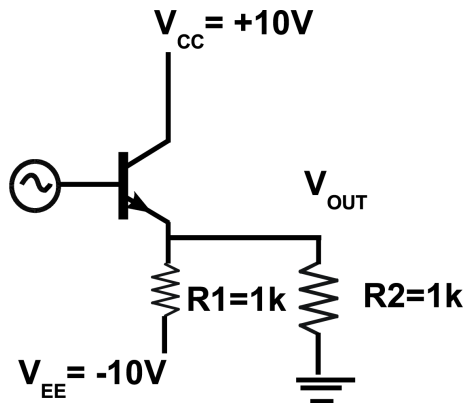


Figura 6: Circuito con *emitter follower* che presenta *clipping*.

Per limitare l'effetto del *clipping*, bisogna aumentare la corrente e quindi diminuire il carico oppure far diventare più negativa la tensione V_{EE} , la quale sarà gestita positiva avendo posizionato il rispettivo generatore in verso opposto.

Il circuito realizzato è rappresentato in fig. 7.

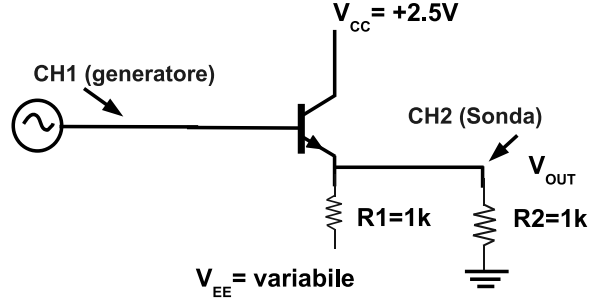


Figura 7: Circuito simulato per studiare il *clipping*, dove $R_1=R_P$ corrisponde alla resistenza di polarizzazione e $R_2=R_L$ resistenza di carico.

Si è deciso di indagare entrambe le modalità di eliminazione dell'effetto di *clipping*, utilizzando un generatore a tensioni alternate di frequenza 1 kHz e ampiezza 1.25 V:

1. in un primo caso è stata variata la resistenza di polarizzazione R_P a step di 100 Ω in un range tra 100 Ω e 1 k Ω , mantenendo costante la tensione $V_{EE}=2.5$ V;
2. in secondo luogo è stata, invece, variata la tensione continua V_{EE} a step di 0.25 V in un range tra 2.5 V e 5 V, mantenendo costante la resistenza di polarizzazione $R_P=1$ k Ω .

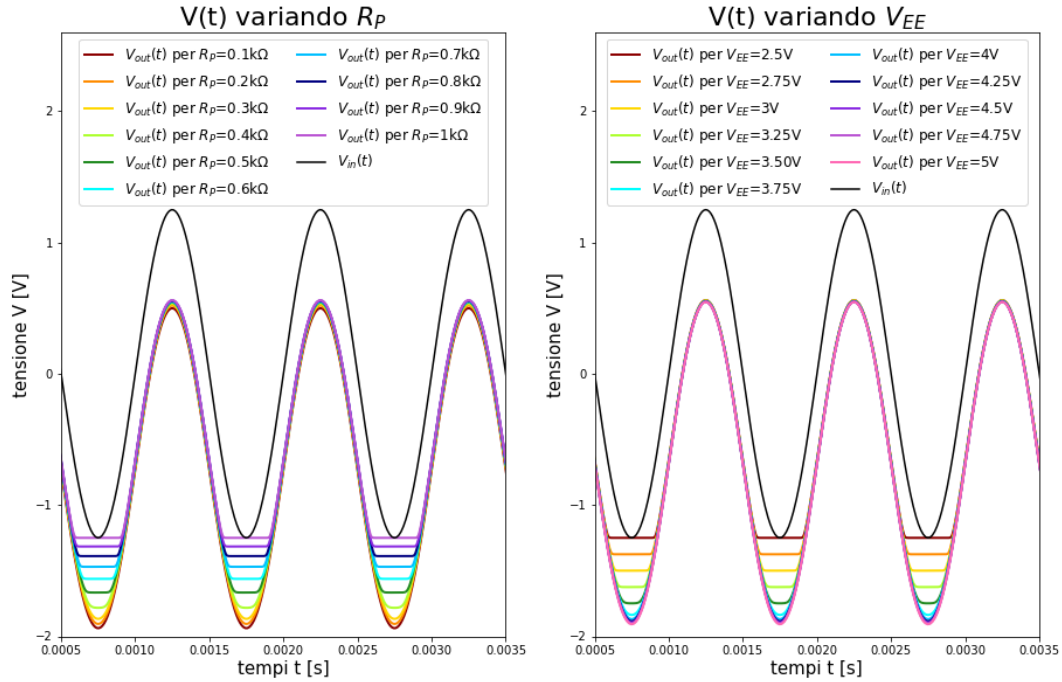


Figura 8: Rappresentazione dell'andamento dei potenziali nel tempo per ciascun caso analizzato al variare dei parametri già menzionati.

Dai grafici in figura (8) si deduce che:

1. diminuendo la resistenza di polarizzazione R_P l'effetto di *clipping* scompare progressivamente. Questo è dovuto al fatto che, a parità di differenza di potenziale V_{EE} , la corrente è inversamente proporzionale alla resistenza di polarizzazione R_P .
In particolare, questo comportamento si osserva a partire da $R_P = 300 \Omega$, situazione in cui l'intensità di corrente torna ad essere positiva. Di conseguenza, il *transistor* torna a funzionare senza mostrare alcun *clipping*, ovvero il segnale in uscita riproduce accuratamente quello in entrata a meno di una traslazione verso il basso (di 0.6/0.7 V, per la natura stessa del *transistor*);
2. aumentando la tensione continua V_{EE} l'effetto di *clipping* scompare progressivamente. Questo è dovuto al fatto che, a parità di resistenza di polarizzazione R_P , la corrente è direttamente proporzionale alla differenza di potenziale V_{EE} .
In particolare, questo comportamento si osserva a partire da $V_{EE} = 3.75 \text{ V}$, valore per cui l'intensità di corrente torna ad essere positiva. Di conseguenza, il *transistor* torna a funzionare senza mostrare alcun *clipping* e a riprodurre accuratamente il segnale in entrata a meno di una traslazione verso il basso (sempre di 0.6/0.7 V);

Di seguito viene mostrato un ingrandimento dei grafici in figura (8), per visualizzare meglio la presenza dell'effetto di *clipping*:

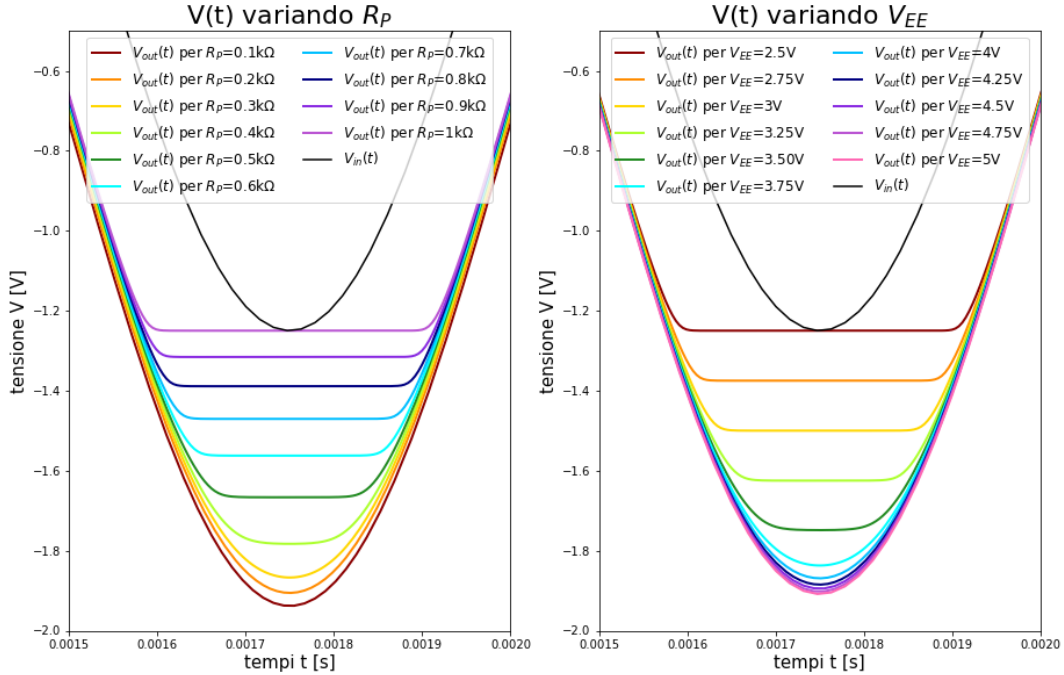


Figura 9: Rappresentazione ingrandita dell'andamento dei potenziali nel tempo per ciascun caso analizzato al variare dei parametri già menzionati, per evidenziarne l'effetto di *clipping*.

2.3 La sorgente di corrente

L'*emitter follower* può essere utilizzato come *current source*.

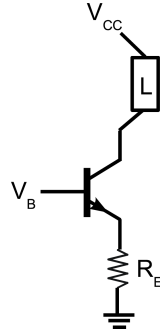


Figura 10: Emitter follower utilizzato in configurazione di generatore di corrente.

Considerando il circuito in fig. 10:

$$V_E = V_B - 0.6 \text{ V}$$

In queste condizioni il *transistor* funziona e l'emettitore conduce:

$$I_E = \frac{V_E}{R_E}$$

Essendo I_C sostanzialmente uguale a I_E

$$I_C \approx \frac{V_B - 0.6}{R_E}$$

Quindi I_C non dipende dalla tensione a cui si trova il collettore e non è influenzata dalla presenza del carico.

L'esperienza è consistita nella simulazione di due generatori di corrente, uno classico con una resistenza in serie a un generatore di tensione (fig. 11a) e uno con un *emitter follower* (fig. 11b).

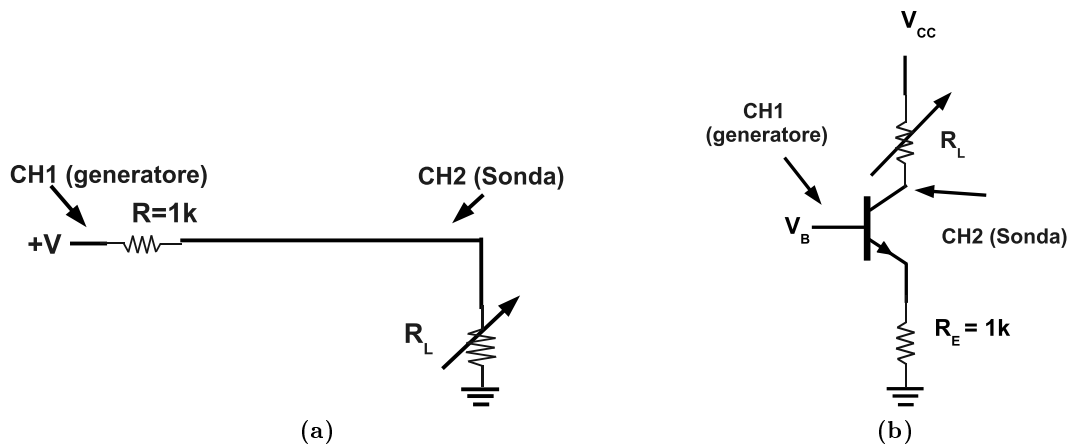


Figura 11: (a) Generatore di corrente approssimato.
(b) Generatore di corrente con *emitter follower*.

Nel caso del circuito (a) in figura (11) è stato fissato il potenziale continuo $V = 3.2$ V, in modo da ottenere una corrente $I = 1$ mA data una resistenza di carico $R_L = 2200$ Ω . Successivamente sono state misurate le intensità di corrente a partire da 100 Ω fino a 1000 Ω con uno *step* di 300 Ω , ottenendo i seguenti risultati:

| | | | | |
|---------------------|-----|-----|-----|-----|
| R_L [k Ω] | 0.1 | 0.4 | 0.7 | 1.0 |
| I [mA] | 4.9 | 4.6 | 4.3 | 4.0 |

Tabella 4: Valore di intensità di corrente I ottenuti in corrispondenza di ciascuna resistenza di carico, nel circuito senza *transistor*.

Osservando la tabella (4) è possibile notare una proporzionalità inversa tra R_L ed I a parità di potenziale V , in accordo con la legge di Ohm.

Nel caso (b) in figura (11) è stato utilizzato un *transistor* alimentato da soli due generatori di corrente continua, il primo collegato alla base (V_B) ed il secondo al collettore ($V_{CC} = 5$ V) tramite la resistenza di carico $R_L = 2200$ Ω . Il valore del potenziale di base $V_B = 1.65$ V è stato fissato in modo da ottenere, come nel caso precedente, una corrente $I = 1$ mA. In seguito sono state misurate le intensità di corrente relative ai diversi valori di R_L , presi sempre in un intervallo da 100 Ω a 1000 Ω con uno *step* di 300 Ω , ottenendo i seguenti risultati:

| | | | | |
|---------------------|--------|--------|--------|--------|
| R_L [k Ω] | 0.1 | 0.4 | 0.7 | 1.0 |
| I [μ A] | 992.47 | 992.38 | 992.30 | 992.22 |

Tabella 5: Valore di intensità di corrente I ottenuti in corrispondenza di ciascuna resistenza di carico, nel circuito con *transistor*.

Osservando la tabella (5) è possibile notare che nonostante la resistenza di carico R_L vari considerevolmente, i valori di corrente ottenuti risultano pressoché identici tra loro. Infatti un modo alternativo per stimare l'intensità di corrente passante per la resistenza di carico R_L consiste nel misurare il potenziale di collettore V_{CH2} per trovare:

$$I = \frac{V_{CC} - V_{CH2}}{R_L} \quad (5)$$

Sono stati ottenuti i seguenti risultati:

| | | | | |
|---------------------|--------|--------|--------|--------|
| R_L [k Ω] | 0.1 | 0.4 | 0.7 | 1.0 |
| V_{CH2} [V] | 4.90 | 4.60 | 4.31 | 4.01 |
| I [μ A] | 992.47 | 992.39 | 992.30 | 992.22 |

Tabella 6: Valori di intensità di corrente I ottenuti mediante la formula (5) a partire dai potenziali V_{CH2} misurati in simulazione, nel circuito con *transistor*.

I valori di intensità di corrente I in tabella (5) ed in tabella (6) risultano compatibili tra di loro. Inoltre, è possibile notare che anche nel circuito col *transistor* viene rispettata la legge di Ohm (vedi l'equazione (5)). Infine, i valori di intensità di corrente I ottenuti risultano essere indipendenti dalla resistenza di carico R_L impiegata nel circuito. Attribuiamo questo particolare comportamento all'utilizzo di un *transistor* e alla particolare configurazione del circuito di *emitter follower*.

2.4 Il circuito push-pull

Il circuito push-pull (fig. 12a) è il tipico circuito di uscita che serve a pilotare carichi anche alti senza dissipazione di potenza in caso di assenza di segnale (come nel caso del circuito necessario per pilotare un amplificatore audio).

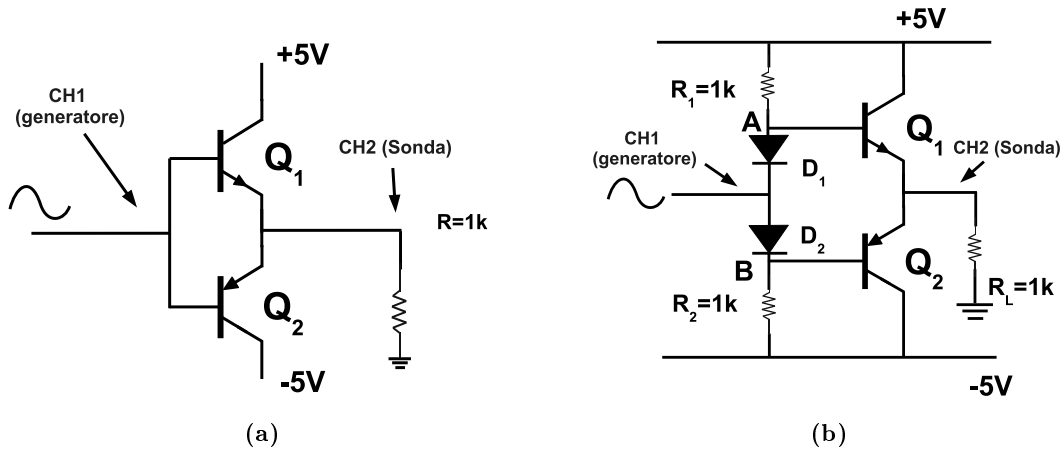


Figura 12: (a) Circuito push-pull. (b) Circuito push-pull senza *crossover*.

I due *transistor* in fig. 12a sono tali per cui Q_1 (2N3904) conduce per la parte positiva del segnale, e Q_2 (2N3906) per quella negativa. Tenendo conto che i due *transistor* sono attivi solo per V_{BE} in valore assoluto superiore a 0.6V, esiste un range di segnali in ingresso per cui il circuito è spento. La zona morta viene detta effetto di *crossover*.

Il problema del *crossover* si risolve spostando il punto di lavoro con l'inserimento di due diodi nel circuito, come mostrato in figura (12b).

Per dimostrare le proprietà appena menzionate, sono state effettuate tre misure del potenziale in uscita dal circuito in figura (12a):

- nel primo caso, dal circuito è stato rimosso il *transistor* Q_2 per esaminare il solo comportamento del *transistor* Q_1 ;
- nel secondo caso, ripartendo dal circuito (12a), è stato rimosso il *transistor* Q_1 per esaminare il solo comportamento del *transistor* Q_2 ;
- nell'ultimo caso, infine, è stato esaminato il comportamento del circuito originale, con entrambi i *transistor* Q_1 e Q_2 .

In tutti e tre i casi, i circuiti sono stati simulati utilizzando la stessa tensione alternata in entrata di ampiezza 2.5 V e frequenza 1 kHz.

Utilizzando un solo *transistor* alla volta (vedi figura (13)) è possibile osservare che l'ampiezza delle semionde ottenute nei primi due casi (V_{out}^{Q1} e V_{out}^{Q2}) è ridotta di circa 0.7 V, rispetto all'ampiezza della tensione in entrata V_{in} .

Questa riduzione di ampiezza può essere spiegata considerando che un singolo *transistor* agisce traslando la curva in uscita di ± 0.7 V; al contempo, questo effettua un taglio di alcune tensioni in base al loro segno dovuto all'effetto *crossover* (motivo per cui si osservano delle semionde).

Infatti:

- quando agisce solo il *transistor* Q1, che è di tipo *nnp*, si ha una traslazione verso il basso ed un azzeramento dei potenziali minori di 0.7 V e si osservano solo semionde positive;
- quando agisce solo il *transistor* Q2, che è di tipo *pnp*, si ha una traslazione verso l'alto ed un azzeramento dei potenziali maggiori di -0.7 V e si osservano solo semionde negative;
- nel momento in cui, nel circuito originario, agiscono entrambi i *transistor* Q1 e Q2 si ottiene la somma dei due effetti appena menzionati, osservando delle semionde sia positive che negative, alternate dall'effetto di *crossover* (zone di potenziale nullo).

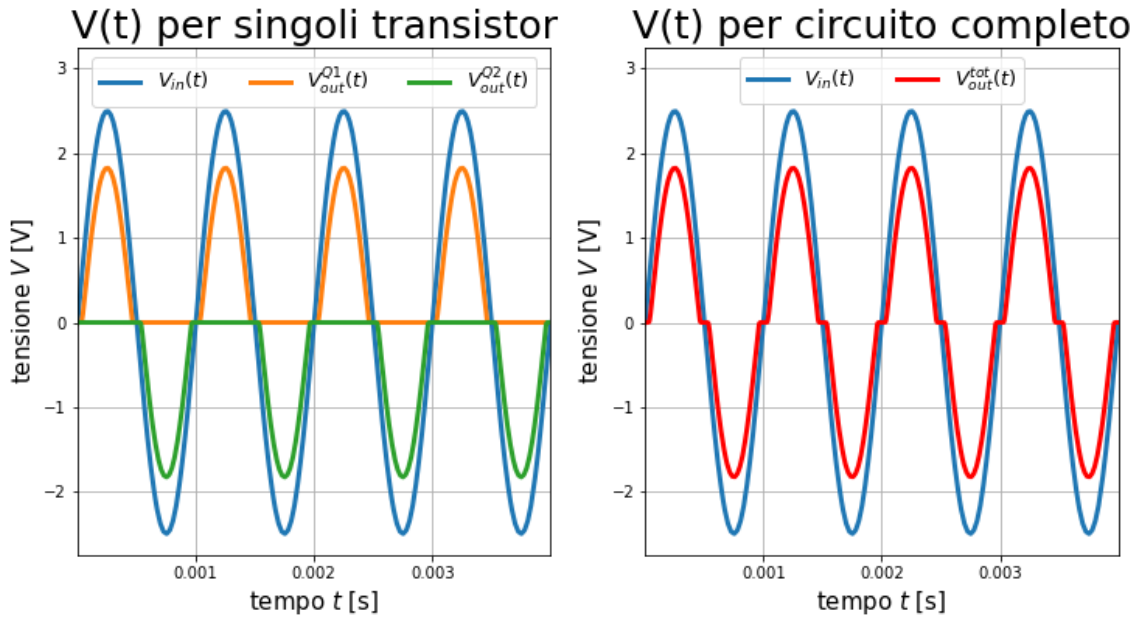


Figura 13: Da sinistra, tensioni relative ai circuiti (in figura (12a)) con un singolo transistor e tensioni per il circuito completo.

Nei grafici appena illustrati, è stato possibile osservare l'effetto di *crossover*; per evitare questo fenomeno sono state eseguite le seguenti analisi considerando il circuito in figura (12b):

- nel primo caso, dal circuito è stato rimosso il *transistor* Q2 scollegandolo dal nodo B, per esaminare il solo comportamento del *transistor* Q1;
- nel secondo caso, ripartendo dal circuito (12b), è stato rimosso il *transistor* Q1 scollegandolo dal nodo A, per esaminare il solo comportamento del *transistor* Q2;
- nell'ultimo caso, infine, è stato esaminato il comportamento del circuito originale, con entrambi i *transistor* Q1 e Q2 e i due diodi associati.

In tutti e tre i casi, i circuiti sono stati simulati utilizzando la stessa tensione alternata in entrata di ampiezza 2.5 V e frequenza 1 kHz.

Prima di effettuare tutte le misure, si è verificato che (scollegando entrambi i fili di congiunzione tra i nodi A e B e le basi dei *transistor* Q1 e Q2) il potenziale vale $V(A) = 0.7$ V e $V(B) = -0.7$ V.

Questo fatto è dovuto alla configurazione di partitore di tensione che è stata utilizzata all'interno del circuito, per variare intenzionalmente il punto di lavoro della tensione di base: il passaggio del segnale in un diodo, infatti, provoca una traslazione del segnale in ingresso V_{in} di ugual modulo ma di segno opposto rispetto a quella del *transistor*.

Ciò ha permesso di correggere l'effetto di *crossover* restituendo un segnale d'uscita V_{out}^{tot} uguale a quello in entrata V_{in} .

Di seguito sono riportate le figure inerenti ai concetti appena espressi:

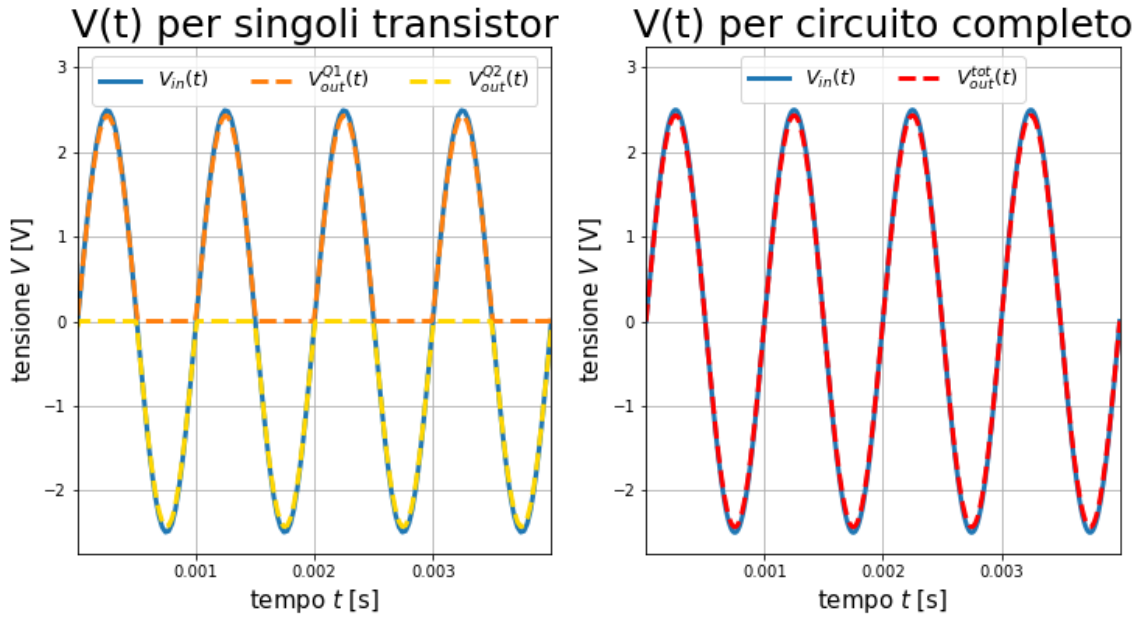


Figura 14: Da sinistra, tensioni relative ai circuiti (in figura (12b)) con un singolo transistor e tensioni per il circuito completo.

3 Common Emitter

Il circuito del *common emitter* è riportato in fig. 15 e si comporta come un amplificatore di tensione.

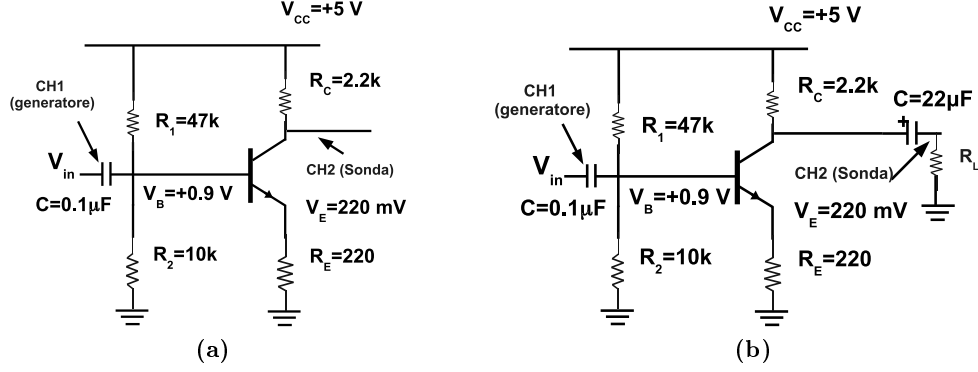


Figura 15: (a) *Common emitter*. (b) Circuito per la misura dell'impedenza di uscita del *common emitter*.

Una variazione di segnale in ingresso sulla base (V_B) appare all'emettitore

$$V_E = V_B$$

Dato che la variazione di corrente sul collettore è la stessa di quella sull'emettitore

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{V_B}{R_E}$$

da cui

$$V_C = -I_C R_C = -V_B \frac{R_C}{R_E}$$

Il guadagno del circuito è quindi

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_C}{R_E} \quad (6)$$

Quindi il circuito amplifica e inverte il segnale in ingresso.

Inizialmente, per verificare il comportamento da amplificatore del *common emitter*, è stato collegato al circuito schematizzato in figura (15a) un generatore di tensione alternata di frequenza 10 kHz e ampiezza picco-picco $V_{in}^{pp} = 0.2$ V.

In tale circuito, sono state confrontate le tensioni in entrata V_{in} e uscita V_{out} analizzandone il valore medio e l'ampiezza picco-picco.

I risultati ottenuti sono riportati di seguito:

| | Valore medio | Ampiezza picco-picco |
|---------------|--------------|----------------------|
| V_{in} [V] | 0 | 0.20 |
| V_{out} [V] | 2.99 | 1.76 |

Tabella 7: Grandezze caratteristiche delle tensioni analizzate V_{in} e V_{out} .

Inoltre, sono riportati a seguire i grafici inerenti alle tensioni analizzate:

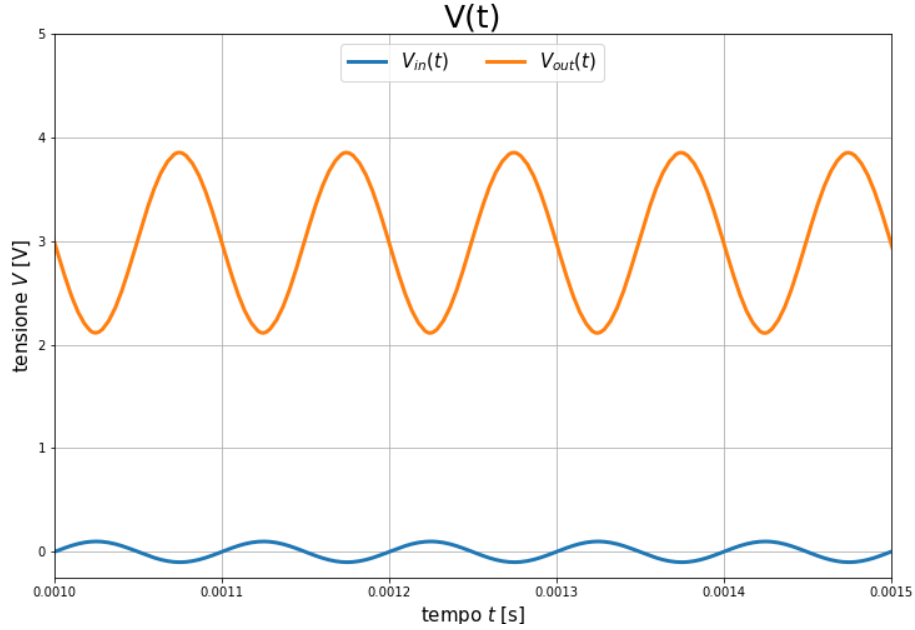


Figura 16: Tensioni in entrata ed uscita dal circuito (in figura (15a)).

Sia dai dati in tabella (7) che dal grafico in figura (16) si può notare che:

- l'ampiezza picco-picco della tensione in uscita V_{out} risulta essere circa 10 volte più grande di quella in entrata V_{in} . Infatti, considerando che nel circuito valgono $R_C = 2.2k \Omega$ e $R_E = 220 \Omega$, il comportamento delle tensioni risulta compatibile con quanto predetto dalla formula (6);
- la tensione in uscita V_{out} risulta essere traslata verticalmente di circa 3 V. Questa traslazione verso l'alto (poiché è stato impiegato un generatore in DC di +5 V) è stata necessaria per permettere la corretta visualizzazione dell'onda amplificata.
- è presente uno sfasamento di 180° tra tensione in entrata V_{in} e quella in uscita V_{out} attribuibile al passaggio della tensione attraverso la giunzione base-collettore.

A seguire, si è cercato di stimare il guadagno in corrente h_{FE} a partire dalla sua definizione:

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} \quad (7)$$

Sono state, infatti, misurate le seguenti intensità di corrente:

| | |
|--|--------|
| Corrente di collettore I_C [μA] | 908.05 |
| Corrente di base I_B [μA] | 2.97 |

Tabella 8: Intensità di corrente misurate ai capi del *transistor* nel circuito in figura (15a).

le quali hanno permesso di stimare il valore $h_{FE} = 305.74$ specifico per il circuito analizzato, che risulta essere compatibile con il valore teorico di 300 impiegato all'interno della simulazione.

Il valore appena trovato di h_{FE} è stato utilizzato nel calcolo della resistenza equivalente R del circuito contenente il *transistor*, che è stato possibile grazie alla seguente formula:

$$R = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{(1 + h_{FE})R_E} \right)^{-1} = 7347.80 \, \Omega \quad (8)$$

Questa quantità ha permesso quindi di stimare il valore di f_{3dB}^- , come la frequenza di taglio di un filtro passa alto di capacità $C = 0.1 \, \mu\text{F}$ e resistenza R :

$$f_{3dB}^- = \frac{1}{2\pi RC} \sim 216.60 \, \text{Hz} \quad (9)$$

Il valore così ottenuto, è stato poi confrontato con quello ricavato sperimentalmente, pari a $f_{3dB}^- = 288.40 \, \text{Hz}$, a partire dal *Bode plot* riportato in figura (17). In tale figura, inoltre, è stato possibile individuare un secondo valore di frequenza di taglio $f_{3dB}^+ = 19.50 \, \text{MHz}$ non descrivibile con il modello utilizzato.

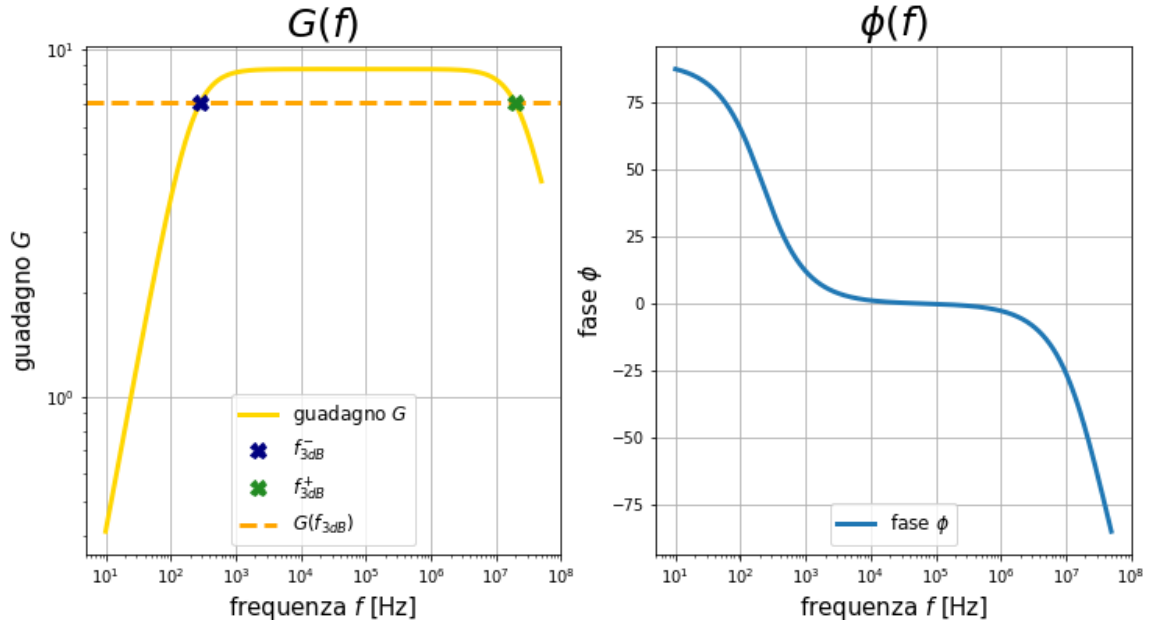


Figura 17: *Bode plot* inerente al circuito in figura (15a).

E' possibile osservare che le tensioni di frequenza compresa fra f_{3dB}^- e f_{3dB}^+ sono in effetti quelle maggiormente amplificate dal circuito e sono caratterizzate dal minore sfasamento tra i segnali in entrata ed uscita.

Successivamente è stato studiato il comportamento del circuito in figura (15b): è stato utilizzato un generatore di tensione alternata di frequenza 10kHz ed ampiezza picco-picco $V_{in}^{pp} = 0.2 \, \text{V}$.

Per analizzare il comportamento da amplificatore, sono stati utilizzati diversi valori di resistenza di carico R_L comprese in un intervallo da 500 Ω a 10k Ω con step di 1000 Ω , come riportato nel grafico a seguire.

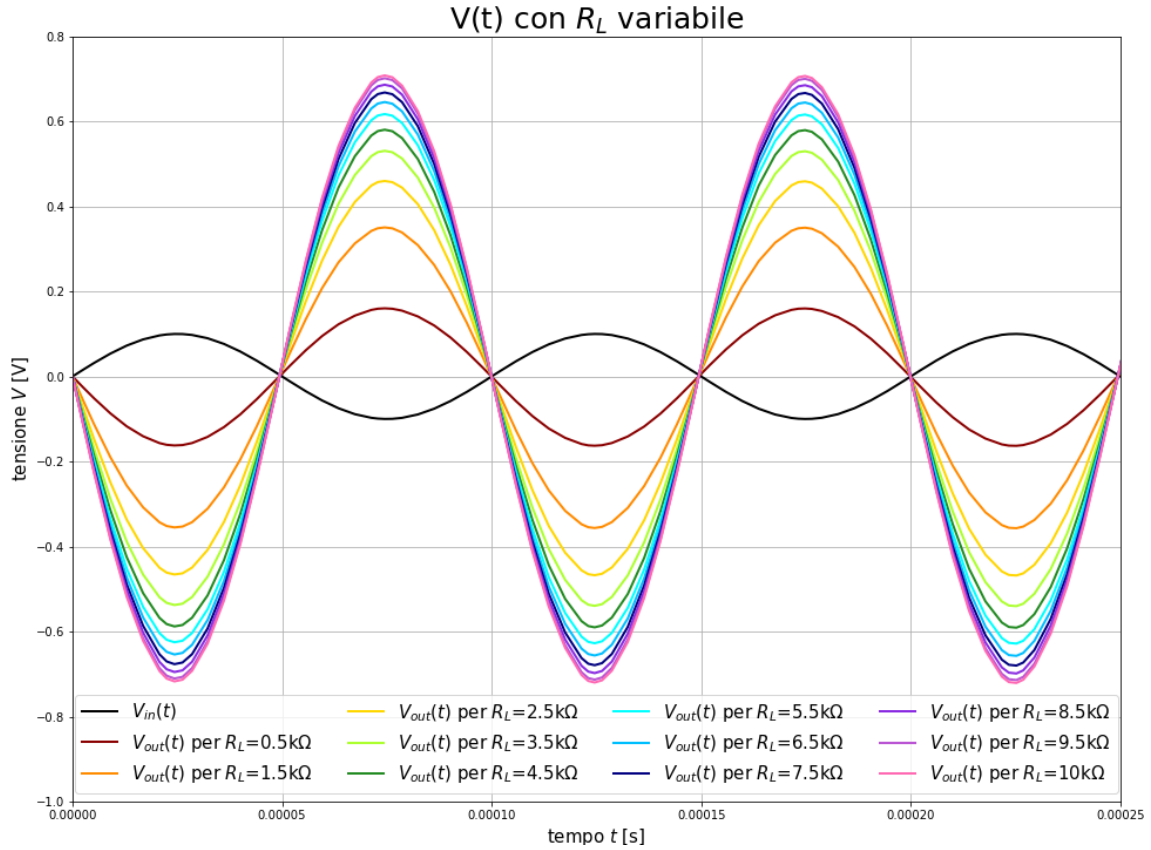


Figura 18: Tensioni in entrata ed uscita al variare di R_L relative al circuito in figura (15b).

Osservando la figura (18) si può notare che:

- l'ampiezza picco-picco della tensione in uscita V_{out} risulta essere sempre maggiore di quella in entrata V_{in} , analogamente all'andamento osservato in figura (16). Inoltre, all'aumentare della resistenza R_L si ottiene una maggiore amplificazione del segnale in uscita V_{out} ;
- la tensione in uscita V_{out} non risulta essere traslata verticalmente come osservato in figura (16). Questo è dovuto alla presenza del condensatore che elimina la parte continua del segnale in entrata, restituendo una tensione in uscita oscillante attorno a 0 V;
- è presente un'inversione della tensione in entrata V_{in} rispetto a quella in uscita V_{out} , in accordo con il segno negativo nella formula (6). Ciò deriva dal fatto che l'emettitore tende a richiedere maggiore corrente (proveniente dal collettore) all'aumentare della tensione di base V_{in} , diminuendo la tensione V_{out} del collettore.

Come per il caso precedente, è stato possibile visualizzare un *Bode plot* relativo al circuito in figura (15b): questo è stato fatto per i due valori estremi di resistenza di carico R_L considerati in precedenza (cioè 500 Ω e 10k Ω). L'andamento così ottenuto è risultato analogo a quello osservato in figura (17).

In figura (19) si è potuto osservare che il valore massimo assunto dal guadagno G risulta direttamente proporzionale al valore di resistenza di carico R_L utilizzata: ciò risulta in

accordo con l'osservazione precedentemente fatta riguardo la diretta proporzionalità tra l'amplificazione del segnale e il valore di resistenza R_L .

Per quanto riguarda lo sfasamento ϕ , invece, è stato ottenuto un grafico analogo a quello della prima misura, in figura (17): la maggior parte delle frequenze che risultano amplificate sono caratterizzate da sfasamento nullo indipendentemente dalla resistenza di carico R_L utilizzata.

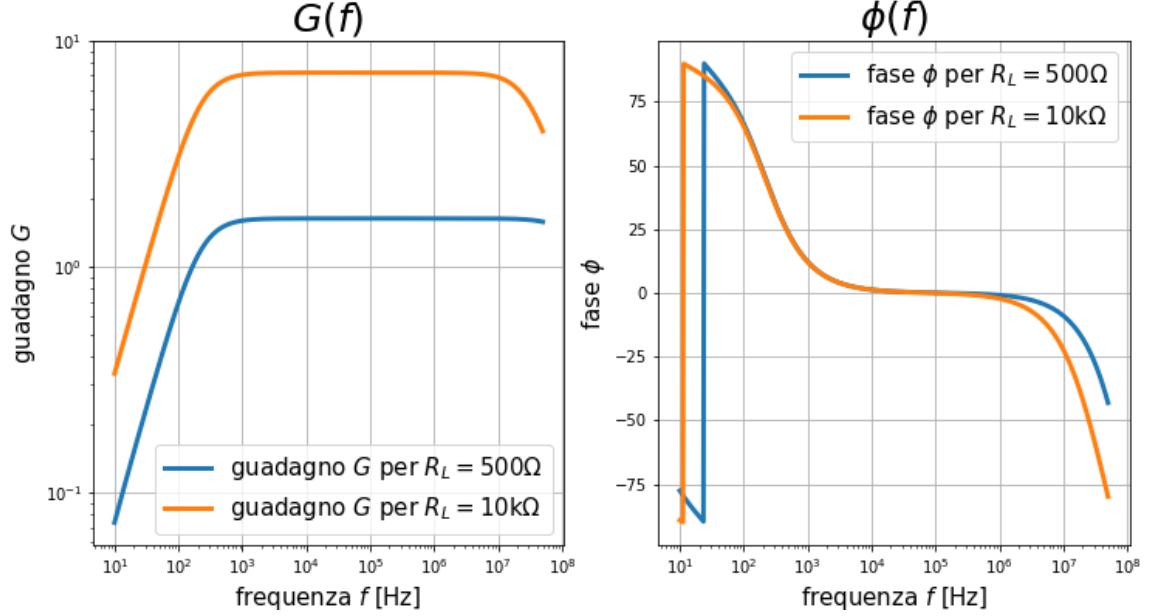


Figura 19: *Bode plot* inerente al circuito in figura (15b), per due differenti valori di resistenza di carico R_L .

Infine, utilizzando gli stessi valori di resistenza di carico R_L impiegati nel *Bode plot*, è stato possibile calcolare l'impedenza in uscita Z_{out} del circuito: questa stima è stata permessa dal fatto che l'insieme del transistor e di R_L rappresenta un partitore di tensione tra la tensione V_C ignota a cui si trova il collettore del transistor e la massa.

Pertanto, sono state utilizzate le seguenti formule:

$$\begin{cases} V_{out1} = \frac{R_{L1}}{R_{L1} + Z_{out}} V_C \\ V_{out2} = \frac{R_{L2}}{R_{L2} + Z_{out}} V_C \end{cases} \quad (10)$$

dove $R_{L1} = 500 \Omega$ e $R_{L2} = 10 \text{ k}\Omega$.

I valori V_{out1} e V_{out2} sono stati stimati come l'ampiezza delle tensioni in uscita rappresentate in figura (20):

| | V_{out1} | V_{out2} |
|--------------|------------|------------|
| Ampiezza [V] | 0.16 | 0.72 |

Tabella 9: Valori stimati di ampiezza per V_{out1} e V_{out2} .

Queste hanno permesso di calcolare Z_{out} e V_C come:

$$\begin{cases} Z_{out} = \frac{R_{L1}R_{L2}(V_{out1} - V_{out2})}{V_{out2}R_{L1} - V_{out1}R_{L2}} = 2194.82 \, \Omega \\ V_C = V_{out1} + \frac{R_{L2}(V_{out1} - V_{out2})}{V_{out2}R_{L1} - V_{out1}R_{L2}} = 4.55 \, \text{V} \end{cases} \quad (11)$$

Di seguito vengono rappresentate le tensioni che hanno permesso di calcolare i valori appena trovati:

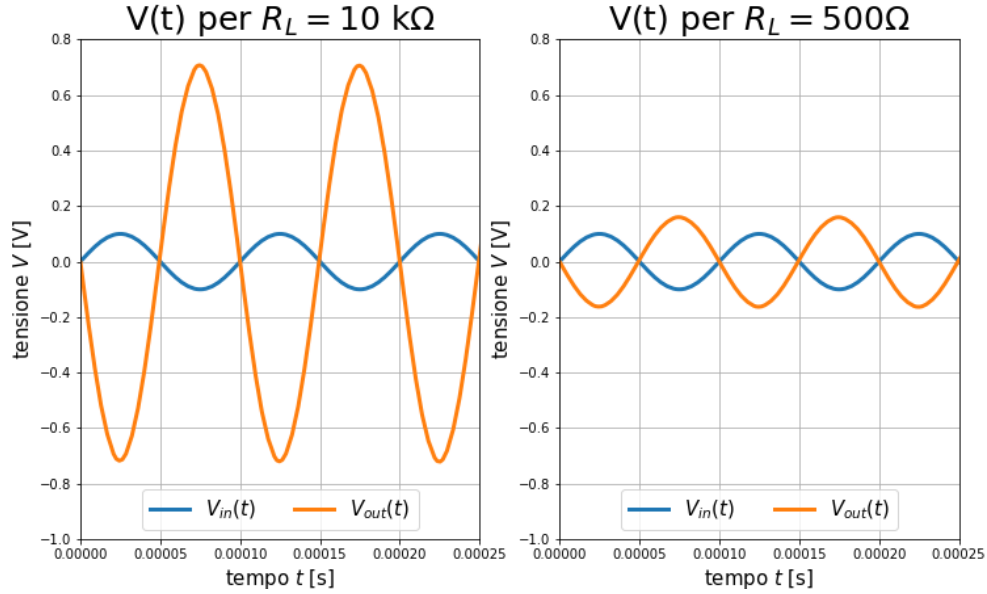


Figura 20: Tensioni in entrata ed uscita per i due valori estremi di R_L utilizzate, relative al circuito in figura (15b).

3.1 Common emitter + Emitter follower

Nella sezione precedente si è analizzato il comportamento di un *emitter follower* e si è notato essere un buon adattatore di impedenza, per questo motivo si è deciso di collegarlo ad un circuito *common emitter* e studiare l'effetto sull'impedenza d'uscita Z_{out} .

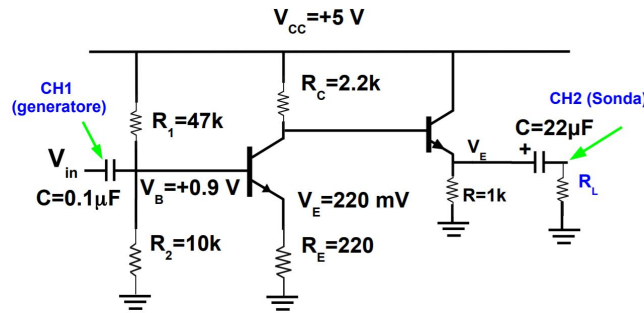


Figura 21: Schematizzazione di un circuito costituito da un *common emitter* collegato ad un *emitter follower*.

Analogamente ai casi precedenti, sono state considerate due tensioni in uscita V_{out1} e V_{out2} relative a due valori di resistenza di carico $R_{L1} = 500 \Omega$ e $R_{L2} = 10 \text{ k}\Omega$.

Di seguito sono riportati i rispettivi grafici:

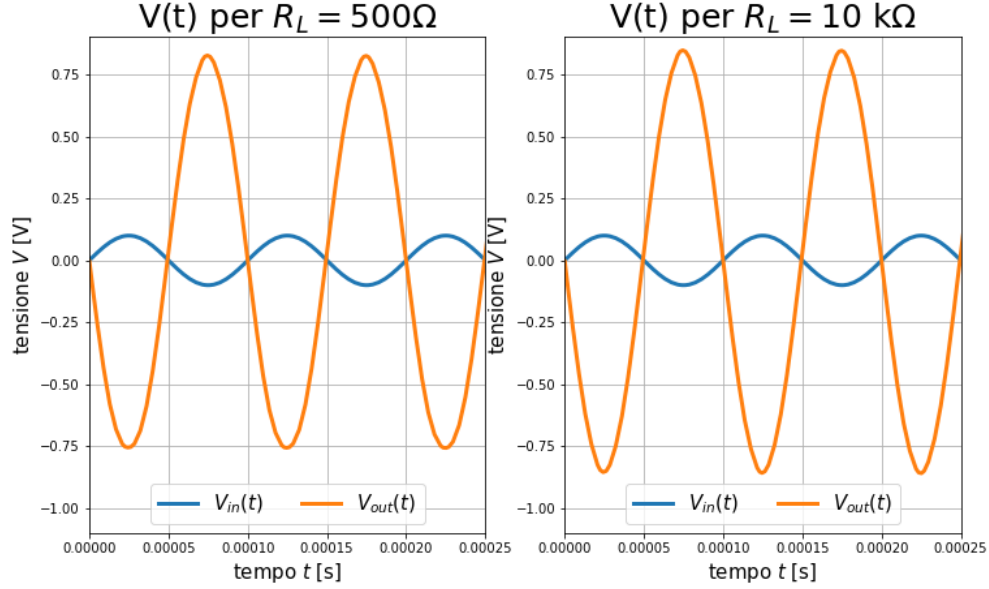


Figura 22: Tensioni in entrata ed uscita per i due valori estremi di R_L utilizzate, relative al circuito in figura (21).

Per stimare l'impedenza in uscita Z_{out} sono state utilizzate le precedenti formule (equazioni (10) e (11)), utilizzando come V_{out1} e V_{out2} i valori riportati in tabella:

| | V_{out1} | V_{out2} |
|--------------|------------|------------|
| Ampiezza [V] | 0.79 | 0.86 |

Tabella 10: Valori stimati di ampiezza per V_{out1} e V_{out2} .

I valori stimati dall'equazione (11) sono:

$$\begin{cases} Z_{out} = 43.46 \Omega \\ V_C = 0.88 \text{ V} \end{cases} \quad (12)$$

Come previsto, l'aggiunta di un adattatore di impedenza, ha permesso di trovare una buona impedenza in uscita Z_{out} , molto minore di quella precedentemente trovata.