



Università degli studi dell'Insubria

Dipartimento di Scienza e Alta Tecnologia

Laboratorio di Fisica III

I Transistor

Mozzanica Martina, Quaini Alessandro, Savorgnano Sofia

Docente
Prof. Valerio MASCAGNA

Data

1 febbraio 2020

Contents

| | | |
|----------|--|-----------|
| 1 | Introduzione | 3 |
| 2 | Emitter Follower | 5 |
| 3 | Verifica dell'effetto del carico | 6 |
| 4 | L'effetto Clipping | 12 |
| 4.1 | Primo set di misure: variazione del potenziale dell'emettitore | 13 |
| 4.2 | Secondo set di misure: variazione della resistenza di carico | 17 |
| 5 | La sorgente di corrente | 20 |
| 6 | Il circuito Push-Pull | 24 |
| 6.1 | Verifica dei singoli transistor | 24 |
| 6.2 | Circuito push-pull completo | 26 |
| 6.3 | Circuito push-pull migliorato | 27 |
| 7 | Common Emitter | 28 |
| 7.1 | Analisi dati | 30 |
| 7.2 | Common Emitter+Emitter Follower | 36 |

1 Introduzione

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 2 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.

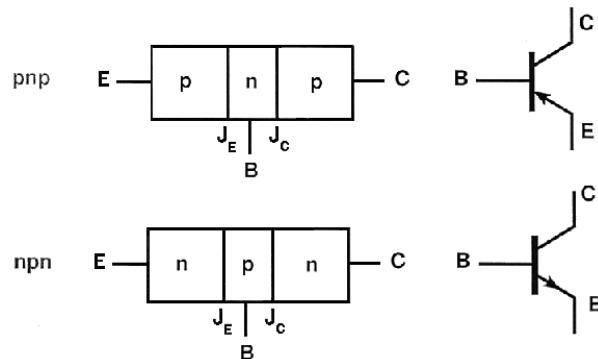


Figure 1: Rappresentazione schematica delle due tipologie di transistor; le frecce nelle figure a destra specificano la direzione della corrente quando il transistor è polarizzato.

Possiamo spiegare brevemente il funzionamento di un transistor. Consideriamo un transistor del tipo pnp mostrato in fig.1. Alimentando il transistor succede che la barriera della giunzione BE, polarizzata direttamente, si abbassa mentre quella della giunzione CE, polarizzata inversamente, si alza. Perciò le lacune vanno verso B mentre gli elettroni avranno un moto opposto, cioè andranno verso E. Ora le lacune in eccesso diffondono attraverso n, vengono accelerate (cadono lungo la barriera) e raccolte da C. Per questo passaggio è importante che il terminale n, posto tra i due terminali p, sia abbastanza sottile da permettere alle lacune di diffondere e raggiungere C.

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 20-100.

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:

- **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..

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.

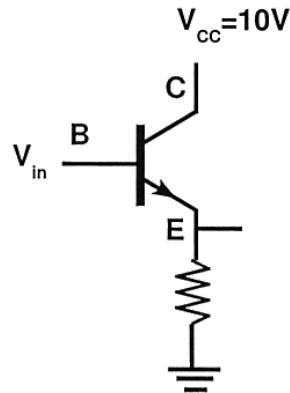


Figure 2: Il circuito dell'Emitter follower.

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, senza perdita di ampiezza del segnale. Questo circuito viene utilizzato per creare sorgenti a bassa impedenza, creare riferimenti di tensione stabili, isolare sorgenti di segnale dall'effetto del carico delle fasi successive.

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,

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

con $h_{FE} \approx 100$.

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

3 Verifica dell'effetto del carico

L'adattamento di impedenza dell'emitter follower è stato verificato confrontando il comportamento di un circuito senza adattamento del carico (fig. 3a) con quello di un emitter follower (fig. 3b).

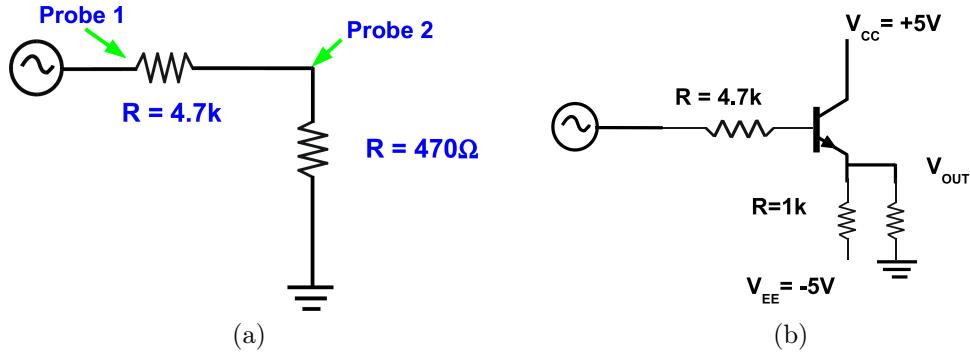


Figure 3: (a) Circuito senza adattamento di impedenza. (b) Circuito con emitter follower.

Per la verifica dell'effetto di carico sono stati inizialmente acquisiti dati relativi al circuito (fig. 3a), potenziale in ingresso e in uscita, variando ogni volta la resistenza di carico R_l (che in figura ig. 3a assume un valore di 470Ω). In ingresso è sempre stata inviata un'onda sinusoidale caratterizzata da una frequenza di 1 kHz e un'ampiezza del segnale di 1 V ($V_{pp} = 2$ V, dove V_{pp} indica la differenza di tensione tra il massimo e il minimo del segnale).

La seconda presa dati che è stata effettuata per la verifica dell'effetto di carico riguarda invece il circuito rappresentato in figura (fig. 3b). Questo circuito differisce dal precedente (fig. 3a) per la presenza dell'Emitter Follower che grazie alla sua elevata resistenza di ingresso, assorbe poca corrente dalla sorgente e provoca una piccola caduta di tensione interna nella sorgente.

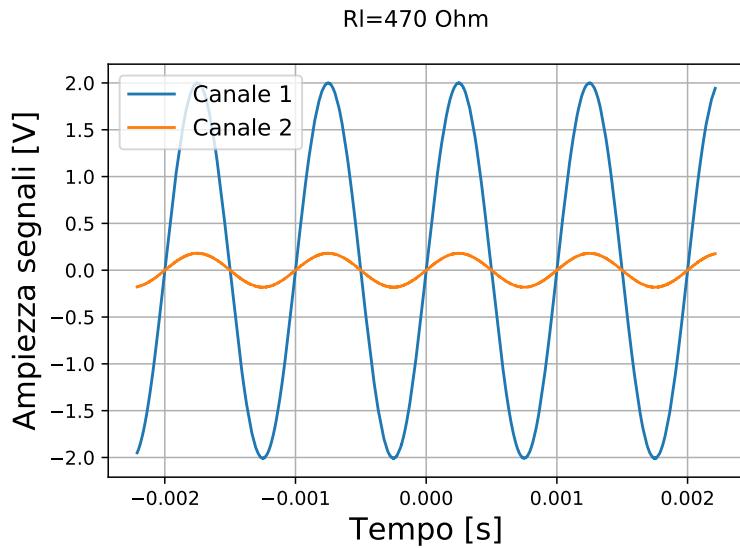


Figure 4: Effetto di carico per circuito senza adattamento di impedenza con resistenza di carico $R_l=470 \Omega$.

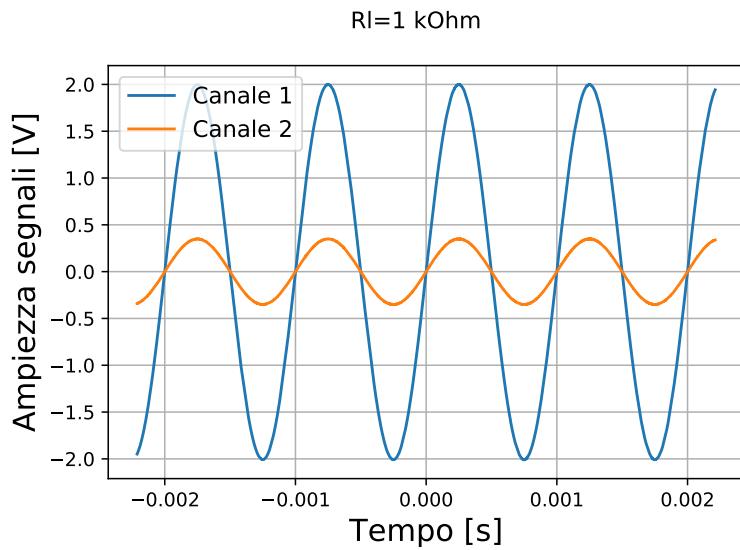


Figure 5: Effetto di carico per circuito senza adattamento di impedenza con resistenza di carico $R_l=1 \text{ k}\Omega$.

I risultati ottenuti in tabella 1 mostrano come nel caso di circuito 3a, la tensione in uscita dipenda fortemente dal valore della resistenza di carico, cosa che viene meno nel caso del circuito 3b con emitter follower dove si può osservare, in tabella 2, che i valori della tensione in uscita si stabilizzano e rimangono pressoché costanti al variare della resistenza di carico.

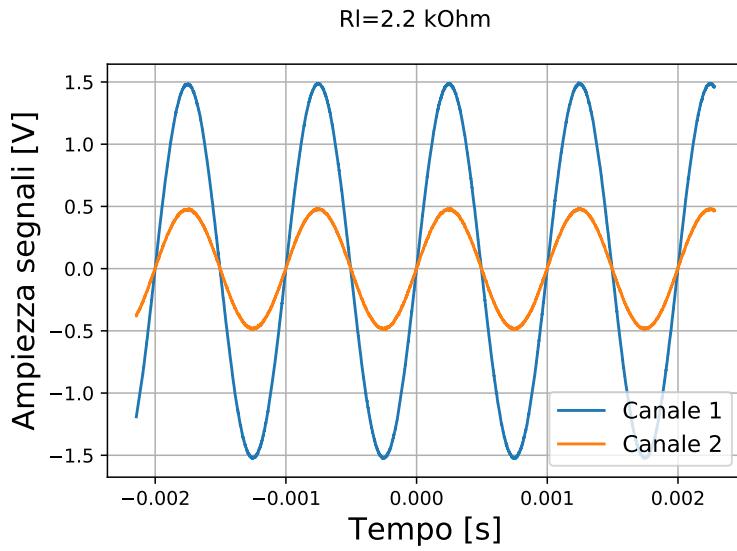


Figure 6: Effetto di carico per circuito senza adattamento di impedenza con resistenza di carico $R_l=2.2 \text{ k}\Omega$.

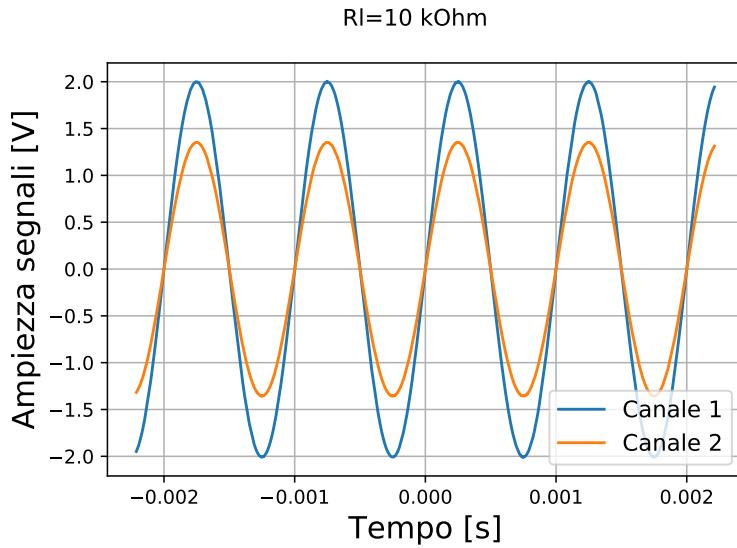


Figure 7: Effetto di carico per circuito senza adattamento di impedenza con resistenza di carico $R_l=10 \text{ k}\Omega$.

Si nota anche che nel caso del circuito 3b il segnale in uscita viene traslato verso il basso di una costante. Questo fenomeno è dovuto alla presenza della barriera di potenziale presente all'interno del transistor tra la base e l'emettitore.

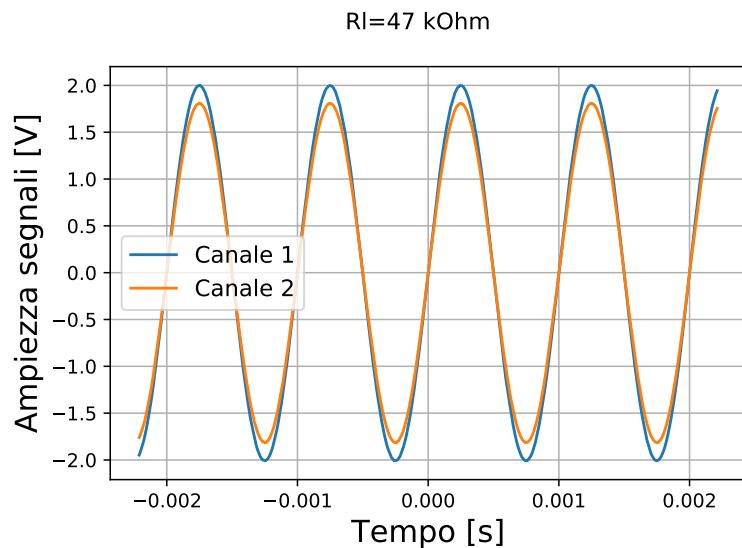


Figure 8: Effetto di carica per circuito senza adattamento di impedenza con resistenza di carico $R_l=47 \text{ k}\Omega$.

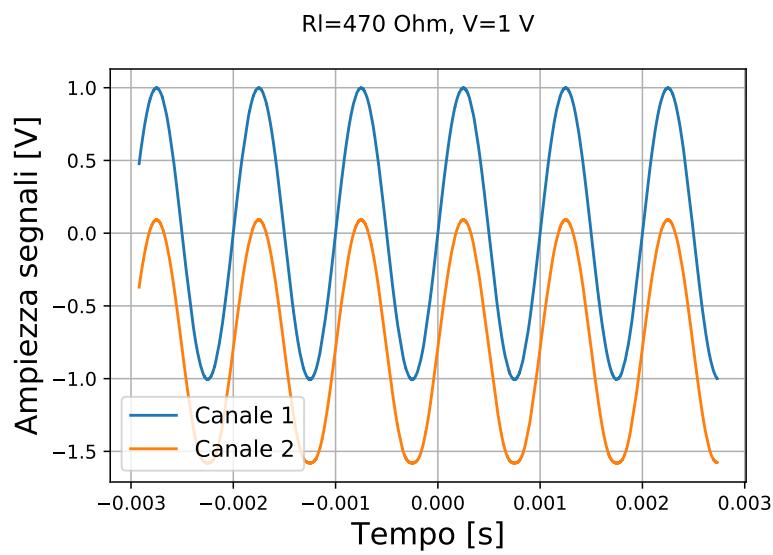


Figure 9: Effetto di carica per circuito con Emitter Follower e con resistenza di carico $R_l=470 \Omega$.

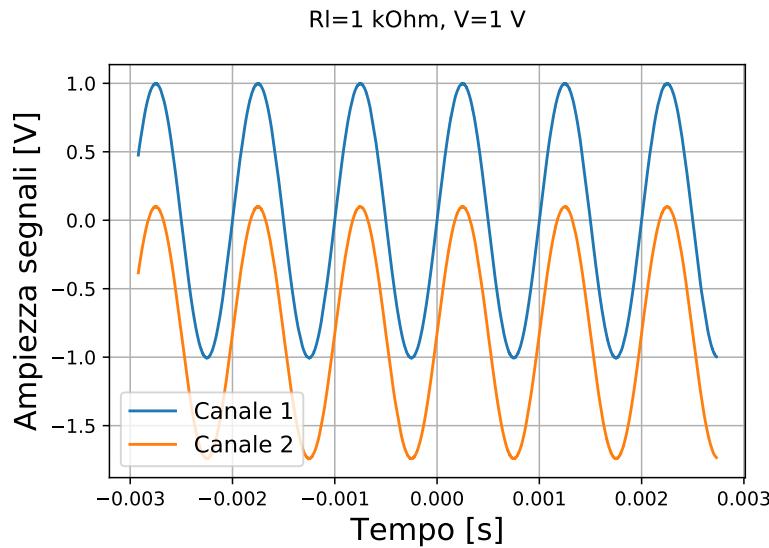


Figure 10: Effetto di carica per circuito con Emitter Follower e con resistenza di carico $R_l=1 \text{ k}\Omega$.

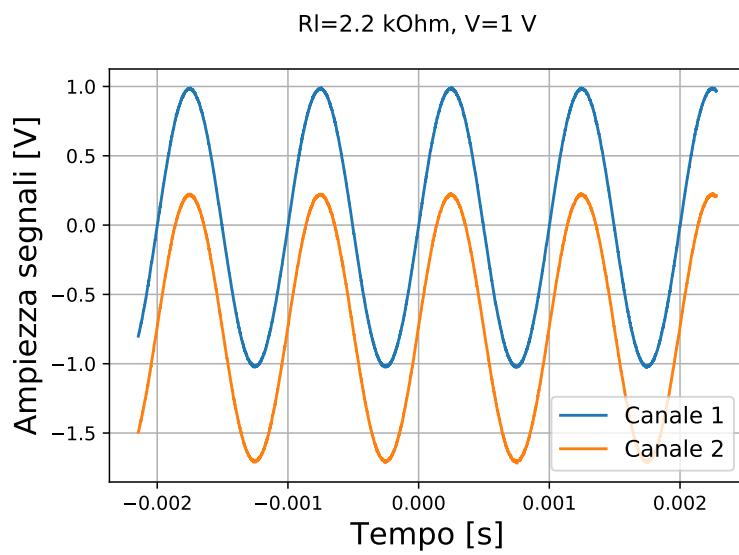


Figure 11: Effetto di carica per circuito con Emitter Follower e con resistenza di carico $R_l=2.2 \text{ k}\Omega$.

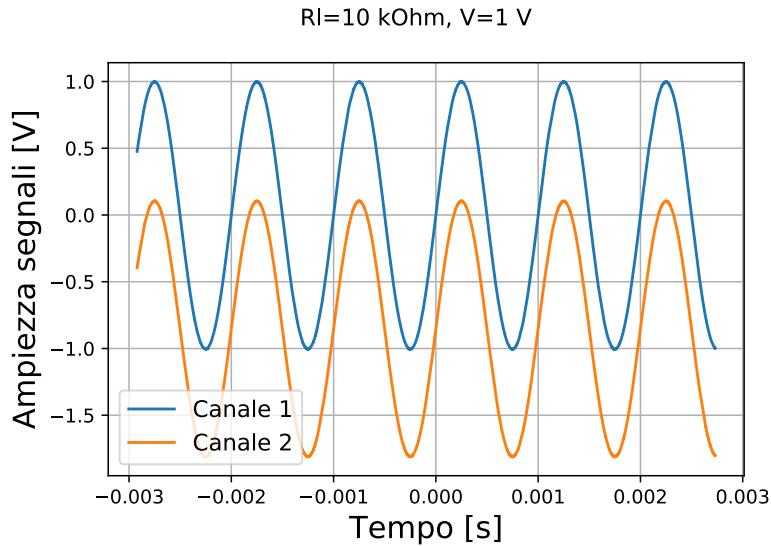


Figure 12: Effetto di carica per circuito con Emitter Follower e con resistenza di carico $R_l=10 \text{ k}\Omega$.

| $R_L [\Omega]$ | $V_{IN} [\text{V}]$ | $V_{OUT} [\text{V}]$ | $\Delta V [\text{V}]$ |
|----------------|---------------------|----------------------|-----------------------|
| 470 | 2.0 | 0.2 | 1.8 |
| 1000 | 2.0 | 0.4 | 1.6 |
| 2200 | 1.5 | 0.5 | 1 |
| 10000 | 2.0 | 1.4 | 0.6 |

Table 1: Valori delle resistenze di carico, delle tensioni in entrata, in uscita e della variazione di tensione per il circuito senza emitter follower.

| $R_L [\Omega]$ | $V_{IN} [\text{V}]$ | $V_{OUT} [\text{V}]$ | $\Delta V [\text{V}]$ |
|----------------|---------------------|----------------------|-----------------------|
| 470 | 1.0 | 0.1 | 0.9 |
| 1000 | 1.0 | 0.1 | 0.9 |
| 2200 | 1.0 | 0.2 | 0.8 |
| 10000 | 1.0 | 0.2 | 0.8 |

Table 2: Valori delle resistenze di carico, delle tensioni in entrata, in uscita e della variazione di tensione per il circuito con emitter follower.

4 L'effetto Clipping

Attraverso l'uso del transistor all'interno del circuito emitter follower è possibile ottenere un'onda in output con caratteristiche note. In particolare si sa che l'Emitter follower necessita di una corrente minima per evitare quello che prende il nome di effetto di clipping. Considerando il circuito in fig. 13 e un segnale sinusoidale in ingresso che varia tra -5 V e +5 V, lo swing positivo in uscita arriverà a 4.4 V (data la caduta di 0.6 V attraverso la giunzione BE) mentre quello negativo si ferma a -2.5 V dopodiché il transistor si spegne, essendo la corrente di base troppo bassa per superare la barriera di potenziale nella giunzione. A causa del carico infatti, la corrente di base dovrebbe fluire nella direzione opposta (cioè in quella contraria rispetto alla polarizzazione della giunzione BE). Quindi il segnale risulta tagliato al di sotto di -2.5 V.

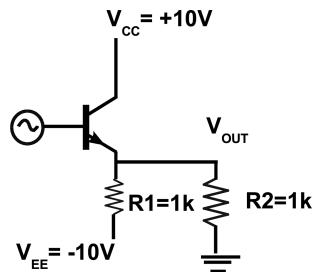


Figure 13: Circuito con emitter follower che presenta clipping.

Per limitare l'effetto del clipping, bisogna aumentare la corrente e quindi diminuire il carico oppure far diventare più negativa la tensione V_{EE} .

Il circuito realizzato è rappresentato in fig. 14.

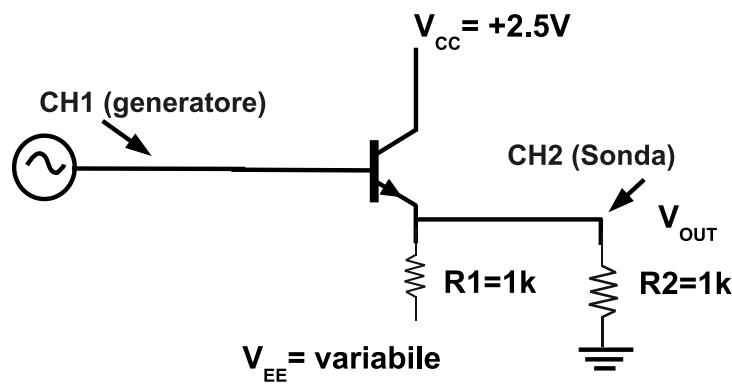


Figure 14: Circuito realizzato in laboratorio per studiare il clipping.

Sono stati effettuati due set di misure, che tuttavia si prefiggono lo stesso obiettivo: partendo da una situazione in cui è visibile l'effetto di clipping, si modificano due parametri del sistema (circuito) fino a far sparire questo effetto, ottenendo quindi un'onda completa.

4.1 Primo set di misure: variazione del potenziale dell'emettitore

Nel primo set di misure è stata fissata la resistenza di carico $R_1=1\text{ k}\Omega$, è stata inviata come input un'onda sinusoidale di ampiezza 1.5 V a frequenza 1 kHz. Il parametro che è stato variato è il potenziale impostato all'emettitore del transistor. Per ciascuno dei valori utilizzati è stato calcolato il valore di taglio dell'onda, ovvero la soglia di potenziale oltre la quale il transistor si spegne, con conseguente taglio dell'onda nell'intervallo di valori negativi.

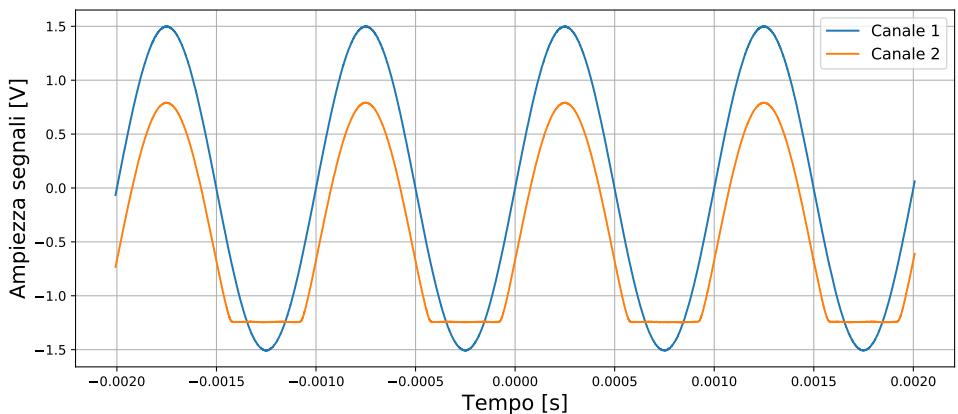


Figure 15: Grafico che mostra l'andamento del segnale in funzione del tempo, con $V_{EE} = -2.5$ V.

L'aspetto più importante da analizzare è l'andamento del clipping al variare della V_{EE} impostata. Il potenziale in uscita è dato dalla formula 7, che fornisce un limite inferiore, quindi negativo. Per la legge di Ohm (equazione 6) e per il fatto che la somma complessiva delle correnti deve essere nulla, deve valere l'equazione 5, dalla quale si ricava l'equazione 7.

$$\frac{V_{out}}{R_1} = \frac{V_{out} + 2.5}{R_2} \quad (5)$$

$$V = R \cdot I \quad (6)$$

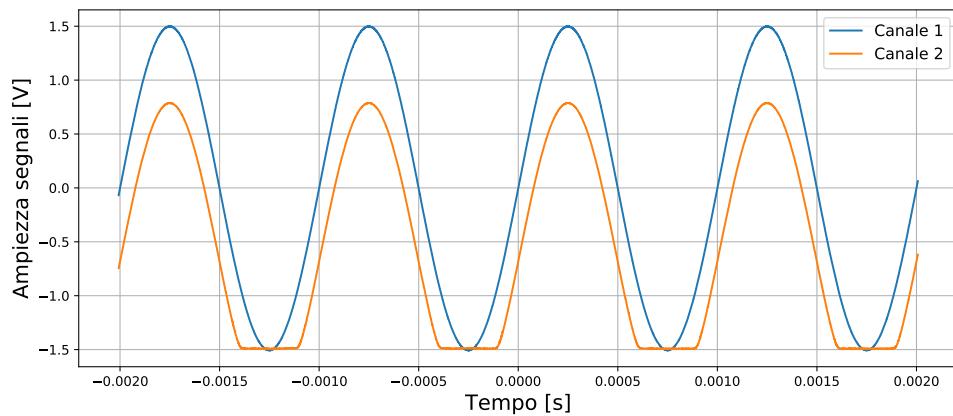


Figure 16: Grafico che mostra l'andamento del segnale in funzione del tempo, con $V_{EE} = -3$ V.

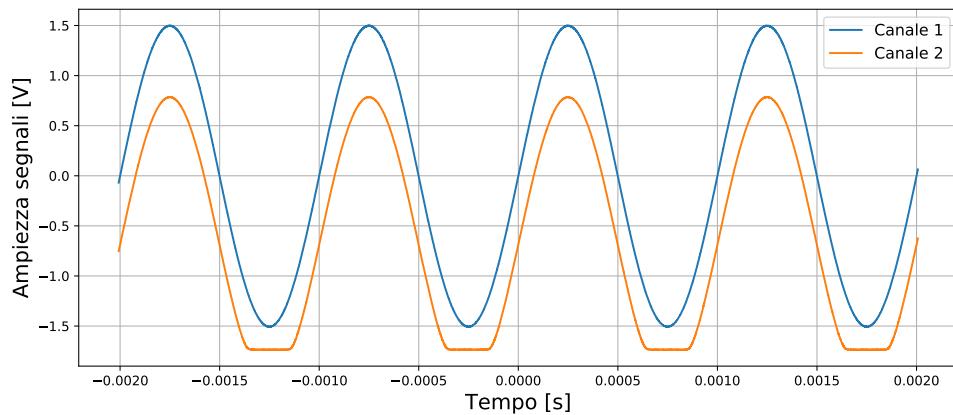


Figure 17: Grafico che mostra l'andamento del segnale in funzione del tempo, con $V_{EE} = -3.5$ V.

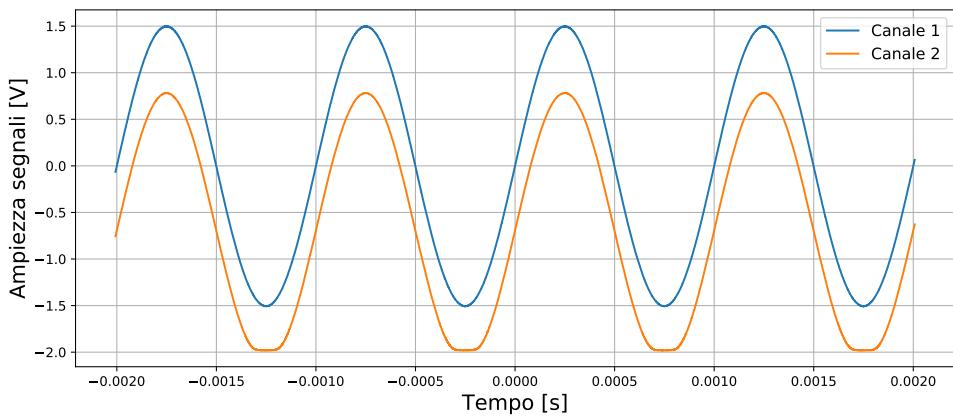


Figure 18: Grafico che mostra l'andamento del segnale in funzione del tempo, con $V_{EE} = -4$ V.

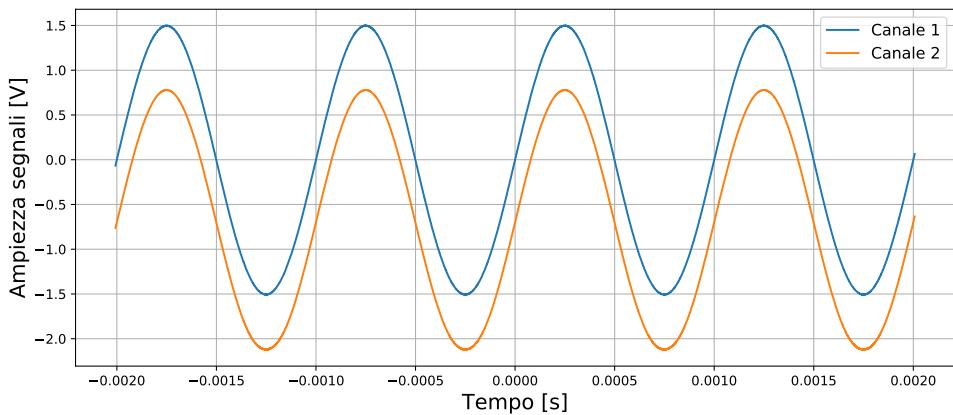


Figure 19: Grafico che mostra l'andamento del segnale in funzione del tempo, con $V_{EE} = -4.5$ V.

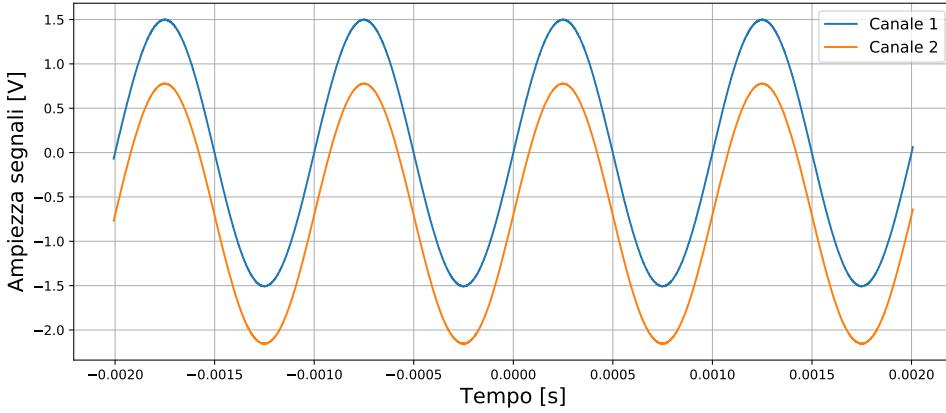


Figure 20: Grafico che mostra l'andamento del segnale in funzione del tempo, con $V_{EE} = -5$ V.

$$V_{out} = V_{EE} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (7)$$

Si può quindi notare una proporzionalità diretta del potenziale in uscita rispetto al potenziale dell'emettitore. Per questo motivo risulta chiaro che al fine di diminuire V_{out} si può rendere più negativo V_{EE} oppure più piccolo il valore di R_1 , poiché V_{EE} sarà comunque negativo.

Nella tabella 3 sono mostrati i valori di V_{EE} impostata nel circuito, il valore del V_{out} atteso e quello ottenuto sperimentalmente.

| V_{EE} | $V_{teorico}$ | $V_{sperimentale}$ |
|----------|---------------|--------------------|
| -2.5 | -1.25 | -1.24 |
| -3 | -1.5 | -1.49 |
| -3.5 | -1.75 | -1.74 |
| -4 | -2 | -1.98 |
| -4.5 | -2.25 | -2.12 |
| -5 | -2.25 | -2.16 |

Table 3: Effetto clipping: valori teorici e sperimentali del potenziale in uscita.

Per discriminare numericamente i valori di V_{EE} a cui si ha effetto di clipping da quelli in cui invece si ha onda completa, si può calcolare la differenza tra i massimi e quella tra i minimi delle onde in ingresso e in uscita. Si identifica con una M maiuscola il massimo e con una m minuscola il minimo.

$$\Delta_{max} = M_{input} - M_{output} \quad (8)$$

$$\Delta_{min} = m_{input} - m_{output} \quad (9)$$

$$\Delta = \Delta_{max} - \Delta_{min} \quad (10)$$

Quanto più il Δ é piccolo, tanto più l'onda é completa. Questa analisi é stata effettuata perché anche se a livello grafico é facilmente visibile l'effetto clipping, non é assicurato che nei casi dove esso non appare, non ci sia effettivamente.

| V_{EE} | Δ [V] |
|----------|--------------|
| -2.5 | 0.97 |
| -3 | 0.72 |
| -3.5 | 0.48 |
| -4 | 0.24 |
| -4.5 | 0.10 |
| -5 | 0.07 |

Table 4: Valori corrispondenti di Δ per ogni V_{EE} .

Dai dati presenti in tabella 4.1 é possibile verificare l'andamento predetto dalla teoria. Infatti al diminuire di V_{EE} diminuisce il valore di Δ . Questo é perfettamente in accordo con il fatto che l'onda a -5 V sia completa, mentre in tutti gli altri casi le onde siano clippate.

Occorre una puntualizzazione. Da un punto di vista puramente teorico, la Δ dovrebbe essere nulla per tutti i valori di V_{EE} per cui si ha un'onda completa. Tuttavia a causa degli errori sperimentali insiti nei componenti del circuito e nella strumentazione utilizzata, il valore di Δ non é esattamente nullo.

4.2 Secondo set di misure: variazione della resistenza di carico

Ci sono due metodi per eliminare l'effetto di clipping: il primo, che consiste nella variazione del potenziale ai capi dell'emettitore é stato illustrato nel paragrafo 2.1. Mentre il secondo metodo consiste nel variare una delle due resistenze presenti nel circuito. Nel secondo set di misure é stato fissato il potenziale dell'emettitore a $V_{EE} = -2.5$ V, é stata inviata un'onda sinusoidale di ampiezza 2.5 V a frequenza di 1 kHz. Il

parametro che è stato variato in questo caso è la resistenza R_1 . Per ciascuno dei valori utilizzati è stato calcolato il valore di taglio dell'onda, ovvero la soglia di potenziale oltre la quale il transistor si spegne, con conseguente taglio dell'onda nell'intervallo di valori negativi.

Le resistenze utilizzate sono state 100, 220, 1000 e 22000 Ω . In questo caso ci si aspetta che il clipping scompaia al diminuire della resistenza inserita nel circuito.

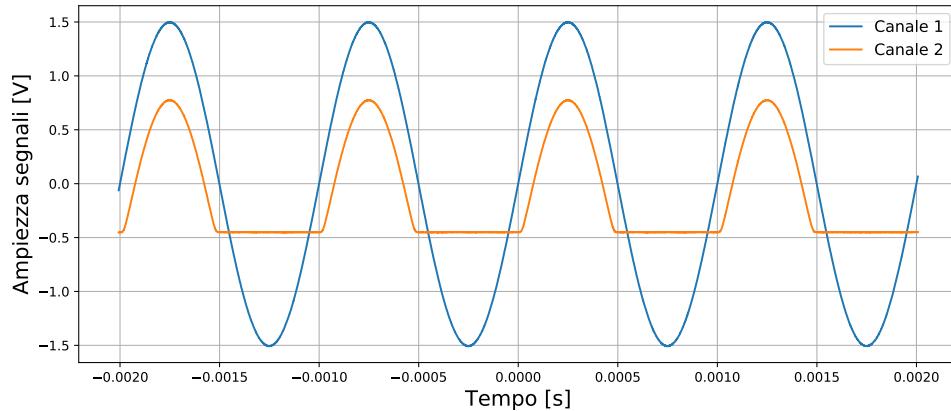


Figure 21: Grafico che mostra l'andamento del segnale in funzione del tempo, per una resistenza $R_1=22\text{ k}\Omega$.

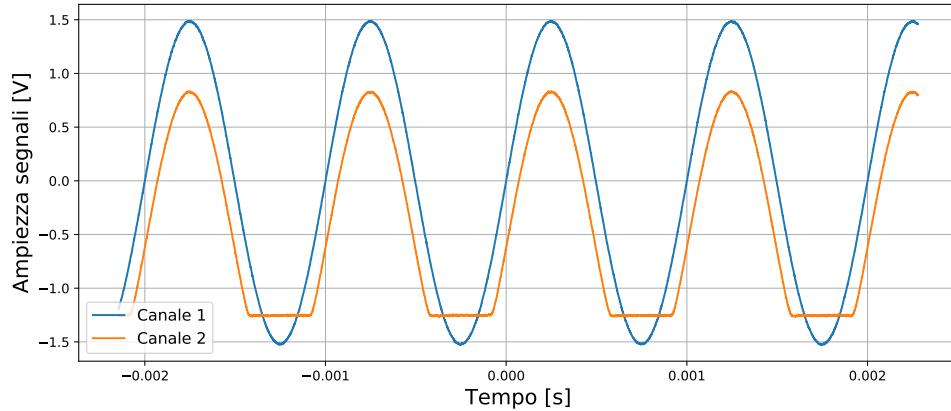


Figure 22: Grafico che mostra l'andamento del segnale in funzione del tempo, per una resistenza $R_1=1\text{ k}\Omega$.

Come per la prima misura, occorre verificare che il valore del minimo di potenziale sia coerente con quello teorico, dato dalla formula 7.

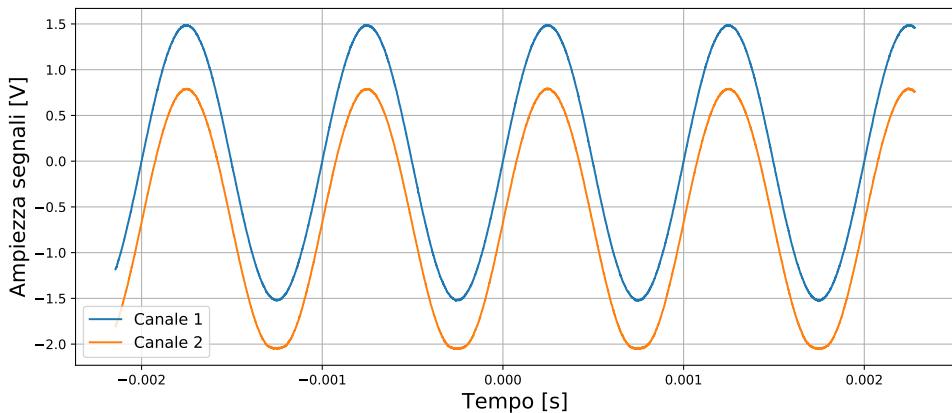


Figure 23: Grafico che mostra l'andamento del segnale in funzione del tempo, per una resistenza $R_1=220 \Omega$.

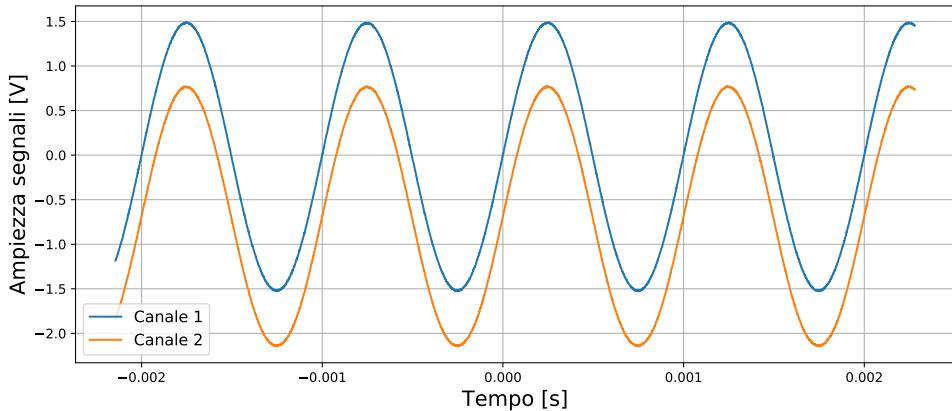


Figure 24: Grafico che mostra l'andamento del segnale in funzione del tempo, per una resistenza $R_1=100 \Omega$.

| $R_1 [\Omega]$ | $V_{teorico}$ | $V_{sperimentale}$ |
|----------------|---------------|--------------------|
| 22000 | -0.11 | -0.45 |
| 1000 | -1.25 | -1.27 |
| 220 | -2.05 | -2.05 |
| 100 | -2.27 | -2.15 |

Table 5: Potenziale teorico e sperimentale per ogni resistenza.

Anche per la seconda misura si è calcolato il valore soglia per cui si ha clipping. Si utilizza lo stesso metodo per differenze che è stato utilizzato per la prima misura. Il valore di Δ è stato calcolato come in formula 4.1.

| R_1 [Ω] | Δ [V] |
|--------------------|--------------|
| 22000 | 0.97 |
| 1000 | 0.72 |
| 220 | 0.24 |
| 100 | 0.10 |

Table 6: Valori corrispondenti di Δ per ogni resistenza.

Si ritiene necessario fare alcune considerazioni, affini a quelle relative al primo set di misure. L'andamento dei valori di Δ è coerente con la teoria. Infatti al diminuire della resistenza si ha una corrispondente diminuzione del valore di Δ .

5 La sorgente di corrente

L'mitter follower può essere utilizzato come current source. Una current source è un circuito elettronico che eroga o assorbe una corrente elettrica indipendente dalla tensione che lo attraversa. Considerando il circuito in fig. 25,

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

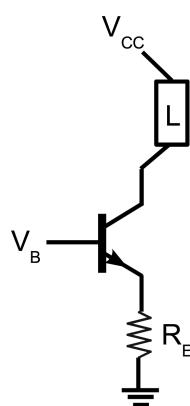


Figure 25: Emitter follower utilizzato in configurazione generatore di corrente.

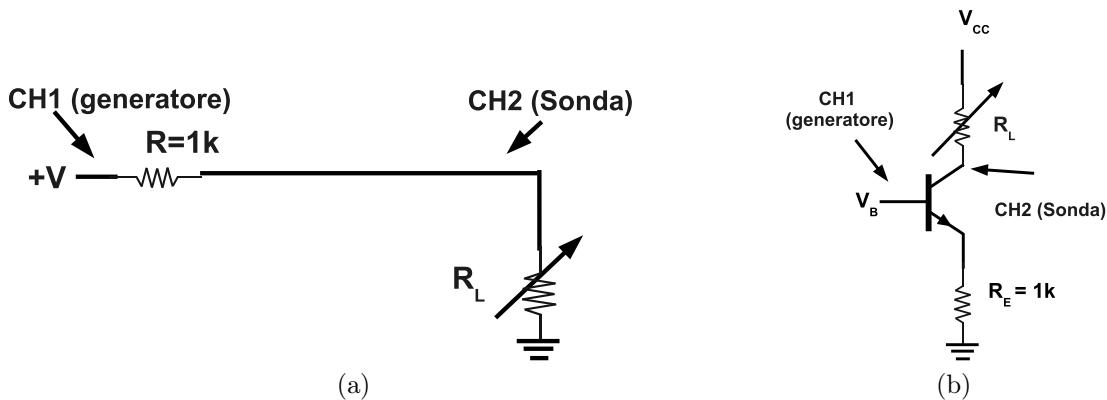


Figure 26: (a) Generatore di corrente approssimato. (b) Generatore di corrente con emitter follower.

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.

La prova di laboratorio è consistita nella realizzazione di due generatori di corrente, uno classico con una resistenza in serie a un generatore di tensione (fig. 26a) e uno con un emitter follower (fig. 26b).

Il primo che è stato analizzato è il circuito classico (fig. 26a), dove inizialmente si è fissata la resistenza di carico a $R_L=2.2\text{ k}\Omega$ e tramite il generatore Wavegen, impostato in DC, si è variata la tensione in ingresso. Per ogni valore si è misurata la tensione del canale 2 tramite la sonda e i risultati ottenuti sono riportati nella tabella (tab. 7).

In seconda analisi sono state modificate le resistenze di carico e la tensione del segnale d'ingresso per ottenere una corrente di intensità 1 mA nel circuito e i risultati ottenuti sono riportati nella tabella (tab. 8).

La tabella (tab. 8) mostra come per questo circuito il valore della corrente dipende dalla resistenza di carico in quanto V_{IN} deve cambiare in base a R_L per avere una corrente di 1 mA.

Dopo aver completato queste misure, si è studiato il generatore di corrente con emitter follower di figura (fig. 26b) ancora con Wavegen impostato in DC, e collegando il

| V_{IN} [V] | V_{CH2} [mV] |
|--------------|----------------|
| 1 | 648 |
| 1.3 | 893 |
| 1.4 | 976 |
| 1.5 | 1.056 |

Table 7: Valori della tensione ai capi della resistenza di carico in funzione della tensione in ingresso.

| R_L [Ω] | V_{IN} [V] |
|--------------------|--------------|
| 100 | 1.08 |
| 470 | 1.48 |
| 1000 | 2 |

Table 8: Valori delle resistenze di carico e di relative tensioni del segnale in ingresso per avere una corrente di 1 mA.

circuito solamente all'alimentatore positivo $V_{CC} = +5$ V. Si è cercata inizialmente la tensione da inserire in input per avere una corrente di intensità di 1 mA attraverso R_E nel caso in cui R_L sia di 2.2 k Ω . Per avere un tale valore di corrente è quindi necessario che la tensione ai capi di R_E sia di 1 V essendo R_E fissa a 1 k Ω , e questo implica che

$$V_B = V_E + 0.6V = 1V + 0.6V = 1.6V \quad (11)$$

Mantenendo fisso il valore di V_B , sono poi state cambiate le resistenze di carico (utilizzando le stesse del caso precedente, riportate nella tabella tab. 8), e si è misurata l'intensità di corrente che fluisce attraverso il collettore tramite la formula 12.

$$I_C = \frac{5 - V_{CH2}}{R_L}. \quad (12)$$

| R_L [Ω] | I_C [mA] |
|--------------------|------------|
| 100 | 1.1 |
| 470 | 1.2 |
| 1000 | 1.03 |

Table 9: Valori della corrente attraverso il collettore al variare della resistenza di carico.

Come atteso per questo circuito la tabella (tab. 9) mostra che i valori della corrente non dipendono dalla resistenza di carico.

Infine è stato analizzato il comportamento del generatore di corrente con emitter follower nel caso di valori elevati delle resistenze di carico.

| R_L [kΩ] | I_C [mA] |
|------------|------------|
| 4.7 | 0.85 |
| 10 | 0.4 |
| 47 | 0.08 |

Table 10: Valori della corrente attraverso il collettore per elevati valori di R_L .

La tabella (tab. 10) mostra che per valori troppo alti della resistenza di carico il transistor si "spegne" e non permette più il passaggio della corrente.

6 Il circuito Push-Pull

Il circuito push-pull completo (figura 27) 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). Una versione "migliorata" del circuito push-pull è quella mostrata in figura 28.

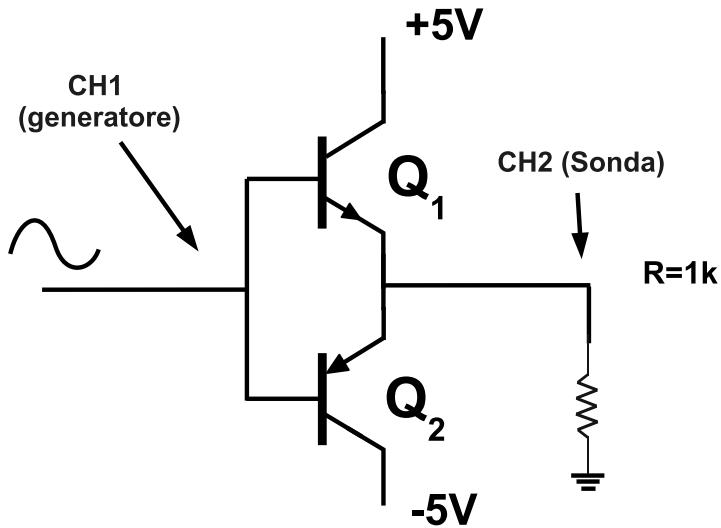


Figure 27: Circuito Push-Pull.

I due transistor in figura 27 sono tali per cui Q1 (2N3904) conduce per la parte positiva del segnale, e Q2 (2N3906) per quella negativa. Tenendo conto che i due transistor sono attivi solo per V_{BE} in valore assoluto superiore a 0.6 V, esiste un range di segnali in ingresso per cui il circuito è spento, per cui è visibile un tratto di segnale nullo. Il motivo per cui esiste una zona "morta" viene detto 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 28.

6.1 Verifica dei singoli transistor

Per prima cosa si è verificato il funzionamento dei due transistor singolarmente, studiando quindi il segnale in output dato da Q1 e Q2. Ci si aspetta che scollegando il transistor Q1, il Q2 permetta solo il passaggio dell'onda nell'intervallo di frequenze negative; viceversa scollegando il Q2 ci si aspetta che il transistor Q1 permetta solo il passaggio dell'onda nell'intervallo di frequenze positive. È stata inviata un'onda sinusoidale di ampiezza 2.5 V e frequenza 1 kHz.

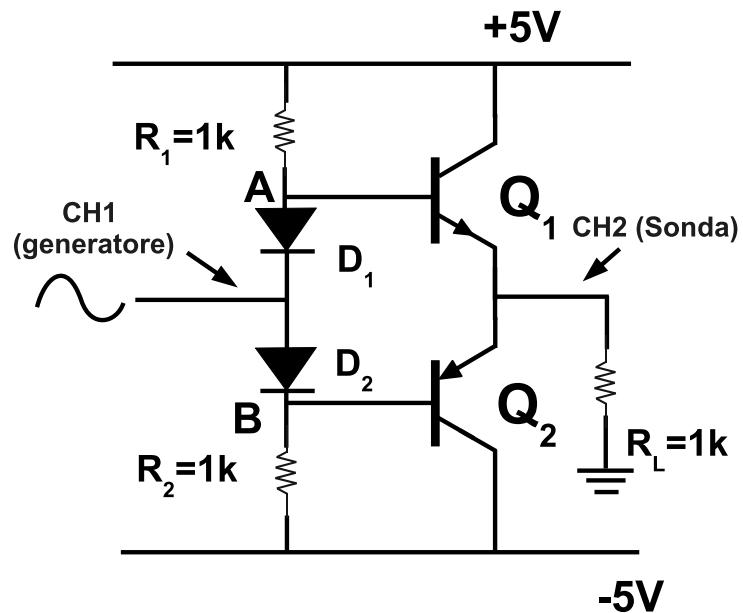


Figure 28: Circuito Push-Pull senza cross over.

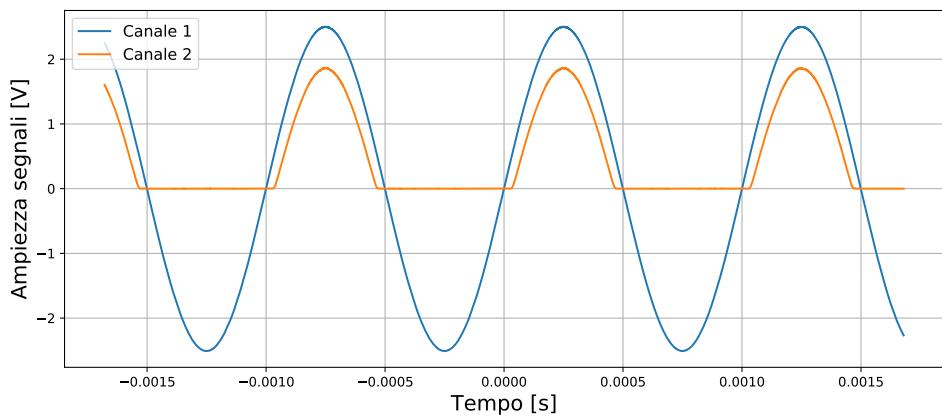


Figure 29: Grafico dell'andamento del segnale in funzione del tempo considerando solo Q1.

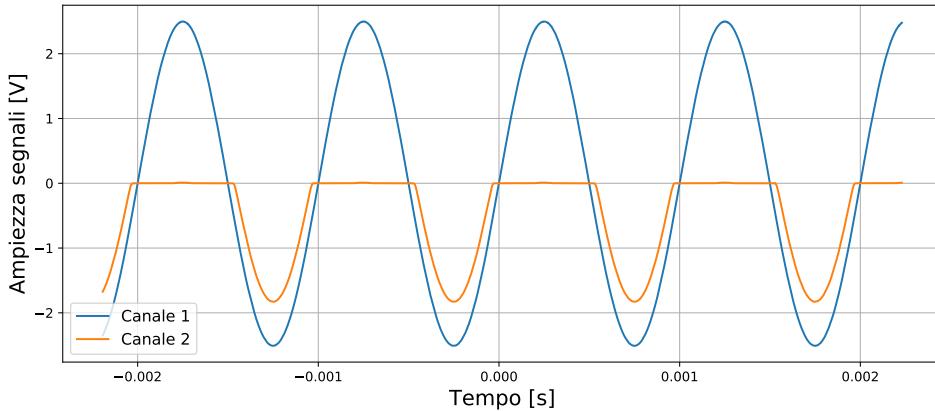


Figure 30: Grafico dell’andamento del segnale in funzione del tempo considerando solo Q2.

Dai grafici 29 e 30 si può osservare che l’andamento atteso si verifica effettivamente: Q1 conduce per la parte positiva del segnale e Q2 per quella negativa. In più si può notare il drop di potenziale che caratterizza ogni transistor.

6.2 Circuito push-pull completo

Successivamente sono stati collegati entrambi e si è studiato il circuito Push-Pull completo. È stata inviata un’onda sinusoidale di ampiezza 2.5 V e frequenza 1 kHz.

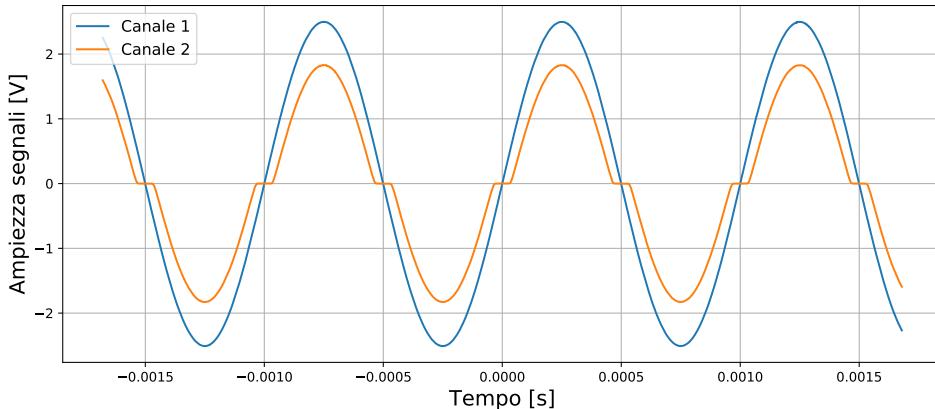


Figure 31: Grafico dell’andamento del segnale in funzione del tempo per il circuito Push-Pull completo.

Come atteso dalla teoria, utilizzando un circuito push-pull completo si osserva la presenza del crossover. Anche in questo caso, si può osservare il drop di potenziale dovuto al naturale funzionamento dei transistor.

6.3 Circuito push-pull migliorato

Al fine di ovviare al problema del crossover, è possibile inserire nel circuito due diodi, come mostrato in figura 28. Infatti la presenza dei diodi alza spontaneamente la soglia del potenziale corrispondente alla corrente che può transitare nel circuito. Questo fa sì che gli elettroni che devono superare la barriera di potenziale nella giunzione, arrivino di fronte ad essa con un potenziale già sufficiente a superarla.

Sono state inviate onde sinusoidali di ampiezza 2.5 V a due diverse frequenze, 1 kHz e 100 kHz.

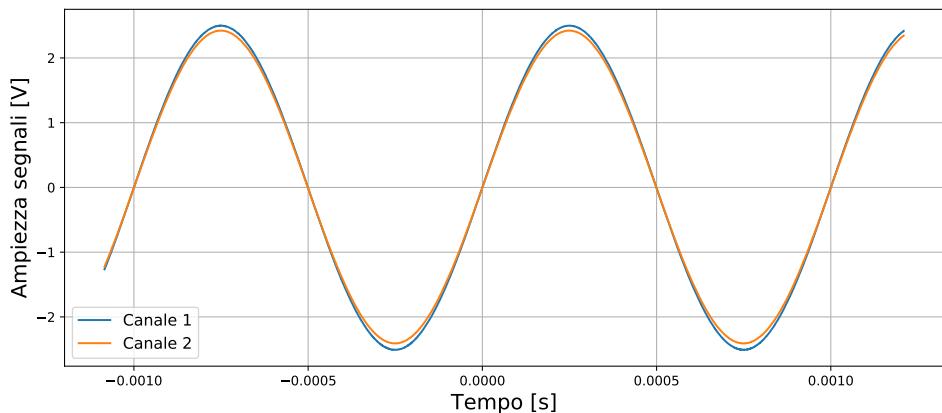


Figure 32: Grafico dell'andamento del segnale in funzione del tempo per il secondo circuito Push-Pull ad una frequenza di 1 kHz.

Come atteso, in questa situazione il funzionamento simultaneo dei due transistor nel circuito push-pull determina l'eliminazione del crossover. Il segnale restituito è praticamente coincidente con il segnale in input.

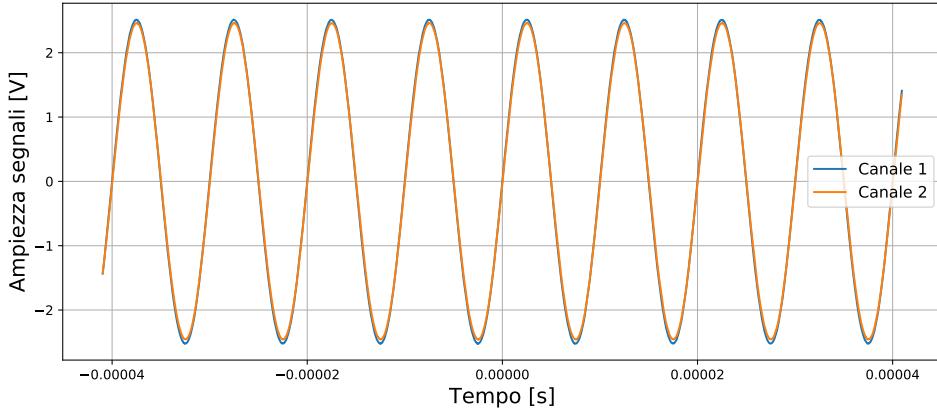


Figure 33: Grafico dell'andamento del segnale in funzione del tempo per il secondo circuito Push-Pull ad una frequenza di 100 kHz.

7 Common Emitter

Il circuito del common emitter è riportato in fig. 34 e si comporta come un amplificatore di tensione.

Dalla figura 34 possiamo notare che il collettore si trova ad un potenziale V_C dato da:

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

Variando il segnale in ingresso sulla base (V_B) abbiamo che:

$$V_E = V_B$$

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

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

Ma abbiamo la stessa variazione anche in I_C , da cui

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

Il guadagno del circuito è quindi

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_C}{R_E} \quad (13)$$

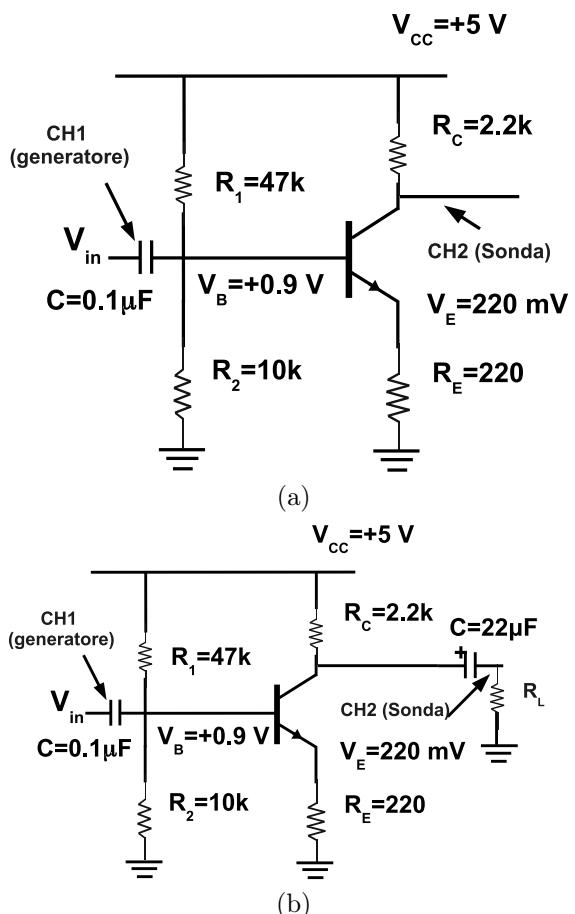


Figure 34: (a) Common emitter. (b) Circuito per la misura dell'impedenza di uscita del common emitter.

In figura 34 abbiamo $R_C = 2.2 \text{ k}\Omega$ e $R_E = 220 \Omega$ perciò calcolando il guadagno (eq. 13) otteniamo:

$$G = -\frac{2200 \Omega}{220 \Omega} = -10$$

Quindi il circuito amplifica nel nostro caso di 10 volte il segnale in ingresso. Il segno meno sta ad indicare che oltre ad amplificare, il common emitter inverte il segnale.

7.1 Analisi dati

Abbiamo costruito il circuito mostrato in figura 34(a) utilizzando un transistor del tipo 2N3904. Abbiamo inviato un'onda sinusoidale a 10 kHz di ampiezza pari a 0.1 V. Di seguito viene mostrato il grafico (fig. 35).

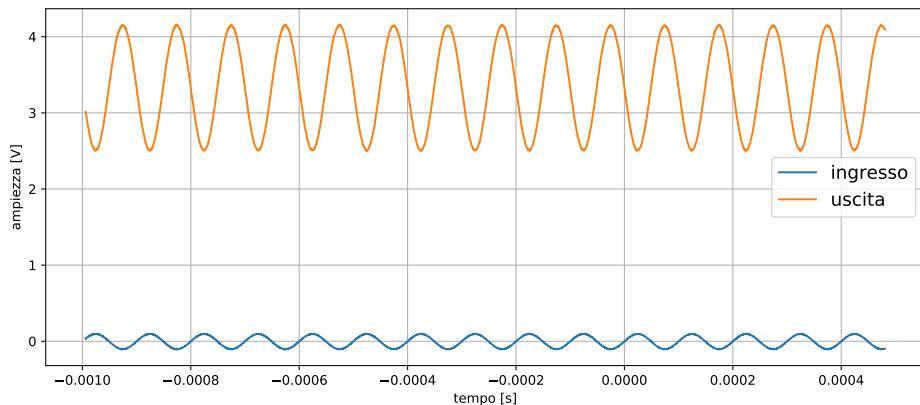


Figure 35: Common emitter: andamento del potenziale in ingresso e in uscita in funzione del tempo.

Dal grafico si nota che il potenziale in uscita ha un livello DC di circa 3.5 V rispetto a quello in ingresso. Per eliminare l'offset presente tra le tensioni si è impostato il CH2 in AC con il jumper sull'adattatore BNC, ottenendo così il grafico in figura 36.

Si può notare che il segnale in uscita risulta invertito rispetto a quello di ingresso, risultato coerente con la teoria.

In seguito abbiamo eseguito uno scan da 10 Hz a 50 MHz ed abbiamo acquisito il Bode plot (fig.37).

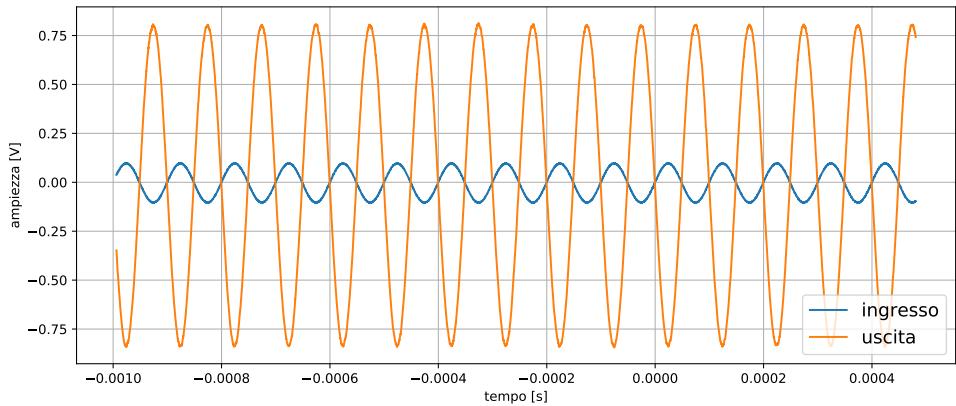


Figure 36: Common emitter: andamento del potenziale in ingresso e in uscita in funzione del tempo eliminando lo shift tra i due segnali.

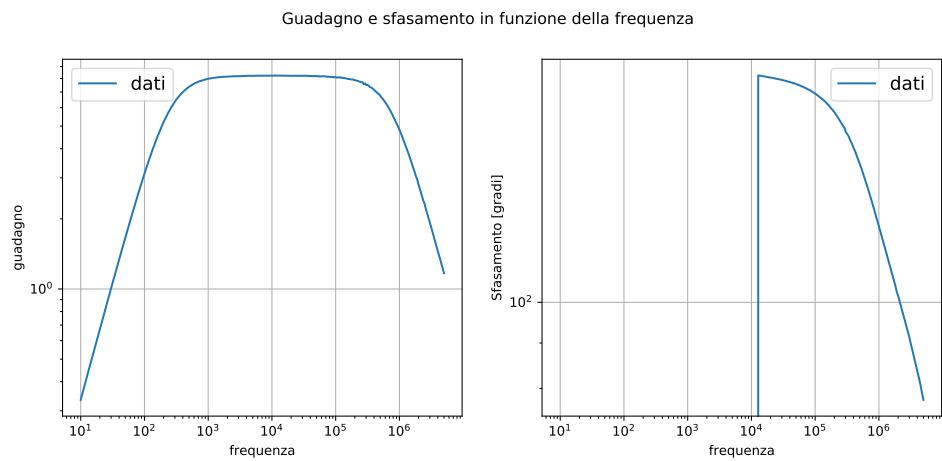


Figure 37: Common emitter: guadagno (a sinistra) e sfasamento (a destra) in funzione della frequenza (Hz).

Si osserva che si ha un guadagno di circa 10, perciò i dati presi rispecchiano la teoria come risulta dall'equazione 7.

Calcoliamo l'impedenza del circuito mostrato in figura 34(a).

Per questo scopo abbiamo misurato la costante h_{FE} per il transistor utilizzato, che risulta pari a 146.

Ricordiamo che l'impedenza legata alla resistenza è la resistenza stessa e che:

$$\text{in serie } Z = Z_1 + Z_2 + Z_3 + \dots \quad \text{in parallelo } Z = \frac{1}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \dots} \quad (14)$$

Considerando l'impedenza in ingresso Z_{in} si nota che si hanno, in parallelo, le seguenti resistenze: R_1 , R_2 e la resistenza che guarda nella base, che ricordando la regola 4 del funzionamento dei transistor (eq. 1), è pari a $h_{FE}R_E \simeq 32.12 \text{ k}\Omega$. Alla fine otteniamo che, utilizzando l'equazione 14, l'impedenza di ingresso, dominata dalla resistenza di $10 \text{ k}\Omega$, è:

$$Z_{in} = 6.58 \text{ k}\Omega$$

Notiamo che, nel circuito in figura 34, il condensatore C con $Z_{in} = R_{in}(6.58 \text{ k}\Omega)$ forma un filtro passa alto, perciò possiamo calcolare la f_{3dB} . Sapendo che la frequenza di taglio per un filtro passa alto è:

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi R_{in}C}$$

otteniamo teoricamente che:

$$f_{3dB} = 240 \text{ Hz} \quad (15)$$

Sperimentalmente abbiamo ricavato le frequenze di taglio dal Bode plot (fig.37) sapendo che erano le frequenze tali per cui

$$|G| = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

chiamando G il guadagno.

Otteniamo le seguenti f_{3dB} : 246.27 Hz e 0.72 MHz. La prima possiamo confrontarla con il risultato teorico (eq.15) e risulta compatibile.

Dal circuito in esame (fig.34(a)), è possibile calcolare il punto di lavoro della base dall'applicazione della formula del partitore di tensione (trascurando la parte di circuito contenente il transistor). Poiché $V_{CC} = 5$ V, $R_1 = 47$ k Ω e $R_2 = 10$ k Ω si ha

$$V_B = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0.9 \text{ V}$$

Ora prendiamo in considerazione il circuito mostrato in figura 34(b), notando che la differenza rispetto al circuito 34(a) è l'aggiunta, dopo il collettore, di un condensatore di capacità 22 μF e di una resistenza di carico R_L . Utilizzando anche per questa misura un transistor 2N3904, abbiamo inviato un'onda sinusoidale a 10 kHz di ampiezza pari a 0.1 V.

Vengono riportati i grafici dei segnali in ingresso e in uscita al variare della resistenza di carico (dalla fig. 38 alla fig. 41). Si nota come il guadagno aumenti all'aumentare della resistenza di carico.

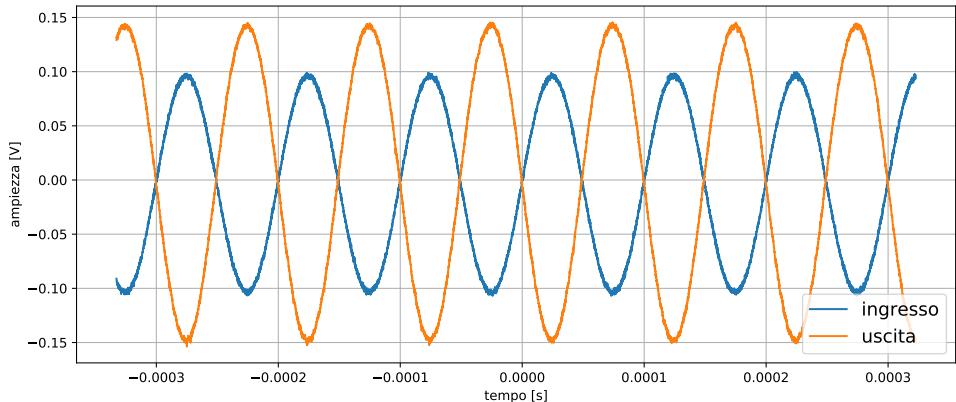


Figure 38: Common emitter: andamento del potenziale in ingresso e in uscita in funzione del tempo con una resistenza di carico pari a 470 Ω .

Come fatto in precedenza, abbiamo ricavato le frequenze di taglio dal Bode plot (fig.42) ottenendo sperimentalmente due frequenze pari a: 235.68 Hz e 1.4 MHz. La prima

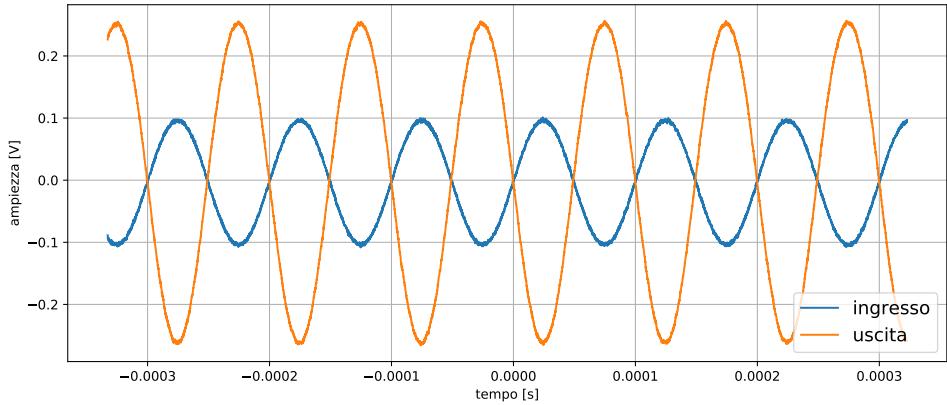


Figure 39: Common emitter: andamento del potenziale in ingresso e in uscita in funzione del tempo con una resistenza di carico pari a $1\text{ k}\Omega$.

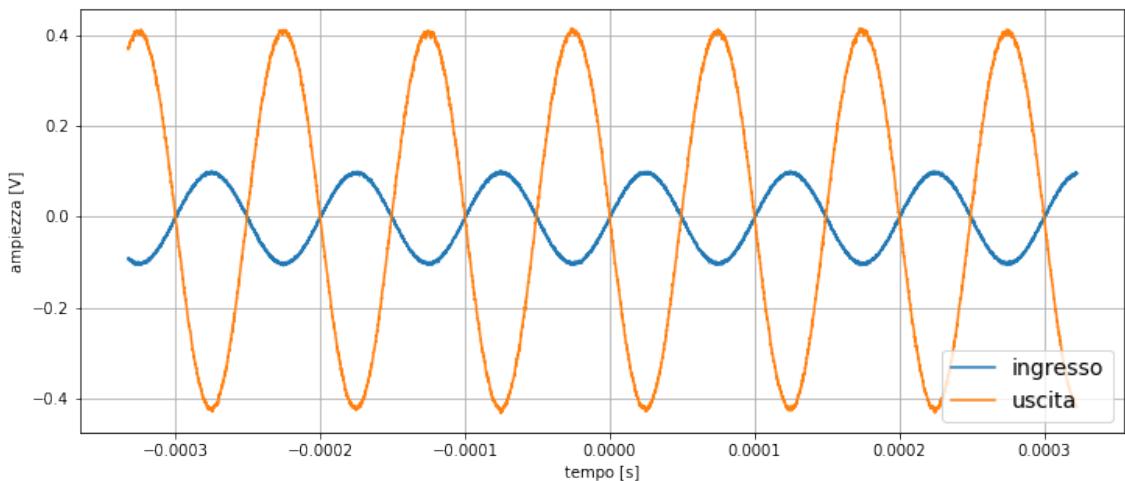


Figure 40: Common emitter: andamento del potenziale in ingresso e in uscita in funzione del tempo con una resistenza di carico pari a $2.2\text{ k}\Omega$.

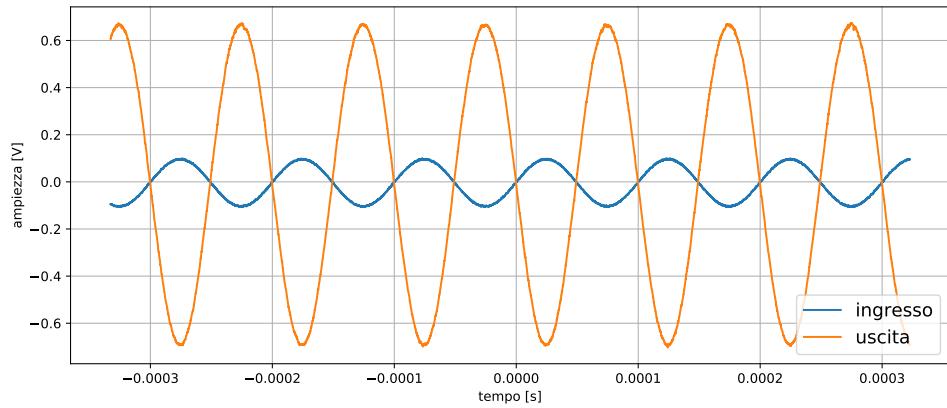


Figure 41: Common emitter: andamento del potenziale in ingresso e in uscita in funzione del tempo con una resistenza di carico pari a $10\text{ k}\Omega$.

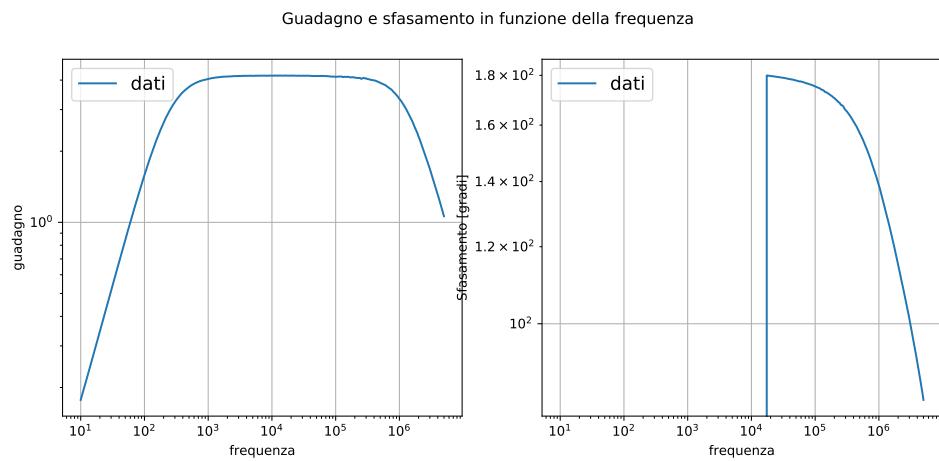


Figure 42: Common emitter: guadagno (a sinistra) e sfasamento (a destra) in funzione della frequenza (Hz).

possiamo confrontarla con il risultato teorico riportato nell'equazione 15 e risulta compatibile.

Infine si è deciso di calcolare l'impedenza in uscita $Z_{out} = R_{out}$ del circuito. A tale scopo, è necessario misurare la tensione in uscita V_{out} per due diverse resistenze di carico R_L e osservare che l'insieme formato dal transistor e da R_L rappresenta un partitore tra la tensione V , alla quale si trova il collettore del transistor (ignota), e la massa. In base alla formula del partitore di tensione, si ha che:

$$\begin{cases} V_{out1} = V \frac{R_{L1}}{R_{L1} + R_{out}} \\ V_{out2} = V \frac{R_{L2}}{R_{L2} + R_{out}} \end{cases} \quad (16)$$

Per il calcolo sono state utilizzate le resistenze $R_{L1} = 1 \text{ k}\Omega$ e $R_{L2} = 10 \text{ k}\Omega$ con i rispettivi potenziali in uscita $V_{out1} = 0.256 \text{ V}$ e $V_{out2} = 0.674 \text{ V}$, che sono l'ampiezza dell'onda in uscita, come si verifica nelle figure 39 e 41. Risolvendo il sistema nelle incognite V e R_{out} otteniamo un'impedenza d'uscita $Z_{out} = R_{out} = 2.2 \text{ K}\Omega$. Vediamo come per un'impedenza d'uscita abbastanza alta ($2.2 \text{ K}\Omega$) i risultati sperimentali siano in accordo con la teoria, infatti notiamo come l'onda in uscita varia al variare della resistenza di carico. Un'impedenza così alta introduce un problema: l'amplificazione scende al crescere del valore di R_L . Questo problema verrà risolto aggiungendo nel circuito il common emitter.

7.2 Common Emitter+Emitter Follower

In ultima analisi abbiamo montato un circuito common emitter con un circuito emitter follower (fig. 43) e quindi, rispetto ai precedenti circuiti common emitter, abbiamo aggiunto un altro transistor tra il collettore e il carico. Abbiamo inviato un'onda sinusoidale a 10 kHz con un'ampiezza di 0.1 V e abbiamo variato la resistenza di carico R_L . Di seguito vengono riportati i grafici dell'andamento del potenziale in funzione del tempo (dalla fig. 44 alla fig. 47).

Si nota che il potenziale in uscita non cambia al variare del carico, in accordo con le proprietà dell'emitter follower. Infine si è calcolata l'impedenza di uscita Z_{out} del circuito, seguendo un procedimento analogo a quello della misura precedente. Sono state scelte le seguenti resistenze di carico: $R_{L1} = 1 \text{ k}\Omega$ ed $R_{L2} = 10 \text{ k}\Omega$. Per tali valori, abbiamo preso le ampiezze delle onde in uscita dai circuiti (fig. 45 e 47) e abbiamo trovato le seguenti tensioni in uscita: $V_{out1} = 0.774 \text{ V}$ e $V_{out2} = 0.792 \text{ V}$, da cui $Z_{out} = 26 \Omega$. Possiamo verificare che ciò che abbiamo osservato sperimentalmente è in accordo con

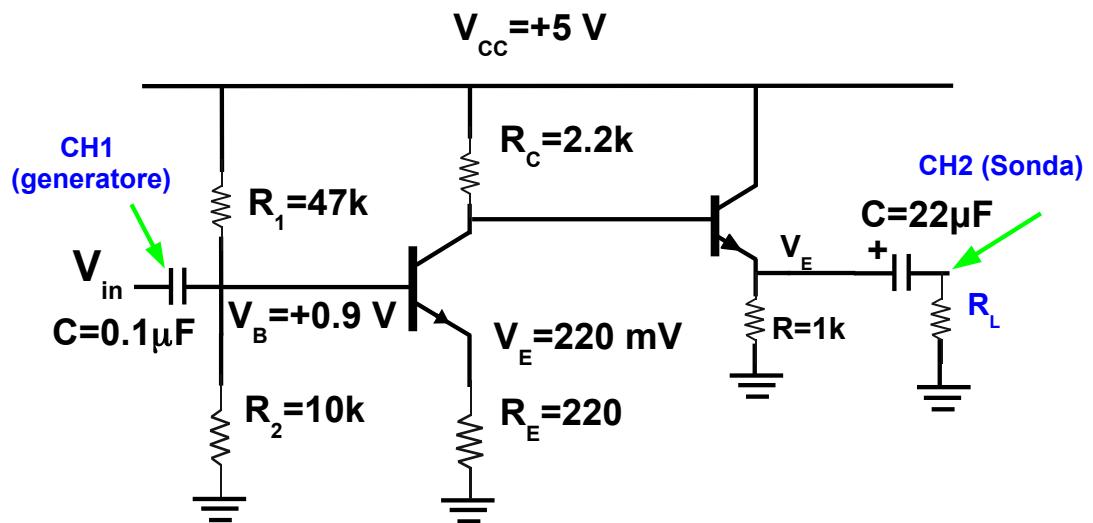


Figure 43: Circuito del common emitter+ emitter follower.

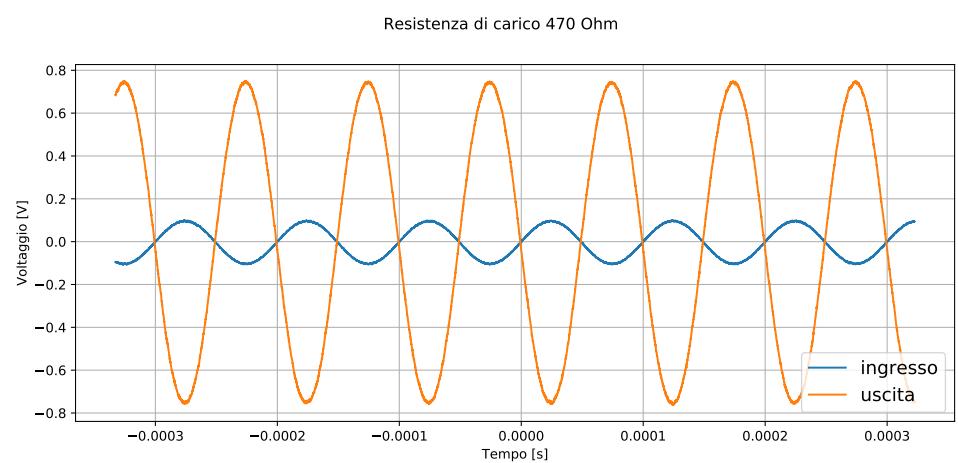


Figure 44: Common emitter+ emitter follower: andamento del potenziale in ingresso e in uscita in funzione del tempo con una resistenza di carico pari a 470Ω .

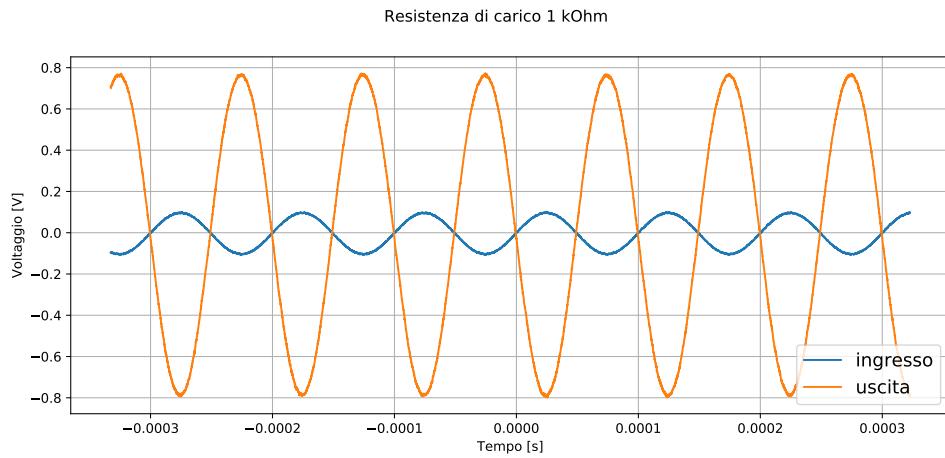


Figure 45: Common emitter+ emitter follower: andamento del potenziale in ingresso e in uscita in funzione del tempo con una resistenza di carico pari a $1\text{ k}\Omega$.

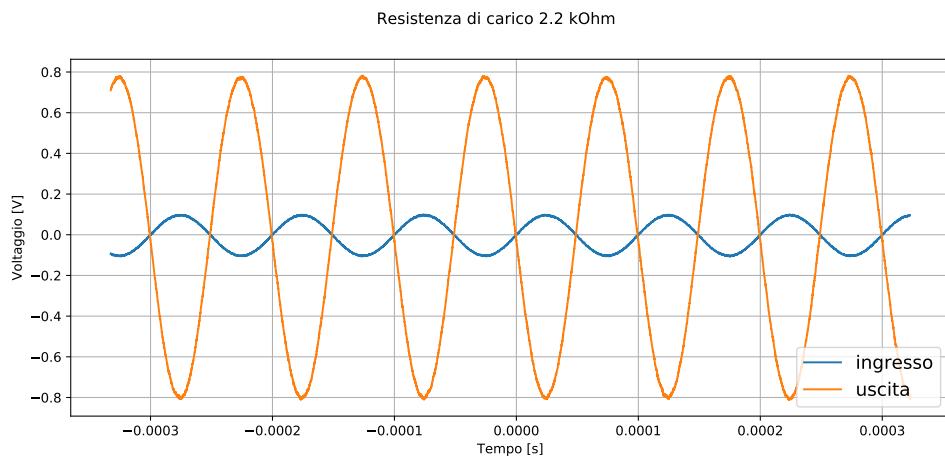


Figure 46: Common emitter+ emitter follower: andamento del potenziale in ingresso e in uscita in funzione del tempo con una resistenza di carico pari a $2.2\text{ k}\Omega$.

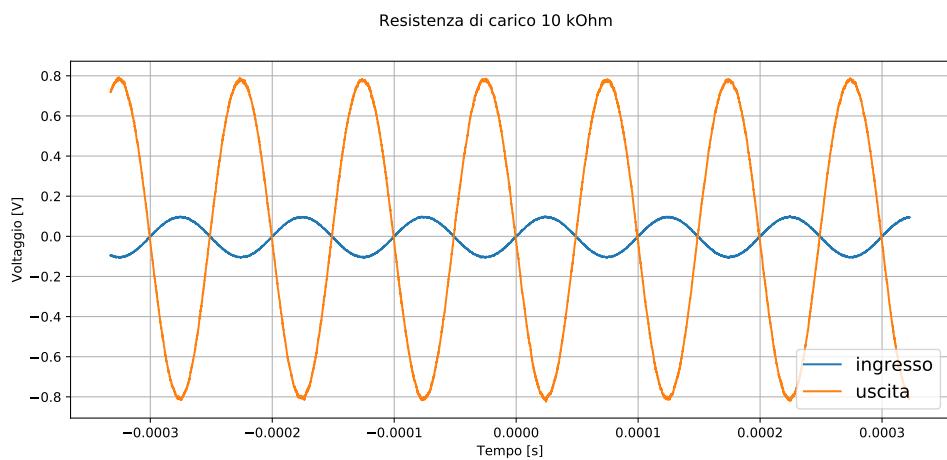


Figure 47: Common emitter+ emitter follower: andamento del potenziale in ingresso e in uscita in funzione del tempo con una resistenza di carico pari a $10 \text{ k}\Omega$.

la teoria, in quanto, per un impedenza di 26Ω è logico pensare che il potenziale in uscita non varia al cambiare della resistenza di carico.