



**Università degli Studi di Bergamo**

---

SCUOLA DI INGEGNERIA

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Informatica

## **Elettronica e Misure Industriali**

Relazione esperienze di laboratorio

Prof.  
**Valerio Re**

Candidato  
**Giulia Allievi**  
Matricola 1058231

Prof.  
**Massimo Manghisoni**



# Indice

<b>0</b>	<b>Introduzione</b>	<b>4</b>
<b>1</b>	<b>Circuito 1: Emitter Follower</b>	<b>5</b>
1.1	Introduzione . . . . .	5
1.2	Prima versione . . . . .	5
1.2.1	Punto di lavoro . . . . .	6
1.2.2	Analisi di piccolo segnale . . . . .	7
1.2.3	Componenti, strumenti e misure . . . . .	8
1.3	Seconda versione . . . . .	12
1.3.1	Punto di lavoro . . . . .	13
1.3.2	Analisi di piccolo segnale . . . . .	16
1.3.3	Componenti, strumenti e misure . . . . .	16
<b>2</b>	<b>Circuito 2: Common Emitter Amplifier</b>	<b>20</b>
2.1	Introduzione . . . . .	20
2.2	Prima versione . . . . .	20
2.2.1	Schema . . . . .	20
2.2.2	Analisi del circuito . . . . .	21
2.3	Seconda versione . . . . .	22
2.3.1	Punto di lavoro . . . . .	22
2.3.2	Analisi di piccolo segnale . . . . .	24
2.3.3	Componenti, strumenti e misure . . . . .	25
2.4	Terza versione . . . . .	28
2.4.1	Punto di lavoro . . . . .	28
2.4.2	Analisi di piccolo segnale . . . . .	28
2.4.3	Componenti, strumenti e misure . . . . .	28
<b>3</b>	<b>Circuiti 3 e 4: Amplificatore operazionale <math>\mu A741</math></b>	<b>29</b>
3.1	Introduzione . . . . .	29
3.2	Amplificatore invertente . . . . .	29
3.2.1	Schema . . . . .	29
3.2.2	Analisi del circuito . . . . .	29
3.2.3	Componenti, strumenti e misure . . . . .	29
3.3	Integratore . . . . .	29
3.3.1	Schema . . . . .	29
3.3.2	Analisi del circuito . . . . .	29
3.3.3	Componenti, strumenti e misure . . . . .	29



# Introduzione

Nelle esperienze di laboratorio si sono realizzati ed analizzati i seguenti circuiti:

- Esperienza 1: Emitter follower con alimentazione duale;
- Esperienza 2: Emitter follower con alimentazione singola;
- Esperienza 3: Common emitter amplifier con alimentazione duale e singola;
- Esperienza 4: Amplificatore invertente ed integratore con  $\mu A741$ .

La relazione è suddivisa per tipologia di circuito.

# Circuito 1: Emitter Follower

## 1.1 Introduzione

Il primo circuito realizzato è l'*Emitter follower*, detto anche *Common collector*. Questo circuito ha un guadagno unitario, infatti la tensione misurata in uscita è uguale alla tensione applicata in ingresso, perciò si comporta come un buffer. Ne abbiamo realizzate due diverse versioni, una con alimentazione duale ed una con alimentazione singola.

## 1.2 Prima versione

La prima versione di *Emitter follower* analizzata è quella ad alimentazione duale. Di seguito si riportano lo schema (figura 1.1), l'analisi del punto di lavoro e di piccolo segnale, e le misure effettuate su questo circuito.

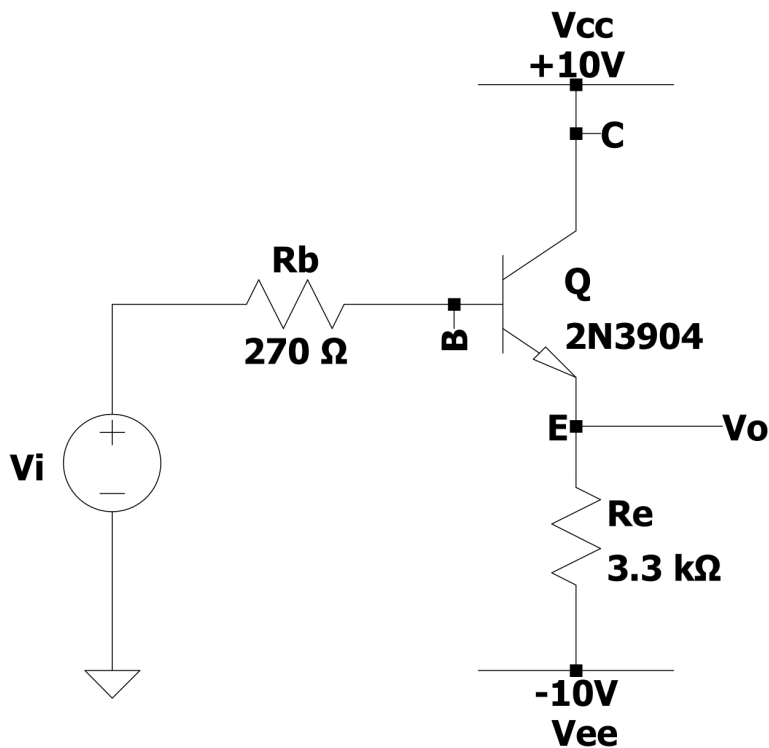


Figura 1.1: Schema dell'*Emitter follower* ad alimentazione duale.

### 1.2.1 Punto di lavoro

In quest'analisi bisogna spegnere i generatori di segnale e sostituirli con un cortocircuito se sono generatori di tensione, oppure con un circuito aperto se sono generatori di corrente. I condensatori sono sostituiti con un circuito aperto e gli induttori con un cortocircuito. Successivamente si va a determinare la tensione di ogni nodo e la corrente che scorre in ogni ramo.

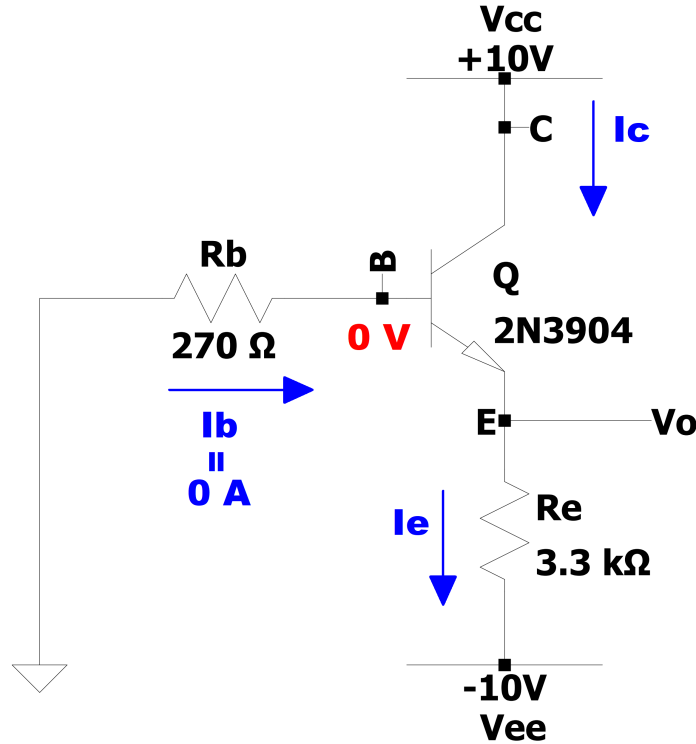


Figura 1.2: Punto di lavoro dell'*Emitter follower* ad alimentazione duale.

Come si vede nell'immagine 1.2, il generatore di segnale  $v_i$  viene sostituito con un cortocircuito, quindi la resistenza  $R_B$  si trova fra massa e la base del transistor  $Q$ . In questo caso non dobbiamo apportare altre modifiche al circuito originale.

Nell'analisi utilizziamo il modello ideale del transistor, perciò assumiamo che  $\beta \rightarrow \infty$  e che  $I_B = 0A$ , di conseguenza la corrente che fluisce nella resistenza è nulla, perciò, per la legge di Ohm, sarà nulla anche la caduta di tensione ai suoi capi, quindi si ricava che  $V_B = 0V$ .

Dal bilancio di correnti del transistor (lo trattiamo come se fosse un nodo) otteniamo che  $I_C + I_B = I_E$ , ma dato che  $I_B$  è nulla, allora  $I_C = I_E$ .

Supponendo che il transistor si trovi in regione attiva diretta, la tensione  $V_{BE}$  fra la base e l'emettitore è pari a circa  $+0.7V$  perché la giunzione è polarizzata direttamente. Dato che sappiamo che  $V_B = 0V$ , possiamo calcolare per differenza  $V_E$ , dunque  $V_E = 0V - 0.7V = -0.7V$ . Anche  $V_o$  sarà pari a questo valore dato che l'uscita viene prelevata all'emettitore.

$V_C$  è pari alla tensione di alimentazione positiva, perciò  $V_C = V_{CC} = 10V$ . Dato che  $V_{CB} > 0V$ , la giunzione base-collettore è polarizzata inversamente, quindi l'ipotesi che il transistor si trovi in regione attiva diretta è verificata.

Ora possiamo calcolare la corrente di emettitore con la legge di Ohm:

$$V_E - V_{EE} = R_E \cdot I_E \rightarrow I_E = I_C = \frac{V_E - V_{EE}}{R_E} = \frac{-0.7V - (-10V)}{3.3k\Omega} = 2.818mA$$

Il circuito è ora completamente risolto, come ultima cosa si può calcolare la transconduttanza, visto che ci servirà successivamente per l'analisi di piccolo segnale. La transconduttanza è definita come il rapporto tra la corrente di collettore stazionaria  $I_C$  e la tensione termica  $V_T$ , che a temperatura ambiente vale circa 26mV.

$$\text{In formule: } g_m = \frac{I_C}{\Phi_T} = \frac{2.818mA}{26mV} = 0.108 \frac{A}{V}.$$

In tabella 1.1 sono riassunte tutte le grandezze ricavate dal punto di lavoro.

$V_B[V]$	$V_C[V]$	$V_E[V]$	$I_B[A]$	$I_E[mA]$	$I_C[mA]$	$g_m[A/V]$
0	10	-0.7	0	2.818	2.818	0.108

Tabella 1.1: Riassunto delle grandezze ricavate dal punto di lavoro del circuito.

### 1.2.2 Analisi di piccolo segnale

Nell'analisi di piccolo segnale bisogna spegnere i generatori di grandezze continue e sostituirli con un cortocircuito se sono generatori di tensione, oppure con un circuito aperto se sono generatori di corrente. Per analisi approssimate, i condensatori sono sostituiti con un cortocircuito e gli induttori con un circuito aperto; per analisi più accurate, invece, non vengono sostituiti e si utilizza la loro impedenza per risolvere il circuito. Infine, i transistor vengono sostituiti con il loro modello per piccolo segnale. Successivamente si va a determinare la tensione di ogni nodo e la corrente che scorre in ogni ramo, esattamente come avveniva per l'analisi del punto di lavoro.

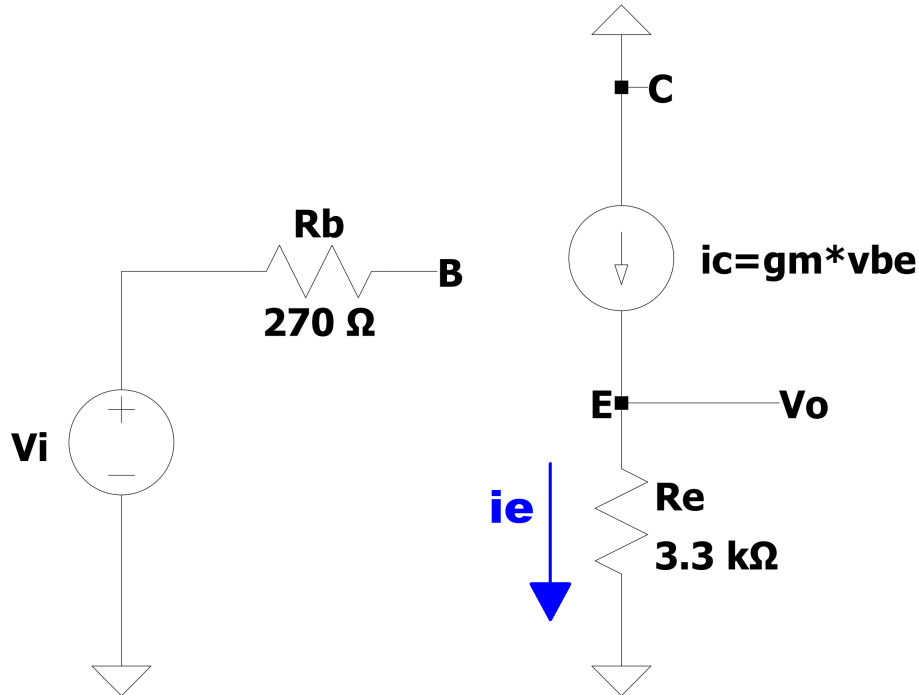


Figura 1.3: Analisi di piccolo segnale dell'*Emitter follower* ad alimentazione duale.



Come si può notare dalla figura 1.3, il BJT viene sostituito con il modello per piccolo segnale a bassa frequenza, quindi il terminale di base risulta isolato dal collettore e dall'emettitore; invece, questi due terminali sono collegati attraverso un generatore di corrente ideale di valore pari al prodotto fra la transconduttanza  $g_m$  e la tensione  $v_{BE}$ .

Dato che la base del transistor è isolata, nel circuito di sinistra non circola corrente, perciò non c'è caduta di tensione sulla resistenza  $R_B$ , quindi la tensione  $v_B$  risulta pari alla tensione applicata in ingresso con il generatore  $v_i$ .

Abbiamo già detto che  $i_C = g_m \cdot v_{BE} = g_m(v_B - v_E)$ . Ma dato che  $v_B = v_i$  e  $v_E = v_o$ , la formula precedente per il calcolo della corrente di collettore si può riscrivere come  $i_C = g_m(v_i - v_o)$ .

Ricaviamo  $i_E$  con la legge di Ohm:  $i_E = \frac{v_E - 0V}{R_E} = \frac{v_o}{R_E}$ .

Dal bilancio delle correnti al nodo E otteniamo che  $i_C = i_E$ . Sostituendo alle due correnti le espressioni ricavate ai punti precedenti possiamo scrivere la seguente equazione:

$$g_m(v_i - v_o) = \frac{v_o}{R_E}.$$

A questo punto possiamo ricavare la funzione di trasferimento del circuito manipolando l'espressione ottenuta in precedenza. Questa risulta:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m R_E}{1 + g_m R_E} \simeq 1 \text{ per } g_m R_E \gg 1.$$

Allora, si può dire che  $v_o = v_i$ , ovvero il circuito si comporta come un buffer, come si era già accennato nell'introduzione del circuito (sezione 1.1).

### 1.2.3 Componenti, strumenti e misure

Il circuito, mostrato in figura 1.4, è stato realizzato su una breadboard utilizzando questi componenti:

- transistor bipolare NPN 2N3904;
- una resistenza da  $270\ \Omega$  per  $R_B$ ;
- due resistenze, una da  $1.5\text{ k}\Omega$  ( $R_{E1}$ ) ed una da  $1.8\text{ k}\Omega$  ( $R_{E2}$ ) connesse in serie, per realizzare la resistenza  $R_E$  da  $3.3\text{ k}\Omega$ .

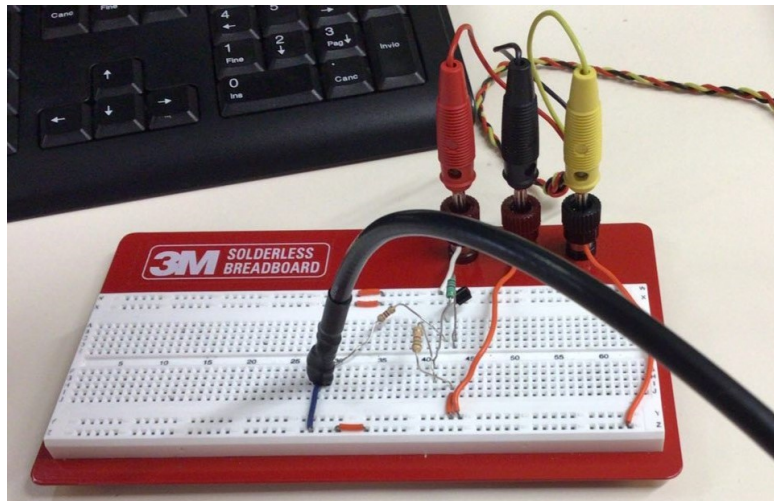


Figura 1.4: Fotografia del circuito *Emitter follower* ad alimentazione duale realizzato in laboratorio.

Per le misure e le analisi, sono stati utilizzati i seguenti strumenti:

- alimentatore da banco, con alimentazione positiva impostata a 10V ed alimentazione negativa a -10V, entrambe con limite in corrente di 50mA;
- generatore di forme d'onda;
- multimetro da banco;
- oscilloscopio a due canali.

Per prima cosa, con il multimetro si sono misurati i valori delle resistenze ed i valori delle tensioni delle giunzioni p-n del transistor (tensione *base-emettitore* e tensione *base-collettore*). I valori ottenuti sono mostrati in tabella 1.2.

	Valore nominale	Valore misurato
$R_B$	270 $\Omega$	271 $\Omega$
$R_{E1}$	1.5 k $\Omega$	1.448 k $\Omega$
$R_{E2}$	1.8 k $\Omega$	1.788 k $\Omega$
$V_{BE}$	$\simeq 0.7V$	0.699V
$V_{BC}$	$\simeq 0.7V$	0.659V

Tabella 1.2: Grandezze misurate prima di realizzare il circuito.

Le due giunzioni p-n hanno valori di tensione diversi, questo è dovuto alla tecnologia di realizzazione del BJT: essendo un dispositivo planare, le due giunzioni hanno lunghezza diversa, di conseguenza anche il loro valore di tensione sarà diverso. Il valore totale della resistenza  $R_E$  è pari a 3.236 k $\Omega$ , poco meno del 2% rispetto al suo valore nominale che è 3.3 k $\Omega$ .

Dopo aver posizionato tutti i componenti sulla breadboard, è stato fatto lo studio del punto di lavoro del circuito. Non è stato applicato il segnale e il terminale della resistenza  $R_B$  non connesso alla base del transistor è stato collegato a massa. Il circuito risultante è mostrato in figura 1.5.

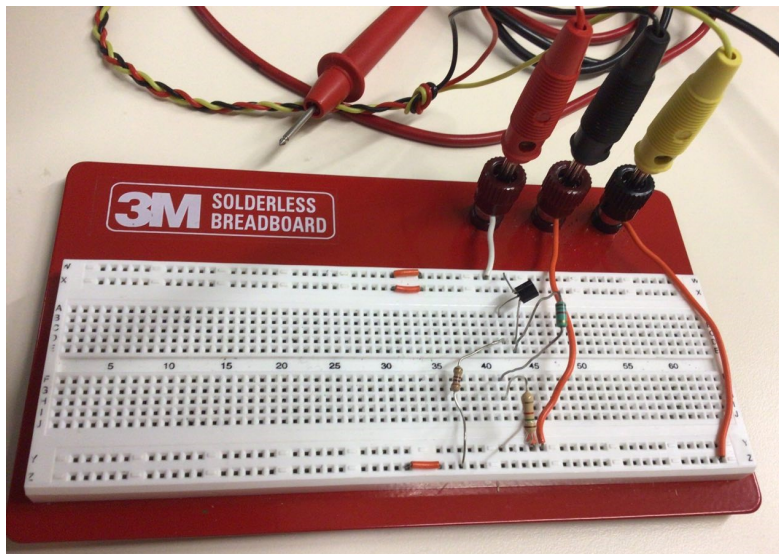


Figura 1.5: Fotografia del circuito *Emitter follower* con le connessioni per lo studio del punto di lavoro.

Le tensioni sono state misurate con il multimetro da banco, le correnti di base e di emettitore sono state ricavate utilizzando la legge di Ohm, mentre la corrente di collettore è stata calcolata per differenza dalle altre due correnti. I risultati sono mostrati in tabella 2.3.

$V_B$ [mV]	$V_C$ [V]	$V_E$ [V]	$I_B$ [mA]	$I_E$ [mA]	$I_C$ [mA]	$g_m$ [A/V]
-3.515	10.000	-0.687	0.013	2.878	2.865	0.108

Tabella 1.3: Grandezze misurate dallo studio del punto di lavoro del circuito.

I valori ottenuti sono confrontabili con i risultati teorici calcolati nella sezione 1.2.1. La differenza principale è che sia  $V_B$  che  $I_B$  non sono nulle, anche se il loro valore (in modulo) è molto piccolo. In particolare, dato che la corrente  $I_B$  è piccola, l'approssimazione adottata nello studio teorico del circuito di trascurarla è ragionevole.

Dopo lo studio del punto di lavoro del circuito, è stato applicato in ingresso il segnale collegando con un cavo BNC il generatore di forme d'onda al circuito. Il circuito risultante è quello già mostrato in figura 1.4. La forma d'onda utilizzata è una sinusoide con tensione picco-picco  $V_{PP}$  di 2V e frequenza  $f$  pari a 1 kHz.

Per visualizzare graficamente la tensione in ingresso e la tensione in uscita è stato utilizzato l'oscilloscopio. Entrambe le sonde sono state collegate a massa con il coccodrillo, la punta di una sonda è stata collegata alla base del transistor (canale 1, traccia gialla) mentre la punta dell'altra sonda è stata collegata all'emettitore (canale 2, traccia azzurra). Il grafico è visibile in figura 1.6.

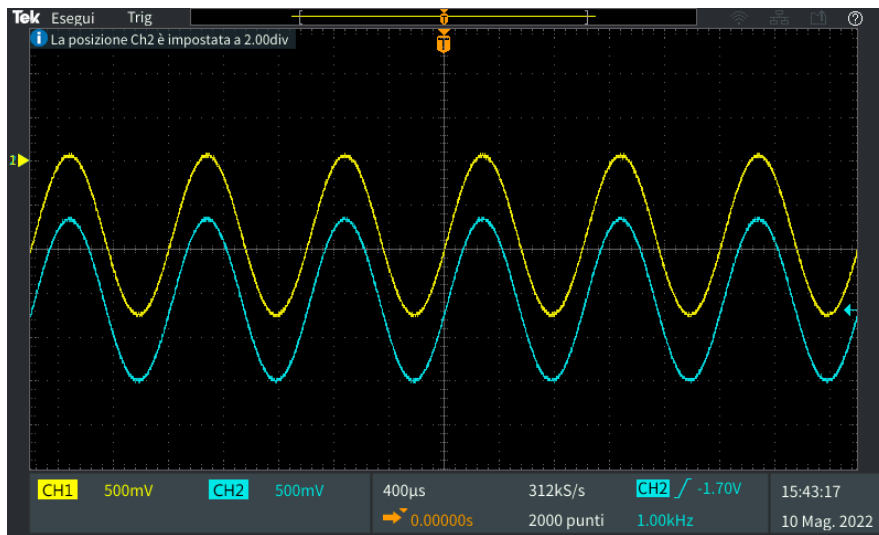


Figura 1.6: Grafico della tensione in ingresso (CH1) e della tensione in uscita (CH2) al circuito.

Com'è possibile vedere dal grafico, il guadagno del circuito è unitario perché entrambe le sinusoidi hanno la stessa ampiezza. La tensione applicata in ingresso la misuriamo in uscita con una differenza di circa 0.7V, che è la caduta di tensione data dalla giunzione p-n fra base ed emettitore. I due segnali sono in fase.

In realtà, il guadagno del circuito non è esattamente unitario e nemmeno lo sfasamento, o offset, è proprio nullo, come invece sembrerebbe dal grafico precedente. La tensione in uscita è legata alla tensione in ingresso da una relazione del tipo  $y = a + bx$ , dove  $y$  è la tensione in uscita,  $x$  la tensione in ingresso,  $a$  l'offset e  $b$  il guadagno del circuito. Per ricavare il valore dei parametri  $a$  e  $b$  sono state

applicate in ingresso al circuito diverse sinusoidi, tutte di frequenza 1 kHz ma di ampiezza variabile. La tensione picco-picco è infatti stata variare da 0.5V a 5.0V con step di 0.5V. Successivamente, con l'oscilloscopio, si sono misurati i valori di tensione picco-picco in ingresso,  $V_{PPi}$ , e in uscita,  $V_{PPo}$ .

Per ridurre l'effetto dei disturbi e del rumore sulle misure, i segnali sono stati filtrati con un passa-basso con frequenza di taglio di 20 MHz, poi sono stati mediati utilizzando 16 acquisizioni. Facendo così, il valore misurato dall'oscilloscopio risulta molto più stabile. Le misure sono riportate in tabella 1.4.

$V_{PPi}$ [V]	$V_{PPo}$ [V]
0.503	0.505
1.000	1.006
1.497	1.506
1.989	2.002
2.486	2.502
2.978	3.001
3.473	3.496
3.965	3.993
4.461	4.497
4.951	4.985

Tabella 1.4: Valori della tensione picco-picco in ingresso e in uscita al circuito.

I dati della tabella precedente sono stati elaborati su MATLAB per ricavare la retta di regressione che ci permette di stimare i valori di  $a$  e  $b$ . Nel grafico seguente, la figura 1.7, si riportano le misure, la retta interpolata e la retta teorica.

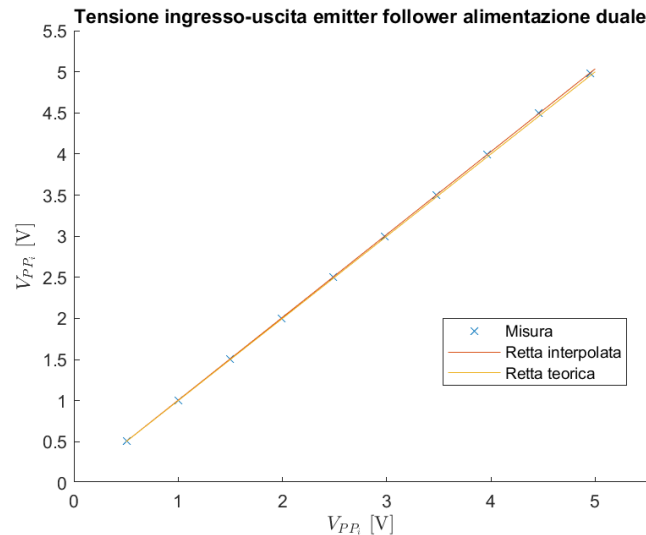


Figura 1.7: Confronto grafico fra la tensione ingresso-uscita interpolata e quella teorica.

L'equazione della retta interpolata è:  $y = -0.0020949 + 1.0077x$ . Il risultato è chiaramente in disaccordo con la teoria, perché sebbene il guadagno è molto prossimo all'unità, non può essere maggiore, perché questo significherebbe che il circuito eroga più energia rispetto a quella fornita in ingresso.

Infatti, il circuito ha una resistenza d'uscita  $r_{out}$  di valore circa pari a:

$$r_{out} \simeq \frac{1}{g_m} \quad \text{con } g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

La funzione di trasferimento di conseguenza è leggermente diversa da quella ottenuta alla fine della sezione 1.2.2, ed è uguale a:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{R_E}{r_{out} + R_E}$$

da cui risulta evidente che il guadagno non può essere sicuramente maggiore di uno. Il motivo di questo risultato anomalo può essere dovuto alla regolazione non sufficientemente precisa della capacità di compensazione della sonda collegata al secondo canale dell'oscilloscopio.

### 1.3 Seconda versione

Nel circuito appena realizzato abbiamo usato due alimentazioni, una positiva ed una negativa. Se il circuito non fosse alimentato con l'alimentatore da banco, per farlo funzionare servirebbero due batterie da 10V. Adottando alcuni accorgimenti, si può modificare il circuito discusso prima per fare in modo che funzioni con una sola alimentazione, l'altra viene collegata a massa. Siamo perciò passati a studiare l'*Emitter follower* ad alimentazione singola. Il circuito di partenza è mostrato in figura 1.8, è lo stesso circuito di figura 1.1 ma al posto dell'alimentazione negativa troviamo la massa. Trascuriamo per ora i valori delle resistenze. Verranno man mano discusse le modifiche e le eventuali problematiche che si riscontreranno per arrivare alla versione finale del circuito.

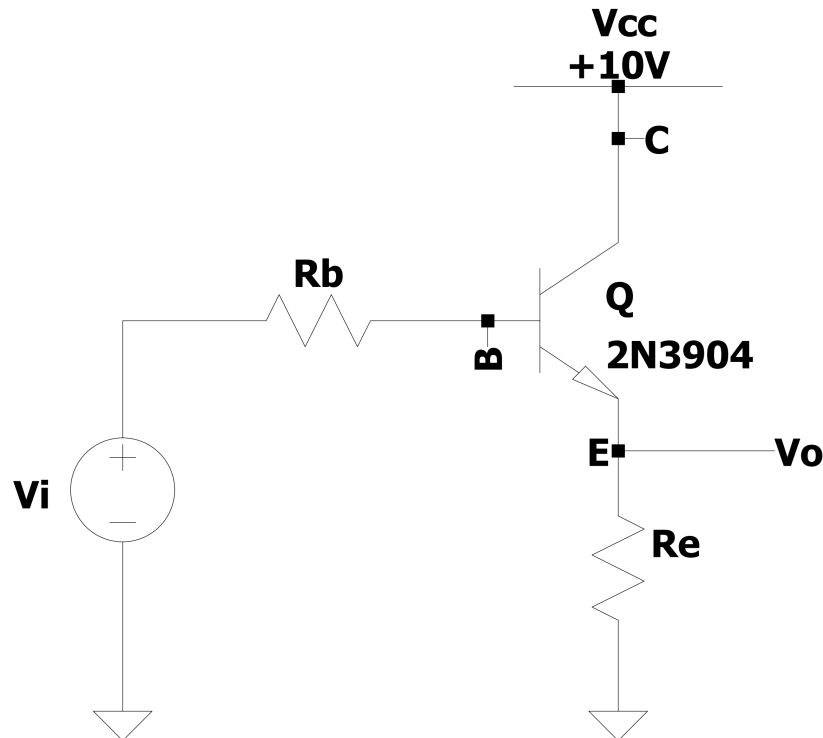


Figura 1.8: Schema di partenza dell'*Emitter follower* ad alimentazione singola.

### 1.3.1 Punto di lavoro

Per quest'analisi è sufficiente sostituire il generatore di tensione  $v_i$  con un cortocircuito, esattamente come per l'*Emitter follower* ad alimentazione duale. Lo schema risultante è riportato in figura 1.9.

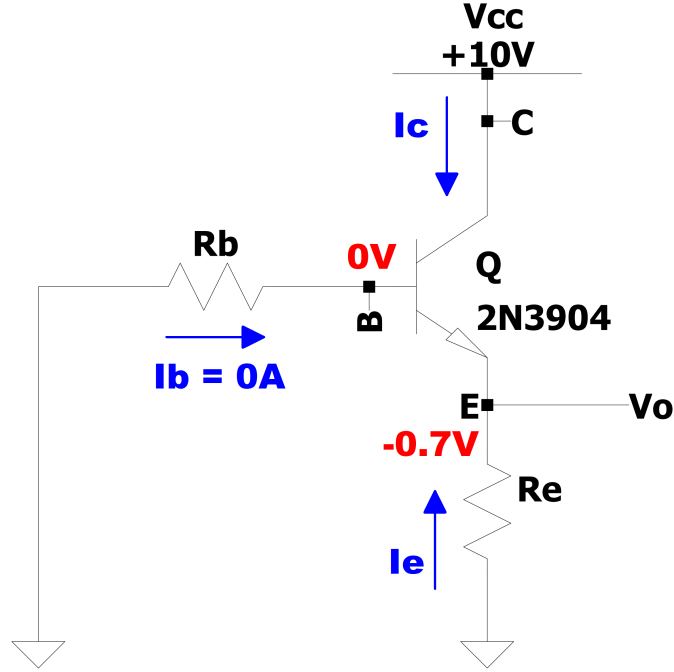


Figura 1.9: Punto di lavoro dell'*Emitter follower* ad alimentazione singola.

Utilizziamo ancora il modello ideale del transistor, perciò assumiamo che  $\beta \rightarrow \infty$  e che  $I_B = 0A$ . Allora, la corrente che fluisce nella resistenza  $R_B$  è nulla, quindi sarà nulla anche la caduta di tensione ai suoi capi, di conseguenza  $V_B = 0V$ .

Supponendo che il transistor si trovi in regione attiva diretta, la tensione  $V_{BE}$  fra la base e l'emettitore è pari a circa  $+0.7V$  perché la giunzione è polarizzata direttamente. Dato che sappiamo che  $V_B = 0V$ ,  $V_E$  sarà uguale a  $-0.7V$ .

La resistenza  $R_E$  è attraversata da una corrente che va dalla massa all'emettitore: questo non è possibile, perché implicherebbe che la corrente entri nel transistor e fluisca dall'emettitore al collettore, ovvero nel verso opposto rispetto a quello consentito. Questo porta ad affermare che il transistor non può trovarsi in regione attiva diretta, ma è spento. Finché l'emettitore si trova ad una tensione minore di  $0V$ , ovvero fin quando  $V_B$  è minore di  $0.7V$ , il circuito non funzionerà correttamente.

Per ovviare a questo problema, bisogna fare in modo che la base del transistor si trovi ad una tensione adeguata. Per alzare il valore di tensione di questo nodo, possiamo sfruttare un partitore di resistenze. Inseriamo allora una resistenza da  $130k\Omega$  fra la tensione di alimentazione e la base del transistor ed un'altra resistenza da  $150k\Omega$  fra la base del transistor e massa. La resistenza di emettitore  $R_E$  è invece pari a  $7.5k\Omega$ . Il circuito è mostrato in figura 1.10.

Ci accorgiamo subito che anche in questo caso il circuito non funziona come dovrebbe, perché sostituendo a  $v_i$  un cortocircuito, forziamo ancora la base a massa. Bisogna fare in modo che il generatore di segnale sia disaccoppiato dal circuito in continua, così da evitare che la base venga forzata a massa, ma sia accoppiato in alternata, in modo tale che il segnale applicato in ingresso non venga modificato. Un componente che ha esattamente questo comportamento è il condensatore.

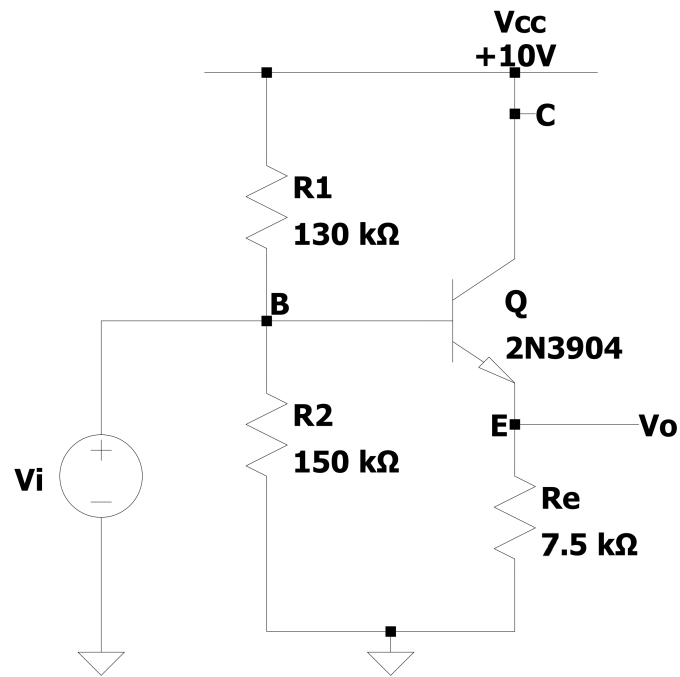


Figura 1.10: Schema modificato dell'*Emitter follower* ad alimentazione singola.

Proviamo quindi a mettere un condensatore tra il segnale e la base del transistor. Il circuito risultante è la figura 1.11.

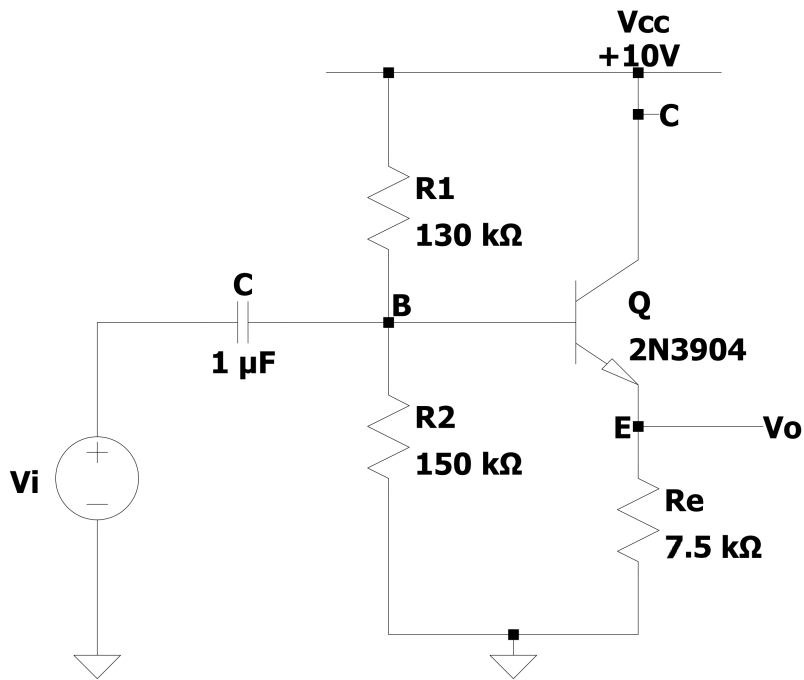


Figura 1.11: Schema finale dell'*Emitter follower* ad alimentazione singola.

Ora possiamo proseguire l'analisi. Per il punto di lavoro sostituiamo il generatore di segnale con un cortocircuito e il condensatore con un circuito aperto, perciò c'è un circuito aperto fra la massa e la base del transistor, proprio come ci aspettavamo. Lo schema è riportato in figura 1.12.

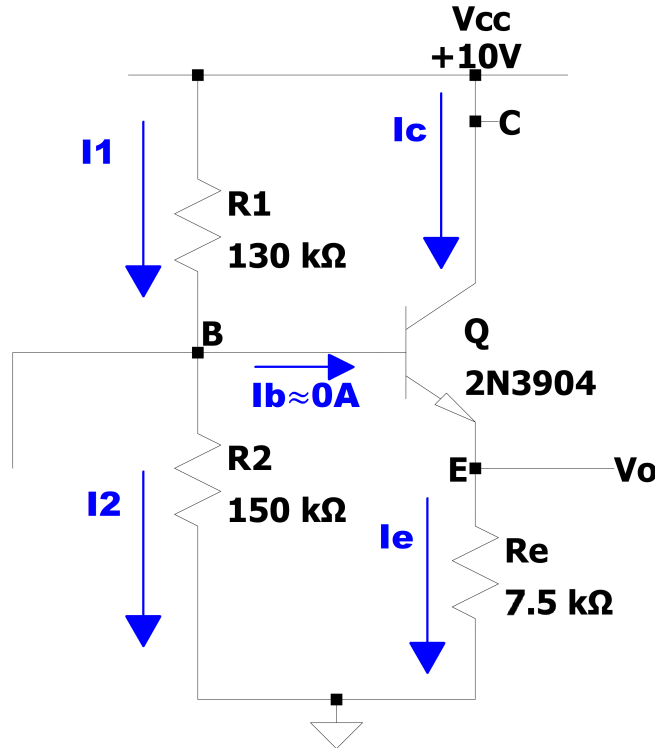


Figura 1.12: Schema finale del punto di lavoro dell'*Emitter follower* ad alimentazione singola.

Risolviemo il circuito, sempre nell'ipotesi che  $\beta \rightarrow \infty$  e che quindi  $I_B = 0A$ . La tensione  $V_B$  può essere ricavata applicando Kirchhoff alla base del transistor, oppure, più semplicemente, si può usare la formula del partitore di tensione:

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot 10V = \frac{150 \text{ k}\Omega}{280 \text{ k}\Omega} \cdot 10V = 5.357V$$

Dato che  $I_B$  è nulla, applicando la legge di Kirchhoff al nodo B otteniamo che  $I_1 = I_2$ , possiamo ricavare una delle due correnti con la legge di Ohm, per esempio calcoliamo  $I_2$ :

$$I_2 = \frac{V_B - 0V}{R_2} = \frac{5.357V}{150 \text{ k}\Omega} = 0.0357 \text{ mA}$$

Si noti che avremmo ottenuto lo stesso valore se avessimo calcolato  $I_1$  al posto che  $I_2$ .

Per calcolare le tensioni e le correnti mancanti si procede esattamente come è stato fatto per l'*Emitter follower* ad alimentazione duale, nella sezione 1.2.1. Bisogna fare attenzione che cambiano i valori delle tensioni e la resistenza  $R_E$ , perciò saranno diverse anche le correnti che scorrono nei vari rami.

Nella tabella 1.5 sono riassunte tutte le grandezze ricavate dal punto di lavoro di questo circuito.

$V_B[V]$	$V_C[V]$	$V_E[V]$	$I_B[A]$	$I_1[\text{mA}]$	$I_2[\text{mA}]$	$I_E[\text{mA}]$	$I_C[\text{mA}]$	$g_m[A/V]$
5.357	10	4.657	0	0.0357	0.0357	0.6209	0.6209	0.024

Tabella 1.5: Riassunto delle grandezze ricavate dal punto di lavoro del circuito appena discusso.



### 1.3.2 Analisi di piccolo segnale

Per l'analisi di piccolo segnale consideriamo lo schema di figura 1.11. Sostituiamo l'alimentazione positiva a 10V con la massa, al posto del transistor utilizziamo il suo modello per piccolo segnale a bassa frequenza ed il condensatore, per ora, non lo sostituiamo con un cortocircuito. Lo schema diventa pertanto quello mostrato in figura 1.13.

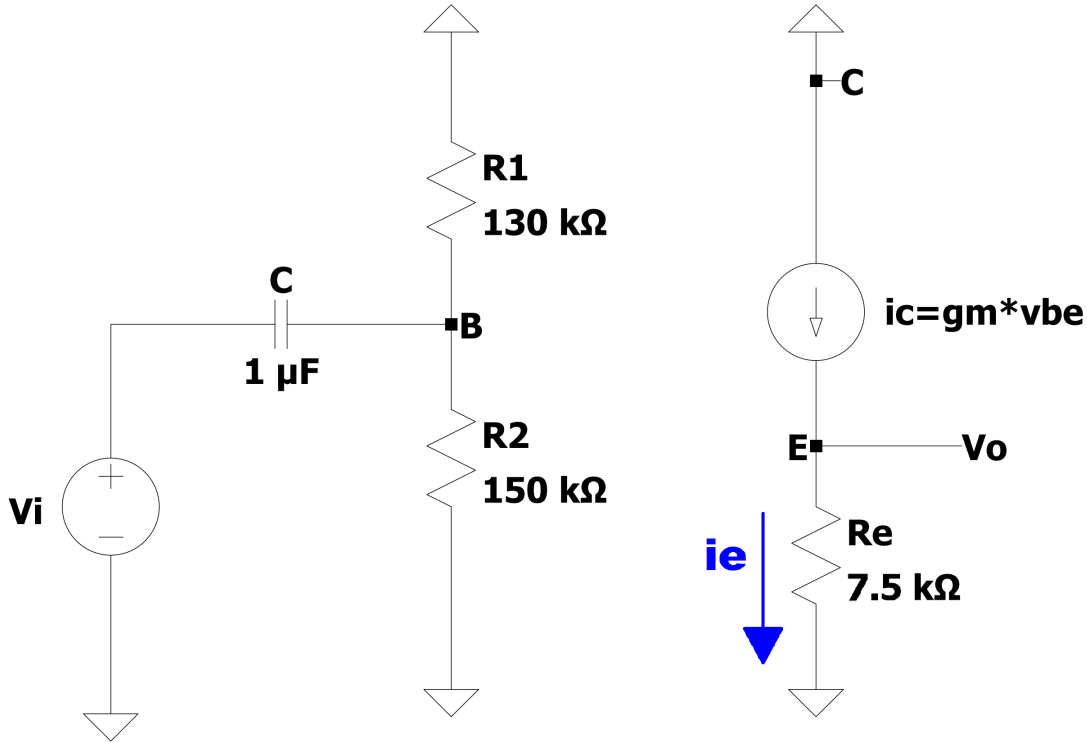


Figura 1.13: Schema finale dell'analisi di piccolo segnale dell'*Emitter follower* ad alimentazione singola.

Il circuito di destra è identico a quello dell'*Emitter follower* ad alimentazione di duale, cambia solo il valore della resistenza  $R_E$ . Nel circuito di sinistra possiamo invece riconoscere un filtro passa-alto formato dal condensatore  $C$  e dal parallelo fra le resistenze  $R_1$  e  $R_2$ . La frequenza di taglio di questo filtro è:

$$f_t = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot (R_1 \parallel R_2)} = \frac{1}{2\pi \cdot 1\mu F \cdot (130\text{ k}\Omega \parallel 150\text{ k}\Omega)} = 2.285\text{ Hz}$$

Se la frequenza di taglio è sufficientemente bassa, come nel nostro caso, il contributo del filtro passa-alto alla funzione di trasferimento del circuito è trascurabile, pertanto  $v_o = v_i$ . In caso contrario, nella funzione di trasferimento finale bisogna considerare anche la funzione di trasferimento del filtro.

### 1.3.3 Componenti, strumenti e misure

Prima di realizzare la versione finale del circuito *Emitter follower* ad alimentazione singola, abbiamo provato a collegare a massa l'alimentazione negativa del circuito utilizzato prima. In figura 1.14 sono riportate la tensione in ingresso e la tensione in uscita al circuito appena modificato. I due segnali sono stati accoppiati in DC.

Come ci aspettavamo, il circuito taglia le semionde negative: quando il segnale in ingresso è minore

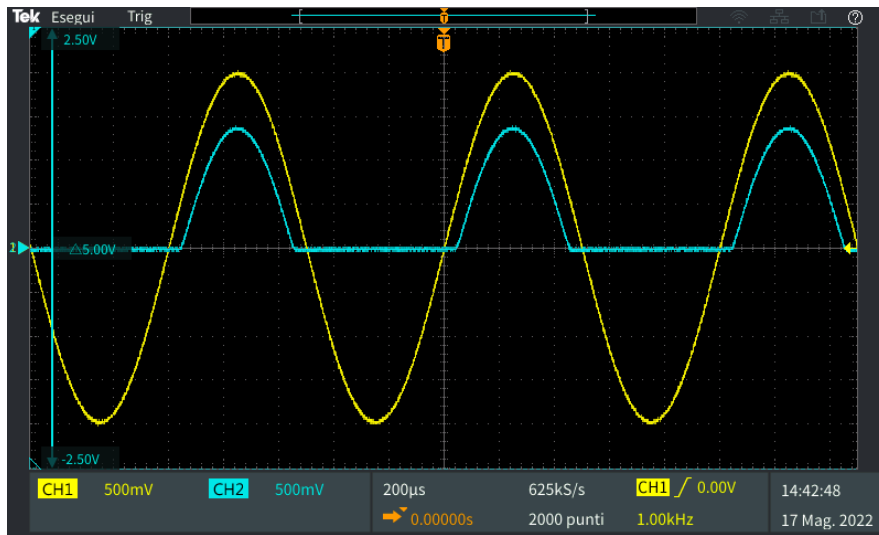


Figura 1.14: Grafico della tensione in ingresso (CH1) e della tensione in uscita (CH2) al circuito.

di 0.7V, la tensione in uscita rimane a 0V. Dal grafico possiamo anche vedere che la caduta di tensione data dalla giunzione p-n fra base ed emettitore rimane.

Dopo aver verificato che il circuito si comporta come ci aspettavamo dall'analisi teorica, abbiamo costruito la versione finale già illustrata in figura 1.11. Il circuito, di cui si riporta la fotografia (figura 1.15), è stato realizzato su una breadboard utilizzando questi componenti:

- transistor bipolare NPN 2N3904;
- due resistenze connesse in serie,  $R_{E1}$  e  $R_{E2}$ , entrambe da 3.9 k $\Omega$ , per realizzare la resistenza  $R_E$  da 7.8 k $\Omega$ ;
- due resistenze, una da 82 k $\Omega$  ( $R_{11}$ ) ed una da 39 k $\Omega$  ( $R_{12}$ ) connesse in serie, per realizzare la resistenza  $R_1$  da 120 k $\Omega$ .
- tre resistenze, una da 39 k $\Omega$  ( $R_{21}$ ), una da 27 k $\Omega$  ( $R_{22}$ ) ed una da 82 k $\Omega$  ( $R_{23}$ ) connesse in serie, per realizzare la resistenza  $R_2$  da 148 k $\Omega$ .
- un condensatore da 1  $\mu$ F

Per quanto riguarda  $R_E$ , non è stato possibile utilizzare una resistenza del valore indicato (7.5 k $\Omega$ ), ma con queste connessioni otteniamo una resistenza di valore poco maggiore (solo il 4%). Lo stesso discorso vale per le altre due resistenze, però quello che conta in questo caso non è tanto il valore del singolo componente, quanto il fattore di partizione. Il fattore di partizione che dovremmo ottenere è di 0.5357, quello che otteniamo è di 0.5522, ovvero solo il 3% in più.

Per le misure e le analisi, sono stati utilizzati i seguenti strumenti:

- alimentatore da banco, con alimentazione positiva impostata a 10V e limite in corrente di 50mA;
- generatore di forme d'onda;
- multimetro da banco;
- oscilloscopio a due canali.

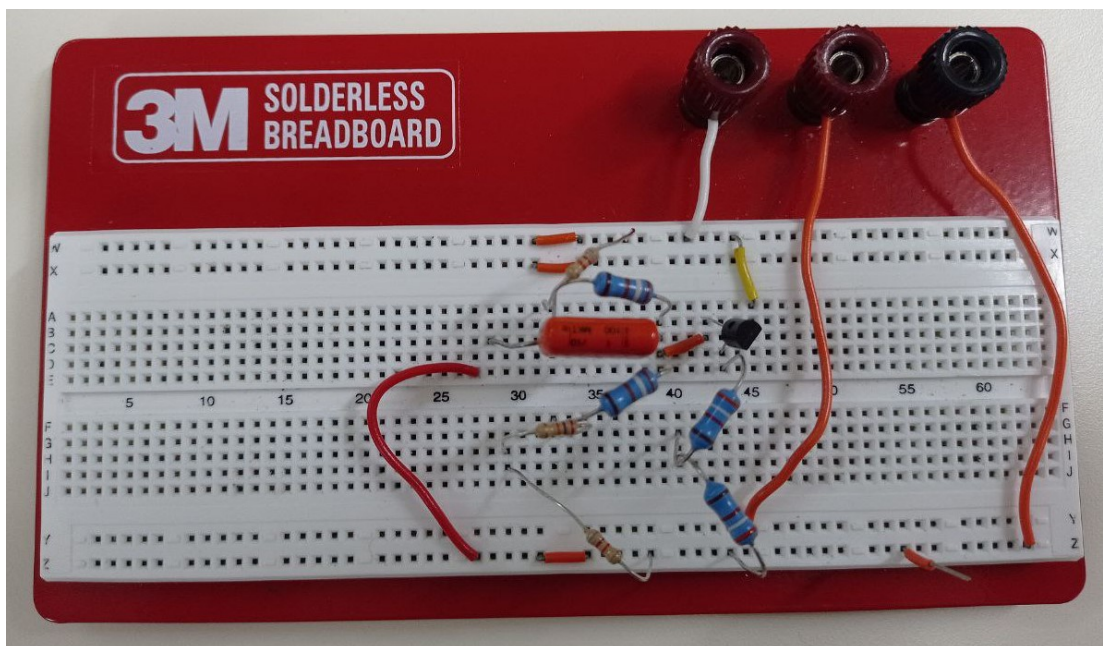


Figura 1.15: Fotografia del circuito *Emitter follower* ad alimentazione singola realizzato in laboratorio.

Come per il circuito precedente, per prima cosa andiamo a misurare il valore delle resistenze con il multimetro ed i valori delle tensioni delle giunzioni p-n del transistor. I valori ottenuti sono mostrati in tabella 1.6.

	Valore nominale	Valore misurato
$R_{E1}$	3.9 k $\Omega$	3.88 k $\Omega$
$R_{E2}$	3.9 k $\Omega$	3.91 k $\Omega$
$R_{11}$	82 k $\Omega$	82.67 k $\Omega$
$R_{12}$	39 k $\Omega$	38.86 k $\Omega$
$R_{21}$	39 k $\Omega$	38.80 k $\Omega$
$R_{22}$	27 k $\Omega$	26.87 k $\Omega$
$R_{23}$	82 k $\Omega$	82.18 k $\Omega$
$V_{BE}$	$\simeq 0.7V$	0.699V
$V_{BC}$	$\simeq 0.7V$	0.659V

Tabella 1.6: Grandezze misurate prima di realizzare il circuito.

I valori delle resistenze saranno quindi  $R_E = 7.79 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 121.53 \text{ k}\Omega$  e  $R_2 = 147.85 \text{ k}\Omega$ . Ora studiamo il punto di lavoro del circuito. Misuriamo le tensioni dei nodi B ed E con il multimetro e calcoliamo le correnti  $I_1$ ,  $I_2$  e  $I_E$  con la legge di Ohm. Ricaviamo quindi per differenza, applicando la legge di Kirchhoff, le correnti  $I_B$  e  $I_C$ :

$$I_1 = I_B + I_2 \rightarrow I_B = I_1 - I_2$$

$$I_E = I_C + I_B \rightarrow I_C = I_E - I_B$$

Tutti i valori misurati sono riportati in tabella 1.7. Anche in questo caso le misure sono molto vicine ai valori teorici.

$V_B[V]$	$V_C[V]$	$V_E[V]$	$I_1[\mu A]$	$I_2[\mu A]$	$I_E[\mu A]$	$I_B[\mu A]$	$I_C[\mu A]$	$g_m[A/V]$
5.228	10.000	4.607	39.27	35.36	591.40	3.91	587.49	0.023

Tabella 1.7: Grandezze misurate dallo studio del punto di lavoro del circuito.

Terminato lo studio del punto di lavoro, applichiamo il segnale al circuito collegando il generatore di forme d'onda e osserviamo il grafico della tensione in ingresso e della tensione in uscita con l'oscilloscopio. La forma d'onda utilizzata è una sinusoide di frequenza  $f = 1 \text{ kHz}$  e tensione picco-picco  $V_{PP}$  di 2V. Il grafico è riportato in figura 1.16, i due segnali sono accoppiati in DC.

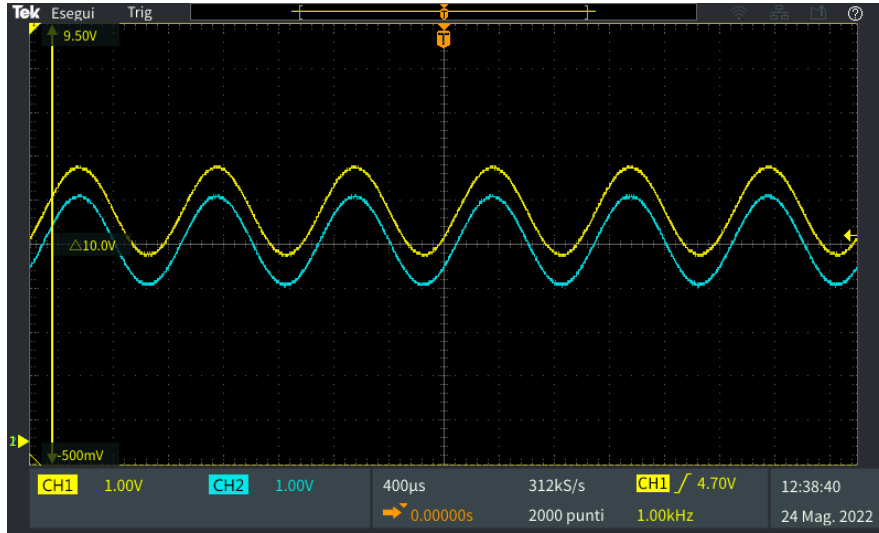


Figura 1.16: Grafico della tensione in ingresso (CH1) e della tensione in uscita (CH2) al circuito.

Dal grafico possiamo vedere che il guadagno del circuito è unitario perché entrambe le sinusoidi hanno la stessa ampiezza. La tensione applicata in ingresso, analogamente all'*Emitter follower* ad alimentazione duale, la ritroviamo in uscita con una differenza di circa 0.7V, che è la caduta di tensione data dalla giunzione p-n fra base ed emettitore. I segnali di tensione in ingresso e in uscita sono in fase.

# Circuito 2: Common Emitter Amplifier

## 2.1 Introduzione

Vogliamo ora realizzare un circuito che funzioni come amplificatore. Se manteniamo l'emettitore ad una tensione costante e preleviamo l'uscita dal collettore questo è possibile. Questo circuito è chiamato *Common Emitter amplifier*. Abbiamo analizzato tre diverse versioni di questo circuito ma ne abbiamo realizzate solo due, una con alimentazione duale ed una con alimentazione singola, entrambe con la configurazione detta a *degenerazione di emettitore*.

## 2.2 Prima versione

Questo schema è stato discusso solo dal punto di vista teorico. Di seguito si riportano lo schema e l'analisi del circuito.

### 2.2.1 Schema

Dato che faremo solo un'analisi teorica, trascuriamo sia il valore delle resistenze che il valore delle alimentazioni. Lo schema di riferimento è riportato in figura 2.1.

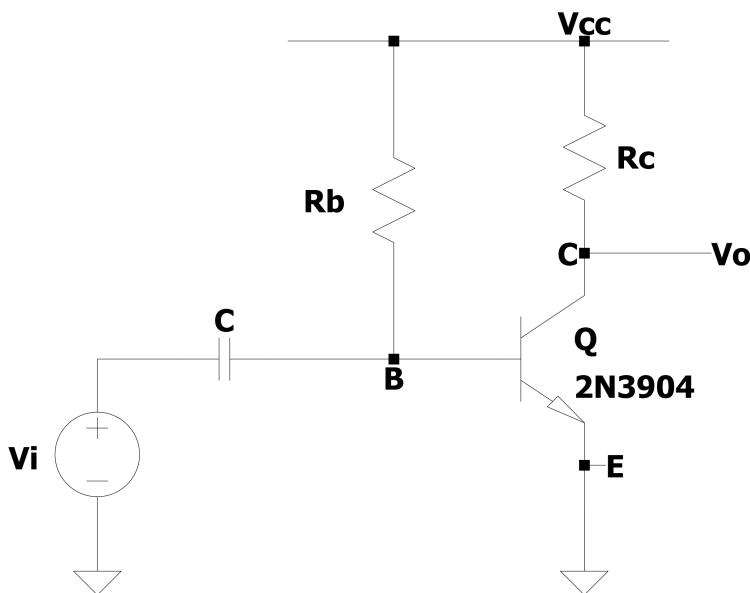


Figura 2.1: Schema del più semplice *Common Emitter amplifier* realizzabile.

### 2.2.2 Analisi del circuito

Consideriamo lo schema precedente. La determinazione del punto di lavoro non dà problemi. Passiamo allora all'analisi di piccolo segnale: per semplicità il condensatore diventa un cortocircuito, l'alimentazione  $V_{CC}$  viene sostituita con la massa e al posto del transistor abbiamo il suo modello per piccolo segnale a bassa frequenza. Lo schema diventa quello mostrato in figura 2.2.

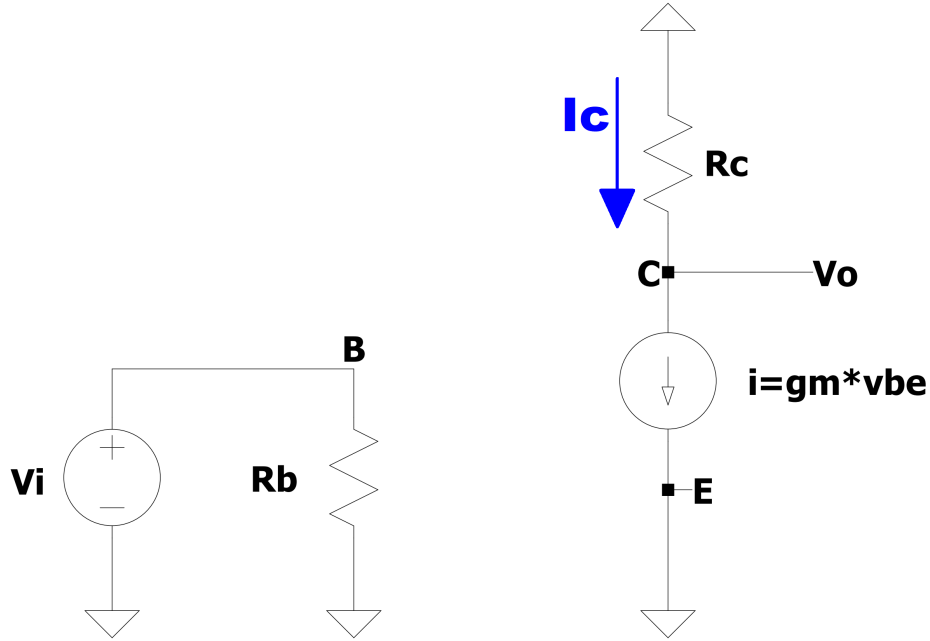


Figura 2.2: Schema per l'analisi di piccolo segnale.

La tensione  $v_B$  è pari alla tensione in ingresso  $v_i$ , dato che nel circuito di sinistra non circola corrente. Per quanto riguarda il circuito di destra, facciamo un bilancio di correnti al nodo del collettore:

$$i_C = i = g_m v_{BE} = \frac{0V - v_c}{R_C}$$

Sappiamo però che  $v_B = v_i$ ,  $v_C = v_o$  e  $v_E = 0V$  perché questo nodo si trova a massa. L'equazione precedente si può riscrivere come:

$$g_m v_i = \frac{-v_o}{R_C}$$

A questo punto possiamo calcolare facilmente la funzione di trasferimento del circuito, che risulta:

$$\frac{v_o}{v_i} = -g_m R_C$$

Dato che  $g_m R_C \gg 1$ , il circuito ha un guadagno in tensione, come ci aspettavamo. Il guadagno dipende dalla resistenza  $R_C$  e dalla transconduttanza  $g_m$ . Quest'ultima introduce però alcuni problemi, perché ricordando che la transconduttanza è definita come:

$$g_m = \frac{I_C}{\Phi_T} \text{ e che } \Phi_T = \frac{k_b \cdot T}{q}$$

risulta evidente che il guadagno dipende sia dal punto di lavoro del circuito ( $I_C$ ) che dalla temperatura ( $T$ ). Per risolvere il problema, è sufficiente inserire una resistenza fra l'emettitore e massa, ottenendo un *Common Emitter amplifier* con *degenerazione di emettitore*. Questa soluzione sarà presentata nelle sezioni 2.3 (*Common Emitter amplifier* ad alimentazione duale) e 2.4 (*Common Emitter amplifier* ad alimentazione singola).

Dalla funzione di trasferimento possiamo già notare che compare un segno meno: questo introdurrà uno sfasamento di  $180^\circ$  fra il segnale d'ingresso e il segnale d'uscita. Gli amplificatori realizzati saranno perciò *invertenti*.

## 2.3 Seconda versione

La prima versione di *Common Emitter amplifier* con degenerazione di emettitore analizzata è quella ad alimentazione duale. Di seguito si riportano lo schema (figura 2.3), l'analisi del punto di lavoro e di piccolo segnale, e le misure effettuate su questo circuito.

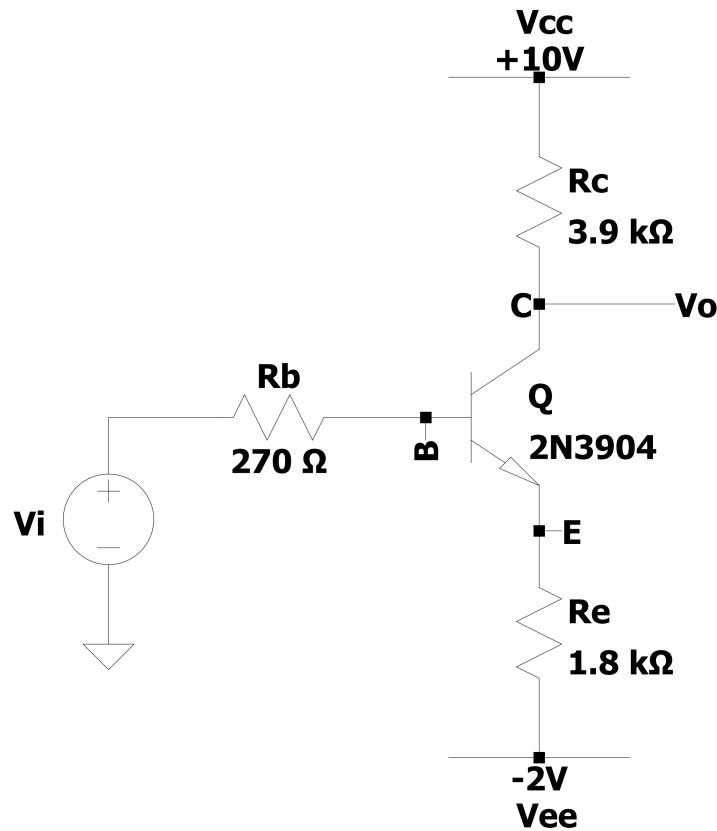


Figura 2.3: *Common Emitter amplifier* con degenerazione di emettitore ad alimentazione duale.

### 2.3.1 Punto di lavoro

Per il punto di lavoro è sufficiente sostituire il generatore di segnale con un cortocircuito. Otteniamo lo schema di figura 2.4.

Nell'analisi utilizziamo il modello ideale del transistor, perciò assumiamo che  $\beta \rightarrow \infty$  e che  $I_B = 0A$ , di conseguenza la corrente che fluisce nella resistenza è nulla, perciò, per la legge di Ohm, sarà nulla anche la caduta di tensione ai suoi capi, quindi si ricava che  $V_B = 0V$ .

Supponendo che il transistor si trovi in regione attiva diretta, la tensione  $V_{BE}$  fra la base e l'emettitore è pari a circa  $+0.7V$  perché la giunzione è polarizzata direttamente. Dato che sappiamo che  $V_B = 0V$ , possiamo calcolare per differenza  $V_E$ , dunque  $V_E = 0V - 0.7V = -0.7V$ .

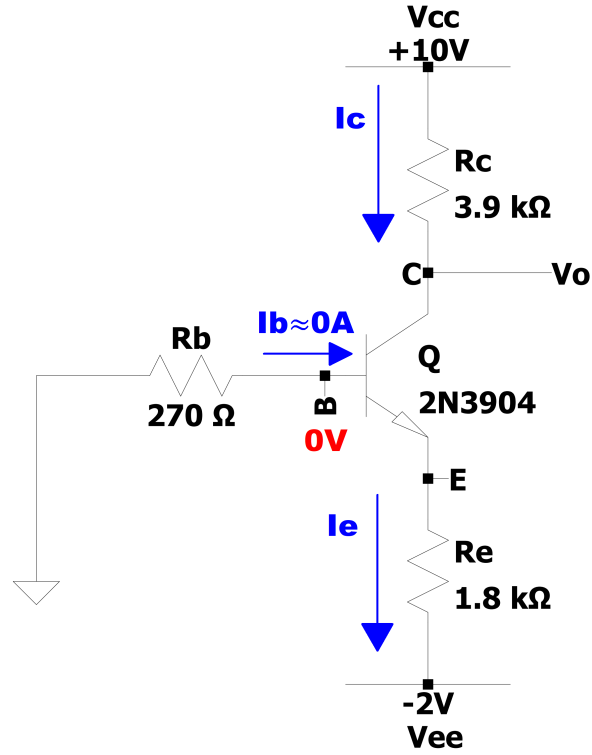


Figura 2.4: Schema del circuito per l'analisi del punto di lavoro.

Calcoliamo la corrente di emettitore con la legge di Ohm:

$$V_E - V_{EE} = R_E \cdot I_E \rightarrow I_E = \frac{V_E - V_{EE}}{R_E} = \frac{-0.7V - (-2V)}{1.8k\Omega} = 0.722mA$$

Consideriamo il transistor come se fosse un nodo, otteniamo che  $I_C + I_B = I_E$ , ma dato che  $I_B$  è nulla, allora  $I_C = I_E = 0.722mA$ .

L'ultima grandezza da determinare è la tensione  $V_C$ , che è uguale alla tensione  $V_o$  dato che l'uscita viene prelevata al collettore. Per ricavarla utilizziamo ancora la legge di Ohm:

$$V_C = V_{CC} - R_C \cdot I_C = 10V - 3.9k\Omega \cdot 0.722mA = 7.184V$$

Dato che  $V_{CB} > 0V$ , la giunzione base-collettore è polarizzata inversamente, quindi l'ipotesi che il transistor si trovi in regione attiva diretta è verificata.

Ora che abbiamo risolto il circuito, calcoliamo anche la transconduttanza:

$$g_m = \frac{I_C}{\Phi_T} = \frac{0.722mA}{26mV} = 0.0278 \frac{A}{V}$$

In tabella 2.1 sono riassunte tutte le grandezze ricavate dal punto di lavoro.

$V_B[V]$	$V_C[V]$	$V_E[V]$	$I_B[A]$	$I_E[mA]$	$I_C[mA]$	$g_m[A/V]$
0	7.184	-0.7	0	0.722	0.722	0.0278

Tabella 2.1: Riassunto delle grandezze ricavate dal punto di lavoro del circuito.



### 2.3.2 Analisi di piccolo segnale

Terminato il punto di lavoro, passiamo all'analisi per piccolo segnale. Poniamo le due alimentazioni a massa e sostituiamo al transistor il suo modello per piccolo segnale a bassa frequenza. Lo schema è mostrato in figura 2.5.

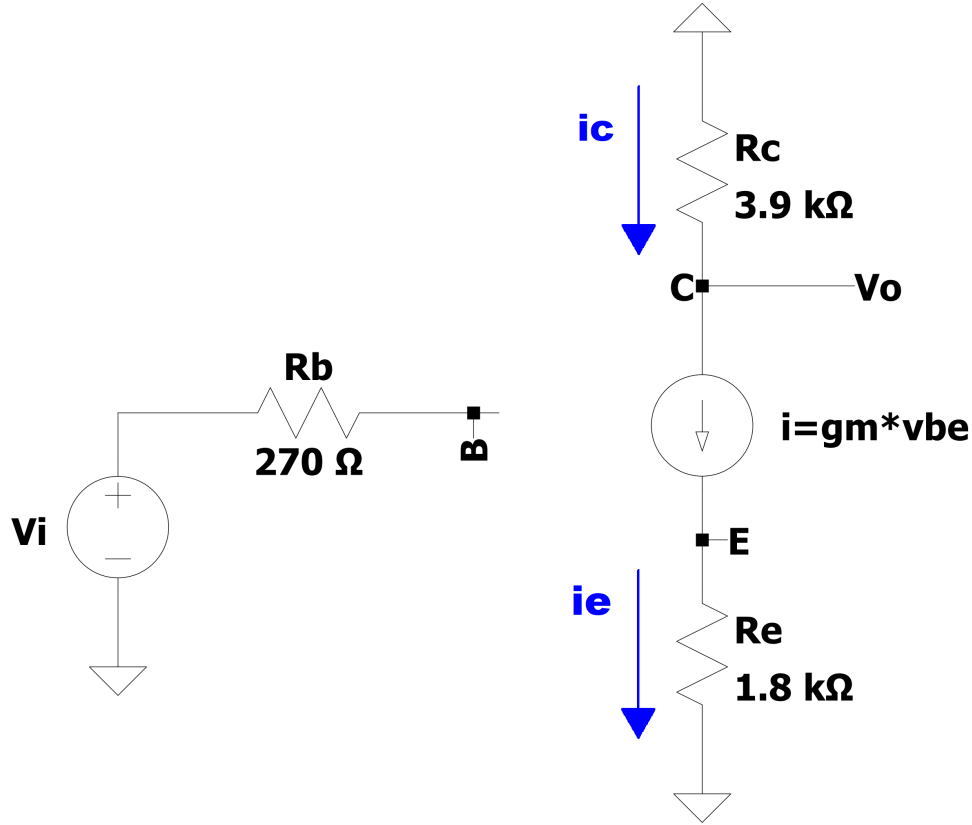


Figura 2.5: Schema del circuito per l'analisi di piccolo segnale.

Dato che la base del transistor è isolata, nel circuito di sinistra non circola corrente, perciò non c'è caduta di tensione sulla resistenza  $R_B$ , quindi la tensione  $v_B$  risulta pari alla tensione applicata in ingresso con il generatore  $v_i$ .

Eseguendo un bilancio di correnti al collettore otteniamo:

$$i_C = i = g_m \cdot v_{BE} \text{ ma } i_C = -\frac{v_C}{R_C} \text{ per la legge di Ohm } \rightarrow -\frac{v_C}{R_C} = g_m \cdot v_{BE}$$

Dato che l'uscita è prelevata al collettore,  $v_o = v_C$ , perciò ricaviamo  $v_o$  dall'equazione precedente:

$$v_o = -g_m R_C \cdot v_{BE} \quad (2.1)$$

Sappiamo già che  $v_B$  è uguale a  $v_i$ , dobbiamo ricavare  $v_E$ . Trattiamo il transistor come se fosse un nodo e facciamo un bilancio di correnti:

$$-\frac{v_o}{R_C} = \frac{v_E}{R_E} \rightarrow v_E = -\frac{R_E}{R_C} \cdot v_o$$

Sostituiamo le grandezze note nell'equazione (2.1). Otteniamo:

$$v_o = -g_m R_C \cdot v_i + g_m R_C \left( -\frac{R_E}{R_C} \cdot v_o \right) = -g_m R_C \cdot v_i - g_m R_E \cdot v_o$$

Dall'equazione precedente si può ricavare la funzione di trasferimento del circuito, che risulta:

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{g_m R_C}{1 + g_m R_E} \simeq -\frac{R_C}{R_E} \text{ per } g_m R_E \gg 1$$

Rispetto alla soluzione già trattata nella sezione 2.2, il guadagno di questo circuito dipende solo debolmente dalla transconduttanza, il cui contributo è molto spesso trascurabile. Nella funzione di trasferimento rimane il segno meno, perciò il segnale in uscita sarà sfasato di  $180^\circ$  rispetto al segnale in ingresso: l'amplificatore realizzato sarà pertanto invertente.

Il guadagno dipende dal rapporto fra la resistenza di collettore e la resistenza di emettitore: se  $R_C < R_E$  il circuito attenua l'uscita, quindi otteniamo un attenuatore; se  $R_C > R_E$  l'uscita viene amplificata, perciò il circuito è un amplificatore; infine, se  $R_C = R_E$  il circuito ha guadagno unitario, di conseguenza si comporta come un buffer. Nel nostro circuito, ci aspettiamo un guadagno, in modulo, di:

$$\frac{R_C}{R_E} = \frac{3.9 \text{ k}\Omega}{1.8 \text{ k}\Omega} \simeq 2.17$$

### 2.3.3 Componenti, strumenti e misure

Il circuito, mostrato in figura 2.6 con le connessioni utilizzate per lo studio del punto di lavoro, è stato realizzato su una breadboard utilizzando questi componenti:

- transistor bipolare NPN 2N3904;
- una resistenza da  $270 \Omega$  per  $R_B$ ;
- una resistenza da  $3.9 \text{ k}\Omega$  per  $R_C$ ;
- una resistenza da  $1.8 \text{ k}\Omega$  per  $R_E$ ;

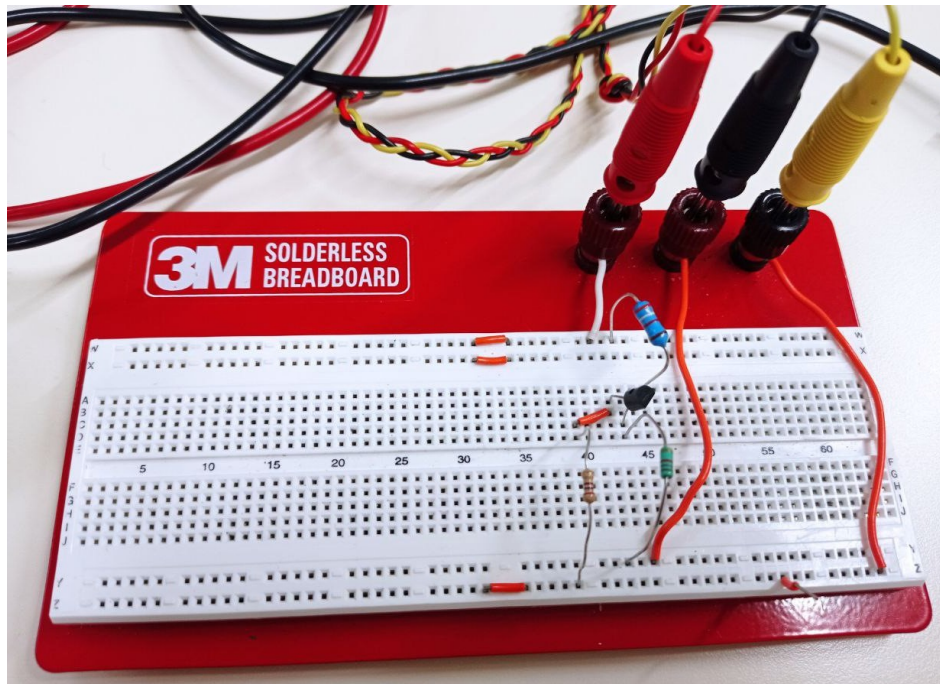


Figura 2.6: *Common Emitter amplifier* con le connessioni per lo studio del punto di lavoro.

Per le misure e le analisi, sono stati utilizzati i seguenti strumenti:

- alimentatore da banco, con alimentazione positiva impostata a 10V ed alimentazione negativa a -2V, entrambe con limite in corrente di 50mA;
- generatore di forme d'onda;
- multimetro da banco;
- oscilloscopio a due canali.

Per prima cosa, con il multimetro si sono misurati i valori delle resistenze. I valori ottenuti sono mostrati in tabella 2.2.

	Valore nominale	Valore misurato
$R_B$	270 $\Omega$	270 $\Omega$
$R_C$	3.9 k $\Omega$	3.907 k $\Omega$
$R_E$	1.8 k $\Omega$	1.807 k $\Omega$
$V_{BE}$	$\simeq 0.7V$	0.699V
$V_{BC}$	$\simeq 0.7V$	0.659V

Tabella 2.2: Grandezze misurate prima di realizzare il circuito.

Dopo aver posizionato tutti i componenti sulla breadboard, è stato fatto lo studio del punto di lavoro del circuito. Non è stato applicato il segnale e il terminale della resistenza  $R_B$  non connesso alla base del transistor è stato collegato a massa. Il circuito risultante è quello già incontrato nella figura 2.6.

Abbiamo misurato le tensioni dei tre terminali del transistor, poi abbiamo ricavato le correnti di tutti i rami utilizzando la legge di Ohm. Infine, abbiamo verificato con la legge di Kirchhoff che il bilancio delle correnti del transistor, visto come un nodo, era rispettato. I risultati sono riportati in tabella 2.3.

$V_B$ [mV]	$V_C$ [V]	$V_E$ [V]	$I_B$ [mA]	$I_E$ [mA]	$I_C$ [mA]	$g_m$ [A/V]
-1.167	7.106	-0.653	0.004	0.745	0.741	0.0287

Tabella 2.3: Grandezze misurate dallo studio del punto di lavoro del circuito.

I valori ottenuti sono confrontabili con i risultati teorici calcolati nella sezione 2.3.1. Come succede anche per i circuiti già analizzati, sia  $V_B$  che  $I_B$  non sono nulle, ma il loro valore (in modulo) è molto piccolo, perciò nel punto di lavoro possiamo trascurarle.

Dalla legge di Kirchhoff abbiamo che  $I_B + I_C = I_E \rightarrow 0.004mA + 0.741mA = 0.745mA$ , ovvero il bilancio delle correnti sul transistor è verificato.

Il guadagno che ci aspettiamo è:

$$\frac{R_C}{R_E} = \frac{3.907 \text{ k}\Omega}{1.807 \text{ k}\Omega} = 2.16$$

ovvero 0.5% in meno del guadagno teorico.

Applichiamo in ingresso un segnale sinusoidale con frequenza  $f = 1 \text{ kHz}$  e tensione picco-picco  $V_{PP}$  di 1V. La tensione in ingresso e la tensione in uscita sono state visualizzate collegando opportunamente le sonde dell'oscilloscopio, in figura 2.7 è mostrato il grafico dei due segnali accoppiati in DC mentre in figura 2.8 l'ingresso e l'uscita sono accoppiate in AC.

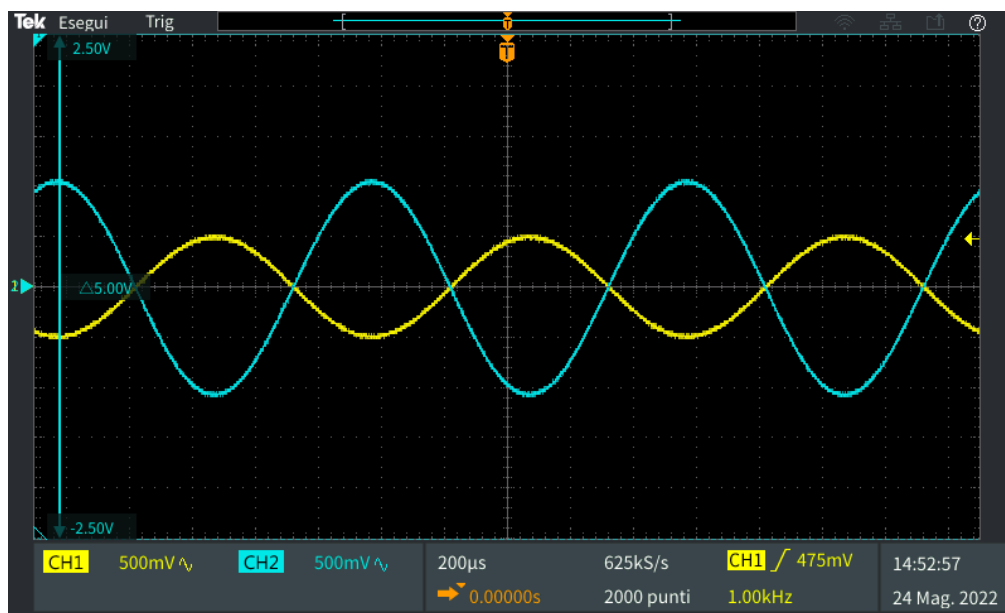


Figura 2.7: Grafico della tensione in ingresso (CH1) e della tensione in uscita (CH2) accoppiate in DC.

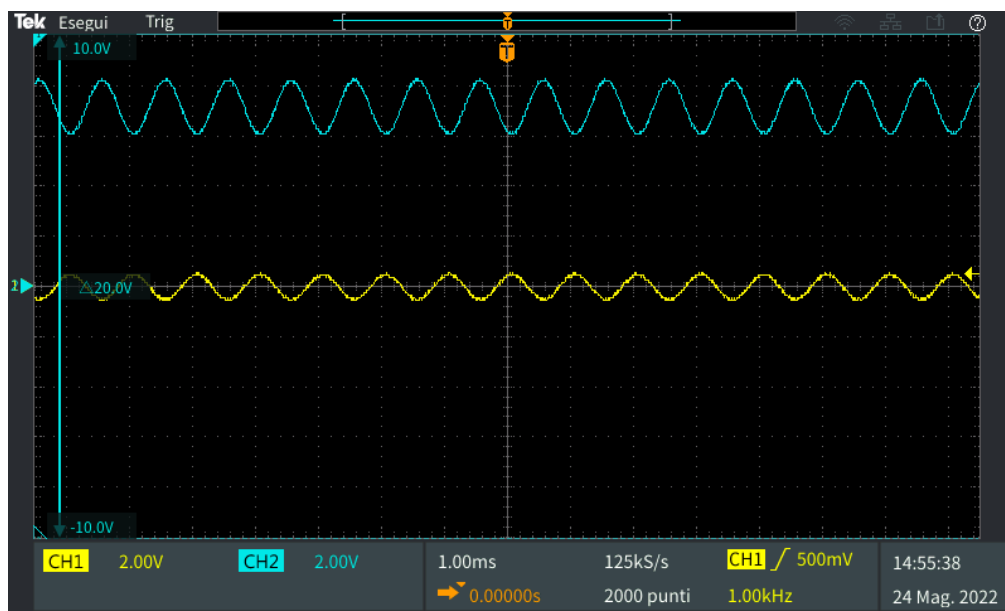


Figura 2.8: Grafico della tensione in ingresso (CH1) e della tensione in uscita (CH2) accoppiate in AC.

Dai due grafici è evidente che l'amplificatore inverte l'ingresso, perché i due segnali sono in controfase: quando l'ingresso è positivo l'uscita è negativa e viceversa. L'uscita è circa il doppio, in modulo, del segnale applicato in ingresso.

## **2.4 Terza versione**

### **2.4.1 Punto di lavoro**

### **2.4.2 Analisi di piccolo segnale**

### **2.4.3 Componenti, strumenti e misure**

# Circuiti 3 e 4: Amplificatore operazionale $\mu\text{A}741$

## 3.1 Introduzione

## 3.2 Amplificatore invertente

### 3.2.1 Schema

### 3.2.2 Analisi del circuito

### 3.2.3 Componenti, strumenti e misure

## 3.3 Integratore

### 3.3.1 Schema

### 3.3.2 Analisi del circuito

### 3.3.3 Componenti, strumenti e misure