



**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  
**Matteo Verzeroli**  
Matricola 1057926

Prof.  
**Massimo Manghisoni**

# Indice

<b>1 Laboratorio 1</b>	<b>2</b>
1.1 Introduzione . . . . .	2
1.2 Emitter follower: punto di lavoro . . . . .	2
1.3 Emitter follower: analisi per piccolo segnale . . . . .	3
1.4 Componenti e misure . . . . .	4
<b>2 Laboratorio 2</b>	<b>8</b>
2.1 Introduzione . . . . .	8
2.2 Emitter follower: grafico ingresso-uscita . . . . .	8
2.3 Emitter follower single-ended: prima versione . . . . .	10
2.4 Emitter follower single-ended: seconda versione . . . . .	12
2.5 Componenti e misure . . . . .	12
<b>3 Laboratorio 3</b>	<b>16</b>
3.1 Introduzione . . . . .	16
3.2 Common emitter amplifier: punto di lavoro . . . . .	16
3.3 Common emitter amplifier: analisi per piccolo segnale . . . . .	18
3.4 Componenti e misure . . . . .	20
<b>4 Laboratorio 4</b>	<b>24</b>
4.1 Introduzione . . . . .	24
4.2 Common emitter amplifier: analisi capacità di disaccoppiamento in ingresso . . . . .	24
4.3 Amplificatore operazionale µA741: amplificatore invertente . . . . .	26
4.4 Amplificatore operazionale µA741: integratore . . . . .	30

# Laboratorio 1

## 1.1 Introduzione

Il primo circuito realizzato in laboratorio è l'*emmitter follower*, di cui si riporta lo schema:

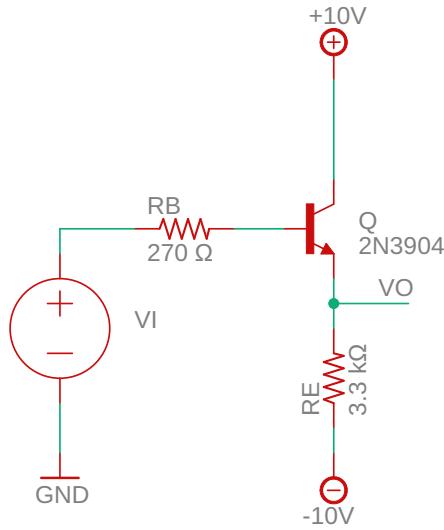


Figura 1.1: Schema del circuito emitter follower.

Come si analizzerà in seguito, questo circuito presenta un guadagno unitario e può essere utilizzato per disaccoppiare un circuito collegato in ingresso da quello collegato in uscita.

## 1.2 Emitter follower: punto di lavoro

Per analizzare il circuito, si procede con l'analisi del punto di lavoro, dove i generatori di tensioni e correnti alternate vengono sostituiti rispettivamente da un corto circuito e da un circuito aperto (Fig.1.2). In particolare, il generatore di tensione (di segnale)  $v_i$  viene quindi considerato come un corto circuito che collega un terminale della resistenza  $R_B$  a massa. Considerando il modello ideale del transistor Q, con  $\beta \rightarrow \infty$  e corrente di base  $I_B$  nulla, si ricava che la corrente che attraversa la resistenza  $R_B$  è nulla. Per cui, per la legge di Ohm  $V = RI$ , la caduta di potenziale sulla resistenza è nulla. Quindi il nodo  $V_B$  si trova a una tensione di 0V. Se si esegue un bilancio di correnti sul nodo del transistor si ottiene  $I_B + I_C = I_E$ . Dal momento che la corrente  $I_B$  è nulla,  $I_C = I_E$ . La corrente di emettitore (e di conseguenza anche la corrente di collettore) si ricava dalla legge di Ohm:  $I_E = I_C = \frac{\Delta V}{R_E} = \frac{V_O - (-10V)}{R_E}$ . Infine, supponendo che il transistor si trovi in regione attiva diretta,  $V_{BE} = V_{BO} = +0.7V$ . Quindi,  $V_O = V_B - 0.7V = -0.7V$ . Si verifica l'ipotesi che il transistor si

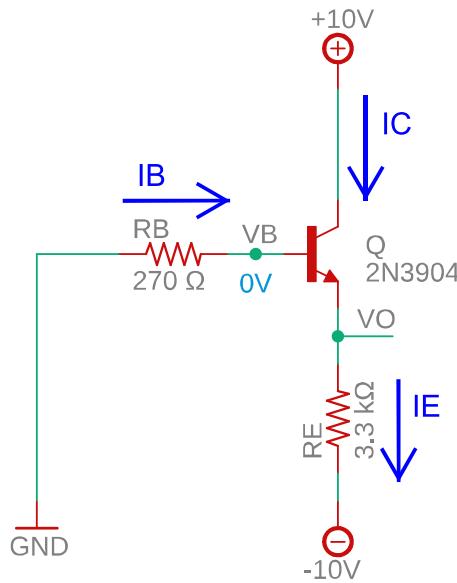


Figura 1.2: Analisi del punto di lavoro del circuito emitter follower.

trova in regione attiva diretta, dal momento che  $V_{CB} > 0$ . Avendo ricavato la corrente di collettore stazionaria, è utile calcolare anche la transconduttanza del transistor  $g_m = \frac{I_C}{\phi_T}$ , con  $I_C$  corrente di collettore stazionaria e  $\phi_T \simeq 26 \text{ mV}$ . Essa sarà utile nell'analisi di piccolo segnale.

Nella seguente tabella, si riportano i valori teorici delle diverse grandezze che determinano il punto di lavoro, ottenute sostituendo i valori dei componenti utilizzati nel circuito. Questi valori dovranno essere confrontati con quelli misurati sul circuito reale.

$V_B$ [V]	$V_O$ [V]	$I_B$ [A]	$I_E$ [mA]	$I_C$ [mA]	$g_m$ [A/V]
0	-0.7	0	2.818	2.818	0.1084

### 1.3 Emitter follower: analisi per piccolo segnale

Consideriamo ora l'analisi per piccolo segnale del circuito. Il transistor viene sostituito con il suo modello per piccoli segnali a bassa frequenza senza resistenza di base e si procede spegnendo i generatori di grandezze continue, ottenendo il circuito mostrato in figura 1.3. Come si può notare, il transistor è sostituito da un generatore di corrente ideale controllato dalla tensione  $v_{be}$  e il terminale di base rimane isolato rispetto al collettore e all'emettitore. La transconduttanza  $g_m$  è quella calcolata nell'analisi DC. Si noti che la tensione  $v_b$  è pari a  $v_i$ , poiché la corrente nella resistenza  $R_B$  è nulla. Per calcolare la funzione di trasferimento tra la tensione in ingresso  $v_i$  e la tensione in uscita  $v_o$ , si calcola il bilancio

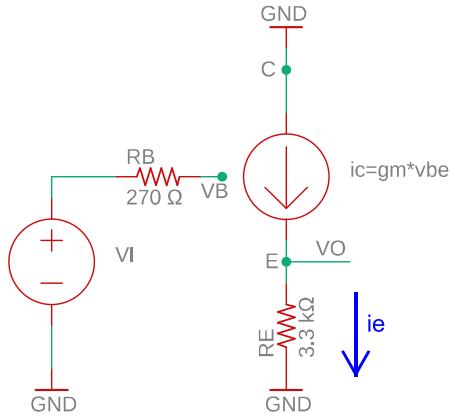


Figura 1.3: Analisi di piccolo segnale del circuito emitter follower.

di correnti al nodo **E**:

$$\begin{aligned}
 i_c &= g_m v_{be} = i_e \\
 v_b &= v_i \\
 v_e &= v_o \\
 i_c &= g_m(v_b - v_e) = g_m(v_i - v_o) \\
 i_e &= \frac{v_e - 0 \text{ V}}{R_E} = \frac{v_o}{R_E} \\
 \frac{v_o}{R_E} &= g_m(v_i - v_o) \\
 \frac{v_o}{v_i} &= \frac{g_m R_E}{1 + g_m R_E} \simeq 1 \text{ per } g_m R_E \gg 1.
 \end{aligned} \tag{1.1}$$

Si realizza quindi un circuito a guadagno unitario.

## 1.4 Componenti e misure

Il circuito è stato realizzato in laboratorio su una breadboard e il risultato è visibile in figura 1.4. Inizialmente, non è stato collegato il generatore di forme d'onda  $v_i$  in ingresso al circuito, sostituendolo con un collegamento a massa. In questo modo è possibile effettuare l'analisi del punto di lavoro del circuito.

Per realizzare il circuito sono stati utilizzati i seguenti componenti:

- transistor 2N3904;
- una resistenza da  $270 \Omega$  per realizzare la resistenza  $R_B$ ;
- due resistenze rispettivamente da  $R_{E1}=1.5 \Omega$  e  $R_{E2}=1.8 \Omega$  connesse in parallelo per realizzare la resistenza  $R_E$ .

Inoltre, sono stati utilizzati i seguenti strumenti:

- alimentatore da banco con tensione positiva  $10 \text{ V}$ , tensione negativa  $-10 \text{ V}$  e limite in corrente di  $50 \text{ mA}$ ;
- oscilloscopio a due canali;

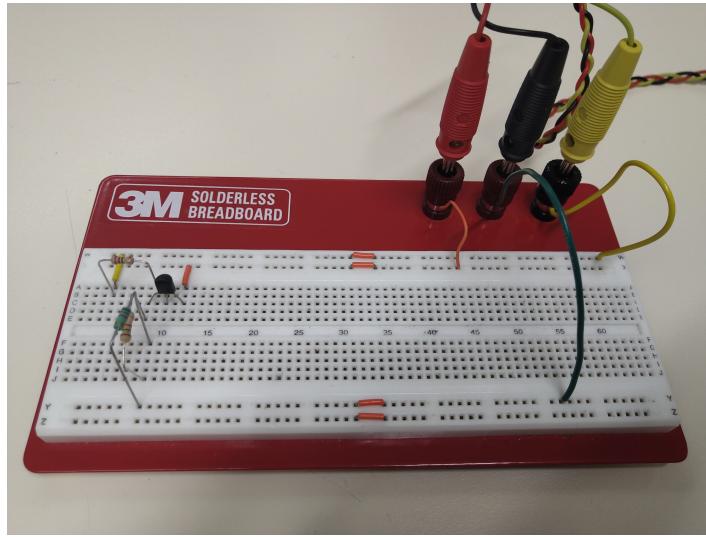


Figura 1.4: Foto del circuito realizzato in laboratorio.

- generatore di forme d'onda;
- multmetro da banco.

Prima di realizzare il circuito, si sono misurati attraverso il multmetro i valori delle resistenze utilizzate e delle tensioni delle giunzioni P-N tra *base* e *collettore* e tra *base* e *emettitore* del transistor, ottenendo le seguenti misure:

Componente	Valore nominale	Valore misurato
$R_B$	$270\Omega$	$279\Omega$
$R_{E1}$	$1.5\text{ k}\Omega$	$1.495\text{ k}\Omega$
$R_{E2}$	$1.8\text{ k}\Omega$	$1.810\text{ k}\Omega$
$V_{d_{B-E}}$	$\simeq 0.7\text{ V}$	$0.700\text{ V}$
$V_{d_{B-C}}$	$\simeq 0.7\text{ V}$	$0.679\text{ V}$

Si noti che le tensioni delle giunzioni P-N hanno valori diversi: ciò è dovuto alla tecnologia di realizzazione del transistor (tecnologia planare), nella quale le due giunzioni hanno una diversa lunghezza.

Una volta realizzato il circuito, sono state misurate le tensioni ai nodi  $V_B$  e  $V_O$  da cui è possibile ricavare (tramite la legge di Ohm) le correnti di base e di emettitore. La corrente di collettore si ricava come differenza tra la corrente di emettitore e corrente di base. Inoltre, è possibile calcolare la transconduttanza come rapporto tra la corrente di collettore stazionaria e la tensione termica.

Sono stati ottenuti i seguenti valori:

$V_B$ [mV]	$V_O$ [V]	$I_B$ [mA]	$I_E$ [mA]	$I_C$ [mA]	$g_m$ [A/V]
-3.820	-0.655	0.014	2.819	2.805	0.1079

I valori misurati sono molto simili ai valori calcolati nell'analisi teorica del punto stazionario. In particolare, si noti che la corrente di base, pur non essendo nulla, assume un valore molto piccolo ( $14\mu\text{A}$ ).

Successivamente, si è applicato un segnale sinusoidale  $v_i$  tramite un cavo di tipo BNC collegato al generatore di forme d'onda, impostando una frequenza pari a  $f=1\text{ kHz}$  e una tensione picco-picco  $V_{pp}=2\text{ V}$ . Collegando opportunamente i connettori dell'oscilloscopio, è stato possibile misurare il

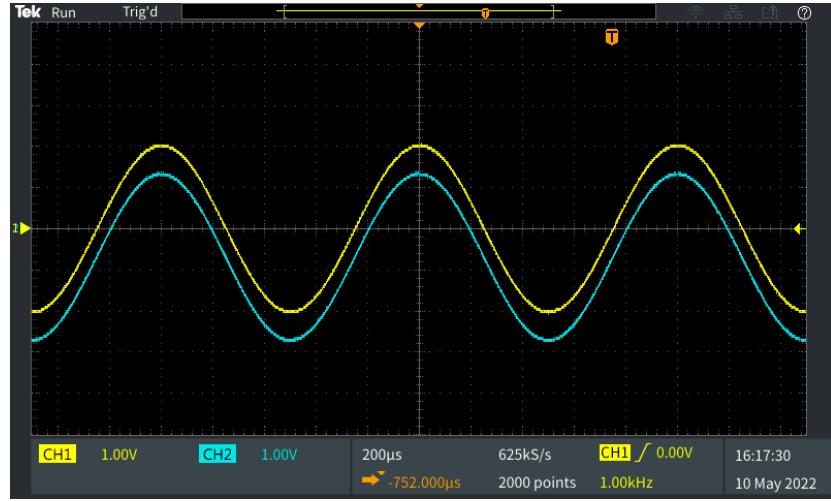


Figura 1.5: Segnale in ingresso (CH1) e in uscita (CH2) all'Emitter follower misurato con l'oscilloscopio. L'onda sinusoidale in ingresso ha frequenza 1 kHz e tensione picco-picco di 2 V.

segnaletico in ingresso e in uscita al circuito. È stato possibile verificare che il guadagno del circuito è effettivamente unitario (Fig.1.5). Si noti come il segnale giallo (ingresso) e il segnale blu (uscita) abbiano uguale ampiezza e fase. Per verificare lo sfasamento, è possibile selezionare la modalità XY sull'oscilloscopio e analizzare il grafico mostrato (Fig.1.6).

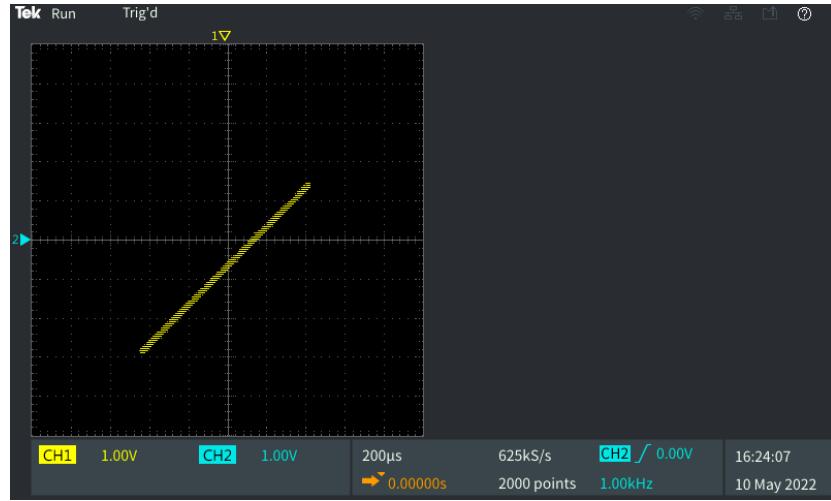


Figura 1.6: Grafico XY con onda sinusoidale in ingresso di frequenza 1 kHz e tensione picco-picco di 2 V.

Come si può notare, la presenza di un segmento con倾斜 di 45 gradi indica che i segnali sono in fase. Inoltre, si noti che l'intersezione del segmento con l'asse delle ordinate rappresenta l'offset, di circa 0.7 V, dovuto alla giunzione base-emettitore. Tuttavia, aumentando la frequenza dell'onda sinusoidale fino ai 10 MHz, il circuito introduce uno sfasamento. Infatti, a frequenze elevate le non idealità del transistor diventano significative. Per questo motivo, il grafico XY (Fig.1.7) non mostra più un segmento ma un ellisse, che indica la presenza di uno sfasamento. La differenza di fase tra i segnali è visibile anche utilizzando la rappresentazione sull'asse dei tempi come mostrato in figura 1.8.

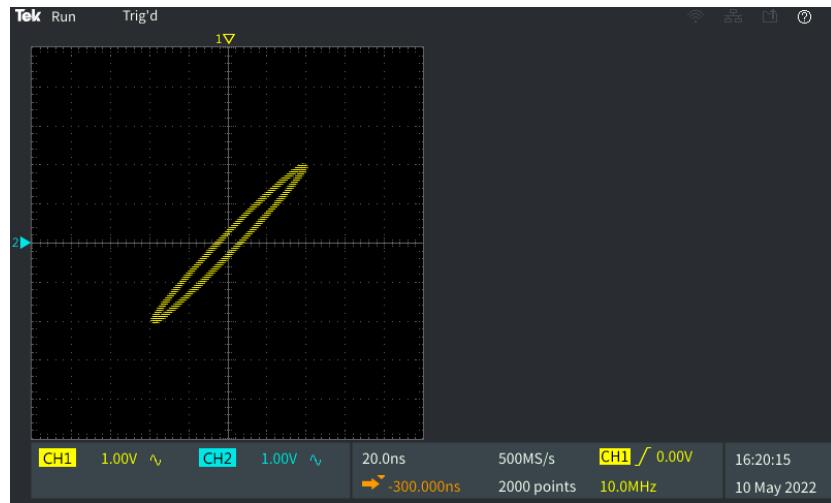


Figura 1.7: Grafico XY con onda sinusoidale in ingresso con frequenza 10 MHz e tensione picco-picco di 2V. I segnali in ingresso sono stati accoppiati in AC.



Figura 1.8: Segnale in ingresso (CH1) e in uscita (CH2) all'Emitter follower misurato con l'oscilloscopio. L'onda sinusoidale in ingresso ha frequenza 10 MHz e tensione picco-picco di 2 V. I segnali in ingresso sono stati accoppiati in AC.

Osservando i grafici delle tensioni ingresso-uscita è possibile notare che il circuito ha guadagno unilaterale. Tuttavia, un'analisi più approfondita sul guadagno del circuito è stata svolta nella attività di laboratorio successiva.

# Laboratorio 2

## 2.1 Introduzione

Nell'esperienza di laboratorio precedente, si è realizzato un circuito a guadagno unitario che realizza una funzione di buffer, con idealmente una resistenza di ingresso tendente ad infinito e una resistenza di uscita tendente a zero. In questa esperienza di laboratorio, si sono inizialmente effettuate ulteriori considerazioni sul circuito *emitter follower* per poi realizzarne una versione *single-ended*.

## 2.2 Emitter follower: grafico ingresso-uscita

Di seguito sono riportati i risultati di alcune misure effettuate sul circuito analizzato nella precedente esperienza. All'ingresso del circuito (ossia sul nodo  $v_i$ ) è stato applicato un segnale sinusoidale con frequenza pari a 1 kHz e tensione picco-picco variabile da 0.5 V a 5 V con step di 0.5 V. Si sono misurate le tensioni picco-picco in ingresso  $V_{pp_i}$  e in uscita  $V_{pp_o}$  utilizzando le funzioni di misura integrate nell'oscilloscopio. Per rendere stabile il valore misurato, riducendo gli effetti del rumore e dei disturbi, è stato selezionato un filtro a 20 MHz sugli ingressi dell'oscilloscopio e sono state effettuate delle medie (di 64 campioni) sui segnali. In questo modo è stato possibile ottenere un segnale meno rumoroso (Fig.2.1).

$V_{pp_i}$ [V]	$V_{pp_o}$ [V]
0.509	0.491
1.019	0.984
1.502	1.476
2.080	1.994
2.565	2.474
3.037	2.962
3.524	3.459
4.022	3.967
4.606	4.470
5.089	4.945

Tabella 2.1: Valori picco-picco dei segnali misurati in ingresso del circuito ( $V_{pp_i}$ ) e in uscita ( $V_{pp_o}$ ).

Come si può notare nella tabella 2.1, il valore del guadagno del circuito è leggermente inferiore a uno. Cerchiamo di quantificare il guadagno effettivo del circuito. Per fare ciò, è possibile rappresentare su un grafico il valore picco-picco di tensione misurato all'uscita del circuito in funzione della tensione in ingresso (ossia rappresentare sul grafico i valori riportati nella tabella 2.1) ed eseguire un'interpolazione lineare della retta  $y = a + bx$  che approssimi i valori ottenuti. Idealmente, vorremmo ottenere  $a = 1$  e  $b = 0$ . Infatti, il coefficiente angolare della retta rappresenta il guadagno del circuito mentre l'intercetta un eventuale offset tra segnale in ingresso e uscita. Nella figura 2.2 viene mostrato il risultato della retta interpolata sui dati stimata grazie alla funzione *fitlm* offerta da Matlab. La retta identificata è



Figura 2.1: Misurazione della tensione picco-picco del segnale in ingresso (CH1) e in uscita (CH2).

$V_{pp_o} = -0.009 + 0.977 V_{pp_i}$ . Come si poteva già intuire osservando i dati nella tabella, si ottiene un guadagno leggermente inferiore a uno e un offset quasi nullo. Infatti, bisogna considerare che il circuito si comporta in uscita come un generatore di tensione reale e quindi con una resistenza di uscita finita, che influenza sul guadagno.

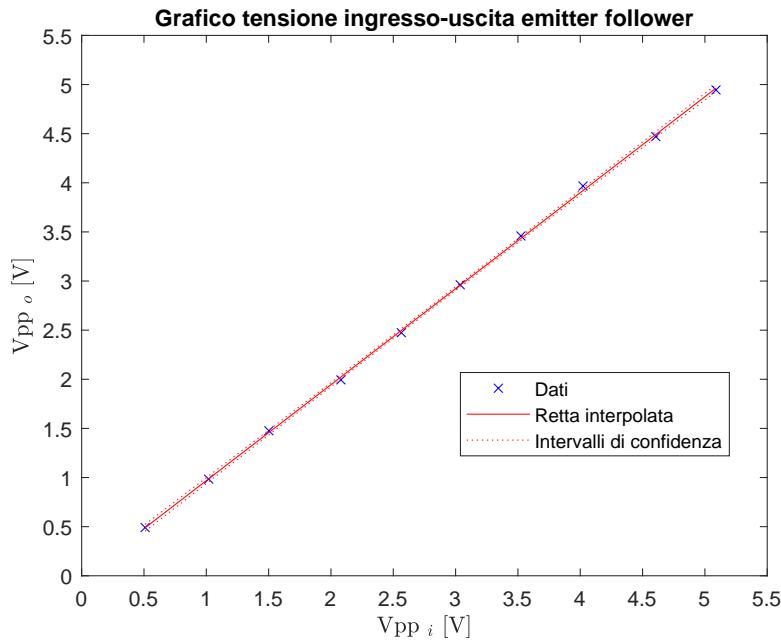


Figura 2.2: Grafico ingresso-uscita del circuito emitter-follower (valori picco-picco delle tensioni misurate).

## 2.3 Emitter follower single-ended: prima versione

Si vuole ora modificare il circuito precedente in modo da alimentarlo tra alimentazione positiva e massa, senza la necessità di utilizzare una alimentazione negativa. È stata realizzata una prima versione del circuito:

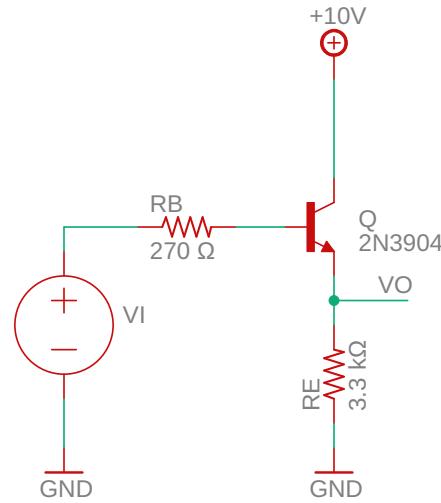


Figura 2.3: Schema della prima versione del circuito emitter follower single-ended.

Tuttavia, questo circuito presenta un problema. Dopo aver alimentato il circuito, applicando un segnale in ingresso  $v_i$  con frequenza di 1 kHz e tensione picco-picco di 4 V, si nota che non funziona correttamente. Per capirne meglio il comportamento, è necessario analizzarne il punto di lavoro (Fig.2.4), supponendo che il transistor sia in zona attiva diretta e con un  $\beta \rightarrow \infty$  (che implica una corrente di base nulla).

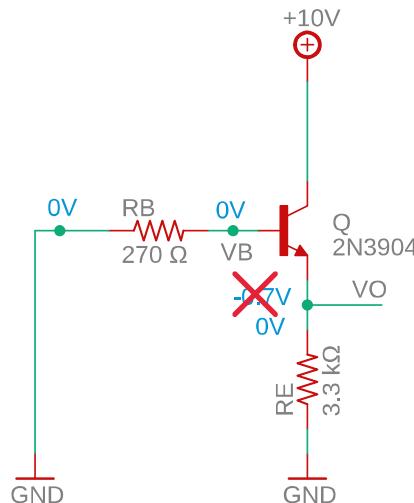


Figura 2.4: Analisi punto di lavoro del circuito emitter follower single-ended.

La tensione al nodo  $V_B$  è di 0 V, poiché non c'è caduta di potenziale in una resistenza attraversata da corrente nulla. Dalle ipotesi fatte, se ne deduce che la tensione al nodo  $V_o$  dovrebbe essere pari a  $-0.7$  V (caduta di tensione giunzione base-emettitore). Tuttavia, se così fosse, nella resistenza  $R_E$  scorrerebbe una corrente da massa verso  $V_o$ . Questo però non è possibile: infatti, la corrente dovrebbe poi fluire nel transistor dall'emettitore. Per costruzione, non è però possibile avere una corrente entrante dall'emettitore di un transistor bipolare. Per questo motivo, l'unica soluzione ammissibile è che la corrente che attraversa la resistenza  $R_E$  sia nulla e che il circuito sia spento: il nodo  $V_o$  di trova a una tensione di 0 V.

Tuttavia, quando applichiamo un segnale sulla base con ampiezza maggiore di 0.7 V, il circuito si accende (Fig.2.5). Infatti, il nodo  $V_o$  si porta a una tensione maggiore di 0 V e il transistor è polarizzato correttamente.

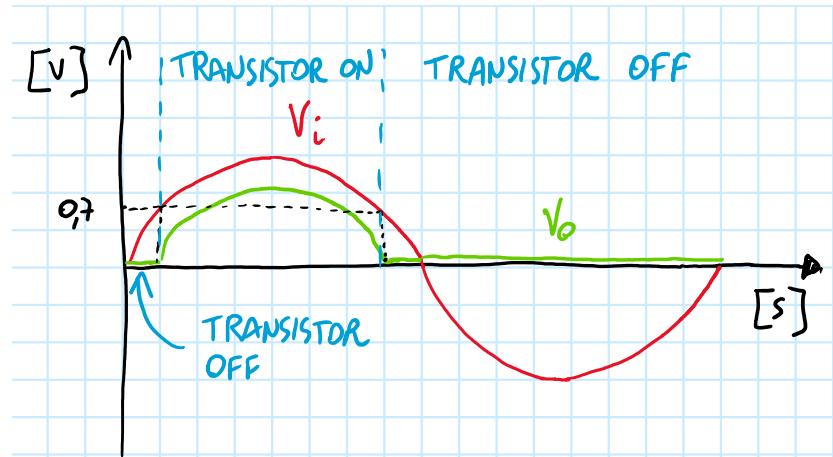


Figura 2.5: Rappresentazione dello stato del circuito in funzione della tensione in ingresso.

Questo comportamento anomalo è stato verificato sul circuito reale utilizzando l'oscilloscopio per visualizzare la tensione in ingresso e in uscita al circuito, come mostrato in figura 2.6.

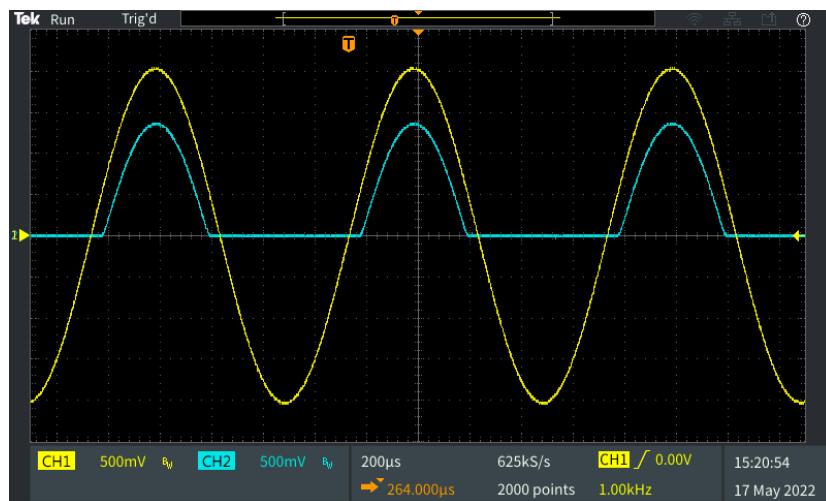


Figura 2.6: Tensione in ingresso (CH1) e in uscita (CH2) del circuito emitter follower single-ended. L'onda sinusoidale in ingresso ha una tensione picco-picco di 4 V e frequenza 1 kHz.

Per ottenere un comportamento simile al circuito che utilizza una doppia alimentazione, è necessario inserire un offset di tensione nel segnale in ingresso in modo che il transistor sia sempre polarizzato correttamente lungo tutto il periodo della sinusoide.

## 2.4 Emitter follower single-ended: seconda versione

Per garantire la corretta polarizzazione del transistor, è stato inserito un partitore di tensione (realizzato con le resistenze  $R_1$  e  $R_2$  rispettivamente di valore  $130\text{ k}\Omega$  e  $150\text{ k}\Omega$ ) sul nodo di base  $V_B$  (Fig.2.7). In questo modo, supponendo la corrente di base nulla (ossia  $\beta \rightarrow \infty$ ), la tensione  $V_B$  è:

$$V_B = 10\text{ V} * \frac{R_2}{R_2 + R_1} = 10\text{ V} * \frac{150\text{ k}\Omega}{150\text{ k}\Omega + 130\text{ k}\Omega} \simeq 5.357\text{ V} \quad (2.1)$$

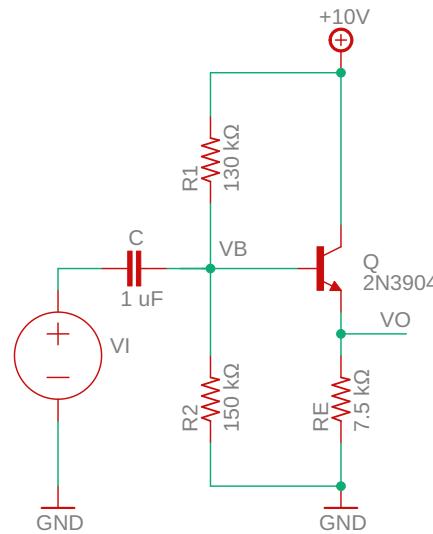


Figura 2.7: Schema della seconda versione del circuito emitter follower single-ended.

Tuttavia, è necessario inserire il condensatore  $C$  tra  $v_i$  e  $V_B$  in modo da disaccoppiare in continua i due nodi. Se non si inserisse un condensatore, il generatore  $v_i$  porterebbe la tensione al nodo  $V_B$  a massa nell'analisi del punto di lavoro, riportando il circuito nella situazione precedente e annullando l'effetto del partitore.

## 2.5 Componenti e misure

Per realizzare il circuito in laboratorio (Fig.2.8), si sono utilizzati i seguenti componenti:

- transistor 2N3904;
- tre resistenze rispettivamente da  $R_{11}=12\text{ k}\Omega$ ,  $R_{12}=39\text{ k}\Omega$  e  $R_{13}=82\text{ k}\Omega$  connesse in serie per realizzare la resistenza  $R_1$ ;
- tre resistenze rispettivamente da  $R_{21}=39\text{ k}\Omega$ ,  $R_{22}=39\text{ k}\Omega$  e  $R_{23}=82\text{ k}\Omega$  connesse in serie per realizzare la resistenza  $R_2$ ;

- due resistenze rispettivamente da  $R_{E1}=3.9\text{ k}\Omega$ ,  $R_{E2}=3.9\text{ k}\Omega$  connesse in serie per realizzare la resistenza  $R_E$ ;
- condensatore C da  $1\text{ }\mu\text{F}$ .

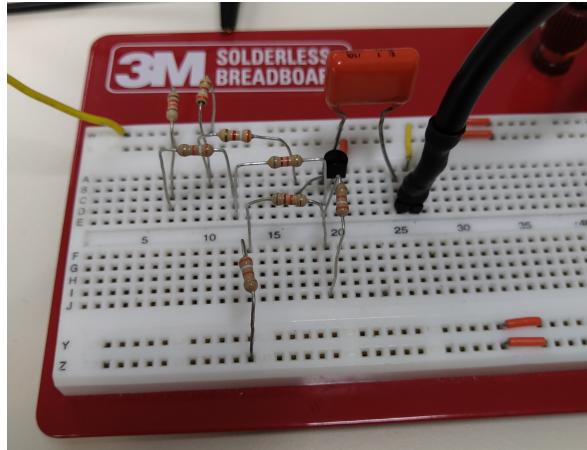


Figura 2.8: Foto del circuito realizzato in laboratorio. È possibile notare anche i terminali per l'applicazione del segnale a un capo del condensatore.

Inoltre, sono stati utilizzati i seguenti strumenti:

- alimentatore da banco con tensione positiva  $10\text{ V}$  e limite in corrente di  $50\text{ mA}$ ;
- oscilloscopio a due canali;
- generatore di forme d'onda;
- multimetro da banco.

Prima di utilizzare i componenti, si sono misurati i valori delle resistenze e delle giunzioni P-N del transistor utilizzato grazie al multimetro. Nella seguente tabella si riportano i risultati ottenuti:

Componente	Valore nominale	Valore misurato
$R_{11}$	$12\text{ k}\Omega$	$11.9\text{ k}\Omega$
$R_{12}$	$39\text{ k}\Omega$	$39.0\text{ k}\Omega$
$R_{13}$	$82\text{ k}\Omega$	$82.1\text{ k}\Omega$
$R_{21}$	$39\text{ k}\Omega$	$37.8\text{ k}\Omega$
$R_{22}$	$39\text{ k}\Omega$	$38.8\text{ k}\Omega$
$R_{23}$	$82\text{ k}\Omega$	$82.2\text{ k}\Omega$
$R_{E1}$	$3.9\text{ k}\Omega$	$3.9\text{ k}\Omega$
$R_{E2}$	$3.9\text{ k}\Omega$	$3.8\text{ k}\Omega$
$V_{d_{B-E}}$	$\simeq 0.7\text{ V}$	$0.700\text{ V}$
$V_{d_{B-C}}$	$\simeq 0.7\text{ V}$	$0.679\text{ V}$

L'analisi del punto stazionario e di piccolo segnale possono essere facilmente ricavate dalle analisi precedenti. In particolare, nell'analisi di piccolo segnale è sufficiente considerare il condensatore come un corto. Di conseguenza  $v_b = v_i$  e l'analisi prosegue come nel circuito precedente. Per quanto riguarda l'analisi del punto di lavoro, otteniamo il circuito rappresentato in figura 2.9. Il condensatore disaccoppia in DC i nodi ai suoi capi. Quindi viene considerato come un circuito aperto. Inoltre, se

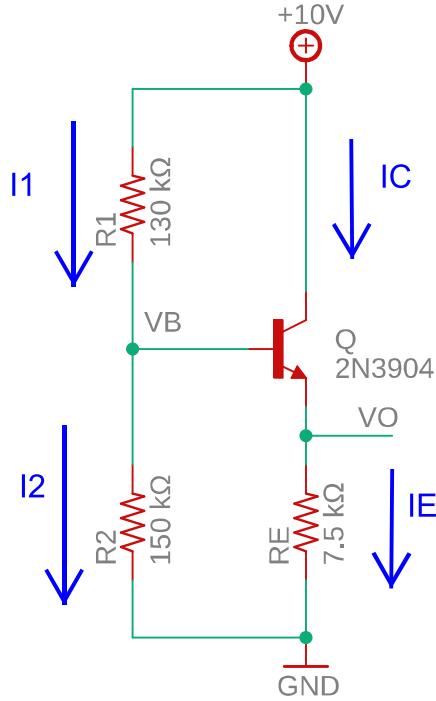


Figura 2.9: Analisi punto di lavoro del circuito emitter follower single-ended (seconda versione).

si considera la corrente di base nulla ( $\beta \rightarrow \infty$ ), la corrente  $I_1$  è uguale alla corrente  $I_2$ . Utilizzando l'equazione 2.1 del partitore di tensione, è possibile ricavare la tensione  $V_B$ . Ipotizzando il transistor in regione attiva diretta, la tensione  $V_o$  sarà  $V_o = V_B - 0.7\text{ V} \simeq 5.357\text{ V} - 0.7\text{ V} = 4.657\text{ V}$ . Inoltre, facendo un bilancio di correnti nel transistor, si ottiene:

$$\begin{aligned} I_C &= I_E \\ &= \frac{V_o - 0\text{ V}}{R_E} \\ &= \frac{4.657\text{ V}}{7.5\text{ k}\Omega} = 0.6209\text{ mA} \end{aligned} \tag{2.2}$$

È verificata anche l'ipotesi che il transistor si trovi in regione attiva diretta, in quanto  $V_{CB} > 0$ .

Una volta realizzato il circuito, sono state misurate dapprima le tensioni  $V_E$  e  $V_B$  con il nodo  $V_i$  a massa. Da queste, è possibile ricavare le correnti  $I_1$ ,  $I_2$  e  $I_E$  tramite la legge di Ohm. Infine, è possibile calcolare la corrente di base come  $I_B = I_1 - I_2$  (bilancio delle correnti al nodo  $V_B$ ) e la corrente di collettore  $I_C = I_E - I_B$ . Sono stati ottenuti i seguenti valori:

$V_o$ [V]	$V_B$ [V]	$I_1$ [mA]	$I_2$ [mA]	$I_E$ [mA]	$I_B$ [mA]	$I_C$ [mA]
4.556	5.172	0.0363	0.0326	0.5917	0.0037	0.5880

Come si può osservare, le misure reali rispecchiano con buona approssimazione i valori attesi dall'analisi teorica.

In figura 2.10 sono rappresentati i segnali in ingresso (applicato al noto  $V_i$ ) e in uscita (nodo  $V_o$ ) al circuito. Il segnale applicato in ingresso è definito da una sinusoida di ampiezza picco-picco di 2 V e frequenza 1 kHz. I due segnali hanno, con buona approssimazione, la medesima ampiezza e non è

presente uno sfasamento. Il grafico XY (Fig.2.11) mostra un segmento, come aspettato in caso di segnali in fase.

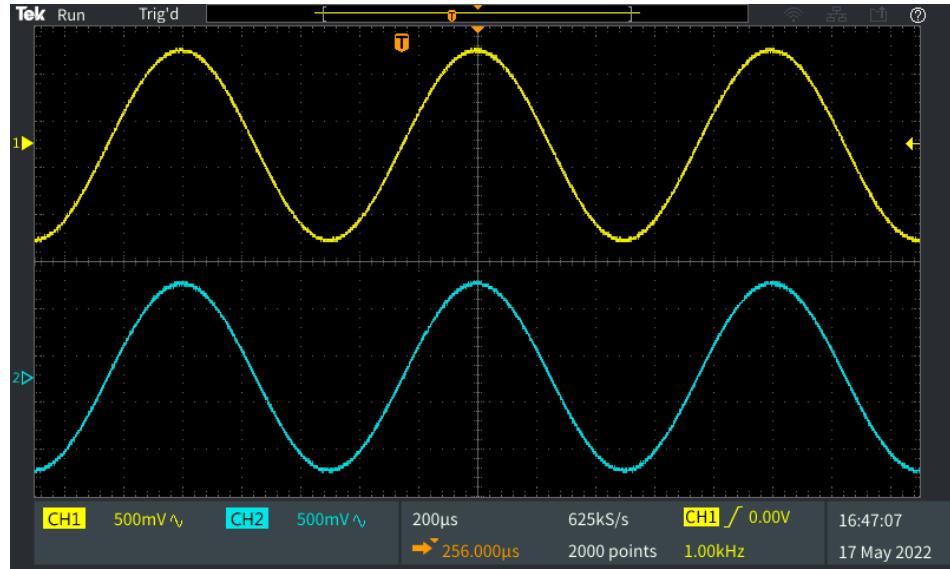


Figura 2.10: Confronto tra il segnale in ingresso (CH1) e in uscita (CH2) all'Emitter follower.

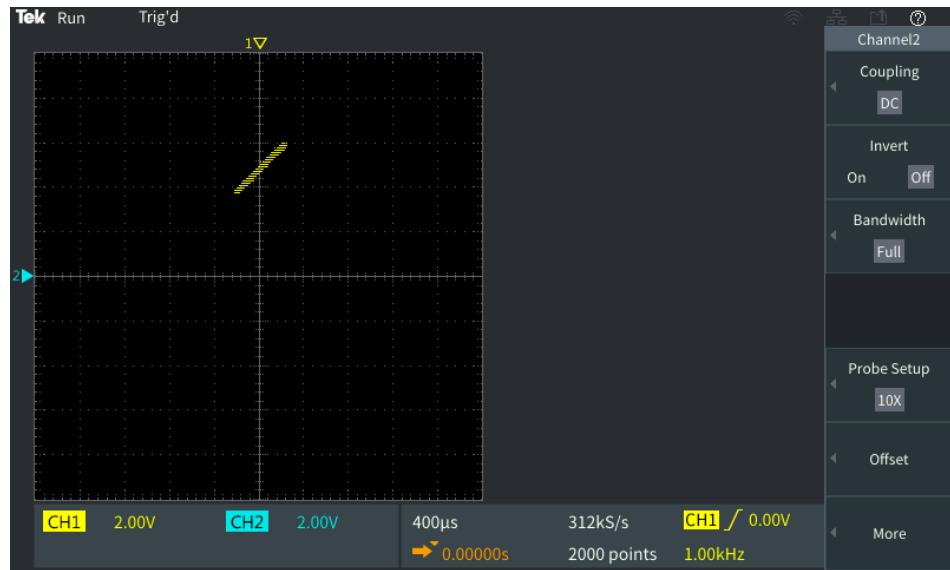


Figura 2.11: Grafico XY ingresso (CH1) e in uscita (CH2) all'Emitter follower. L'onda applicata in ingresso è una sinusode con ampiezza 2 V e frequenza 1 kHz.

# Laboratorio 3

## 3.1 Introduzione

In questa esperienza di laboratorio è stato analizzato il circuito di amplificazione *common emitter amplifier* con degenerazione di emettitore, nella versione con alimentazione doppia (positiva e negativa) e nella versione single-ended (Fig.3.1). Come verrà discusso in seguito, la resistenza di emettitore

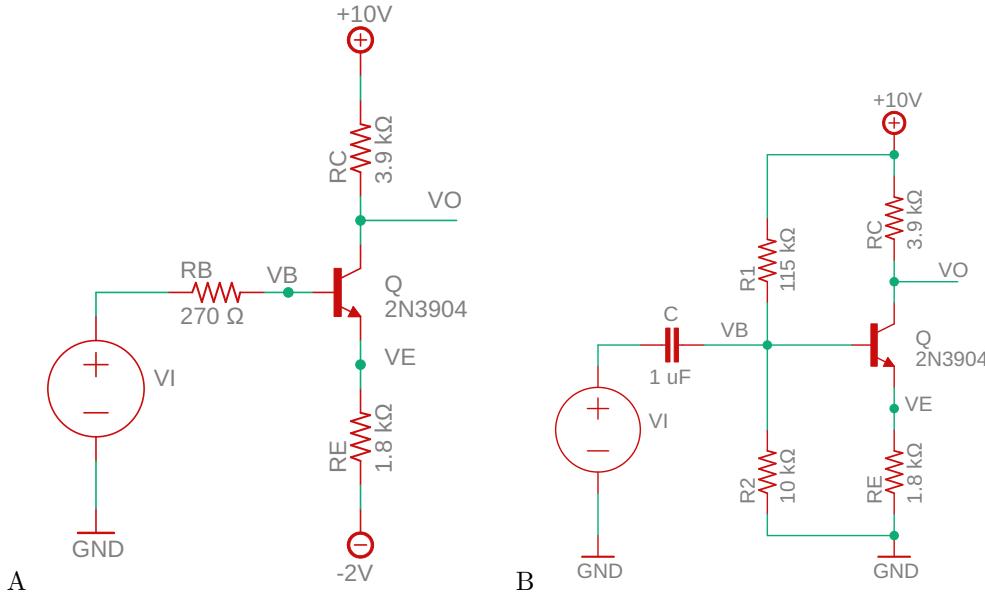


Figura 3.1: Schema del circuito common emitter con degenerazione di emettitore nella versione con alimentazione doppia (A) e singola (B).

permette di ottenere un guadagno che è indipendente dalla transconduttanza del transistor (più precisamente, permette di ridurre in modo significativo la dipendenza del guadagno dalla transconduttanza). È possibile realizzare anche una versione dell'amplificatore a emettitore comune senza la resistenza di degenerazione  $R_E$ . Tuttavia, il guadagno risulterebbe pari a  $\frac{v_o}{v_i} = -g_m R_c$ , dove  $g_m = \frac{I_C}{\phi_T}$  e  $\phi_T = \frac{kT}{q}$ , introducendo una dipendenza dalla temperatura  $T$  a cui il circuito opera.

## 3.2 Common emitter amplifier: punto di lavoro

Prima di procedere alla realizzazione dei circuiti analizziamone il punto di lavoro.

Consideriamo prima la versione con alimentazione doppia (Fig.3.2). Supponiamo il transistor in regione attiva diretta, con corrente di base  $I_B$  nulla. Di conseguenza, la tensione al nodo  $V_B$  sarà nulla (corrente

nella resistenza  $R_B$  nulla). Ricordando che  $V_{BE} = -0.7V$ , si deriva che  $V_E = -0.7V$ . Per cui, la corrente che attraversa la resistenza  $R_E$  è pari a (legge di Ohm)  $I_E = \frac{V_E - (-2V)}{R_E}$ . Dal bilancio di correnti nel transistor, si ricava che  $I_C + I_B = I_E$ , da cui  $I_C = I_E$ . La tensione al nodo  $V_o$  si ricava tramite legge di Ohm:  $I_C = \frac{10V - V_o}{R_C}$ , da cui  $V_o = 10V - R_C I_C$ . Inoltre, ricordiamo che  $g_m = \frac{I_C}{\phi_T}$ , con  $I_C$  corrente di collettore stazionaria e  $\phi_T \simeq 26$  mV. Bisognerà verificare che  $V_{CB}$  sia positiva, in modo da confermare l'ipotesi che il transistor si trova in regione attiva diretta.

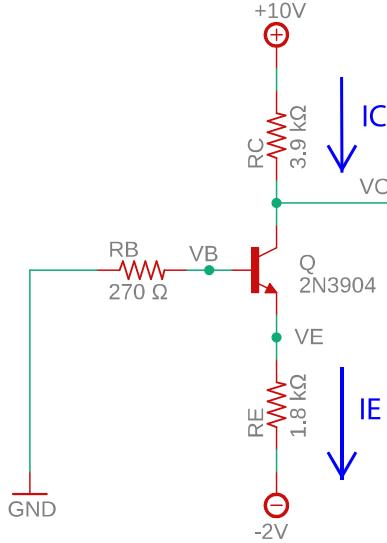


Figura 3.2: Analisi del punto di lavoro del circuito common emitter amplifier con alimentazione positiva e negativa.

Sostituendo i valori dei componenti utilizzati nelle formule ricavate, otteniamo:

$V_B$ [V]	$V_E$ [V]	$V_o$ [V]	$I_B$ [A]	$I_E$ [mA]	$I_C$ [mA]
0	-0.7	7.183	0	0.7222	0.7222

L'analisi del punto di lavoro del circuito *common emitter amplifier* nella versione con alimentazione singola è simile a quella appena ricavata (Fig.3.3). Supponendo che la corrente di base sia zero (ossia che  $\beta \rightarrow \infty$ ), da un bilancio di corrente al nodi  $V_B$  e nel transistor, otteniamo che  $I_1 = I_2$  e  $I_C = I_E$ . Si noti che il condensatore è stato considerato come un circuito aperto nell'analisi DC. Infatti, il suo ruolo è quello di disaccoppiare in continua i nodi  $V_B$  e  $V_i$ , in modo da mantenere la tensione di offset imposta dal partitore di tensione formato da  $R_1$  e  $R_2$  quando si spegne il generatore  $v_i$ . Infatti, come già discusso in precedenza nell'analisi dell'emitter follower single-ended, le resistenze  $R_1$  e  $R_2$  hanno il compito di alzare la tensione nel nodo  $V_B$ , in modo da mantenere il transistor in zona attiva diretta. Ricaviamo quindi la tensione  $V_B$  utilizzando la legge di Ohm:

$$\begin{aligned} I_1 &= I_2 \\ \frac{10V - V_B}{R_1} &= \frac{V_B - 0V}{R_2} \\ V_B &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} 10V \end{aligned} \tag{3.1}$$

La tensione al nodo  $V_E$  si ricava dall'equazione  $V_{BE} = V_B - V_E = 0.7V$  (transistor in zona attiva diretta), da cui  $V_E = V_B - 0.7V$ . Conoscendo  $V_E$  è ora possibile calcolare la corrente  $I_E$  e  $I_C$  tramite

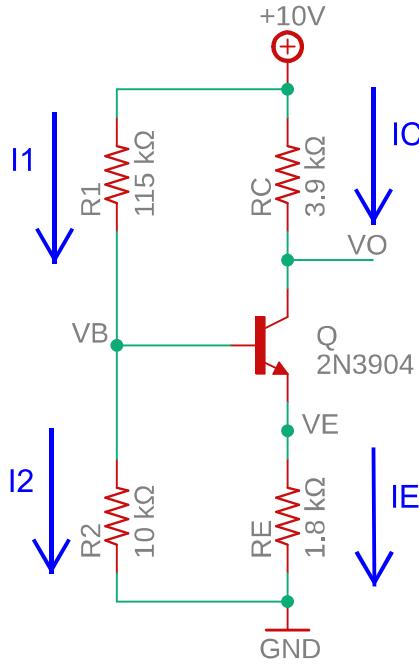


Figura 3.3: Analisi del punto di lavoro del circuito common emitter amplifier con alimentazione singola.

la legge di Ohm:  $I_E = I_C = \frac{V_E - 0V}{R_E}$ . Infine, la tensione nel nodo  $V_o$  sarà  $V_o = 10V - I_C R_C$ . Si dovrà inoltre verificare che la tensione  $V_{CB}$  sia maggiore di zero.

Sostituendo i valori dei componenti utilizzati nel circuito otteniamo i seguenti valori, che dovranno essere confrontati con quelli misurati sul circuito reale:

$V_B$ [mV]	$V_E$ [mV]	$V_o$ [V]	$I_B$ [A]	$I_E$ [mA]	$I_C$ [mA]
800	100	9.783	0	0.055	0.055

### 3.3 Common emitter amplifier: analisi per piccolo segnale

Si procede ora con l'analisi di piccolo segnale, utilizzando il modello per piccolo segnale a bassa frequenza del transistor senza resistenza di base e spegnendo i generatori di grandezze continue. Considerando il circuito a emettitore comune con alimentazione doppia si ottiene il circuito equivalente in figura 3.4. Dal momento che nella resistenza  $R_B$  non passa corrente,  $v_b = v_i$ . Inoltre si possono ricavare le seguenti equazioni (utilizzando legge di Ohm e bilanci di corrente):

$$\begin{cases} i_c = \frac{-v_o}{R_C} \\ i_c = gmv_{be} = gmv_{ie} \\ i_c = \frac{v_e}{R_E} \\ i_e = i_c \end{cases} \quad (3.2)$$

Risolvendo il sistema, è possibile calcolare la funzione di trasferimento del circuito:

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_C g_m}{1 + R_E g_m} \underset{g_m R_E \gg 1}{\approx} -\frac{R_C}{R_E}. \quad (3.3)$$

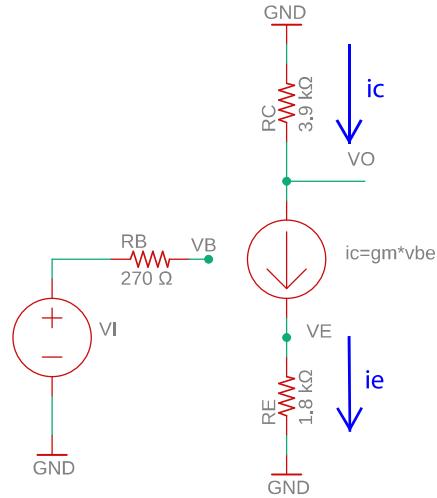


Figura 3.4: Analisi per piccolo segnale del circuito common emitter amplifier con alimentazione positiva e negativa.

Il guadagno del circuito è quindi determinato dal rapporto tra la resistenza di collettore e quella di emettitore. Inoltre, la presenza di un segno meno nella funzione di trasferimento indica che il circuito introduce uno sfasamento di  $-180^\circ$  tra il segnale in ingresso e quello in uscita (amplificatore invertente). L'analisi di piccolo segnale nella versione con singola alimentazione (Fig.3.5) è identica a quella appena presentata, sotto l'ipotesi che  $C \rightarrow \infty$ , ossia che il condensatore si comporti come un corto circuito per frequenze del segnale sufficientemente alte. Sotto questa ipotesi semplificativa,  $v_b = v_i$ . Con la risoluzione del medesimo sistema di equazioni si determina che il guadagno è  $\frac{v_o}{v_i} \simeq -\frac{R_C}{R_E}$ .

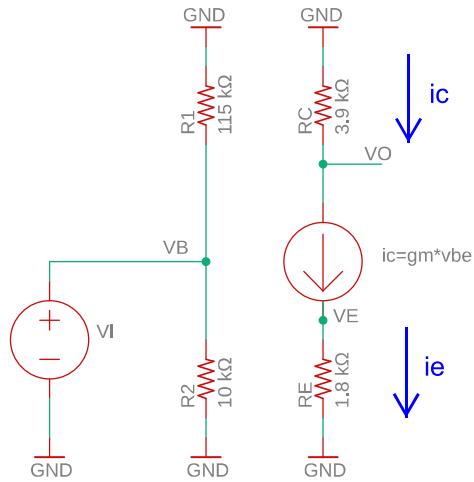


Figura 3.5: Analisi per piccolo segnale del circuito common emitter amplifier con alimentazione singola.

Sostituendo i valori delle resistenze da utilizzare nella realizzazione dei circuiti, si ricava un guadagno atteso di:

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{3.9 \text{ k}\Omega}{1.8 \text{ k}\Omega} \simeq -2.17. \quad (3.4)$$

### 3.4 Componenti e misure

I due circuiti sono stati realizzati in laboratorio (Fig.3.6).

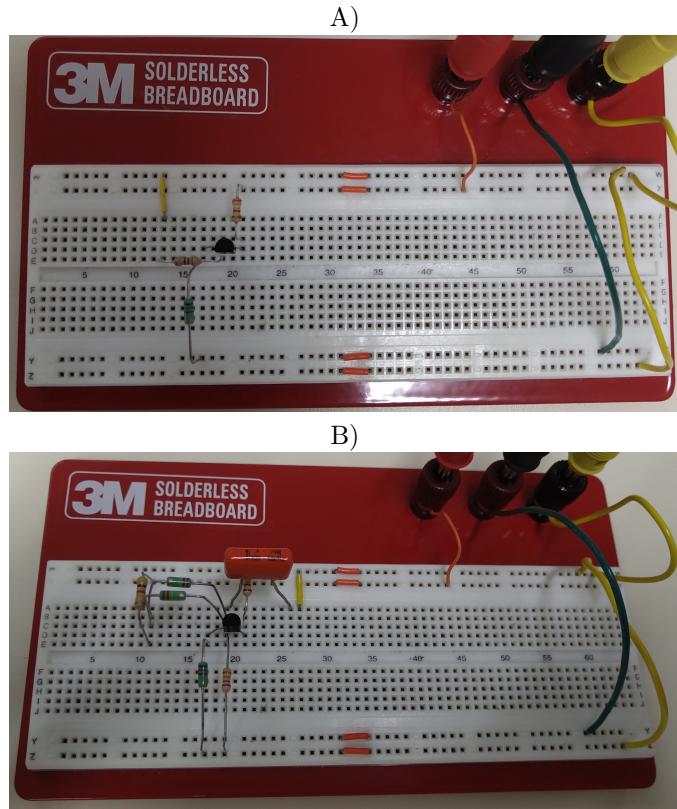


Figura 3.6: Foto del circuito realizzato in laboratorio nella versione con doppia (A) e singola (B) alimentazione.

Per la versione con alimentazione doppia sono stati utilizzati i seguenti componenti:

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

Invece per la versione single-ended sono stati utilizzati:

- transistor 2N3904;
- una resistenza da  $R_{11}=4.6\text{ k}\Omega$  in serie a due resistenze da  $R_{12}=220\text{ k}\Omega$  e  $R_{13}=220\text{ k}\Omega$  connesse in parallelo per realizzare la resistenza  $R_1$ ;
- una resistenza da  $12\text{ k}\Omega$  per realizzare la resistenza  $R_2$ .
- una resistenza da  $1.8\text{ k}\Omega$  per realizzare la resistenza  $R_E$ ;
- una resistenza da  $3.9\text{ k}\Omega$  per realizzare la resistenza  $R_C$ ;

Inoltre, sono stati utilizzati i seguenti strumenti:

- alimentatore da banco con tensione positiva 10 V, tensione negativa -2 V (utilizzata solo per il circuito con doppia alimentazione) e limite in corrente di 50 mA;
- oscilloscopio a due canali;
- generatore di forme d'onda;
- multimetro da banco.

Nelle seguenti tabelle vengono riportate le misure dei componenti usati effettuate tramite il multmetro:

Componente	Valore nominale	Valore misurato
$R_C$	3.9 k $\Omega$	3.962 k $\Omega$
$R_E$	1.8 k $\Omega$	1.825 k $\Omega$
$R_B$	270 $\Omega$	275 $\Omega$
$V_{d_{B-E}}$	$\simeq$ 0.7 V	0.700 V
$V_{d_{B-C}}$	$\simeq$ 0.7 V	0.679 V

Tabella 3.1: Valori dei componenti utilizzati per il circuito common emitter amplifier con alimentazione doppia.

Componente	Valore nominale	Valore misurato
$R_{11}$	220 k $\Omega$	222.640 k $\Omega$
$R_{12}$	220 k $\Omega$	221.290 k $\Omega$
$R_{13}$	4.6 k $\Omega$	4.639 k $\Omega$
$R_2$	12 k $\Omega$	11.883 k $\Omega$
$R_C$	3.9 k $\Omega$	3.962 k $\Omega$
$R_E$	1.8 k $\Omega$	1.825 k $\Omega$
$V_{d_{B-E}}$	$\simeq$ 0.7 V	0.700 V
$V_{d_{B-C}}$	$\simeq$ 0.7 V	0.679 V

Tabella 3.2: Valori componenti utilizzati per il circuito common emitter amplifier con alimentazione singola.

Una volta realizzato il circuito, sono state misurate le tensioni ai nodi  $V_B$ ,  $V_O$  e  $V_E$ , con il nodo  $V_i$  collegato a massa, da cui è possibile ricavare i valori delle correnti  $I_C$ ,  $I_E$  e  $I_B$ . Di seguito sono riportati i risultati per la versione con alimentazione doppia e singola:

$V_B$ [mV]	$V_E$ [V]	$V_O$ [V]	$I_B$ [mA]	$I_E$ [mA]	$I_C$ [mA]
-1.056	-0.655	7.080	-0.0001	0.7369	0.7370

Tabella 3.3: Misure dei valori stazionari di tensione e corrente nel circuito common emitter amplifier con alimentazione doppia.

$V_B$ [mV]	$V_E$ [mV]	$V_O$ [V]	$I_B$ [mA]	$I_E$ [mA]	$I_C$ [mA]
920	304	9.334	0.0150	0.1666	0.1681

Tabella 3.4: Misure dei valori stazionari di tensione e corrente nel circuito common emitter amplifier con alimentazione singola.

È importante osservare che la corrente di base  $I_B$  misurata nel circuito con alimentazione doppia è negativa. Infatti, la corrente di emettitore risulta essere minore della corrente di collettore. Tuttavia, ciò non è ammissibile per costruzione del transistor. Questo risultato però non deve sorprendere in quanto l'errore è dell'ordine di  $10^{-7}$  A. Trattandosi di una corrente molto piccola, è probabile che derivi da un errore di misura sulle grandezze misurate con il multimetro.

In seguito è stata misurata la risposta del circuito a un ingresso sinusoidale. Per il circuito con alimentazione doppia è stato utilizzato un ingresso sinusoidale di frequenza 1 kHz e ampiezza picco-picco di 1 V (Fig.3.7). Calcolando il rapporto tra la resistenza di collettore e quella di emettitore (che determinano il guadagno del circuito) il guadagno atteso è di circa 2.17, mentre il guadagno misurato è di circa 2.14. Si noti inoltre che i segnali sono in controfase, così come è stato ricavato nell'analisi di piccolo segnale (segno meno nell'espressione del guadagno).

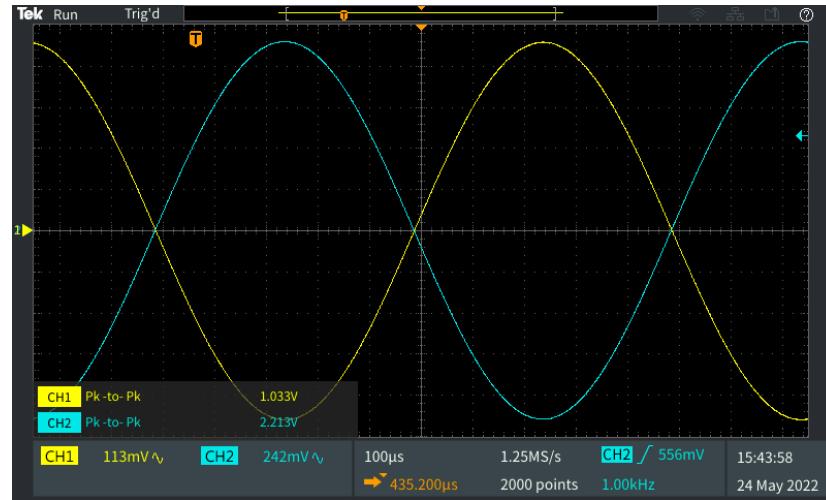
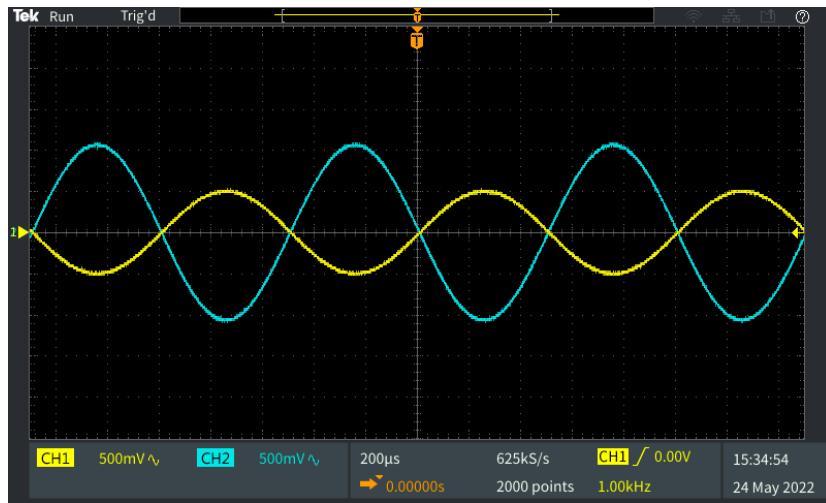


Figura 3.7: Confronto tra il segnale in ingresso (CH1) e in uscita (CH2) al circuito common emitter amplifier con alimentazione doppia. L'onda sinusoidale in ingresso ha ampiezza picco-picco di 1 V e frequenza di 1 kHz.

Risultati analoghi sono stati ottenuti sul circuito nella versione single-ended, dove in ingresso è stato applicato un segnale sinusoidale prima con ampiezza picco-picco di 100 mV e poi di 1 V, mantenendo

costante la frequenza a 1 kHz (Fig.3.8). Il guadagno atteso è il medesimo del circuito precedente (rapporto tra resistenza di collettore e emettitore). In questo caso, il guadagno reale ottenuto è leggermente inferiore e pari a 1.96.

È importante analizzare il comportamento del circuito nel caso in cui in ingresso è stata fornita un'onda sinusoidale di ampiezza picco-picco di 1 V (Fig.3.8(B)). Infatti, si nota che l'uscita satura. Ciò accade poiché al nodo  $V_O$ , che si trova ad una tensione di 9.334 V, si somma una componente di segnale di ampiezza 1 V, che porterebbe l'uscita ad una tensione superiore all'alimentazione positiva di 10 V. Ma ciò non è possibile.



Figura 3.8: Confronto tra il segnale in ingresso (CH1) e in uscita (CH2) al circuito common emitter amplifier con alimentazione singola. L'onda sinusoidale in ingresso ha ampiezza picco-picco di 100 mV (A) e 1 V (B) e frequenza di 1 kHz.

Nella successiva esperienza di laboratorio si analizzerà il comportamento del circuito con un segnale sinusoidale di frequenza minore, dove gli effetti della capacità di disaccoppiamento non sono trascurabili.

# Laboratorio 4

## 4.1 Introduzione

Durante questa attività di laboratorio si è dapprima terminata l'analisi per piccolo segnale del circuito common emitter amplifier single-ended e, in seguito, si è introdotto l'utilizzo dell'amplificatore operazionale  $\mu$ A741 (datasheet:<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ua741.pdf>), utilizzato nella configurazione di amplificatore invertente e integratore reale.

## 4.2 Common emitter amplifier: analisi capacità di disaccoppiamento in ingresso

Si ricordi l'analisi di piccolo segnale del circuito common emitter amplifier con alimentazione singola già presentata (capitolo 3.3), considerando però ora anche la capacità di disaccoppiamento C (Fig.4.1).

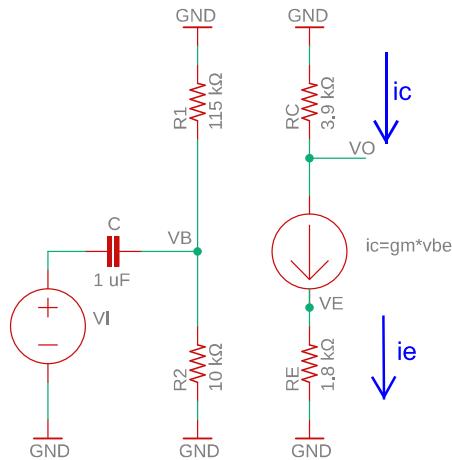


Figura 4.1: Analisi per piccolo segnale del circuito common emitter amplifier con alimentazione singola.

Le resistenze  $R_1$  e  $R_2$  sono in parallelo dal punto di vista del segnale applicato, poiché connesse tra il nodo  $v_b$  e massa. Quindi, possono essere sostituite con una resistenza equivalente di valore  $R_{12} = R_1//R_2 = \frac{R_1R_2}{R_1+R_2}$ . Svolgendo un bilancio di correnti al nodo  $v_b$ , siamo in grado di definire

l'andamento della tensione nel nodo  $v_b$  nel dominio delle trasformate di Laplace:

$$\begin{aligned}
 i_C(s) &= i_R(s) \\
 \frac{v_i(s) - v_b(s)}{Z_C(s)} &= \frac{v_b(s) - 0 \text{ V}}{R_{12}} \\
 \frac{v_i(s) - v_b(s)}{\frac{1}{sC}} &= \frac{v_b}{R_{12}} \\
 (v_i(s) - v_b(s))sC &= \frac{v_b(s)}{R_{12}}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

da cui si ricava per  $s=jw$

$$v_b(jw) = \frac{jwR_{12}C}{1 + jwR_{12}C} v_i(jw).$$

L'equazione ricavata corrisponde all'equazione di un filtro passa-alto. Per cui, se  $w \gg w_C = \frac{1}{R_{12}C}$  allora  $v_b=v_i$ , ossia il condensatore può essere considerato un corto. Calcolando la pulsazione critica  $w_C$  con i valori delle resistenze del nostro circuito otteniamo  $w_C \simeq 107.5 \text{ rad/s}$  che equivale a una frequenza di  $f_C \simeq 17.1 \text{ Hz}$ .

Di seguito è riportato il diagramma di Bode reale del modulo della funzione di trasferimento che lega  $v_i$  e  $v_b$  (Fig.4.2). Dal grafico si può ricavare che la  $w_C$  è di 109 rad/s, simile a quella calcolata in modo approssimativo.

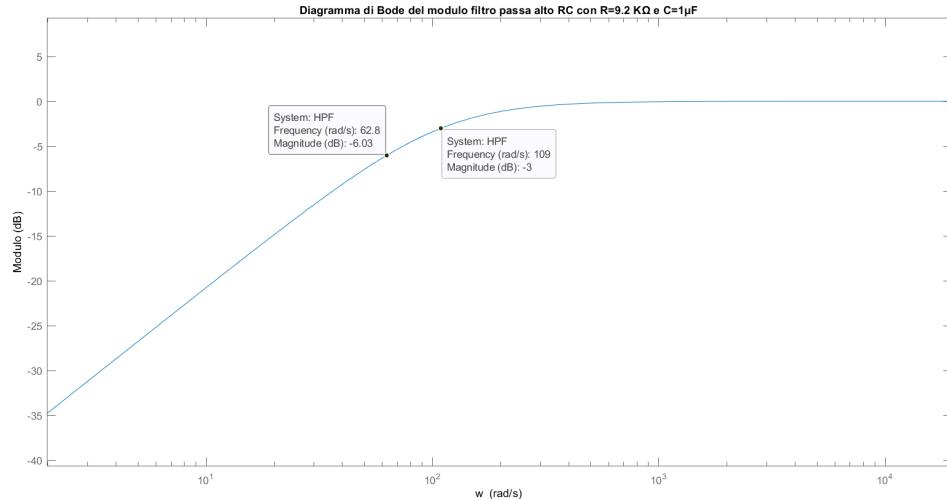


Figura 4.2: Diagramma di Bode del modulo del filtro RC passa-alto, con  $R=9.2 \text{ k}\Omega$  e  $C=1 \mu\text{F}$ .

In laboratorio è stato possibile misurare la tensione al nodo  $v_i$  in ingresso e la tensione sul nodo  $v_b$ , con un segnale sinusoidale di frequenza 10 Hz e ampiezza picco-picco di 100 mV. Nella figura 4.3 sono riportati i risultati. Lavorando ad una frequenza (che equivale a una pulsazione  $w \simeq 62.8 \text{ rad/s}$ ) inferiore alla frequenza critica del filtro, il segnale misurato è attenuato di circa 4.2 dB. Tuttavia, l'acquisizione risulta essere molto rumorosa, in quanto l'oscilloscopio presenta difficoltà nel misurare segnali con frequenza così bassa. Si può notare che il risultato ottenuto è però compatibile con il diagramma di Bode del modulo sopra mostrato, il quale indica un valore di attenuazione pari a -6 dB. Inoltre, si può notare anche uno sfasamento tra i segnali in ingresso e in uscita introdotto dal filtro passa alto.

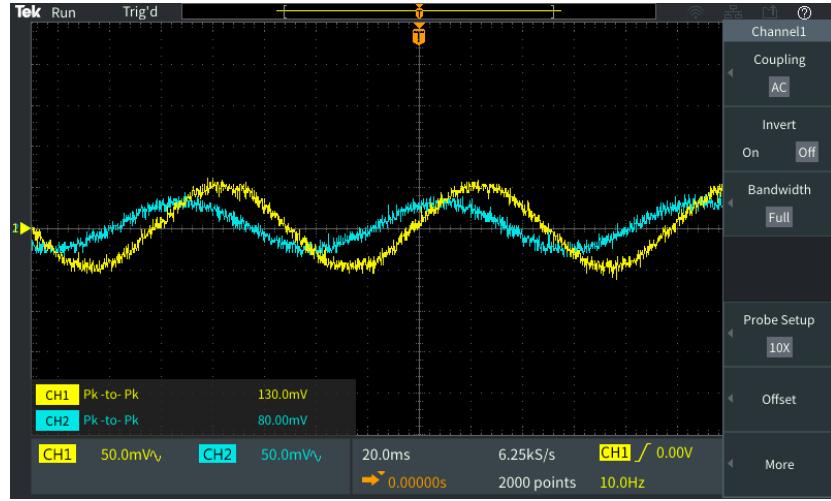


Figura 4.3: Confronto tra il segnale in ingresso (CH1) al condensatore e in uscita (CH2) sul nodo  $v_i$  con segnale sinusoidale di ampiezza picco-picco 100 mV e frequenza 10 Hz.

### 4.3 Amplificatore operazionale $\mu$ A741: amplificatore invertente

Nella successiva esperienza di laboratorio, si è realizzato un amplificatore invertente utilizzando l'amplificatore operazionale  $\mu$ A741, realizzando il seguente circuito:

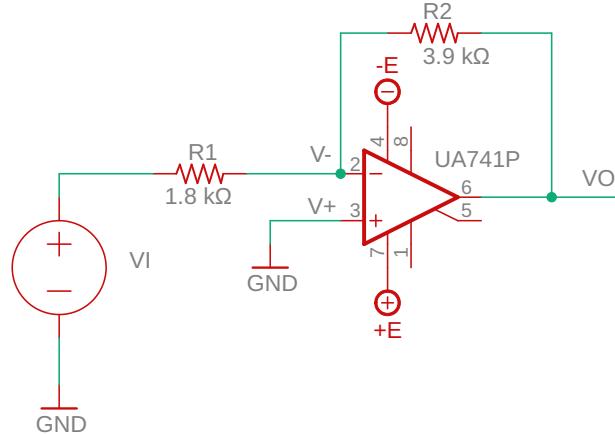


Figura 4.4: Amplificatore operazionale  $\mu$ A741 in configurazione invertente.

In particolare, per le resistenze  $R_1$  e  $R_2$  sono state utilizzate le resistenze  $R_C$  e  $R_E$  utilizzate nel circuito precedente. Le tensioni di alimentazione  $+E$  e  $-E$  sono state inizialmente impostate a 10 V e -10 V. Analizzando il circuito, è facilmente ricavabile che

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} V_i, \quad (4.2)$$

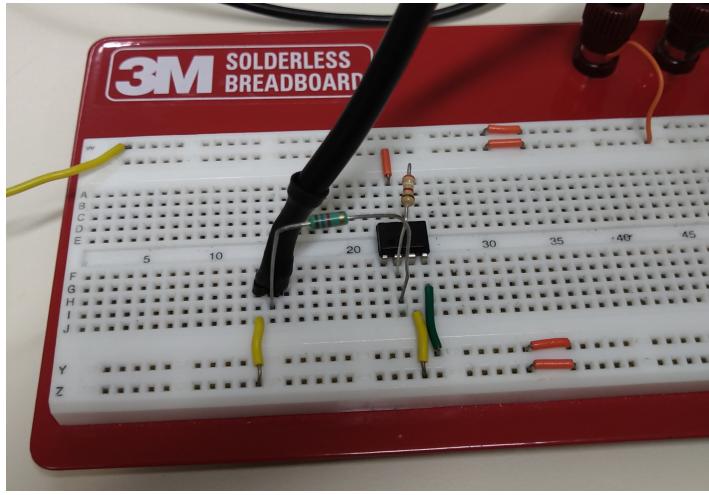


Figura 4.5: Circuito realizzato in laboratorio con l'amplificatore operazionale  $\mu\text{A}741$  in configurazione invertente.

tramite un bilancio di corrente nel nodo  $V^+$  e ricordando che, in presenza di una reazione negativa,  $V^+ = V^-$ . Con i valori di resistenze utilizzate, ci aspettiamo un guadagno di circa  $\frac{R_2}{R_1} = 2.17$ . Infatti, le misure effettuate tramite l'oscilloscopio rilevano un guadagno pari a circa 2.12 (Fig.4.6). Inoltre, i segnali risultano essere in controfase, così come indicato dal segno meno nella funzione di trasferimento.

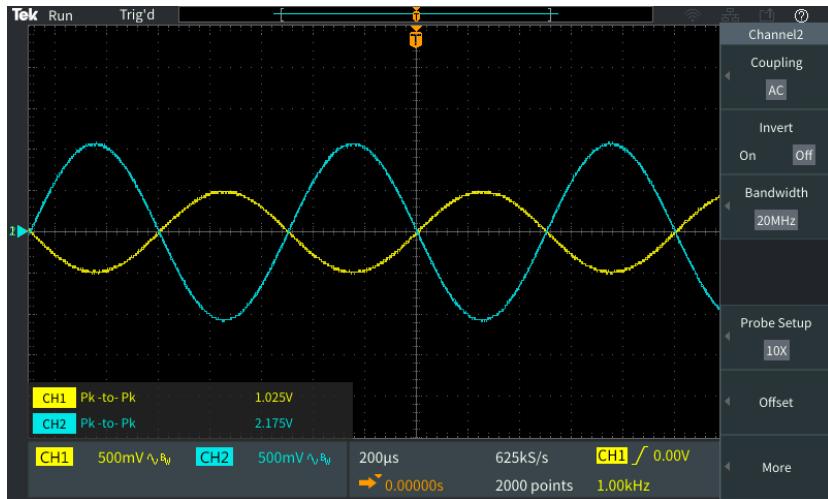
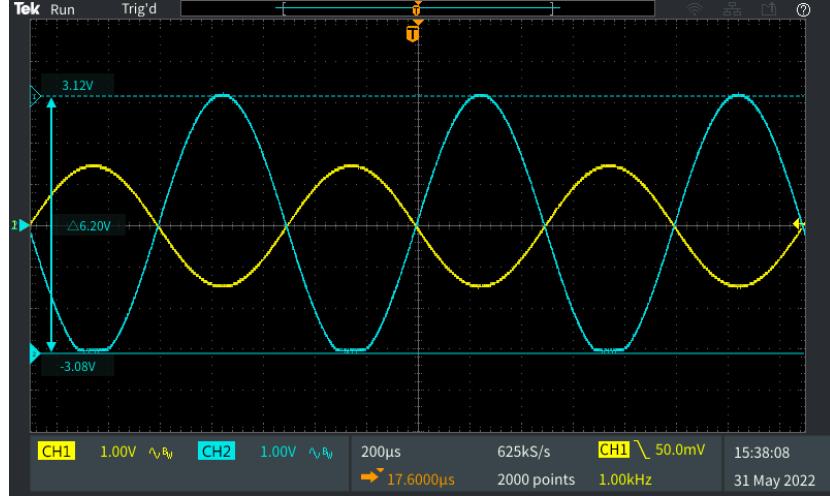


Figura 4.6: Confronto tra il segnale in ingresso  $V_i$  (CH1) e in uscita  $V_o$  (CH2) con segnale sinusoidale di ampiezza picco-picco 1 V e frequenza 1 kHz.

Sostituendo le tensioni di alimentazione con  $+E=5\text{ V}$  e  $-E=-5\text{ V}$ , si è provato a misurare la risposta del circuito a segnali in ingresso con ampiezza via via crescente da 3 V fino a 6 V. I risultati sono mostrati in figura 4.7. È possibile notare il fenomeno della saturazione. Infatti, la tensione in uscita da un amplificatore operazione non può mai superare le tensioni di alimentazione positiva e negativa (qui fissate a  $\pm 5\text{ V}$ ). In realtà, si nota come la tensione di saturazione positiva e negativa in un operazionale reale sono addirittura inferiori alle tensioni di alimentazione (nel nostro caso circa 4 V e  $-3.3\text{ V}$ ). Un

A



B

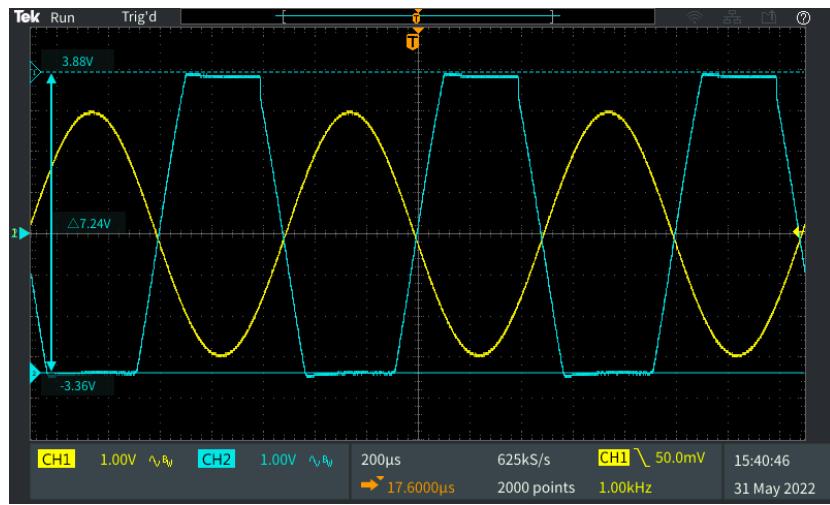


Figura 4.7: Confronto tra il segnale in ingresso  $V_i$  (CH1) e in uscita  $V_o$  (CH2) con segnale sinusoidale di ampiezza picco-picco 3 V (A) e 6 V (B) e frequenza 1 kHz.

altro modo per visualizzare le tensioni limite di saturazione è quello di utilizzare in ingresso un onda triangolare e visualizzare l'andamento della tensione in uscita (Fig.4.8).

Si osservi come le tensioni di saturazioni positiva e negativa non sono simmetriche, come spesso accade in amplificatori operazionali reali.

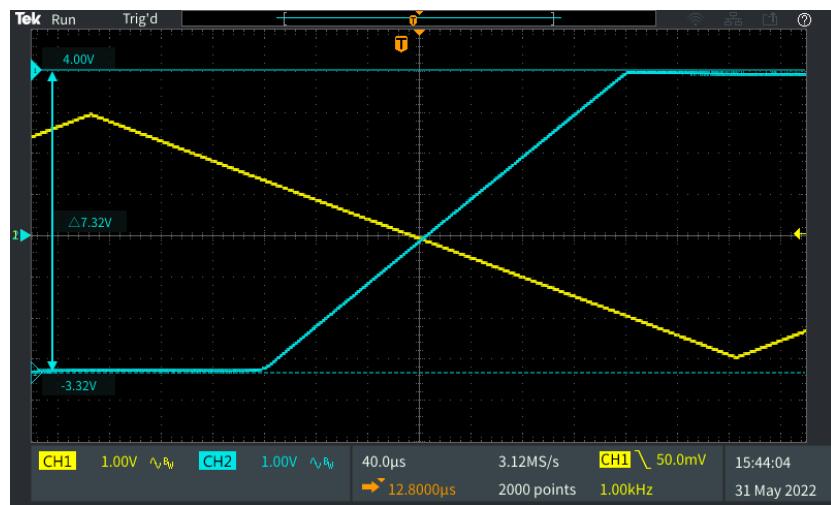


Figura 4.8: Confronto tra il segnale in ingresso  $V_i$  (CH1) e in uscita  $V_o$  (CH2) con segnale triangolare di ampiezza picco-picco 6 V e frequenza 1 kHz.

## 4.4 Amplificatore operazionale µA741: integratore

L'ultimo circuito analizzato in laboratorio permette di realizzare un integratore reale:

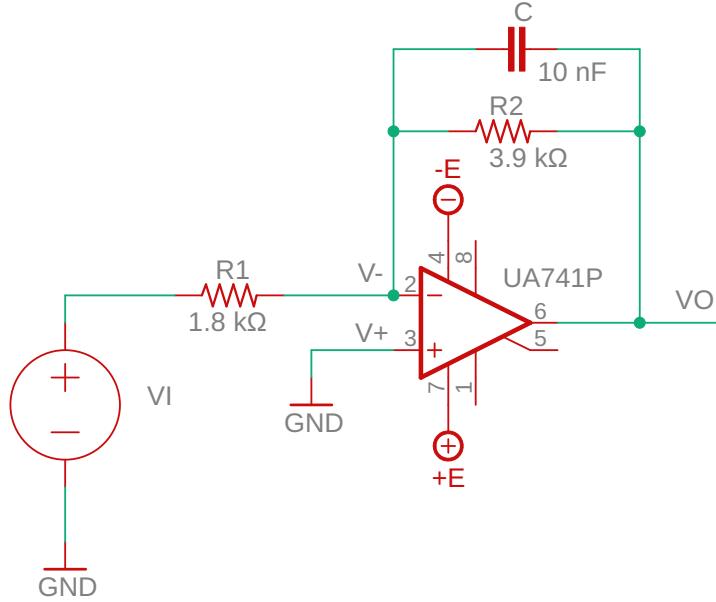


Figura 4.9: Circuito con l'amplificatore operazionale µA741 in configurazione di integratore.

È possibile ricavare la funzione di trasferimento del circuito tramite un bilancio di correnti nel nodo  $V^-$ , ricordando che essendo l'amplificatore in retroazione negativa, vale che  $V^+ = V^- = 0 \text{ V}$ :

$$\begin{aligned} I_{R_1} &= I_C + I_{R_2} \\ \frac{V_i(s) - V^-(s)}{R_1} &= (V^-(s) - V_o(s))sC + \frac{V^-(s) - V_o(s)}{R_2} \\ \frac{V_i(s) - 0 \text{ V}}{R_1} &= (0 \text{ V} - V_o(s))sC + \frac{0 \text{ V} - V_o(s)}{R_2} \end{aligned} \quad (4.3)$$

da cui si ricava

$$V_o(s) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + sR_2C} V_i(s)$$

La funzione di trasferimento ricavata è quella di un filtro passa basso. Passando al regime sinusoidale con  $s = jw$  otteniamo:

$$V_o(jw) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + jwR_2C} V_i(jw). \quad (4.4)$$

Se  $f \gg \frac{1}{2\pi R_2 C}$  allora

$$V_o(jw) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{jwR_2C} V_i(jw) = -\frac{1}{jwR_1C} V_i(jw). \quad (4.5)$$

che corrisponde nel dominio del tempo all'integrale del segnale  $V_i$  nel tempo:

$$V_o(t) = -\frac{1}{R_1 C} \int_0^T V_i(t) dt. \quad (4.6)$$

Per verificarlo sperimentalmente, è stato applicato sull'ingresso  $V_i$  un'onda quadra di ampiezza 1 V e frequenza di 100 kHz. Il segnale in uscita misurato sul nodo  $V_o$  è risultato essere un'onda triangolare (Fig.4.10) con ampiezza minore dell'onda quadra e con uno sfasamento di  $-180^\circ$  rispetto al segnale in ingresso. Il circuito non funziona come un amplificatore ma come un integratore, introducendo uno sfasamento di  $-180^\circ$  (come indicava il segno meno nella funzione di trasferimento).

Infatti, un'onda quadra di ampiezza 1 e periodo T può essere definita come una funzione a tratti:

$$f(x) = \begin{cases} 1, & \text{se } 0 \leq x < T/2 \\ -1, & \text{se } T/2 \leq x < T \end{cases} \quad (4.7)$$

La sua funzione integrale  $F(x) = \int_0^x f(t)dt$  è la seguente:

$$F(x) = \begin{cases} x, & \text{se } 0 \leq x < T/2 \\ T - x, & \text{se } T/2 \leq x < T \end{cases} \quad (4.8)$$

che rappresenta l'equazione di un onda triangolare.



Figura 4.10: Confronto tra il segnale in ingresso  $V_i$  (CH1) e in uscita  $V_o$  (CH2) al circuito integratore. In ingresso è stata applicata un'onda quadra di ampiezza 1 V e frequenza 100 kHz.