



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

1 Laboratorio 1	2
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
2 Laboratorio 2	8
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
3 Laboratorio 3	16
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
4 Laboratorio 4	24
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 un *emitter follower*, di cui si riporta di seguito lo schematico:

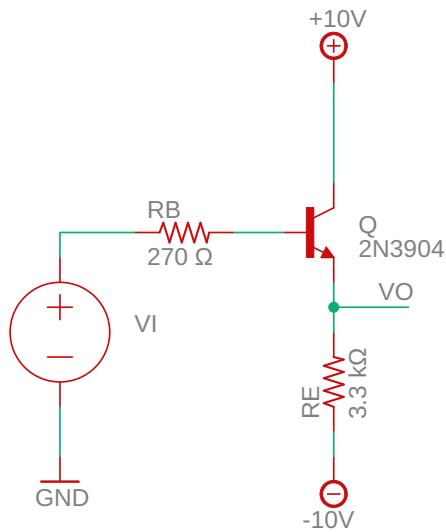


Figura 1.1: Schematico del circuito emitter follower.

Come si analizzerà in seguito, questo circuito presenta un guadagno unitario e viene utilizzato per disaccoppiare l'ingresso dall'uscita.

1.2 Emitter follower: punto di lavoro

Per analizzare il circuito, si procede all'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 $V = R * I$, la caduta di potenziale sulla resistenza è nulla. Quindi il nodo V_B si trova a una tensione di 0 V.

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: $I_E = I_C = \frac{\Delta V}{R_E} = \frac{V_O - (-10\text{ V})}{R_E}$. Infine, supponendo che il

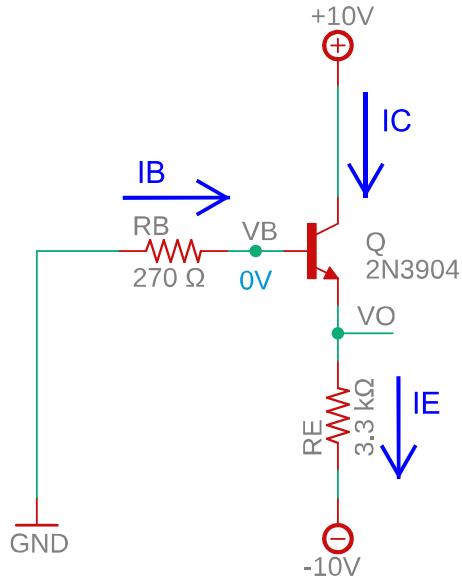


Figura 1.2: Analisi del punto di lavoro del circuito emitter follower.

transistor si trovi in regione attiva diretta, $V_{BE} = V_{BO} = +0.7\text{ V}$. Quindi, $V_O = V_B - 0.7\text{ V} = -0.7\text{ V}$. Si verifica l'ipotesi che il transistor si 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

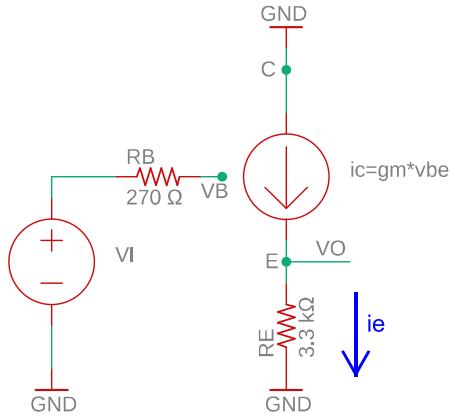


Figura 1.3: Analisi di piccolo segnale del circuito emitter follower.

di correnti al nodo **E**:

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

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 270Ω 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 $10V$, tensione negativa $-10V$ e limite in corrente di $50mA$;
- oscilloscopio a due canali;

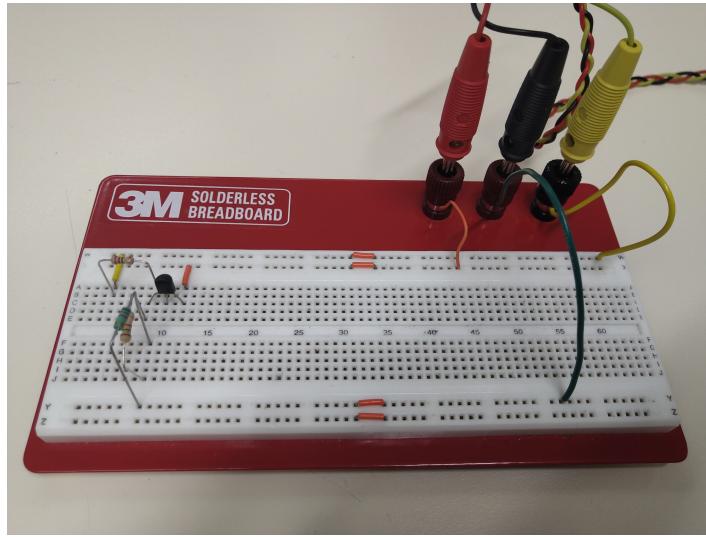


Figura 1.4: Foto del circuito realizzato in laboratorio.

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

Prima di realizzare il circuito, si sono misurati attraverso il multimetro i valori di resistenze 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	270Ω	278.560Ω
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 V
$V_{d_{B-C}}$	$\simeq 0.7\text{ V}$	0.679 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. Inoltre, è possibile calcolare la transconduttanza come rapporto tra la corrente di collettore stazionaria e la tensione termica. Invece, la corrente di collettore si ricava come differenza tra la corrente di emettitore e corrente di base.

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 si avvicinano ai valori calcolati nell'analisi teorica del punto stazionario (a meno di approssimazioni e errori di misura). 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

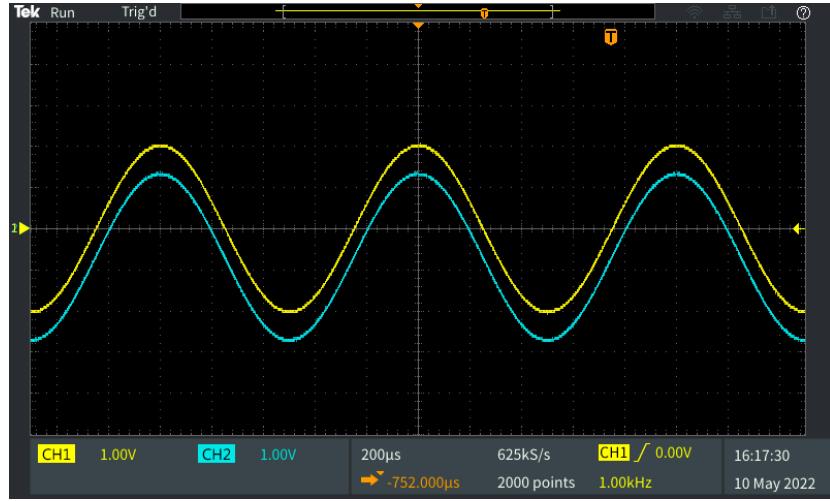


Figura 1.5: Segnale in ingresso (CH1) e in uscita (CH2) all'Emitter follower misurato con l'oscilloscopio. L'onda sinusoidale in ingresso ha frequenza 1 kHz e tensione picco-picco di 2 V.

segnale in ingresso e in uscita al circuito e verificare che il guadagno del circuito è unitario (Fig.1.5). Si noti come il segnale giallo (ingresso) e il segnale azzurro (uscita) abbiano uguale ampiezza e fase. Per verificare lo sfasamento, è possibile selezionare la modalità XY sull'oscilloscopio (Fig.1.6) e analizzare il grafico mostrato. Come si può notare, la presenza di un segmento con倾inazione di 45 gradi indica

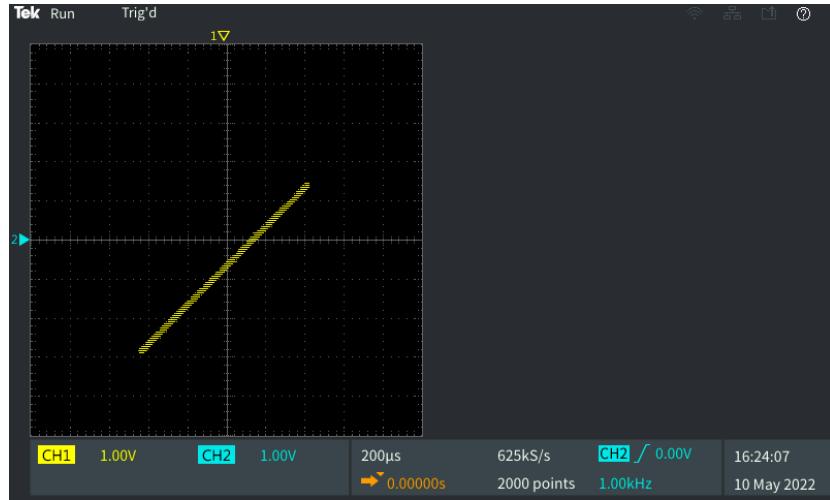


Figura 1.6: Grafico XY con onda sinusoidale in ingresso di frequenza 1 kHz e tensione picco-picco di 2 V.

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 gli effetti delle capacità parassite presenti nel transistor diventano significativi, introducendo un comportamento di tipo passa-basso. Per questo motivo, il grafico XY (Fig.1.7) non mostra più un segmento ma un ellissi, che indica la presenza di uno sfasamento. Lo sfasamento è visibile anche utilizzando la rappresentazione sull'asse dei tempi come mostrato in figura 1.8.

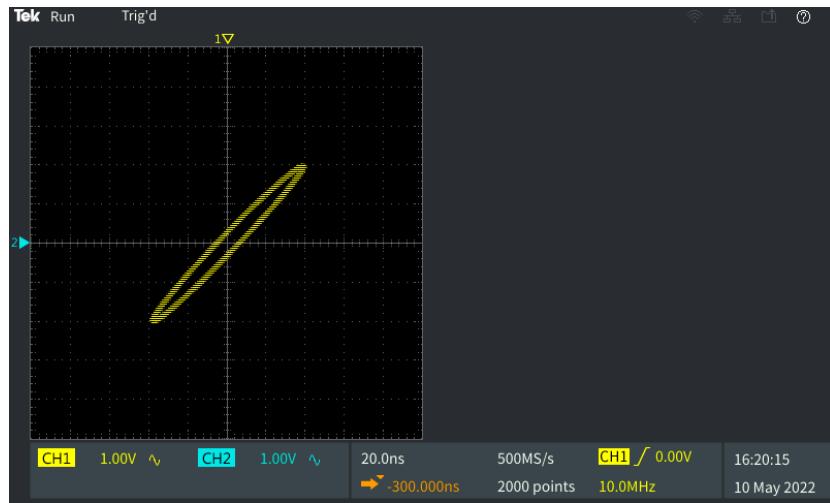


Figura 1.7: Grafico XY con onda sinusoidale in ingresso con frequenza 10 MHz e tensione picco-picco di 2V. I segnali in ingresso sono stati accoppiati in AC.

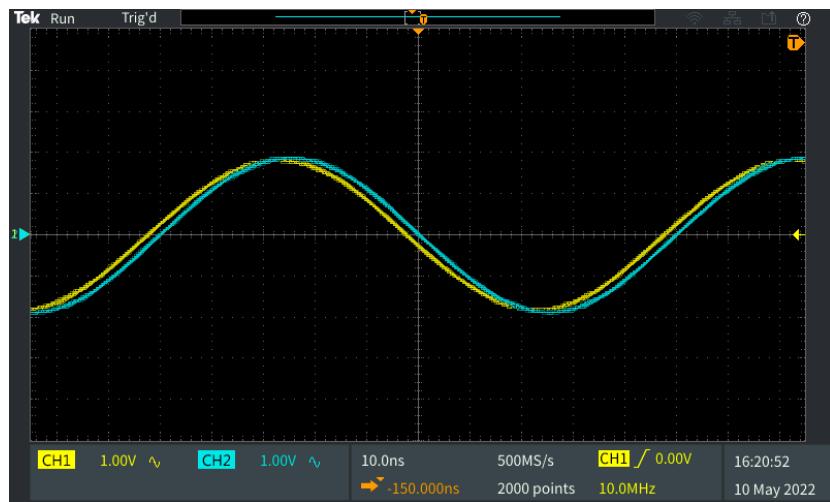


Figura 1.8: Segnale in ingresso (CH1) e in uscita (CH2) all'Emitter follower misurato con l'oscilloscopio. L'onda sinusoidale in ingresso ha frequenza 10 MHz e tensione picco-picco di 2 V. I segnali in ingresso sono stati accoppiati in AC.

Osservando i grafici delle tensioni ingresso-uscita è possibile notare che il circuito a 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 vengono riportati i risultati delle misure effettuate sul circuito precedentemente realizzato quando in ingresso 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} al circuito grazie alle 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, confrontandolo con il valore teorico. 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 i valori riportati nella tabella precedente) 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 $V_{pp_o} = -0.009 + 0.977 V_{pp_i}$. Come si poteva già intuire osservando i



Figura 2.1: Misurazione della tensione picco-picco del segnale in ingresso (CH1) e in uscita (CH2) con i relativi valori picco-picco ricavati dall'oscilloscopio.

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 influisce sulla tensione in uscita.

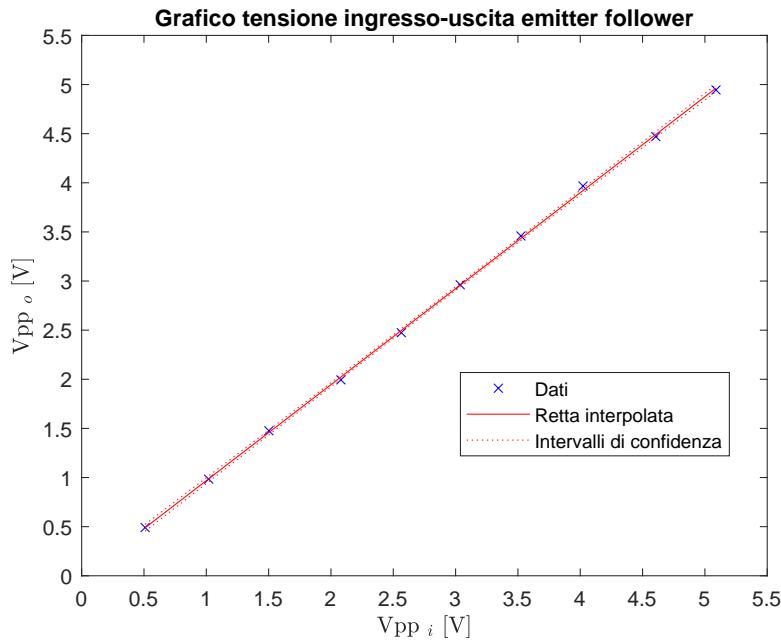


Figura 2.2: Grafico ingresso-uscita del circuito emitter-follower (valori picco-picco delle tensioni misurate).

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:

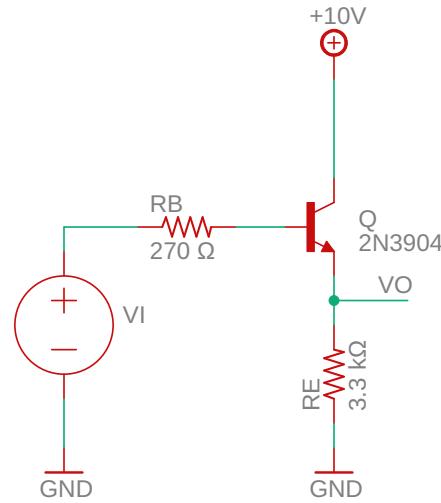


Figura 2.3: Schematico della prima versione del circuito emitter follower single-ended.

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 capire meglio il comportamento del circuito 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).

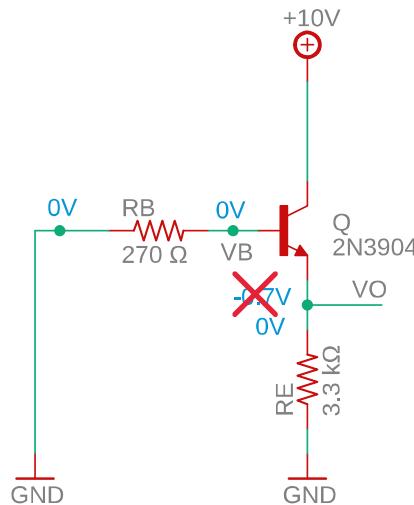


Figura 2.4: Analisi punto di lavoro del circuito emitter follower single-ended.

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 sia nulla e che il circuito sia spento: il nodo V_o si 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.

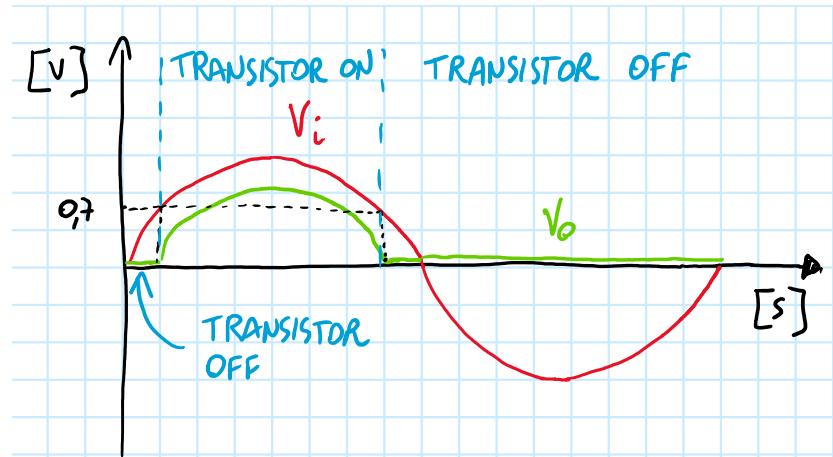


Figura 2.5: Rappresentazione dello stato del circuito in funzione della tensione in ingresso.

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.

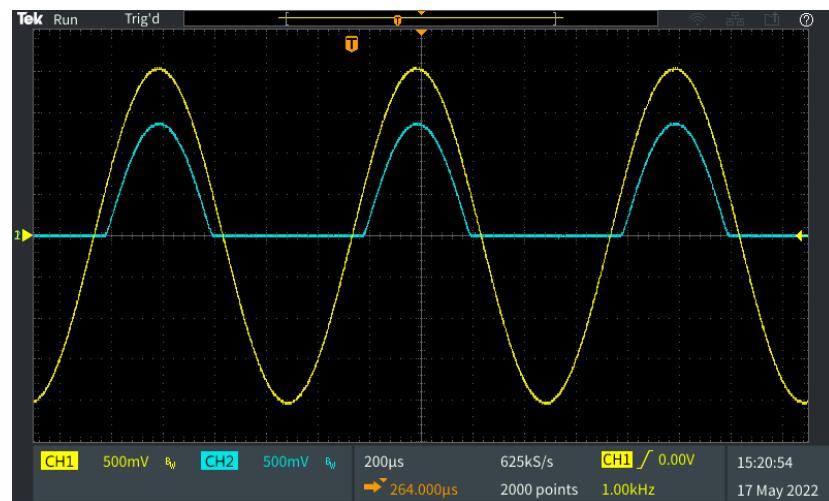


Figura 2.6: Tensione in ingresso (CH1) e in uscita (CH2) del circuito emitter follower single-ended. L'onda sinusoidale in ingresso ha una tensione picco-picco di 4 V e frequenza 1 kHz.

Per ottenere il comportamento desiderato, è necessario inserire un offset di 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 $150\text{ k}\Omega$ (Fig.2.7). In questo modo, supponendo la corrente di base nulla (ossia $\beta \rightarrow \infty$), la tensione V_B è:

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

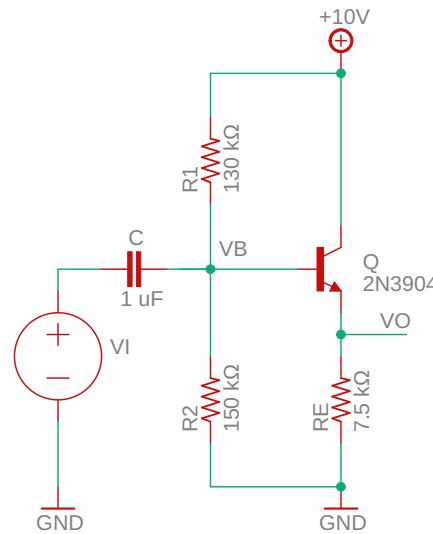


Figura 2.7: Schematico della seconda versione del circuito emitter follower single-ended.

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.

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 ;

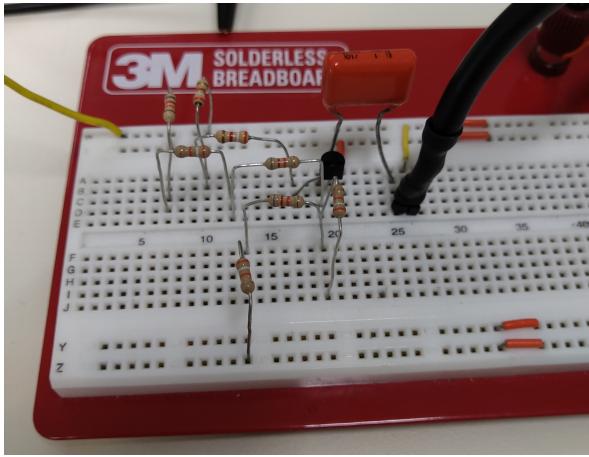


Figura 2.8: Foto del circuito realizzato in laboratorio. È possibile notare anche i terminali per l'applicazione del segnale a un capo del condensatore.

- condensatore C da $1 \mu\text{F}$.

Inoltre, sono stati utilizzati i seguenti strumenti:

- alimentatore da banco con tensione positiva 10 V e limite in corrente di 50 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 V
$V_{d_{B-C}}$	$\simeq 0.7 \text{ V}$	0.679 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 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_o . Ipotizzando il transistor

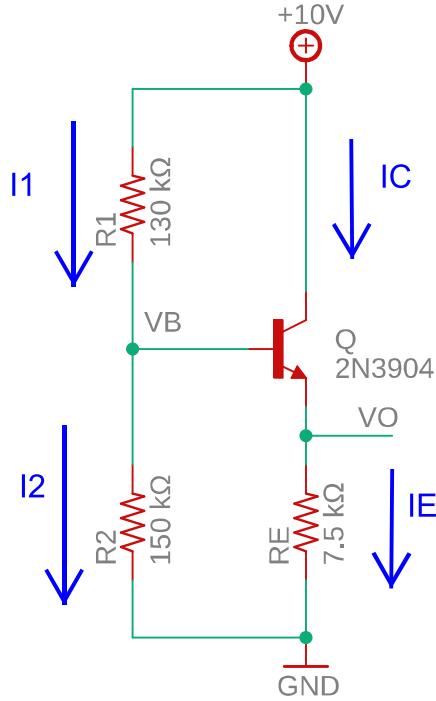


Figura 2.9: Analisi punto di lavoro del circuito emitter follower single-ended (seconda versione).

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 $V_{CE} > 0$.

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 sinusode di ampiezza 2V 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.

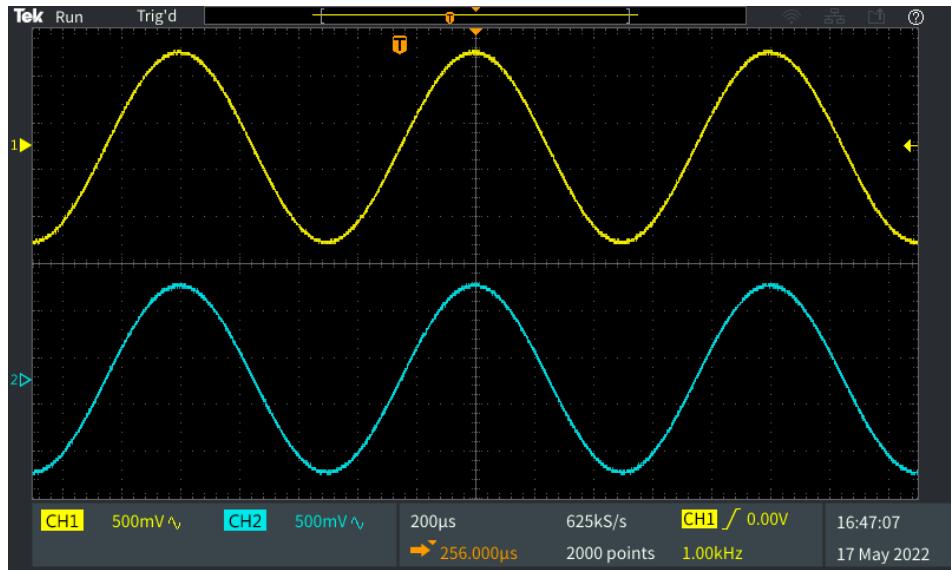


Figura 2.10: Confronto tra il segnale in ingresso (CH1) e in uscita (CH2) all'Emitter follower.

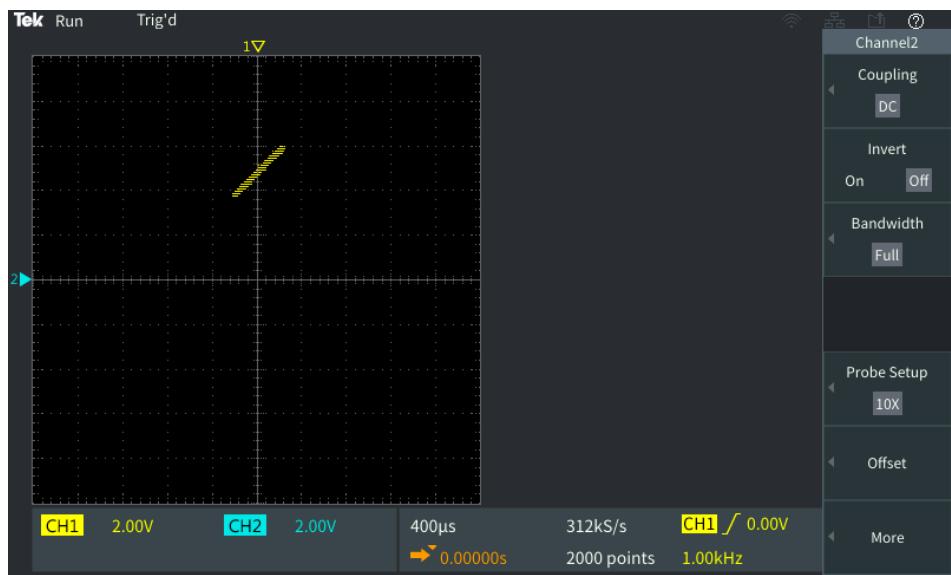


Figura 2.11: Grafico XY ingresso (CH1) e in uscita (CH2) all'Emitter follower. L'onda applicata in ingresso è una sinusoida con ampiezza 2 V e frequenza 1 kHz.

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

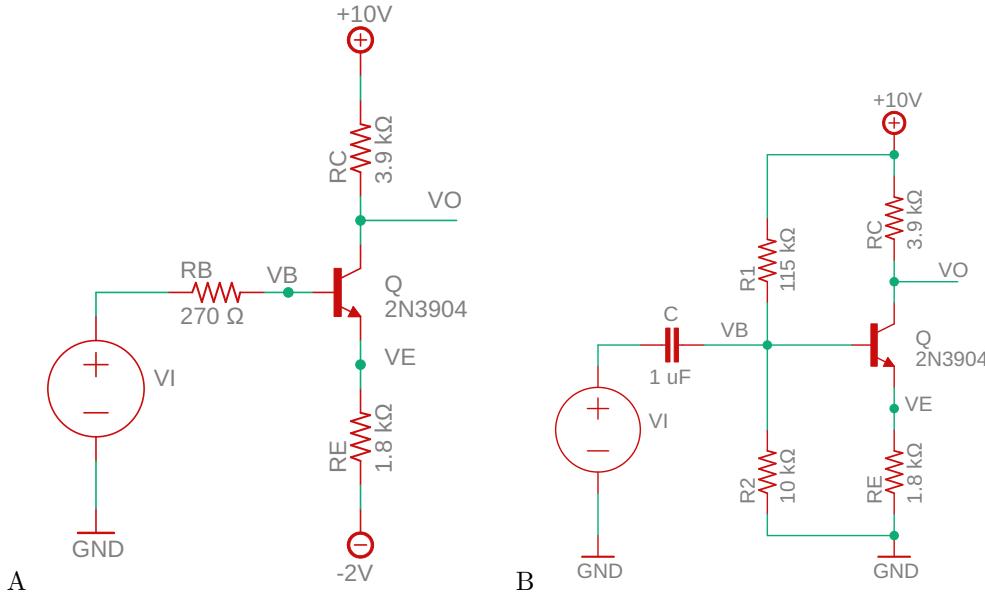


Figura 3.1: Schematico del circuito common emitter con degenerazione di emettitore nella versione con alimentazione doppia (A) e singola (B).

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. 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 $V_{BE} = -0.7\text{ V}$, si deriva che $V_E = -0.7\text{ V}$. Per cui, la corrente che attraversa la resistenza R_E è pari a (legge di Ohm) $I_E = \frac{V_E - (-2\text{ V})}{R_E}$. 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: $I_C = \frac{10\text{ V} - V_o}{R_C}$, da cui $V_o = 10\text{ V} - R_C I_C$. Inoltre, ricordiamo che $g_m = \frac{I_C}{\phi_T}$, con I_C corrente di collettore stazionaria e $\phi_T \simeq 26\text{ mV}$. Bisognerà verificare che V_{BE} sia positiva, in modo da confermare l'ipotesi che il transistor si trova in regione attiva diretta.

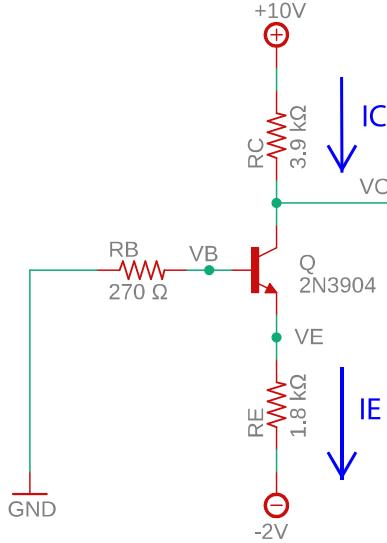


Figura 3.2: Analisi del punto di lavoro del circuito common emitter amplifier con alimentazione positiva e negativa.

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 che la tensione di offset imposta dal partitore di tensione formato da R_1 e R_2 non sia portata a massa dal 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:

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

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

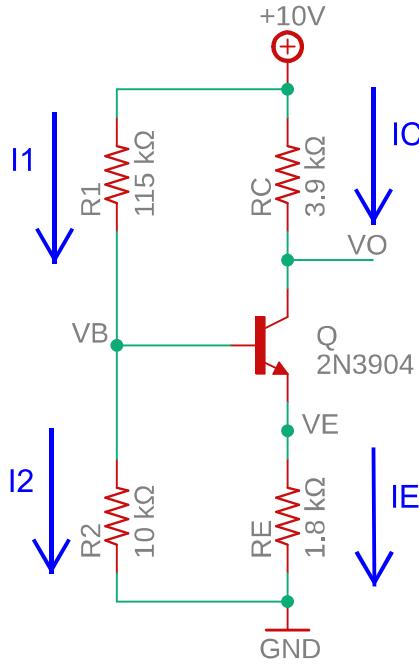


Figura 3.3: Analisi del punto di lavoro del circuito common emitter amplifier con alimentazione singola.

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 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):

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

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

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

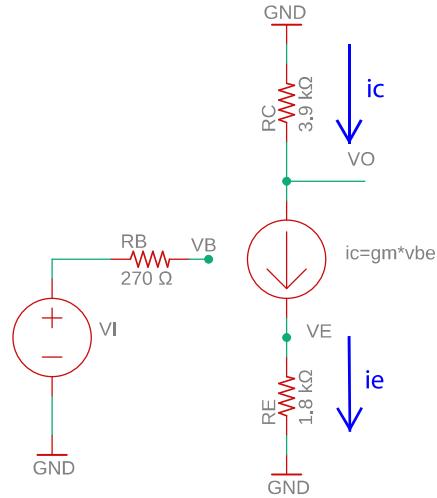


Figura 3.4: Analisi per piccolo segnale del circuito common emitter amplifier con alimentazione positiva e negativa.

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° tra il segnale in ingresso e quello in uscita (amplificatore invertente). L'analisi di piccolo segnale nella versione con singola alimentazione è identica a quella presentata precedentemente 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 $\frac{v_o}{v_i} \simeq -\frac{R_C}{R_E}$.

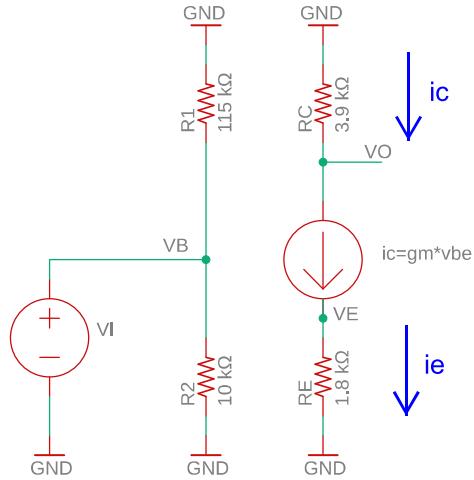


Figura 3.5: Analisi per piccolo segnale del circuito common emitter amplifier con alimentazione singola.

Sostituendo i valori delle resistenze da utilizzare nei nostri circuiti ci aspettiamo un guadagno 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).

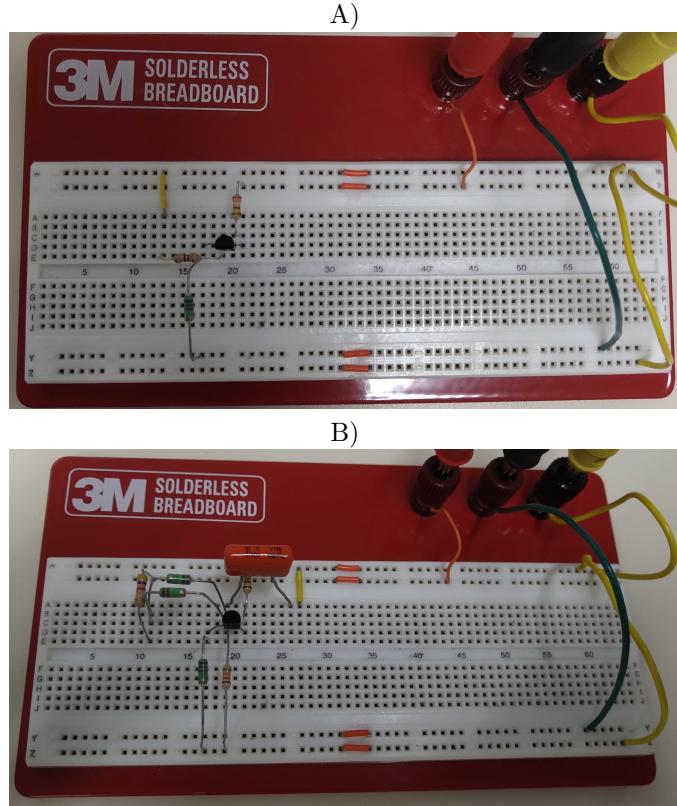


Figura 3.6: Foto del circuito realizzato in laboratorio nella versione con doppia (A) e singola (B) alimentazione.

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 270Ω 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 Ω	3.962 k Ω
R_E	1.8 k Ω	1.825 k Ω
R_B	270 k Ω	274.6 Ω
$V_{d_{B-E}}$	\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 misurati con il multmetro.

Componente	Valore nominale	Valore misurato
R_{11}	220 k Ω	222.640 k Ω
R_{12}	220 k Ω	221.290 k Ω
R_{13}	4.6 k Ω	4.639 k Ω
R_2	12 k Ω	11.883 k Ω
R_C	3.9 k Ω	3.962 k Ω
R_E	1.8 k Ω	1.825 k Ω
$V_{d_{B-E}}$	\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 misurati con il multmetro.

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 difficile misurarla con gli strumenti a disposizione.

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).

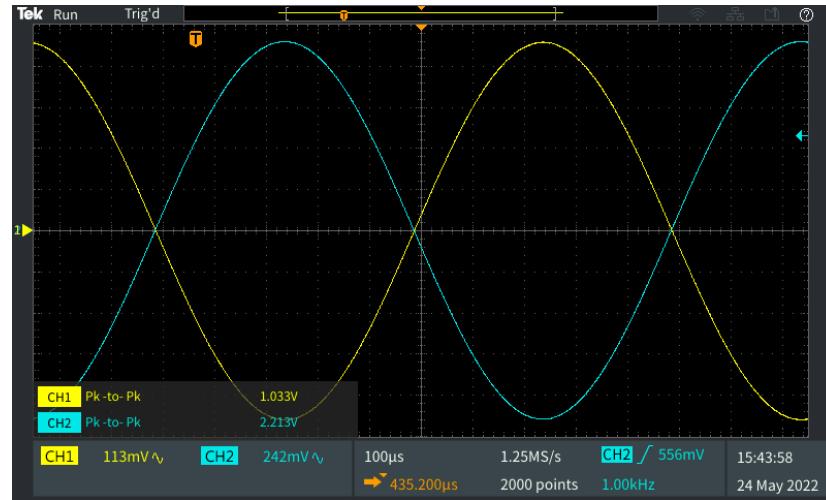
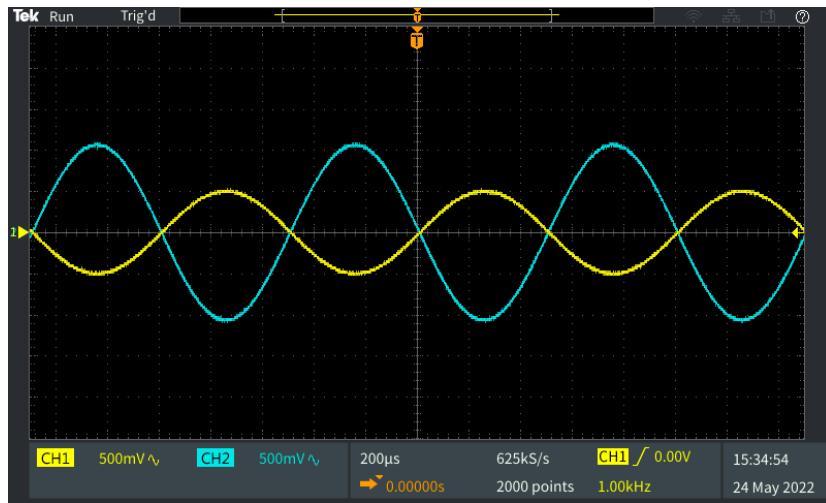


Figura 3.7: Confronto tra il segnale in ingresso (CH1) e in uscita (CH2) al circuito common emitter amplifier con alimentazione doppia. L'onda sinusoidale in ingresso ha ampiezza picco-picco di 1 V e frequenza di 1 kHz.

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 e in seguito si è introdotto l'utilizzo del amplificatore operazionale μA741 (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).

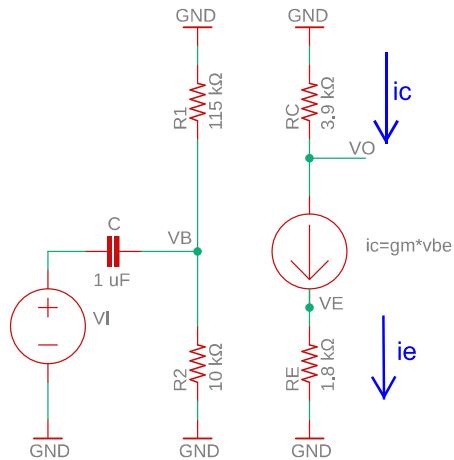


Figura 4.1: Analisi per piccolo segnale del circuito common emitter amplifier con alimentazione singola.

Le resistenze R_1 e R_2 sono in parallelo, poiché connesse tra il nodo v_b e massa. Esse possono quindi essere sostituite con una resistenza equivalente di valore $R_{12} = R_1//R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$. 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 $s=j\omega$

$$v_b(j\omega) = \frac{j\omega R_{12} C}{1 + j\omega R_{12} C} v_i(j\omega).$$

L'equazione ricavata corrisponde all'equazione di un filtro passa-alto. Per cui, se $\omega \gg \omega_C = \frac{1}{R_{12} C}$ allora $v_b=v_i$, ossia il condensatore può essere considerato un corto. Calcolando la pulsazione critica ω_C con i valori delle resistenze del nostro circuito otteniamo $\omega_C \simeq 107.5 \text{ rad/s}$ 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 ω_C è di 109 rad/s, simile a quella calcolata in modo approssimativo.

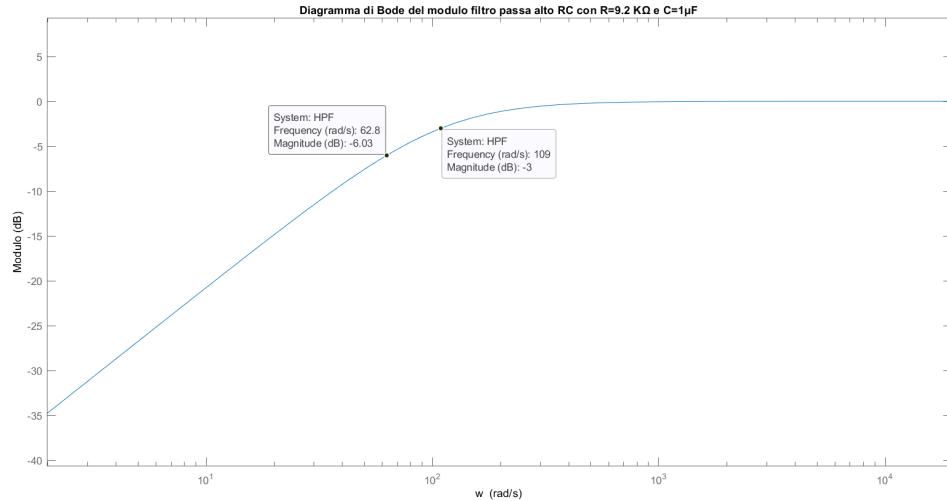


Figura 4.2: Diagramma di Bode del modulo del filtro RC passa-alto, con $R=9.2 \text{ k}\Omega$ e $C=1 \mu\text{F}$.

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 è attenuato di circa 4.2 dB. Inoltre, l'acquisizione risulta essere molto rumorosa, in quanto l'oscilloscopio presenta difficoltà nel misurare segnali con frequenza così bassa. Tuttavia, questo risultato è 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.

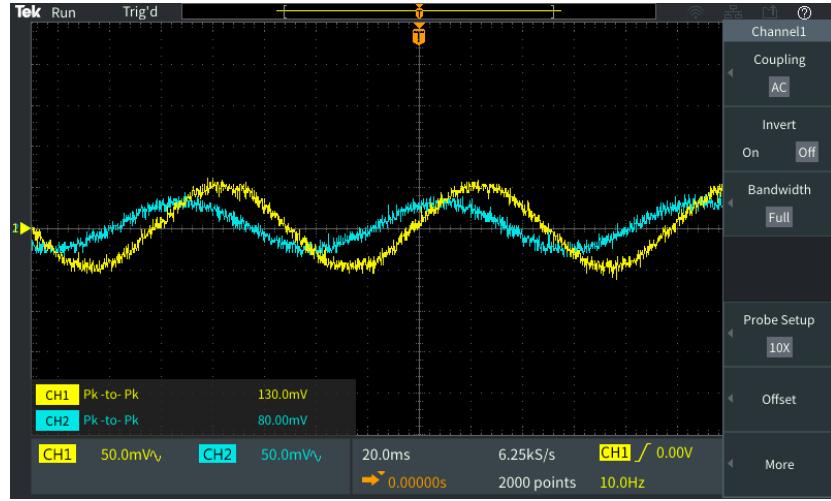


Figura 4.3: Confronto tra il segnale in ingresso (CH1) al condensatore e in uscita (CH2) sul nodo v_i con segnale sinusoidale di ampiezza picco-picco 100 mV e frequenza 10 Hz.

4.3 Amplificatore operazionale μ A741: amplificatore invertente

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

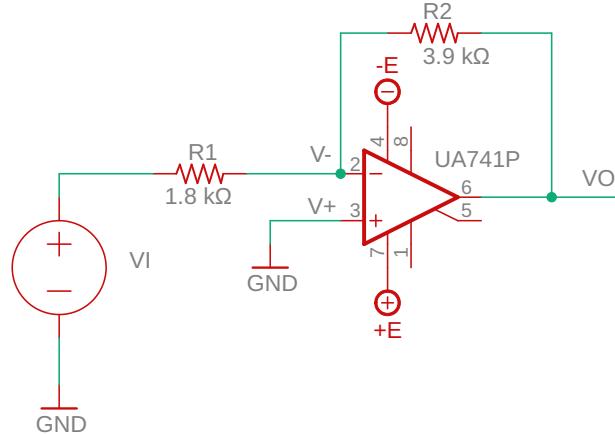


Figura 4.4: Amplificatore operazionale μ A741 in configurazione invertente.

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

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

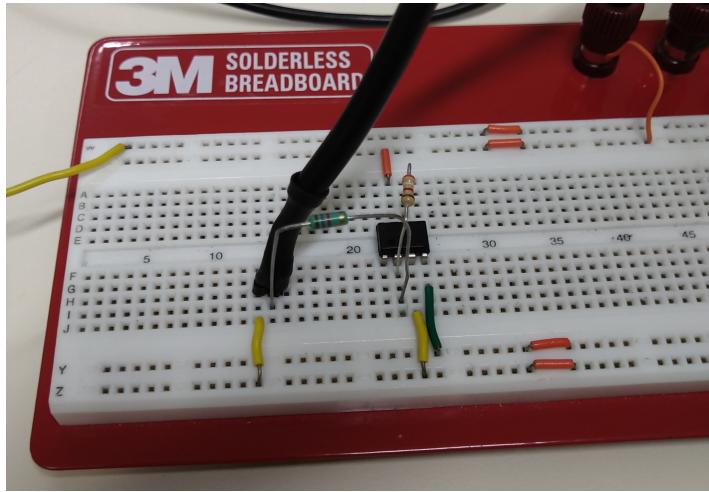


Figura 4.5: Circuito realizzato in laboratorio con l'amplificatore operazionale $\mu\text{A}741$ in configurazione invertente.

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 2.17. Infatti, le misure effettuate tramite l'oscilloscopio rilevano un guadagno pari a circa 2.12 (Fig.4.6). Inoltre, il segno meno nella funzione di trasferimento ci indica che i segnali di ingresso e uscita devono risultare sfasati di 180° .

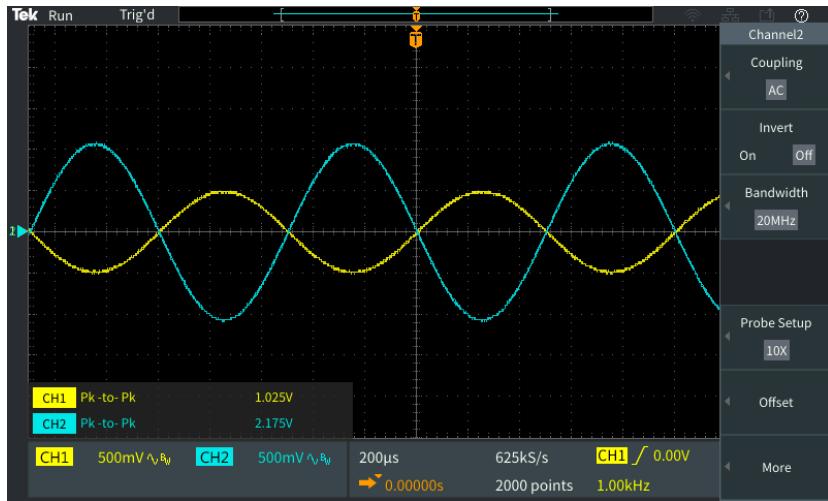
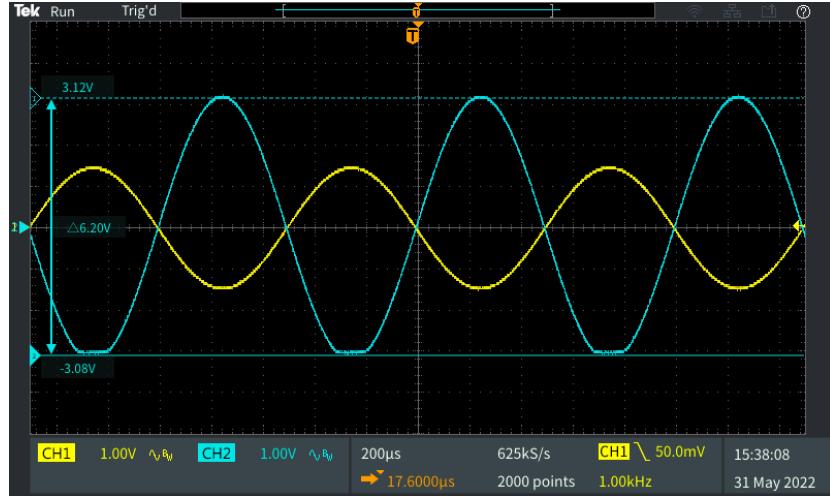


Figura 4.6: Confronto tra il segnale in ingresso V_i (CH1) e in uscita V_o (CH2) con segnale sinusoidale di ampiezza picco-picco 2 V e frequenza 1 kHz.

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 V). Un

A



B

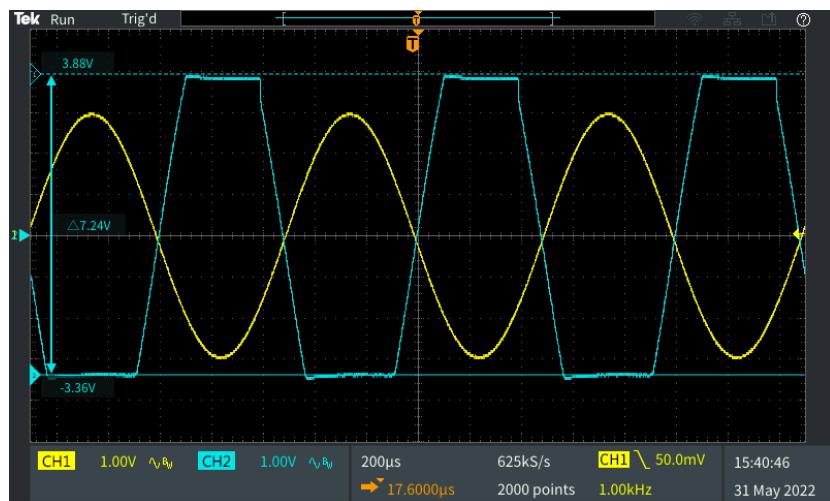


Figura 4.7: Confronto tra il segnale in ingresso V_i (CH1) e in uscita V_o (CH2) con segnale sinusoidale di ampiezza picco-picco 3 V (A) e 6 V (B) e frequenza 1 kHz.

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 non sono simmetriche, come spesso accade in amplificatori operazionali reali.

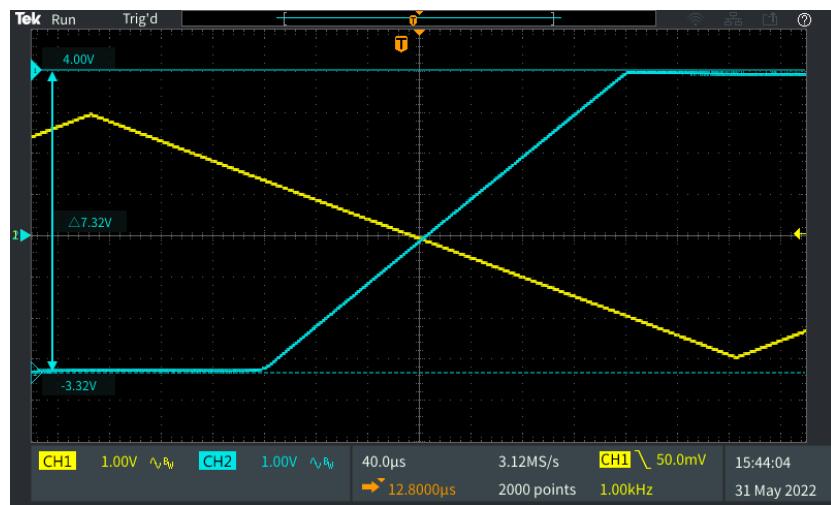


Figura 4.8: Confronto tra il segnale in ingresso V_i (CH1) e in uscita V_o (CH2) con segnale triangolare di ampiezza picco-picco 6 V e frequenza 1 kHz.

4.4 Amplificatore operazionale µA741: integratore

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

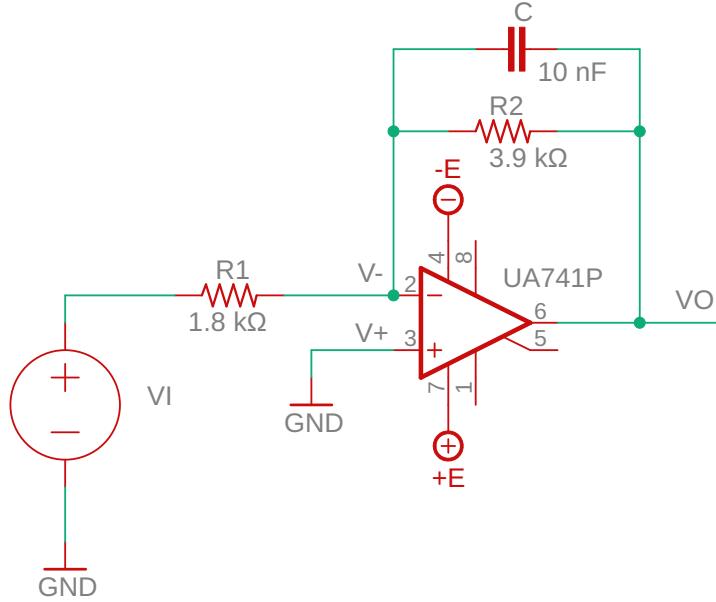


Figura 4.9: Circuito con l'amplificatore operazionale µA741 in configurazione di integratore.

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 e con uno sfasamento di -180° rispetto all'onda quadra in ingresso. Il circuito non funziona come un amplificatore ma come un integratore, introducendo uno sfasamento di -180° (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) all'integratore. In ingresso è stata applicata un'onda quadra di ampiezza 1 V e frequenza 100 kHz.