

Es03B: Amplificatore a transistor

Gruppo 1G.BL
Elena Cucculelli Marlon Fiorentini

28 ottobre 2021

1 Verifica del punto di lavoro

Di seguito sono riportati i valori misurati con il multimetro digitale dei vari componenti.

R_C	R_E	C_{in}	C_{out}	R_1	R_2
$5.07 \pm 0.06 \text{ k}\Omega$	$0.496 \pm 0.06, \text{ k}\Omega$	$243 \pm 13 \text{ nF}$	$99.0 \pm 4.3 \text{ nF}$	$70.5 \pm 0.8 \text{ k}\Omega$	$9.97 \pm 0.10 \text{ k}\Omega$

1.a Misura delle componenti quiescenti

V_{BE}^Q	V_{CE}^Q	I_C^Q
$0.620 \pm 0.005 \text{ V}$	$3.56 \pm 0.04 \text{ V}$	$1.15 \pm 0.02 \text{ mA}$

Tabella 1.1: Valori misurati delle componenti quiescenti al punto di lavoro.

Si confrontano i valori attesi con i valori misurati:

$$I_C^Q \simeq \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B/h_{fe} + R_E}, \quad \text{con } V_{BB} = \frac{V_{CC}}{1 + R_1/R_2} \quad (1.1)$$

$$V_{CE}^Q = V_{CC} - I_C^Q(R_C + R_E) \quad (1.2)$$

$I_{C,attesa}^Q$	$V_{CE,attesa}^Q$
1.06 mA	3.37 V

Tabella 1.2: Valori attesi teorici nominali, da confrontare con i dati in Tab.(1.1).

Pertanto si verifica che il punto di lavoro non si trova al centro della retta di carico (ovvero 5V), ma con un discostamento pari a circa 1.5V

1.b Misura delle tensioni ai terminali del transistor

V_B	V_E	V_C
$1.196 \pm 0.008 \text{ V}$	$0.572 \pm 0.005 \text{ V}$	$4.50 \pm 0.04 \text{ V}$

Tabella 1.3: Valori delle tensioni ai terminali del transistor.

I valori sono coerenti con quelli attesi (deducibili dalla stima della sezione precedente) e sono conformi alla polarizzazione del transistor in regime attivo (tali per cui $V_{BE}=0.62 \pm 0.01 \text{ V} \simeq V_\gamma$ per giunzione al silicio, mentre $V_{BC}=V_B-V_C < 0$) nonchè alla condizione di partitore rigido come verrà mostrato in seguito.

1.c Stima della corrente di base

Si stima $V_{BC} \simeq \frac{I_c}{h_{fe}} \cong 1.6 \mu A$ con un'incertezza relativa analoga a $\sigma(h_{fe})$. Si misura col multimetro la corrente che scorre nel partitore $R_1 - R_2$ ottenendo:

$$\frac{V_{(R_1-R_2)}}{R_B} = \frac{9.99 \pm 0.07 V}{8.73 \pm 0.19 K\Omega} = 1.144 \pm 0.03 mA$$

La condizione di partitore rigido che permette di minimizzare il peso che h_{fe} possa avere nella determinazione del punto di lavoro

$$I_C^Q \simeq \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_p/h_{fe} + R_E}$$

prevede che $R_E \gg R_p/h_{fe}$ verificato nel nostro caso avendo $R_p \cong 0.1 \cdot R_E \cdot h_{fe}$

2 Risposta a segnali sinusoidali di 10 kHz

Il segnale sinusoidale mandato in ingresso deve avere un'ampiezza tale da garantire sempre al transistor di raggiungere sempre il regime attivo (e le conseguenti variazioni della corrente di collettore attorno al punto di lavoro possano essere parametrizzate come lineari).

2.a Verifica segnale d'uscita

Si riporta la risposta del circuito per un segnale sinusoidale di ampiezza 200 mV, osservando l'inversione di fase del segnale in uscita rispetto a quello in entrata, che va in linea con le previsioni teoriche.

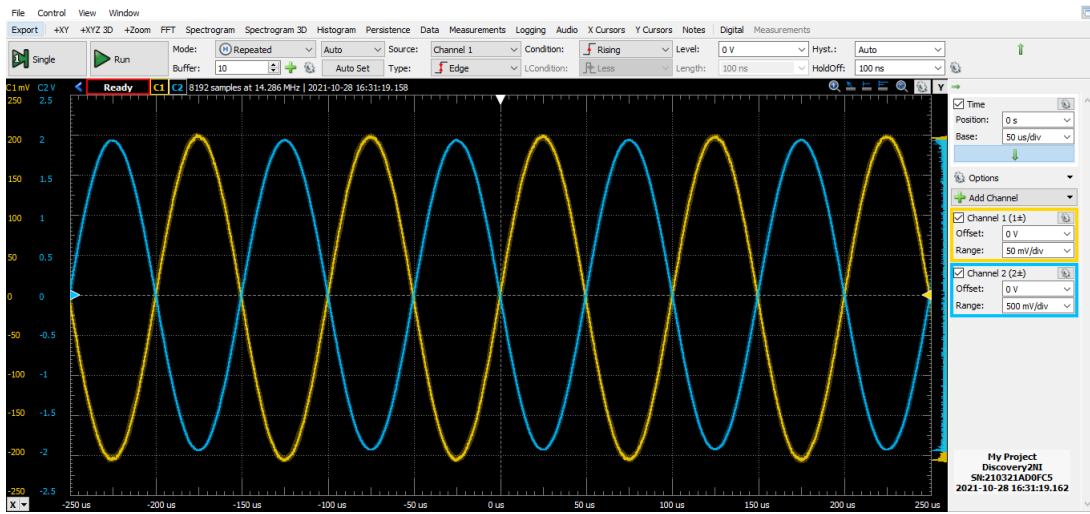


Figura 2.1

2.b Misure di guadagno per piccoli segnali

Si usa la funzionalità "Measurement → Amplitude" e si calcola l'incertezza del rapporto V_{out}/V_{in} da quelle singole misure stabilite dal fondo scala

V_{in}	V_{out}	A_V
49.5 ± 0.3 mV	479.2 ± 0.3 mV	$9,68 \pm 0,007$
74.5 ± 0.3 mV	721.0 ± 0.3 mV	$9,678 \pm 0,004$
99.6 ± 0.3 mV	962.2 ± 0.3 mV	$9,661 \pm 0,003$
124.8 ± 0.3 mV	1203.6 ± 0.3 mV	$9,644 \pm 0,003$
149.9 ± 0.3 mV	1444.7 ± 0.3 mV	$9,638 \pm 0,002$
174.9 ± 0.3 mV	1685.4 ± 0.3 mV	$9,636 \pm 0,002$
200.3 ± 0.3 mV	1926.0 ± 0.3 mV	$9,616 \pm 0,002$
225.4 ± 0.3 mV	2166.7 ± 0.3 mV	$9,612 \pm 0,002$
250.5 ± 0.3 mV	2406.4 ± 0.3 mV	$9,606 \pm 0,001$
275.7 ± 3 mV	2687.0 ± 3 mV	$9,746 \pm 0,002$
300.8 ± 3 mV	2929.0 ± 3 mV	$9,737 \pm 0,002$
326.0 ± 3 mV	3169.0 ± 3 mV	$9,721 \pm 0,002$

Tabella 2.1: (2.b) Calcolo dei guadagni.

Il valore medio del guadagno per piccoli segnali é pari a 9.668 ± 0.001 calcolato con la media pesata

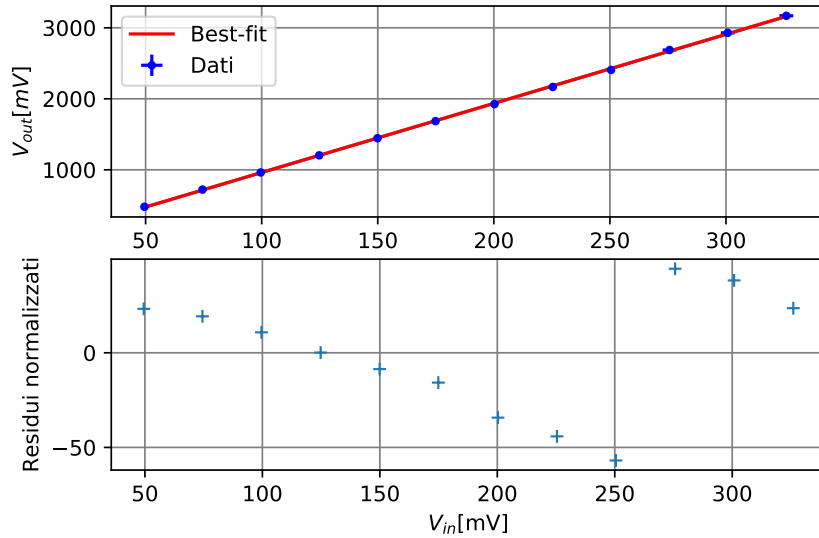


Figura 2.2: Fit ottenuto iterando il metodo degli errori efficaci. Il grafico in alto rappresenta la tensione di uscita in funzione della tensione di entrata, quello sottostante rappresenta i residui con gli errori efficaci.

χ^2	$d.o.f.$	m	q	Cov. norm.
10549.5	10	9.72 ± 0.04	$10.45 \pm 8.23 \text{ mV}$	-0.908

Tabella 2.2: Parametri ricavati tramite *best-fit*.

2.c Linearit  e limiti del circuito

Il circuito risulta lineare fino a un'ampiezza d'oscillazione del segnale in ingresso pari a circa 350mV, oltre la quale si osserva il fenomeno di clippin della semionda in uscita negativa. Per ampiezze del segnale ancora maggiori, oltre i 0.6V circa, si pu  osservare il clipping interessante anche la semionda in uscita dell'aver trovato il BJT fori dal reime attivo (in saturazione "prima" e interdizione "poi".)

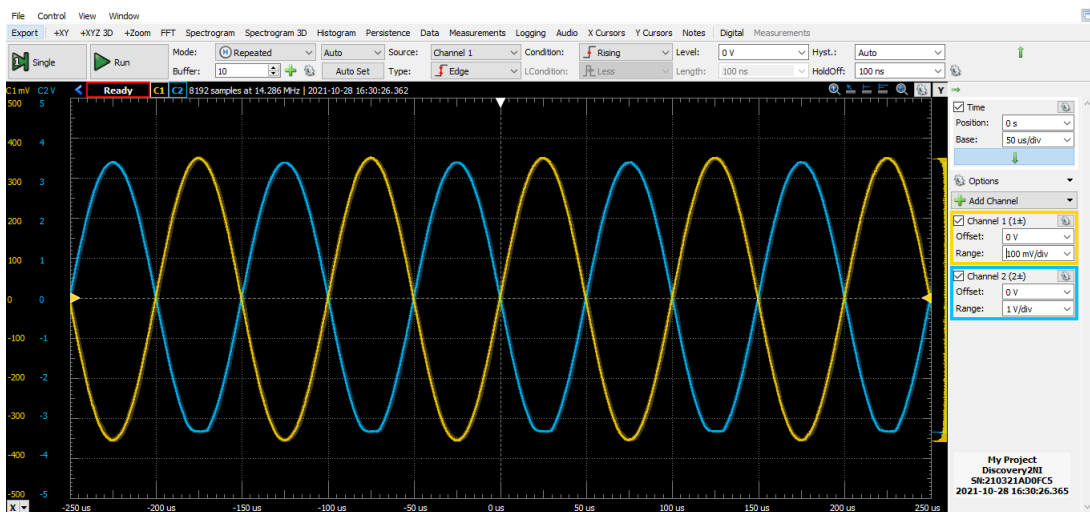




Figura 2.3

2.d Effetto clipping

All'aumentare dell'ampiezza del segnale in ingresso si osservano due effetti di clipping distinti:

- Clipping della semionda positiva in entrata (e negativa in uscita) osservato a seguito di segnali a partire dai 350 mV e dovuto all'entrata del BJT in regime di saturazione. Infatti anche solo considerando che l'aumento della corrente di base porta a un aumento di V_B (in riferimento alla massa) si può concludere che deve esistere una soglia oltre la quale la giunzione base-collettore diventa polarizzata direttamente anzi che inversamente e questa soglia è proprio quella oltre la quale si verifica il clipping. Questo risulta ancora più evidente dal grafico di famiglia di curva caratteristica di collettore in funzione di V_{CE} , da cui appare che, fissato V_{CE} si può raggiungere la zona di saturazione scegliendo curve associate a valori di I_B maggiori e ottenendo così un valore di I_C tendente a 0. Il risultato si può esprimere come $V_{CE} \doteq V_{BE} - V_{BC} = V_\gamma - V_{BC}$, il che avviene perché V_{BC} aumenta quando V_B (rif. GND) aumenta.
- Clipping della semionda negativa in entrata (e positiva in uscita). Osservato oltre i 600 mV. Dovuto all'azzeramento della corrente di collettore I_C (sempre misurabile come caduta di tensione di capi RC): analogamente a prima, $V_{CE} \doteq V_{BE} - V_{BC}$ aumenta perché V_B (rif. GND) si riduce, pertanto esiste una soglia oltre la quale V_{CE} raggiunge il valore di V_{CC} . Mediante l'equazione della retta di carico o il grafico della famiglia di curve di collettore per valori di I_B piccoli, si mostra che questo coincide con il regime d'interdizione.

3 Risposta in frequenza

La misura della frequenza di taglio viene fatta rispetto al valore di guadagno massimo, pari a $A_{max} = 19.66 \pm 0.21$ dB, l'incertezza sul guadagno è stata calcolata dalla propagazione dell'incertezza associata alla tensione d'ingresso, che nel nostro caso è pari a 200 mV, a cui è stata sommata in quadratura l'incertezza del posizionamento dei cursori, per cui l'incertezza è stata calcolata dalla propagazione dell'incertezza sulla misura di fondo scala della tensione e aggiunta a quella dovuta al posizionamento del cursore.

Frequenza di taglio del passa-basso (LPF) $f_L = 79.6 \pm 0.5$ KHz, frequenza di taglio del passa-alto (HPF) $f_H = 636 \pm 4$ KHz. Ottenute mediando tra i due valori più prossimi misurabili col cursore.

L'individuazione di frequenze di taglio consegue immediatamente nel tentare di caratterizzare quali siano nel circuito costruito i componenti che costituiscono nodi analoghi a dei LPH e HPF. Si supponga che il circuito giochi un ruolo analogo a quello di un filtro passa-basso considerando il condensatore in ingresso C_{in} (220 nF nominali; 243 ± 13 nF misurati) e la resistenza di base $R_B \doteq R_1 // R_2$ (8.8 kΩ; 8.73 ± 0.19 kΩ misurati), da cui $f_L = \frac{1}{2\pi C_{in} R_B} = 82.2$ Hz e dai valori misurati $f_{exp} = 75.0 \pm 0.9$ Hz.

Benché il valore predetto non sia compatibile con quello attivo, si può comunque assumere che il modello per descrivere il fenomeno di filtro (in particolare ricavare R_B come resistenza di filtro dato un circuito equivalente alla Thévenin) fornisca risultati attendibili. Analogamente si potrebbe anche supporre che il comportamento come HPF sia dovuto alle capacità interne del BJT (che per la giunzione base-collettore è valutata come 8 pF in valore massimo) e R_C in uscita (5.1 KΩ nominale; 5.07 ± 0.06 KΩ misurata). È più utile in questo caso accettare il valore di f_H misurato per ricavare $C_{(V_{CE})} \frac{1}{2\pi f_H R_C} = 49$ pF che non è compatibile con quanto previsto nel datasheet per un fattore 10.

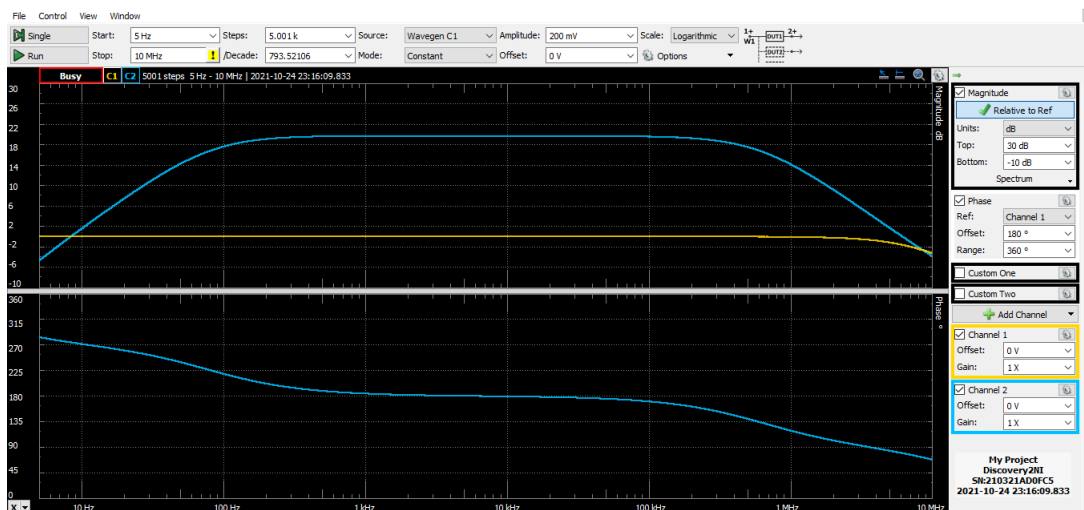


Figura 3.1: 3a

Conclusioni e commenti finali

Il transistor NPN 2P2222 si comporta, polarizzato correttamente in regime attivo, come un amplificatore di piccoli segnali. L'incompatibilità sulle misure di I_C^Q in Sez.(1.a) e I_B^Q in Sez.(1.c) potrebbe essere dovuta dal fatto che come detto in precedenza non conosciamo con precisione il parametro h_{fe} . Lo scarto sulle due misure di V_{CE}^Q riportate in Tab.(1.2) e Tab.(1.5) potrebbe essere dovuto al surriscaldarsi dello strumento o ad una errata misurazione delle tensioni in gioco.

Dichiarazione

I firmatari di questa relazione dichiarano che il contenuto della relazione è originale, con misure effettuate dai membri del gruppo, e che tutti i firmatari hanno contribuito alla elaborazione della relazione stessa.