

# Es03A: Amplificatore di tensione con BJT a emettitore comune

Gruppo 1.AC  
Matteo Rossi, Bernardo Tomelleri

27 novembre 2021

## Misura componenti del circuito

Resistenze [ $\Omega$ ]	$R$	$\sigma R$	Capacità [F]	$C$	$\sigma C$
$R_C$	5.06 k	0.04 k	$C_{in}$	0.23 $\mu$	0.01 $\mu$
$R_{E_p}$	992	8	$C_{out}$	104 n	4
$R_{E_q}$	993	8	$C_E$	90 $\mu$	5
$R_E$	496	4			
$R_{1_s}$	19.87 k	0.16 k			
$R_{1_t}$	50 k	8 k			
$R_1$	70.4 k	0.6 k			
$R_2$	9.93 k	0.08 k			
$R_{es_p}$	100.5	0.8			
$R_{es_q}$	100.2	0.8			
$R_{es}$	50.5	0.5			
$R_{S_s}$	5.07 k	0.04 k			
$R_{S_t}$	1990	16			
$R_{S_u}$	326	3			
$R_S$	7.39 k	0.06 k			
$R_L$	5.07 k	0.04 k			

Tabella 1: Valori di resistenza e capacità misurate per i componenti del circuito

Riportiamo per completezza anche il valore calcolato della resistenza di base

$$R_B = R_1 || R_2 = 8.70 \pm 0.07 \text{ k}\Omega$$

e i valori delle tensioni di alimentazione continue misurate con il multimetro

$$V_{CC} = 4.99 \pm 0.03 \text{ V}$$

$$V_{EE} = -4.99 \pm 0.03 \text{ V}$$

## 1 Caratterizzazione del punto di lavoro del transistor

### 1.a Misura delle componenti quiescenti

Con il multimetro digitale abbiamo misurato

$$V_{BE}^Q = 630 \pm 4 \text{ mV}$$

$$V_{CE}^Q = 3.67 \pm 0.03 \text{ V}$$

$$I_C^Q = \frac{\Delta V_{RC}}{R_C} = 1.134 \pm 0.011 \text{ mA}$$

Prendendo come riferimento (arbitrario) il valore per la tensione di soglia della giunzione BE  $V_\gamma = 0.6 \pm 0.1$  V e come valore atteso per la tensione al terminale di base del transistor  $V_{B,\text{exp}} = \frac{V_{CC} - V_{EE}}{1 + R_1/R_2}$ , ci aspettiamo di trovare

$$\begin{aligned} V_{BE,\text{exp}}^Q &\approx V_\gamma = 0.6 \pm 0.1 \text{ V} \\ I_{C,\text{exp}}^Q &= \frac{V_B - V_{BE}^Q}{R_E + R_B/h_{FE}} = 1.09 \pm 0.05 \text{ mA} \\ V_{CE,\text{exp}}^Q &= (V_{CC} - V_{EE}) - I_C^Q(R_C + R_E) = 3.9 \pm 0.2 \text{ V} \end{aligned}$$

Se consideriamo l'equazione della retta di carico del BJT, indicando con  $V_0 = V_{CC} - V_{EE}$  la tensione di alimentazione,

$$V_{CE}^Q = V_0 + R_C I_C^Q$$

per assicurarci che il transistor sia in mezzo alla zona attiva possiamo richiedere che le componenti quiescenti della curva caratteristica siano a metà tra i propri valori minimi (0) e massimi, che corrispondono alle intercette con gli assi della caratteristica di collettore  $V_0$  e  $V_0/R_C$ . In breve

$$\begin{aligned} V_{CE,\text{ideale}}^Q &= \frac{V_0}{2} \approx 5 \text{ V} \\ I_{C,\text{ideale}}^Q &= \frac{V_0}{2R_C} \approx 1 \text{ mA} \end{aligned}$$

Per cui vediamo che l'intensità di corrente di collettore  $I_C^Q$  misurata è compatibile entro il 10% con il valore ideale, mentre la tensione ai capi della giunzione  $V_{CE}^Q$  non si trova altrettanto vicina alla metà attesa. Questo comporterà un'asimmetria nella risposta a segnali alternanti di ampiezza  $v_{\text{in}}$  abbastanza grande da portare l'amplificatore in regime non lineare. Infatti, al crescere di  $v_{\text{in}}$ , ci aspettiamo di incontrare prima il regime di saturazione del transistor  $V_{CE} < V_\gamma$  V,  $V_{BE} \sim V_\gamma$  di quello di interdizione.

## 1.b Tensioni ai terminali del BJT

Con il multimetro digitale abbiamo misurato rispetto a  $V_{EE}$

$$\begin{aligned} V_E &= 566 \pm 3 \text{ mV} \\ V_B &= 1.196 \pm 0.006 \text{ V} \\ V_C &= 4.23 \pm 0.03 \text{ V} \end{aligned}$$

Come valori attesi otteniamo

$$\begin{aligned} V_{E,\text{exp}} &= R_E I_E \approx R_E I_{C,\text{exp}}^Q = 0.54 \pm 0.2 \text{ V} \\ V_{B,\text{exp}} &= \frac{V_{CC} - V_{EE}}{1 + R_1/R_2} = 1.24 \pm 0.13 \text{ V} \\ V_{C,\text{exp}} &= R_C I_{C,\text{exp}}^Q = 5.5 \pm 0.2 \text{ V} \end{aligned}$$

## 1.c Rigidità del partitore di tensione

Possiamo ricavare le intensità di corrente che scorrono per le resistenze di base a partire dalle misure precedenti

$$I_{R_1} = \frac{(V_{CC} - V_{EE}) - V_B}{R_1} = 125.0 \pm 1.2 \text{ } \mu\text{A} \quad I_{R_2} = \frac{V_B}{R_2} = 120.4 \pm 1.3 \text{ } \mu\text{A}$$

da cui ricaviamo una stima della corrente di base

$$I_B^Q = I_{R_1} - I_{R_2} = 4.6 \pm 1.8 \text{ } \mu\text{A}$$

Per condizione di partitore di tensione “stiff” intendiamo:

$$I_B^Q \ll I_P = \frac{V_B^Q - V_{EE}}{R_B} \quad (1)$$

dove abbiamo chiamato  $I_P$  la corrente che approssimativamente scorre nel partitore  $R_1 + R_2$ . E, dal calcolo esplicito con i valori misurati, risulta abbastanza ben verificata

$$I_P = 143 \pm 5 \mu\text{A} > 30 \cdot I_B^Q.$$

Come ulteriore conferma possiamo vedere la stessa condizione come  $I_{R_1} \sim I_{R_2} \gg I_B$  o, in termini di resistenze  $R_B \ll h_{fe} R_E$  che sono entrambe soddisfatte.

Possiamo anche dare una stima del guadagno in corrente continua del transistor

$$\beta_F = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} = (2.8 \pm 1.3) \times 10^2$$

## 2 Risposta a segnali sinusoidali

### 2.a Inversione di fase del segnale in uscita

Se i due segnali sono in opposizione di fase il passaggio per 0 con la stessa pendenza/slope devono distare un semi-periodo dall'altro; come si vede bene dalla figura 1 in cui ai massimi del segnale in ingresso (la traccia gialla) corrispondono i minimi del segnale in uscita (la traccia blu)

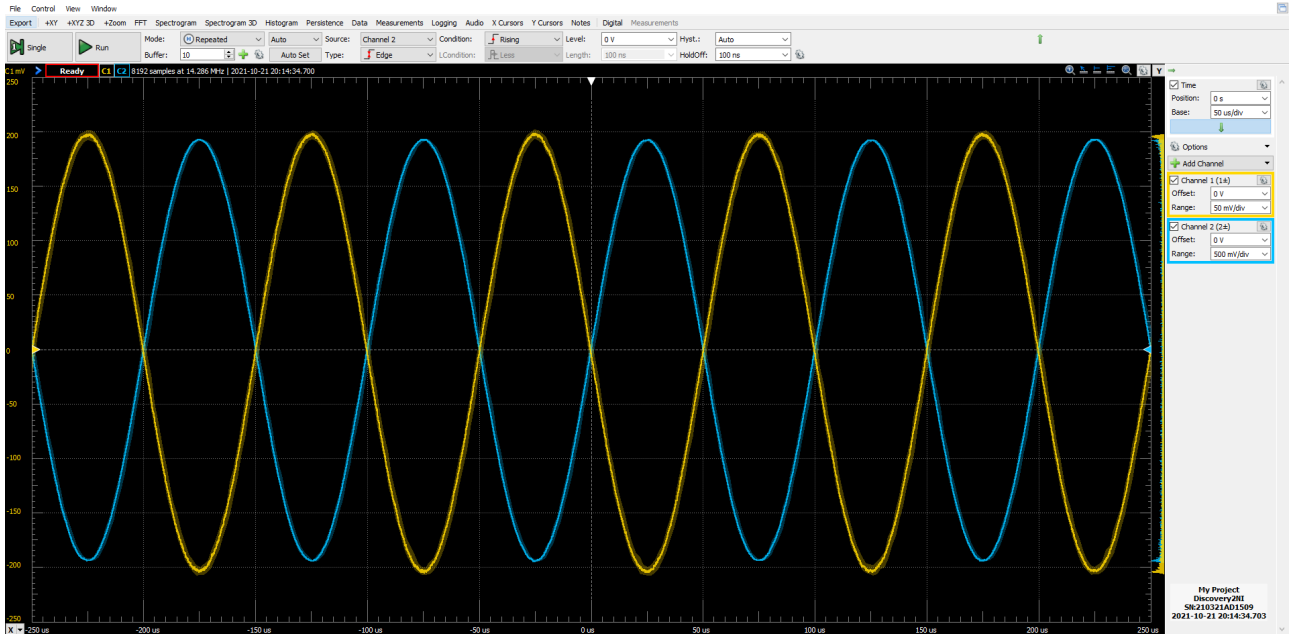


Figura 1: Risposta del circuito ad un segnale sinusoidale di ampiezza 200 mV e  $f = 1$  kHz in ingresso. Quando l'amplificatore è in pieno regime attivo.

Da una misura con i cursori troviamo

$$\Delta t = 50.2 \pm 1.0 \text{ ns}$$

$$\Delta \varphi = 2\pi f \Delta t = 3.14 \pm 0.06 \text{ rad}$$

mentre con la funzione di misura automatica definita con uno script di Wavegen risulta:

$$\varphi = 179.63 \pm 0.10^\circ$$

che sono entrambi compatibili con il valore atteso di  $\Delta \varphi_{\text{exp}} = \pi$  rad per la natura invertente dell'amplificatore.

### 2.b Guadagno per piccoli segnali in ingresso

Misurando con l'oscilloscopio l'ampiezza dei segnali in ingresso  $v_{\text{in}}$  e in uscita  $v_{\text{out}}$  dall'amplificatore possiamo ricavare una misura del guadagno del circuito dal rapporto  $A_v = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}}$ .

Con un fit lineare possiamo stimare il guadagno dell'amplificatore a partire dal grafico di  $v_{\text{out}} = A_v v_{\text{in}}$  al variare di  $v_{\text{in}}$ . Da cui troviamo i seguenti parametri per la retta di best-fit

$v_{in}(\text{mV})$ (nom.)	$v_{in} \pm \sigma(v_{in})$ [mV]	$v_{out} \pm \sigma(v_{out})$ [V]	$A_v \pm \sigma(A_v)$
20	$19.8 \pm 0.5$	$192 \pm 2$ m	$9.7 \pm 0.3$
40	$39.9 \pm 0.8$	$383 \pm 3$ m	$9.6 \pm 0.2$
60	$59.8 \pm 1.0$	$576 \pm 4$ m	$9.63 \pm 0.17$
80	$80.0 \pm 1.1$	$768 \pm 5$ m	$9.60 \pm 0.15$
100	$100.0 \pm 1.2$	$960 \pm 6$ m	$9.60 \pm 0.13$
125	$125.0 \pm 1.5$	$1200 \pm 7$	$9.60 \pm 0.13$
150	$150.0 \pm 1.6$	$1439 \pm 8$	$9.60 \pm 0.12$
175	$175.2 \pm 1.8$	$1.678 \pm 0.010$	$9.58 \pm 0.11$
200	$200 \pm 2$	$1.916 \pm 0.011$	$9.58 \pm 0.11$
225	$225 \pm 2$	$2.155 \pm 0.012$	$9.58 \pm 0.11$
250	$250 \pm 2$	$2.438 \pm 0.014$	$9.75 \pm 0.11$
275	$275 \pm 2$	$2.679 \pm 0.015$	$9.74 \pm 0.11$
300	$300 \pm 3$	$2.922 \pm 0.016$	$9.74 \pm 0.11$
325	$325 \pm 3$	$3.17 \pm 0.02$	$9.75 \pm 0.10$

Tabella 2: Misure di guadagno al variare della tensione in ingresso all'amplificatore

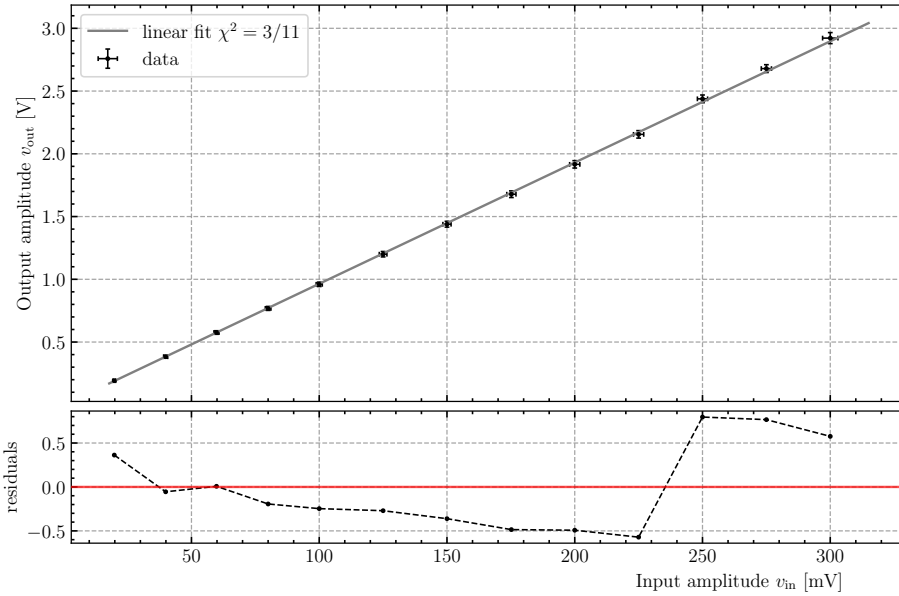


Figura 2: Fit lineare per l'andamento dell'uscita rispetto al segnale in ingresso.

$$\begin{aligned} \text{intercetta} &= -2 \pm 3 \quad \text{pendenza} = 9.66 \pm 0.03 \quad \text{correlazione} = -0.72 \quad \chi^2 = 3 \quad d.o.f. = 11 \\ \text{coefficiente angolare/senza intercetta} &= 9.65 \pm 0.02 \quad \chi^2 = 3 \quad d.o.f. = 12 \end{aligned}$$

Il valore atteso per il guadagno dal valore dei componenti in questa configurazione del circuito è pari a

$$A_{v,\text{exp}} = -\frac{R_C}{R_E + h_{ie}/h_{fe}} = -9.44 \pm 0.12$$

Questo è compatibile con quanto trovato sperimentalmente, specialmente tenendo conto della notevole indeterminazione sul valore dei parametri di costruzione del transistor.

## 2.c Linearità del circuito amplificatore

Quando la tensione in ingresso è abbastanza alta da condurre la giunzione BC in polarizzazione diretta il transistor entra in regime di saturazione, dove non è più valida la relazione lineare tra le intensità di corrente di base e collettore: per cui si osserva una distorsione del segnale in uscita.

In particolare il segnale in uscita risulta distorto o "tosato" in basso, in maniera asimmetrica in corrispondenza della semionda positiva in ingresso (l'amplificatore è invertente). Se infatti  $V_{BC}$  aumenta fino a valori prossimi a  $V_\gamma$  (o perlomeno abbastanza alti da non garantire che la giunzione BC rimanga in polarizzazione inversa) deve diminuire  $V_{CE} = V_C - V_B + V_B - V_E = -V_{BC} + V_{CE}$ . Dunque ci spostiamo a sinistra del punto di lavoro fino

ad arrivare al regime di saturazione. Il che spiega come mai l'effetto di "clipping" sia più marcato durante il semiperiodo positivo dell'onda in ingresso.

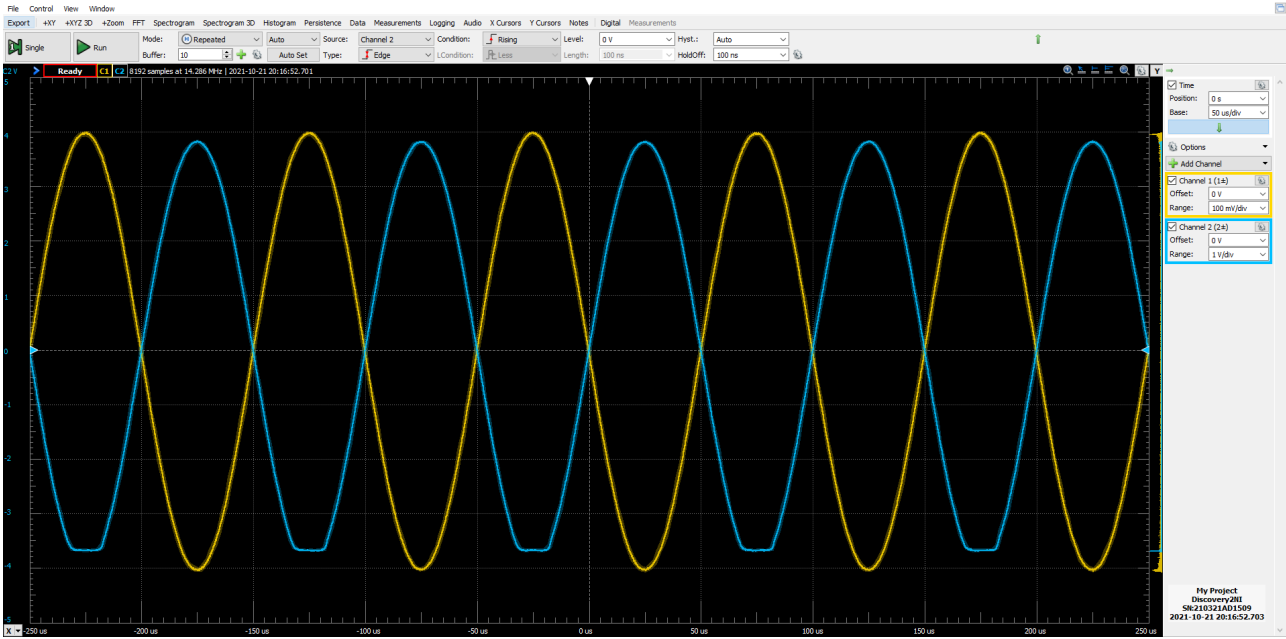


Figura 3: Risposta del circuito ad un segnale sinusoidale di ampiezza 500 mV e  $f = 1$  kHz in ingresso. Quando l'amplificatore è vicino al regime di saturazione. Anche da qui si vede bene come i segnali in ingresso ed in uscita abbiano fase opposta.

## 2.d Clipping del segnale in uscita

Aumentando ancora l'ampiezza del segnale alternato in ingresso  $v_{in}$  fino a  $\sim 0.7$  V, anche la parte alta del segnale in uscita è tagliata. In questo caso, durante il semiperiodo negativo dell'onda in ingresso, è la giunzione BE a cambiare polarizzazione, per cui quando entrambe le giunzioni sono inversamente polarizzate il transistor entra in regime di interdizione. Le uniche correnti che attraversano il BJT sono quelle di saturazione inversa, per cui in buona approssimazione si comporta come un circuito aperto, come si vede dal grafico delle correnti di collettore.

## 3 Impedenze in ingresso e uscita

### 3.a Impedenza di ingresso

Come valore atteso per l'impedenza in ingresso al circuito abbiamo:

$$Z_{in}(\omega) = h_{ie} + h_{fe}Z_E(\omega) \parallel R_B = \left( \frac{1}{h_{ie} + h_{fe}Z_E} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)^{-1} = 7.5 \pm 10\% \text{ k}\Omega$$

dove abbiamo indicato con  $Z_E(\omega)$  l'impedenza del ramo di emettitore, che nel nostro circuito vale  $Z_E = R_E$ ; meno che nel punto 5, dove in parallelo a  $R_E$  si aggiunge un passa alto costruito con  $C_E + R_{es}$ , per cui vale  $Z_E(\omega) = R_E \parallel \left( R_{es} + \frac{1}{j\omega C_E} \right)$ .

Inserendo in serie al generatore una resistenza  $R_S$  dello stesso ordine di  $R_{in}$  attesa e misurando la tensione in uscita con o senza  $R_S$  è possibile dare un stima della resistenza in ingresso del circuito. Detta  $V_1$  la tensione  $V_{out}$  misurata senza  $R_S$  e  $V_2$  la tensione misurata con  $R_S$  inserita, vale l'equazione:

$$\frac{R_S}{R_{in}} = \frac{V_1}{V_2} - 1 \quad (2)$$

Abbiamo preso come  $R_S$  la serie di tre resistenze  $R_S = R_{S_s} + R_{S_t} + R_{S_u} = 5 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega + 300 \Omega = 7 \text{ k}\Omega$  Per cui, avendo misurato  $V_1 = 1916 \pm 11 \text{ mV}$  e  $V_2 = 1011 \pm 7 \text{ mV}$ , troviamo come resistenza in ingresso:

$$R_{in} = \frac{R_S}{V_1/V_2 - 1} = 8.26 \pm 0.17$$

Che è compatibile (entro le incertezze con cui sono noti i parametri del transistor  $\sim 10\%$ ) con il valore atteso dalla (2).

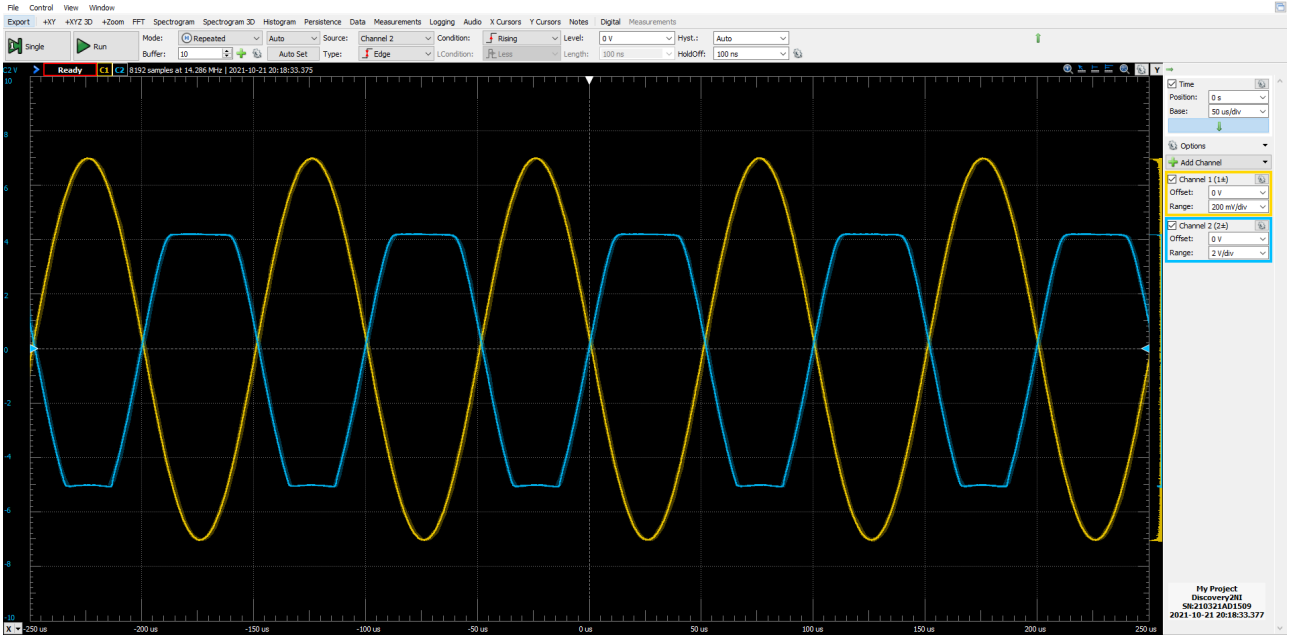


Figura 4: Risposta del circuito ad un segnale sinusoidale di ampiezza 700 mV e  $f = 1$  kHz in ingresso. Quando l'amplificatore è vicino al regime di interdizione.

### 3.b Impedenza di uscita

Mentre come impedenza in uscita dal circuito ci aspettiamo di trovare

$$Z_{out} = R_C.$$

Inserendo tra l'uscita e la massa una resistenza di carico  $R_L$  dello stesso ordine di  $R_{out}$  e misurando la tensione di uscita con o senza resistenza è possibile dare una stima della resistenza in uscita dell'amplificatore. Detta  $V_1$  la tensione misurata senza  $R_L$  e  $V_2$  la tensione misurata con  $R_L$ , vale la formula:

$$\frac{R_{out}}{R_L} = \frac{V_1}{V_2} - 1 \quad (3)$$

Per cui, una volta misurate  $V_1 = 1725 \pm 8$  mV,  $V_2 = 866 \pm 4$  mV e  $R_L = 5.08 \pm 0.05$  k $\Omega$  abbiamo ottenuto come impedenza d'uscita:

$$R_{out} = R_L \left( \frac{V_1}{V_2} - 1 \right)$$

Risulta  $R_{out} = 5.0 \pm 0.1$  k $\Omega$  che è compatibile con la stima iniziale dell'impedenza.

## 4 Risposta in frequenza

### 4.a Network Analyzer

#### 4.b Stima delle frequenze di taglio

Partendo da una misura con i cursori del guadagno a centro banda,  $A_V = 19.65 \pm 0.05$  dB =  $9.65 \pm 0.08$ , possiamo ottenere una stima del valore delle frequenze di taglio a bassa  $f_L$  e ad alta frequenza  $f_H$  dai punti in cui il guadagno diminuisce di un fattore  $1/\sqrt{2}$ , cioè di circa  $-3.01$  dB rispetto ad  $A_V$ .

$$f_L = 80.77 \pm 0.12 \text{ Hz}$$

$$f_H = 646.1 \pm 0.5 \text{ kHz}$$

Trascurando le capacità delle giunzioni nel transistor ci aspettiamo che la frequenza di taglio "bassa" corrisponda a quella di un filtro passa alto costituito dalla serie  $C_{in} + R_B$

$$f_{L,exp} = \frac{1}{2\pi R_B C_{in}} = 83 \pm 4 \text{ Hz} \quad (4)$$

che è in accordo con il valore misurato.

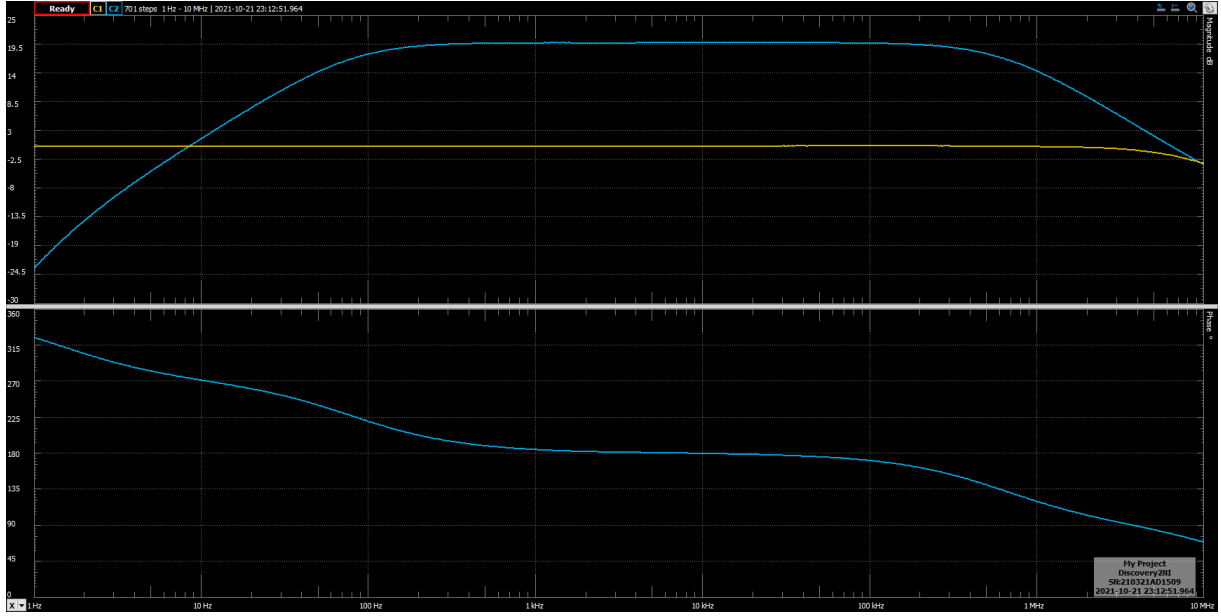


Figura 5: Plot di Bode ottenuto dallo scan con Network tra 1 Hz e 10 MHz con un segnale sinusoidale in ingresso di ampiezza costante  $v_{in} = 200$  mV.

Mentre per la frequenza di taglio “alta” la resistenza in uscita è data da  $R_C$ , per cui la capacità in serie dev’essere dell’ordine delle centinaia di pF per avere ordine di grandezza compatibile con il valore misurato. Ma nel datasheet risulta al massimo  $C_{ibo} \approx 30$  pF, per cui è difficile stabilire un valore di riferimento per la frequenza  $f_H$  attesa.

## 5 Aumento del guadagno con passa-alto all’emettitore

Per mitigare la diminuzione del guadagno dovuta alla resistenza tra emettitore e  $V_{EE}$  si inserisce in parallelo a questa la serie  $R_{es} + C_E$ , in modo tale che  $R_E$  sia vista “per intero” solamente in condizioni stazionarie (cioè dalle tensioni e correnti continue di alimentazione). Al contrario, per frequenze abbastanza alte il condensatore si comporterà come un corto circuito, per cui la resistenza del parallelo tenderà al valore più piccolo tra le due resistenze, cioè  $R_{es} \ll R_E$ . Quindi in breve l’impedenza all’emettitore si comporterà grossolanamente come un filtro passa alto.

### 5.a Guadagno a 10 kHz con condensatore $C_E$

$v_{in}(\text{mV})$ (nom.)	$v_{in} \pm \sigma(v_{in})$ [mV]	$v_{out} \pm \sigma(v_{out})$ [V]	$A_v \pm \sigma(A_v)$
10	$9.89 \pm 0.13$	$713 \pm 9$ m	$72.1 \pm 1.3$
15	$14.8 \pm 0.2$	$1.037 \pm 0.015$	$70.0 \pm 1.4$
20	$19.8 \pm 0.3$	$1.420 \pm 0.018$	$71.7 \pm 1.4$
25	$24.9 \pm 0.4$	$1.76 \pm 0.02$	$70.7 \pm 1.4$
30	$30.0 \pm 0.5$	$2.10 \pm 0.03$	$70.0 \pm 1.5$
35	$34.9 \pm 0.5$	$2.37 \pm 0.03$	$67.9 \pm 1.3$
40	$39.9 \pm 0.6$	$2.76 \pm 0.04$	$69.2 \pm 1.4$
45	$44.9 \pm 0.6$	$3.08 \pm 0.04$	$68.6 \pm 1.3$

Come prima otteniamo una stima del fattore di guadagno nella nuova configurazione con un fit lineare. Da cui troviamo i seguenti parametri per la retta di best-fit

$$\text{intercetta} = 42 \pm 15 \quad \text{pendenza} = 68.0 \pm 0.8 \quad \text{correlazione} = -0.88 \quad \chi^2 = 3.5 \quad d.o.f. = 6$$

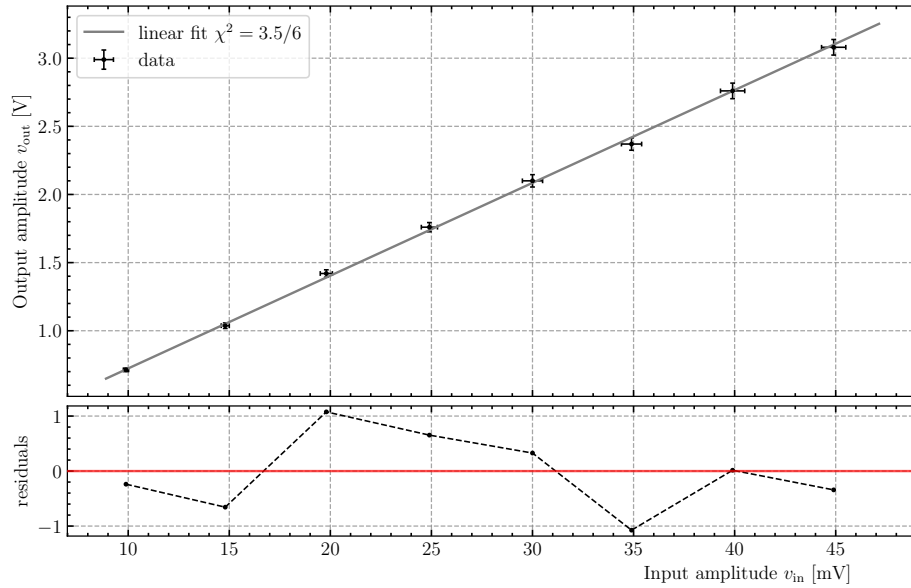


Figura 6: Fit lineare per l'andamento dell'uscita rispetto al segnale in ingresso per il circuito con passa alto all'emettitore.

## 5.b Confronto con il guadagno atteso

Una volta inserito il ramo in parallelo a  $R_E$ , dalla formula per il guadagno atteso otteniamo

$$A_v = -\frac{R_C}{|Z_E|} = -\frac{R_C}{R_E \parallel (R_{es} + |1/j\omega C_E|)} = -R_C \left| \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_{es} + 1/\omega C_E} \right|$$

Visto che abbiamo scelto  $C_E \gg C_{in} \sim C_{out}$ , alla frequenza di lavoro  $f = 10$  kHz possiamo considerare trascurabile l'impedenza del condensatore  $|Z_{C_E}| = \frac{1}{2\pi f C_E} \approx 0.1 \Omega \ll R_{es}$ , per cui in buona approssimazione ci aspettiamo

$$|A_v| \approx \frac{R_C}{R_E \parallel R_{es}} = R_C \left| \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_{es}} \right| \approx \frac{R_C}{R_{es}} = 110 \pm 1$$

Questo però assumendo che l'impedenza del transistor sia trascurabile rispetto a  $Z_E$ , o meglio  $|Z_E| \gg \frac{h_{ie}}{h_{fe}}$

$$|Z_E| = \left| \frac{1}{R_E} + \frac{1}{R_{es} + 1/\omega C_E} \right|^{-1} = 45 \pm 2 \Omega$$

$$\frac{h_{ie}}{h_{fe}} \approx 40 \Omega$$

che non risulta affatto verificata.

Considerando nel modello anche l'impedenza in ingresso del transistor in serie a quella del ramo  $Z_E$  avremo come valore atteso per il guadagno

$$A_v = \frac{R_C}{|Z_E| + h_{ie}/h_{fe}} \approx 60 \quad (5)$$

Che è in buon accordo con il valore misurato per il guadagno sempre entro le grandi incertezze relative sui parametri di costruzione del transistor.

## Conclusioni e commenti finali

Si è riusciti a costruire e caratterizzare un amplificatore di tensione invertente con un BJT in configurazione di emettitore comune. In particolare si è riusciti ad apprezzare il differente comportamento (anche non lineare) del circuito in vari regimi, dare una stima di guadagno, impedenza di ingresso e uscita e frequenze caratteristiche della sua risposta in frequenza.



## 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.