

# Amplificatore a transistor

Gruppo 1.BN

Massimo Bilancioni, Alessandro Foligno, Giuseppe Zanichelli

4 ottobre 2018

## 1 montaggio del circuito e verifica del punto di lavoro

Le misure dei componenti tramite multimetro :

$R_1 = (178.2 \pm 1.4)\text{k}\Omega$ ,  $R_2 = (19.20 \pm 0.15)\text{k}\Omega$ ,  $R_C = (9.99 \pm 0.08)\text{k}\Omega$ ,  $R_E = (0.986 \pm 0.008)\text{k}\Omega$ ,

$C_{IN} = (216 \pm 9)\text{nF}$ ,  $C_{OUT} = (105 \pm 4)\text{nF}$

Infine la tensione del generatore è  $V_{CC} = (20.7 \pm 0.1)\text{V}$ .

a) La tensione di lavoro risulta  $V_{CE}^Q = (7.41 \pm 0.04)\text{V}$  e la corrente di collettore (misurata come caduta di d.d.p. ai capi di  $R_C$ ) è  $I_C^Q = (1.22 \pm 0.01)\text{mA}$ . Teoricamente ci si aspetta  $V_{CE}^Q + I_C^Q(R_C + R_E) = V_{CC}$  (si è assunto  $I_C^Q \simeq I_E^Q$ , l'errore derivante da questa approssimazione è dell' 1% se si considera un guadagno in continua attorno a 100 ) ; inserendo i valori, la parte a destra dell'equazione è uguale a  $(20.8 \pm 0.2)\text{V}$  che è compatibile con il valore di  $V_{CC}$ .

Se è vero che  $I_B \ll$  della corrente che scorre nel ramo di  $R_2$ , allora vale  $I_C^Q \simeq (V_{BB} - V_{BE})/R_E$  dove

$V_{BB} = V_{CC}/(1 + R_1/R_2)$ , ma  $(V_{BB} - V_{BE})/R_E = 1.41\text{mA}$  ed essendo tutti gli errori intorno all' 1% è incompatibile con il valore misurato di  $I_C^Q$ ; questo significa che non è vera l'approssimazione sopra.

b) Le tensioni misurate sono  $V_B = (1.82 \pm 0.01)\text{V}$ ,  $V_E = (1.21 \pm 0.01)\text{V}$ ,  $V_{BE} = (0.61 \pm 0.01)\text{V}$ ,  $V_C = (8.61 \pm 0.05)\text{V}$ .

c) Dal datasheet del transistor il valore di  $h_{FE}$  per il nostro punto di lavoro dovrebbe essere compreso tra 80 e 130.

Segue che il valore della corrente di base dovrebbe essere compreso tra  $0.009\text{mA} < I_B < 0.015\text{mA}$ .

Le correnti che scorrono nei rami di  $R_1$ ,  $R_2$  sono rispettivamente  $I_{R_1} = (V_{CC} - V_B)/R_1 = (0.106 \pm 0.002)\text{mA}$ ,  $I_{R_2} = V_B/R_2 = (0.095 \pm 0.001)\text{mA}$ .

Dalla differenza si ottiene  $I_B = (0.011 \pm 0.002)\text{mA}$  che è circa 10 volte inferiore alla corrente che scorre nel partitore.

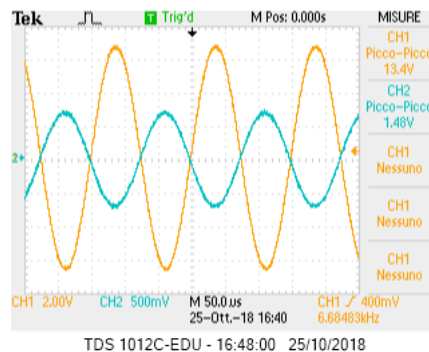
Continuando la parte finale del punto a), questo si traduce nel fatto che nel calcolo di  $V_{BB}$  al posto di  $R_2$  andrebbe messa la resistenza equivalente che è più piccola di circa il 10%. Questo comporta un errore del 10% sul calcolo di  $V_{BB} \simeq 2\text{V}$  che a questo punto diventa compatibile con  $V_B$  misurato.

## 2 Risposta a segnali sinusoidali di frequenza fissa

Abbiamo scelto una frequenza di lavoro intorno ai 7.40 kHz.

a)

i) Abbiamo verificato l'inversione di fase per  $V_{OUT}$ , la figura sotto riporta quanto osservato.

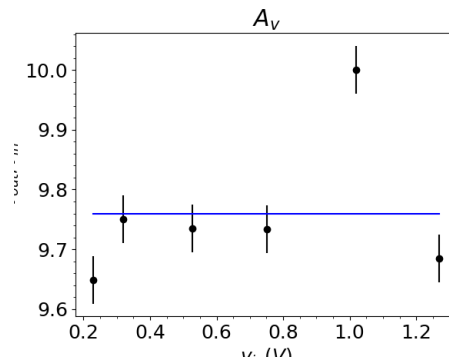


ii) Facendo una media dei guadagni per piccole ampiezze diverse di VIN, otteniamo :

$$A_v = (9.76 \pm 0.01)$$

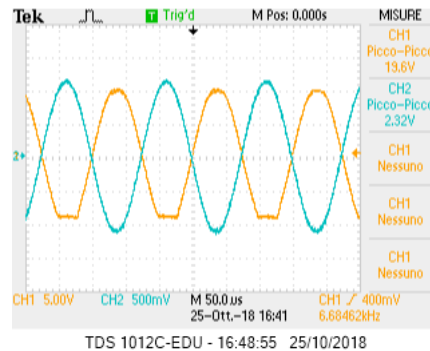
(VIN e VOUT sono stati misurati sui due canali differenti dell'oscilloscopio, per questo abbiamo considerato gli errori scorrelati)

VIN (V)	VOUT (V)	VOUT/VIN
$0.228 \pm 0.06$	$2.20 \pm 0.06$	$9.65 \pm 0.04$
$0.320 \pm 0.08$	$3.12 \pm 0.08$	$9.75 \pm 0.04$
$0.528 \pm 0.015$	$5.14 \pm 0.15$	$9.73 \pm 0.04$
$0.752 \pm 0.021$	$7.32 \pm 0.21$	$9.73 \pm 0.04$
$1.02 \pm 0.03$	$10.2 \pm 0.3$	$10 \pm 0.04$
$1.27 \pm 0.04$	$12.3 \pm 0.4$	$9.69 \pm 0.04$



iii) Per un segnale in ingresso di circa 1.60 Vpp si iniziano a vedere distorsioni per VOUT.

iv)

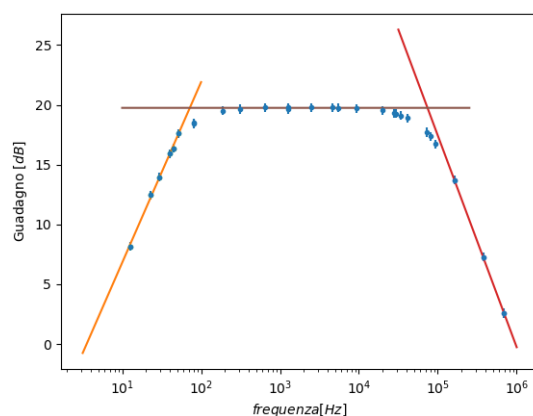
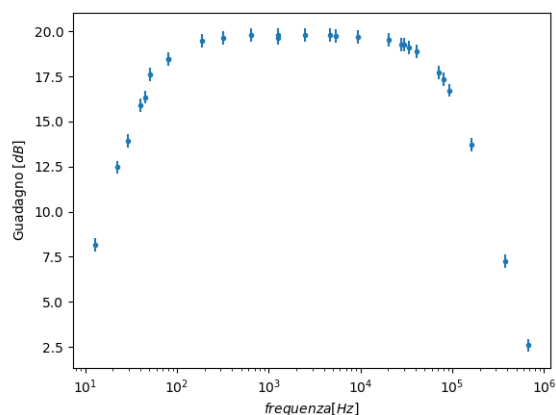


### 3 Diagramma di Bode

Campionando in un intervallo di frequenze che spazia da 1Hz a 1kHz, abbiamo costruito un diagramma di Bode del guadagno. I punti sperimentali sono riportati in seguito. Visivamente l'andamento sembra quello tipico di un passabanda, eppure, oltre alla traslazione del guadagno massimo (che in questo caso è  $\approx 1$ , grazie al transistor), l'andamento asintotico ai due estremi non è di  $\pm 20dB/Decade$ , come nel caso di passa basso e alto in cascata, bensì di circa  $-15 \pm 0.3dB/Decade$  per basse frequenze e  $17.7 \pm 0.2dB/Decade$  per alte frequenze. Questi numeri sono ottenuti da fit lineari nelle tre regioni: Lo smorzamento per basse frequenze lo riteniamo dovuto sostanzialmente all'effetto di  $C_{IN}$  che si comporta come un passa alto. Trascuro l'effetto di  $C_{OUT}$ , almeno alle frequenze considerate, dato che  $|Z_{oscilloscopio}| \approx 1M\Omega \gg \frac{1}{\omega C_{OUT}} \approx 31k\Omega$ . Facendo dei conti, si ricava che lo smorzamento è del tipo:

$$A = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_t/f)^2}}$$

con  $f_t = (2\pi R_{eq} C_{IN})$  e  $R_{eq}$  è il parallelo fra  $R1, R_E$  + la resistenza dinamica del diodo,  $R2$ . Tuttavia l'andamento che segue la curva non è esattamente, come preannunciato, quello atteso. Questo non può che essere spiegato se



non con un aumento del guadagno del diodo per ampiezze più piccole. dato che la diminuzione del guadagno verso basse frequenze è più di quanto attesa. Viceversa supponiamo che, ad alte frequenze, l'andamento da passa basso sia dovuto agli effetti induttivi non trascurabili del circuito, ed in particolare della basetta. Lo smorzamento, di nuovo non è esattamente di  $-20\text{dB}/\text{Decade}$ , supponiamo, di nuovo, a causa del comportamento non lineare del transistor.

## 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.