

Esercitazione 5 - Gruppo BG

Amplificatore a transistor

Tommaso Pajero

Alessandro Podo

13 novembre 2014

L'esercitazione si prefigge come scopo la realizzazione di un circuito di amplificazione di segnali oscillanti a transistor utilizzando un transistor BJT *npn* modello 2N1711, nonché la verifica del suo corretto funzionamento e dei suoi limiti d'utilizzo.

1. Montaggio del circuito e verifica del punto di lavoro

Si è montato il circuito in figura 1 con i seguenti valori dei componenti¹: $R_1 = 177.1 \pm 1.4 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 18.31 \pm 0.15 \text{ k}\Omega$, $R_C = 9.88 \pm 0.08 \text{ k}\Omega$, $R_E = 988 \pm 8 \text{ }\Omega$, $C_{IN} = 0.23 \pm 0.01 \text{ }\mu\text{F}$ e $C_{OUT} = 98 \pm 4 \text{ nF}$.

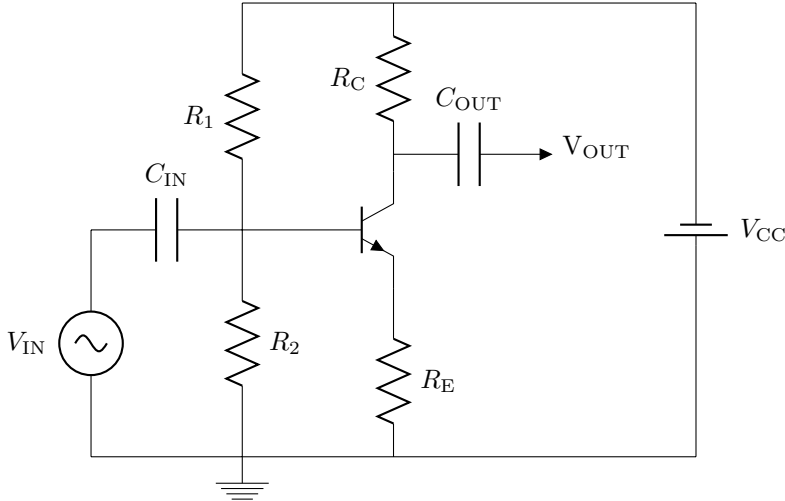


Figura 1: Circuito a transistor BJT *npn* 2N1711 di amplificazione di segnali oscillanti.

Inizialmente si è tenuto spento il generatore V_{IN} e si è regolata la tensione in ingresso a $V_{CC} = 18.2 \pm 0.2 \text{ V}$. Nei paragrafi seguenti i valori teorici si sono ottenuti supponendo che il partitore fosse *stiff* (cioè che la corrente di base fosse molto minore di quella I_1 che scorre attraverso la resistenza R_1), che naturalmente il transistor lavorasse in zona attiva e che $V_{BE,DIR} \simeq 0.7 \pm 0.1 \text{ V}$ (giunzione al silicio polarizzata direttamente). Si è definita $V_{PART,ATT} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 1.71 \pm 0.03 \text{ V}$ la tensione ai capi del partitore.

1.a Misura del punto di lavoro del circuito

Si sono misurati $V_{CE}^Q = 7.21 \pm 0.04 \text{ V}$ e la caduta di potenziale ai capi di R_C $V_{RC} = 9.99 \pm 0.05 \text{ V}$, da cui $I_C^Q = V_{RC}/R_C = 1.01 \pm 0.01 \text{ mA}$. La retta di lavoro attesa è $V_{CC} = V_{CE}^Q + I_C^Q(R_C + R_E)$ (si è supposto che il transistor lavori in zona attiva e dunque che $I_C \simeq -I_E$); i valori ottenuti soddisfano tale relazione entro l'incertezza. Inoltre i valori misurati sono pure compatibili con quelli derivati dai calcoli teorici $I_{C,ATT}^Q = \frac{V_{PART,ATT} - V_{BE,DIR}}{R_E} = 1.0 \pm 0.1 \text{ mA}$ e $V_{CE}^Q = V_{CC} - (R_C + R_E)I_C^Q = 7 \pm 1 \text{ V}$.

1.b Misura delle tensioni ai capi del transistor

Si sono misurate le tensioni $V_{BE} = 0.614 \pm 0.003 \text{ V}$, $V_B = 1.621 \pm 0.008 \text{ V}$, $V_E = 1.010 \pm 0.005 \text{ V}$ e $V_C = 8.21 \pm 0.04 \text{ V}$. Il primo valore rientra nell'intervallo utilizzato nei calcoli del punto precedente per la tensione ai

¹Dove non altrimenti specificato, i valori dei componenti sono stati misurati per mezzo del multimetro digitale.

capi di una giunzione a silicio polarizzata inversamente $V_{BE,DIR} \simeq 0.7 \pm 0.1$ V. V_B non è invece compatibile di un fattore 8% con il valore atteso $V_{B,ATT} = V_{PART,ATT} = 1.71 \pm 0.03$ V; ciò è probabilmente dovuto al fatto che il partitore non è perfettamente *stiff* come supposto. Il valore di $V_E = I_C^Q R_E$ è compatibile con quello misurato, sia che nelle formule si inseriscano i valori attesi per I_C^Q , sia che si utilizzi quello misurato al punto 1.a. Ciò è ovvio nel caso si usi la misura del punto 1.a; quando invece si utilizza il valore teorico atteso la compatibilità è dovuta al fatto che, sia che il partitore sia *stiff*, sia che non lo sia, la grande incertezza attribuita al valore di V_{BE} nei calcoli fa sì che non ci si possa rendere che il partitore non è perfettamente modellizzabile come *stiff*. Analogo discorso vale per $V_C = V_{CC} - I_C^Q R_C$.

1.c Valutazione della corrente di base

Poiché il transistor opera in zona attiva, ci aspetteremmo $I_B = I_C/h_{FE} \simeq I_C/200 = 5 \mu A^2$. Si sono misurate le cadute di potenziale ai capi del partitore di alimentazione del transistor $V_{R_1} = 16.55 \pm 0.08$ V e $V_{R_2} = 1.620 \pm 0.08$ V da cui si è ricavato $I_{R_1} = 93.5 \pm 0.8 \mu A$, $I_{R_2} = 88.5 \pm 0.8 \mu A$ e $I_B = I_{R_1} - I_{R_2} = 5 \pm 1 \mu A$, che è dello stesso ordine della corrente di base attesa. Poiché $I_B/I_{R_1} \simeq 5\%$, il partitore è abbastanza *stiff*.

2. Risposta a segnali sinusoidali di frequenza fissa

In tutti i paragrafi del punto 2 si è fornita al circuito una tensione in ingresso sinusoidale a frequenza fissa $f = 7.15 \pm 0.05 kHz^3$.

2.a Misura del guadagno in tensione

Si sono prese varie misure di V_{OUT}^4 e del suo sfasamento ϕ rispetto a V_{IN} al variare di quest'ultima, avendo cura di evitare fenomeni di clipping⁵. I dati ottenuti sono riportati in tabella 1; l'ultima colonna riporta i valori del guadagno in tensione $A_V = V_{OUT}/V_{IN}^6$.

Tabella 1: Amplificatore di segnali oscillanti a transistor BJT *nnp* 2N1711.

$\phi - \pi$ [π rad]	$\sigma_{\phi - \pi}$ [π rad]	V_{IN} [V]	$\sigma_{V_{IN}}$ [V]	V_{OUT} [V]	$\sigma_{V_{OUT}}$ [V]	A_V	σ_{A_V}
-0.030	0.001	0.0242	0.0009	0.232	0.009	9.6	0.5
-0.025	0.001	0.107	0.004	1.02	0.04	9.5	0.5
-0.024	0.001	0.197	0.007	1.90	0.07	9.6	0.5
-0.024	0.001	0.34	0.01	3.2	0.1	9.4	0.4
-0.024	0.001	0.45	0.02	4.3	0.2	9.6	0.6
-0.024	0.001	0.52	0.02	5.1	0.2	9.8	0.5
-0.025	0.001	0.63	0.02	6.1	0.2	9.7	0.4
-0.025	0.001	0.73	0.03	6.9	0.3	9.5	0.6
-0.026	0.001	0.82	0.03	7.8	0.3	9.5	0.5
-0.028	0.001	0.92	0.03	8.7	0.3	9.5	0.4
-0.029	0.001	1.02	0.04	9.7	0.4	9.5	0.5
-0.029	0.001	1.10	0.04	10.6	0.4	9.6	0.5
-0.027	0.001	1.17	0.04	11.3	0.4	9.7	0.5
-0.027	0.001	1.26	0.04	12.1	0.4	9.6	0.4

Il segnale in uscita, in accordo con le previsioni, è sfasato di circa π rispetto a quello in ingresso (la discrepanza tra questo valore e quelli misurati è dovuta principalmente all'impedenza di C_{IN}). Entro l'intervallo di V_{IN} esplorato il guadagno in tensione è costante (cioè il circuito lineare, e dunque può essere studiato col modello a parametri h per piccoli segnali) e pari a $A_V = 9.58 + -0.03^7$. Si è iniziato ad avere clipping inferiore per $V_{IN} = 1.38 \pm 0.04$ V, superiore per $V_{IN} = 1.90 \pm 0.06$ V. Questo fenomeno, osservabile chiaramente nella figura 2, è dovuto al fatto che all'aumentare della tensione in ingresso il punto di lavoro oscilla con ampiezza sempre maggiore sulla retta di carico fino a raggiungere la zona di interdizione (corrispondente, poiché V_{OUT}

²Nell'esperienza 4 si era ottenuto $h_{FE} = 202 \pm 1$.

³Il valore è stato ricavato dal periodo T misurato per mezzo dei cursori su due oscillazioni.

⁴Tutti i valori di tensioni oscillanti in questa relazione sono da intendersi misurati picco-picco.

⁵Per calcolare ϕ si è misurato il tempo di ritardo t di un picco di V_{OUT} rispetto a quello immediatamente precedente di V_{IN} e si è sfruttata la relazione $\phi = -2\pi t/T$.

⁶Per comodità si è riportato il valore di $\phi - \pi$ invece di quello di ϕ .

⁷Il valore è la media pesata dei vari A_V .

oscillante è proporzionale a V_{CE} oscillante, al clipping superiore) e di saturazione (corrispondente al clipping inferiore), dove il comportamento del circuito non è più lineare. Se il punto di lavoro sulla retta di carico non è equidistante dalle zone di saturazione e di interdizione (come in questo caso), i due fenomeni si verificheranno a partire da due ampiezze di soglia diverse.

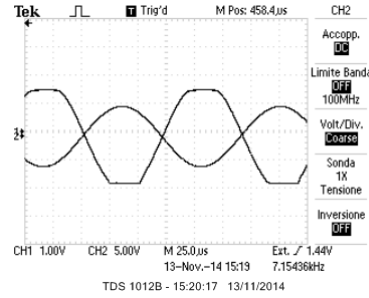


Figura 2: Chiaro esempio di clipping sia superiore sia, in modo ancor più evidente, inferiore.

2.b Valutazione dell'impedenza in ingresso del circuito

Ci aspetteremmo come impedenza in ingresso del circuito $R_{IN} = R_1 \parallel R_2 \parallel (h_{ie} + h_{fe}R_E) = 15 \pm 1 \text{ k}\Omega$ ⁸. Si sono dunque misurati i valori di V_{OUT} per una tensione in ingresso $V_{IN} = 0.456 \pm 0.015 \text{ V}$ prima per il circuito rappresentato in figura 1 (misura 1), e quindi inserendo una resistenza $R_S = 21.4 \pm 0.2 \text{ k}\Omega$ fra il generatore di tensione oscillante e C_{IN} (misura 2)⁹. I risultati sono stati $V_{OUT,1} = 4.42 \pm 0.15 \text{ V}$ e $V_{OUT,2} = 1.81 \pm 0.06 \text{ V}$, da cui, utilizzando la formula $R_S/R_{IN} = V_{OUT,1}/V_{OUT,2} - 1$, si è ricavato $R_{IN} = 15 \pm 1 \text{ k}\Omega$. Tale valore è in accordo con quello atteso.

2.c Valutazione dell'impedenza in uscita del circuito

L'impedenza in uscita attesa del circuito è $Z_{OUT} = R_C$. Si sono nuovamente misurate le tensioni in uscita sia a circuito imperturbato (misura 1), sia inserendo fra il canale di lettura dell'oscilloscopio e la terra una resistenza $R_L = 4.72 \pm 0.04 \text{ k}\Omega$ ¹⁰ (misura 2), ottenendo $V_{OUT,1} = 4.42 \pm 0.15 \text{ V}$ e $V_{OUT,2} = 1.46 \pm 0.05 \text{ V}$. Sfruttando la formula $R_{OUT}/R_L = V_{OUT,1}/V_{OUT,2} - 1$ ¹¹ si è ottenuto $R_{OUT} = 9.6 \pm 0.7 \text{ k}\Omega$, in accordo con le attese.

3. Risposta in frequenza

Si sono prese varie misure dell'ampiezza della tensione in uscita V_{out} per valori di frequenza compresi fra 10 Hz e 1 MHz, mantenendo costante la tensione in ingresso $V_{in} = 1.00 \pm 0.04 \text{ V}$ ¹². Nel fare questo si è prestata particolare attenzione nel verificare che la tensione in ingresso fosse costantemente quella indicata, variando talvolta l'ampiezza del segnale fornito dal generatore di funzioni per fare in modo che questo avvenisse. Si riportano i dati relativi nella tabella 2.

Si è eseguita anche una misura diretta delle frequenze di taglio del circuito, ottenendo $f_L = 44 \pm 1 \text{ Hz}$ e $f_H = 96 \pm 2 \text{ kHz}$ (tali valori sono ciascuno la media aritmetica dei due valori di frequenza in corrispondenza dei quali si aveva $V_{out} = (V_{in} \pm \sigma V_{in})/\sqrt{2}$, mentre l'incertezza è la loro semidispersione).

Lavorando con i logaritmi decimali delle frequenze e con il guadagno, si sono poi eseguiti tre fit lineari separati dei dati per i tre intervalli di frequenze $f \ll f_L$ (si sono considerate le frequenze fino a 35.5 Hz, retta di fit $y = m_1x + q_L$), $f_L \ll f \ll f_H$ (frequenze fra 0.385 kHz e 10.6 kHz, retta $y = q_{T_2}$), e infine per $f \gg f_H$ (frequenze maggiori o uguali a 198 kHz, retta di fit $y = m_3x + q_3$)¹³.

I fit restituiscono i valori dei parametri :

- $m_1 = 16.5 \pm 0.8$, $q_1 = 40 \pm 1$, $\chi^2_{rid} = 0.54$
- $q_2 = 19.52 \pm 0.02$, $\chi^2_{rid} = 0.011$

⁸La grande incertezza è dovuta all'indeterminazione sul valore di $h_{fe} = 200 \pm 100$ fornita dal costruttore; nei calcoli si è trascurata l'impedenza di C_{IN} , che dovrebbe essere in serie a R_{IN} ma è di un ordine di grandezza più piccola.

⁹Si è scelta R_S in modo che fosse dello stesso ordine di grandezza di R_{IN} , ma maggiore di questa, in modo da minimizzare l'errore sul calcolo di R_{IN} .

¹⁰In questo caso, per minimizzare l'incertezza sul calcolo di R_{OUT} , si è scelta R_L dello stesso ordine, ma minore di R_{OUT} .

¹¹Si è trascurata l'impedenza di C_{OUT} , che è dell'ordine di 200 Ω .

¹²Nel presente paragrafo tutte le misure di tensione riportate si riferiscono a valori picco-picco.

¹³Si è usato il simbolo \ll non per indicare che i due membri debbano essere di ordini di grandezza diversi, ma per richiedere che alle frequenze in considerazione il circuito passa-basso e/o passa-alto modifichino l'ampiezza in modo rispettivamente inversamente e direttamente proporzionale alla frequenza, o non lo facciano affatto (naturalmente in prima approssimazione).

Tabella 2: Risposta in frequenza del circuito Common Emitter con tensione d'ingresso $V_{in} = 1.00 \pm 0.04$ V

f [kHz]	σ_f [kHz]	V_{out} [V]	$\sigma_{V_{out}}$ [V]
0.0099	0.0001	2.08	0.08
0.0149	0.0002	3.0	0.1
0.0228	0.0002	4.5	0.2
0.0270	0.0003	4.9	0.2
0.0355	0.0004	5.9	0.2
0.0514	0.0005	7.1	0.2
0.0755	0.0008	8.1	0.3
0.112	0.001	8.8	0.3
0.170	0.002	9.2	0.3
0.259	0.003	9.3	0.3
0.385	0.004	9.4	0.3
0.575	0.006	9.4	0.3
0.860	0.009	9.4	0.3
1.33	0.01	9.5	0.3
1.96	0.02	9.5	0.3
3.06	0.03	9.5	0.3
4.68	0.05	9.5	0.3
7.07	0.07	9.5	0.3
10.6	0.1	9.5	0.3
16.5	0.2	9.4	0.3
26.1	0.3	9.1	0.3
36.4	0.4	8.8	0.3
56.5	0.6	8.2	0.3
86.1	0.9	7.0	0.3
133	1	5.6	0.2
198	2	4.2	0.2
252	3	3.3	0.1
325	3	2.66	0.09
448	4	1.96	0.07
675	7	1.34	0.04
797	8	1.13	0.04
1050	10	0.86	0.03

- $m_3 = -18.8 \pm 0.2$, $q_3 = 55.8 \pm 0.4$, $\chi^2_{\text{rid}} = 0.05$

Le matrici di covarianza per la prima e la terza retta sono rispettivamente $\begin{pmatrix} 0.6 & 1 \\ 1 & 2 \end{pmatrix}$ e $\begin{pmatrix} 0.03 & -0.07 \\ -0.07 & 0.2 \end{pmatrix}$.
Le tre rette sono state disegnate in sovrapposizione ai dati nella figura 3.

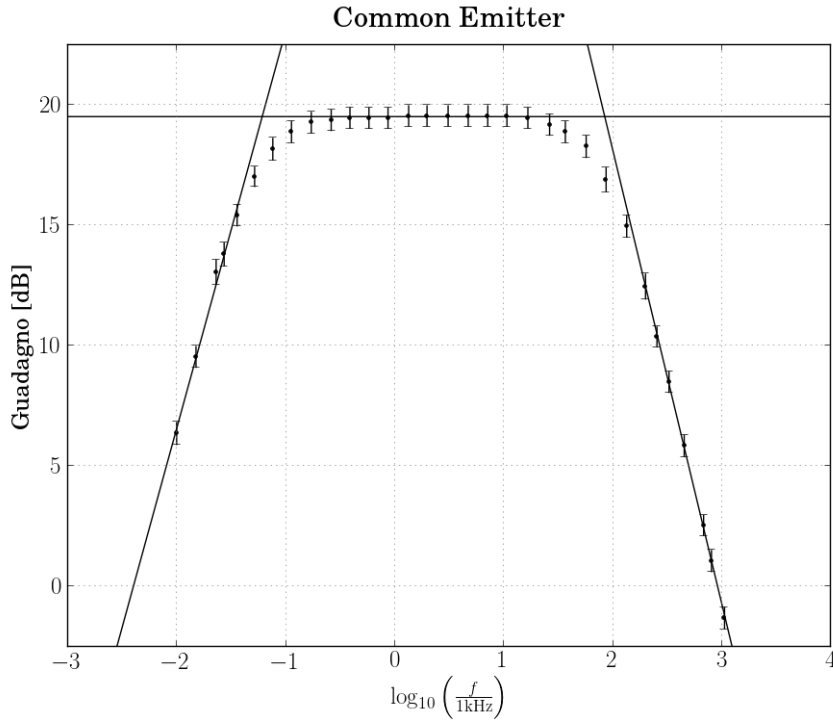


Figura 3: Fit a tre rette dei dati relativi alla risposta in frequenza del circuito Common Emitter (rappresentazione in diagramma di Bode).

Il guadagno massimo corrisponde all'intercetta della seconda retta, quella orizzontale, per cui dai parametri di fit si ha $G_{\text{max}} = 19.52 \pm 0.02$ dB.

Le frequenze f_L e f_H sono le potenze in base dieci delle ascisse delle intersezioni rispettivamente delle prime due e delle ultime due rette. Chiamando x_0 e y_0 l'ascissa e l'ordinata di tali punti, si ha $y_0 = m_i x_0 + q_i$. Propagando l'errore tenendo conto della correlazione fra i parametri m_i e q_i si ottiene $f_L = 58 \pm 5$ Hz e $f_H = 85.11 \pm 0.02$ kHz¹⁴. Infine è stato eseguito un fit completo dei dati per mezzo di una funzione analoga a quella data dal guadagno di un filtro passa banda, riscalata in modo da considerare l'effetto di amplificazione, ottenendo $f_L = 44.4 \pm 0.2$ Hz e $f_H = 95.3 \pm 0.4$ kHz con $\chi^2_{\text{rid}} = 0.03$ ¹⁵.

Tali frequenze di taglio possono essere interpretate considerando il modello a parametri h per piccoli segnali relativo al circuito considerato (si veda la figura 4, che tiene conto delle capacità delle giunzioni del transistor e dell'impedenza in ingresso dell'oscilloscopio Z_L).

Si nota, infatti, che il condensatore in ingresso costituisce un filtro passa alto con la resistenza in ingresso del circuito. Tale resistenza è stata determinata in precedenza ed è pari a $R_{\text{IN}} = 15 \pm 1$ k Ω , per cui la frequenza di taglio attesa è $f_L = \frac{1}{2\pi R_{\text{IN}} C_{\text{IN}}} = 46 \pm 4$ Hz compatibile con la frequenza misurata.

Anche il condensatore in uscita costituisce un filtro passa alto¹⁶ con la resistenza di ingresso dell'oscilloscopio $Z_L = 1.00 \pm 0.02$ M Ω , con frequenza di taglio pari a $f_L = \frac{1}{2\pi Z_L C_{\text{OUT}}} = 1.62 \pm 0.07$ Hz. Tale frequenza risulta minore di tutte le frequenze dell'intervallo campionato, per cui gli effetti legati a questo ulteriore filtro (in particolare la presenza di una retta a pendenza 40 dB) non si notano.

Il comportamento ad alte frequenze è invece dovuto alla presenza di un filtro passa basso RC in cui le capacità sono quelle intrinseche alle giunzioni del transistor, che per alte frequenze non possono essere trascurate.

¹⁴Questi valori, incompatibili con quelli determinati manualmente, sono poco significativi a causa del fatto che le rette ottenute dal fit non hanno pendenza ± 20 , e dunque le frequenze di taglio non corrispondono alla potenza in base dieci delle ascisse delle loro intersezioni.

¹⁵Questi valori sono invece compatibili con quelli determinati manualmente.

¹⁶In effetti i condensatori in ingresso e in uscita sono stati inseriti proprio a questo scopo, in modo da disaccoppiare i segnali oscillanti dal circuito di polarizzazione del transistor in continua.

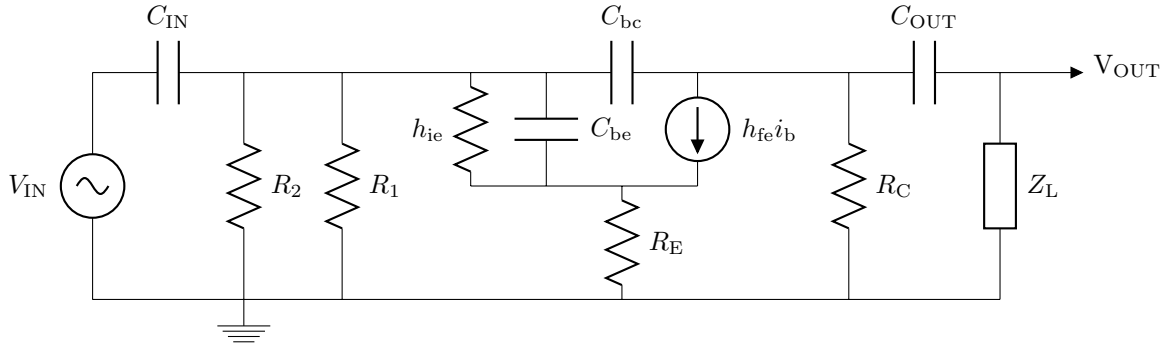


Figura 4: Modello a parametri h per piccoli segnali relativo al circuito Common Emitter in esame.

4. Aumento del guadagno

Si sono inseriti una resistenza $R_{es} = 100.7 \pm 0.8 \Omega$ e un condensatore elettrolitico $C_E = 100 \pm 20 \mu F$ ¹⁷ tra l'emettitore e la massa, in serie tra loro e in parallelo alla resistenza R_E (si veda la figura 5).

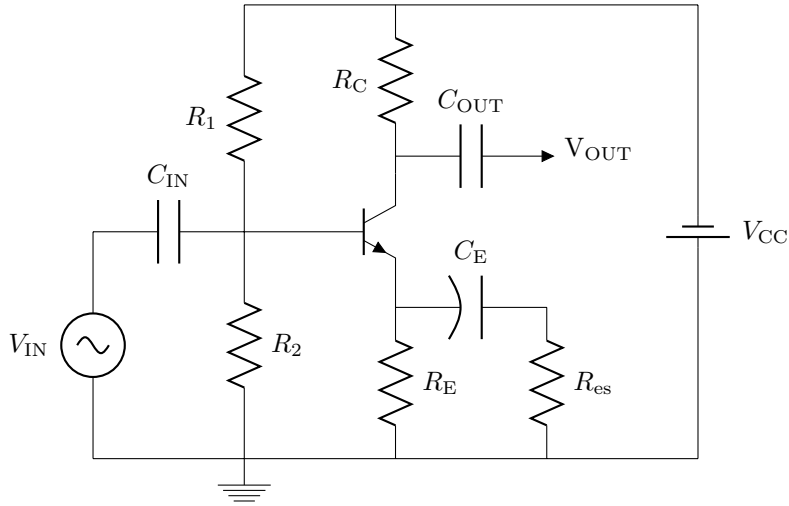


Figura 5: Circuito a transistor *npn* 2N1711 di amplificazione di segnali oscillanti.

Si è quindi misurato il guadagno in tensione per diversi valori dell'ampiezza del segnale oscillante in ingresso, verificando di volta in volta che il transistor fosse effettivamente in zona attiva e che non si avesse, quindi, clipping. Nel fare questo si è operato a una frequenza costante pari a $f = 7.20 \pm 0.07 \text{ kHz}$. I valori ottenuti sono riportati in tabella 3.

Tabella 3: Guadagno per piccoli segnali oscillanti per il circuito in figura 5, con una resistenza $R_{es} = 100.7 \pm 0.8 \Omega$ e un condensatore $C_E = 100 \pm 20 \mu F$ tra l'emettitore e la massa.

V_{IN} [V]	$\sigma_{V_{IN}}$ [V]	V_{OUT} [V]	$\sigma_{V_{OUT}}$ [V]	A_V	σ_{A_V}
0.0244	0.0009	2.02	0.08	83	4
0.046	0.002	3.8	0.1	83	4
0.075	0.003	6.1	0.2	81	4
0.108	0.004	8.6	0.3	80	4
0.124	0.004	10.0	0.3	81	4
0.156	0.005	12.3	0.4	79	4

Dal momento che il guadagno per piccoli segnali non dipende dall'ampiezza del segnale oscillante in ingresso, si è preso come valore del guadagno la media pesata dei valori riportati in tabella, ottenendo $A_V = 81 \pm 2$.

Il guadagno del circuito atteso è dato dalla relazione $A_V = -\frac{R_C}{Z_E + h_{ie}/h_{fe}} \approx -\frac{R_C}{Z_E}$. L'inserimento della resistenza R_{es} serve a fare in modo che l'impedenza Z_E per piccoli segnali sia piccola, circa uguale a R_{es} , in modo

¹⁷Valore fornito dal costruttore.

da aumentare il guadagno. Il condensatore fa sì che il punto di lavoro del transistor resti lo stesso; infatti, il ramo contenente R_{es} è un ramo aperto per la tensione di lavoro continua, quindi l'impedenza di emettitore vista dalla tensione continua resta immutata e pari a R_E . Nel caso considerato si ha:

$$Z_E = \left(\frac{1}{\omega C_E} + R_{es} \right) // R_E = 92 \pm 2 \, \Omega$$

Tuttavia il guadagno non è pari al valore atteso $\frac{R_C}{Z_E} = 106 \pm 2$. Questo è dovuto al fatto che abbassando Z_E , non è più valida l'approssimazione fatta in precedenza trascurando $\frac{h_{ie}}{h_{fe}}$. Tenendo conto di questo e usando i valori tipici dei parametri per un transistor BJT $h_{ie} \approx 3 \, \text{k}\Omega$ e $h_{fe} \approx 100$, si ha:

$$A_V = -\frac{R_C}{Z_E + h_{ie}/h_{fe}} \approx 81$$

Questo è in buon accordo con il valore determinato sperimentalmente, tuttavia notiamo che in questo modo il guadagno del circuito dipende in modo non trascurabile dai parametri del transistor. Questo è un fatto indesiderabile in quanto i valori forniti dal costruttore per tali parametri sono molto imprecisi e inoltre possono variare sensibilmente in funzione della temperatura e del punto di lavoro.