

# Esercitazione N. 4 : Amplificatore a transistor

Gruppo BF

Andrea Luzio, Gianfranco Cordella, Valerio Lomanto

30 Ottobre 2016

## 1 Scopo e strumentazione

Scopo di quest'esperienza è il realizzare un amplificatore di tensione per piccoli segnali con un transistor BJT, e verificarne il funzionamento al variare dell'ampiezza dei segnali in ingresso e della loro frequenza, osservando inoltre come l'impedenza di emettitore influisce sul circuito.

Il transistor 2N17711 è lo stesso utilizzato nelle scorse esperienze, e anche in questa resteremo ampiamente entro gli Absolute Maximum Ratings. Il datasheet riporta per  $h_{FE}$  l'intervallo 100–300, nella scorsa esperienza è stato misurato  $h_{FE} = 178 \pm 10$ .

## 2 Montaggio del circuito e verifica del punto di lavoro

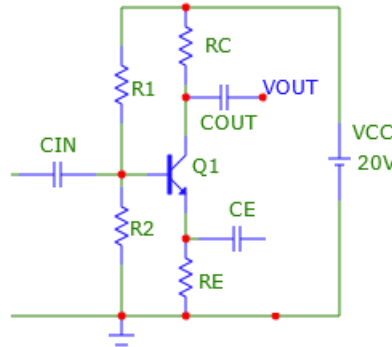


Figura 1: Montaggio iniziale del circuito

$R_1[\text{k}\Omega]$	$R_2[\text{k}\Omega]$	$R_C[\text{k}\Omega]$	$R_E[\Omega]$	$C_{in}[\text{nF}]$	$C_{out}[\text{nF}]$	$C_E[\mu\text{F}]$
$178.0 \pm 1.5$	$17.54 \pm 0.15$	$9.98 \pm 0.09$	$989 \pm 9$	$238 \pm 12$	$103 \pm 4$	$100 \pm 10$

Tabella 1: Valori misurati per i componenti del circuito

Dopo aver misurato i componenti (misure riassunte in tabella (??)), è stato montato il circuito come in figura (??), usando il generatore per fornire  $V_{cc} = 20.0 \pm 0.2 \text{ V}$ . Con l'ipotesi che questo circuito mantenga il transistor in regime attivo (che dal grafico delle curve caratteristiche fornito nella scorsa esperienza sembrerebbe ragionevole, anche se la retta di carico non interseca nessuna curva relativa a correnti di base che ci attendiamo), e dunque valgano  $I_c = h_{FE} I_b$ ,  $V_{BE} \approx 0.60 \pm 0.05 \text{ V}$ , si sono stimate tensioni e correnti di funzionamento del circuito. Questi valori attesi sono confrontati coi valori misurati (direttamente nel caso delle tensioni  $V_c, V_e, V_b$ , mentre le altre grandezze sono ricavate dalle misure di quest'ultime) in tabella (??). L'accordo è generalmente buono, e in particolare è verificata l'ipotesi di regime attivo, il che ci permette di usare il circuito come amplificatore, come ci siamo preposti.

Concentrandoci sul partitore formato da  $R_1$  e  $R_2$ , si ha per le rispettive correnti:  $I_1 = 104.9 \pm 1.4 \mu\text{A}$ ,  $I_2 = 95.8 \pm 1.4 \mu\text{A}$ . Poiché  $I_2$  è nettamente maggiore di  $I_b$  (e anche della corrente di base di saturazione, che dal grafico delle curve caratteristiche risulta minore  $20 \mu\text{A}$ , forse vicina a  $10 \mu\text{A}$ ), possiamo

	Stimato	Misurato
$I_b$ [ $\mu$ A]	$6.2 \pm 0.3$	$7.1 \pm 2.1$
$V_c$ [V]	$9.0 \pm 0.5$	$9.12 \pm 0.08$
$V_e$ [V]	$1.10 \pm 0.05$	$1.100 \pm 0.008$
$V_b$ [V]	$1.69 \pm 0.01$	$1.68 \pm 0.02$
$V_{BE}$ [V]	$0.60 \pm 0.05$	$0.58 \pm 0.02$
$V_{CE}^Q$ [V]	$7.9 \pm 0.5$	$8.02 \pm 0.08$
$I_c^Q$ [mA]	$1.10 \pm 0.05$	$1.09 \pm 0.02$

Tabella 2: Confronto dei valori attesi con quelli misurati

concludere che il partitore avrà un comportamento rigido nel corso dell'esperienza, probabilmente mantenendo la sua "stiffness" anche quando ci si avvicina al regime di saturazione.

### 3 Risposta a segnali sinusoidali di frequenza fissa.

#### 3.1 a

In questa sezione si è studiato il fattore di amplificazione a frequenza costante. Per prima cosa si è verificato che effettivamente il filtro inverte di  $\pi$  la fase del segnale. Questo fenomeno è mostrato in ??.

Si sono prese le tensioni (picco picco)  $V_{out}$  in variando  $V_{in}$ . Entrambe le misure di tensione sono state prese con l'oscilloscopio. L'errore di calibrazione è stato trascurato poiché molto minore del rumore. La stima del suddetto rumore è stata fatta misurando la semidifferenza tra il valore massimo ed il valore minimo della banda di rumore.

Si è dunque provveduto a fittare i parametri  $\alpha, \beta$  dell'equazione  $V_{out} = \alpha V_{in} + \beta$ . Chiaramente questa espressione ha una regione di validità limitata (dal semplice fatto che forti oscillazioni della corrente di base possono portare il transistor in saturazione o in interdizione), dunque si è dovuto stabilire un tetto massimo alle tensioni da considerare nel fit. Inizialmente questo limite è stato posto arbitrariamente a 1.5 V. Dopo un primo fit si è poi variato questo tetto massimo e si è controllato che, per ogni tetto massimo, il fit desse risultati compatibili entro l'errore e valori del  $\chi^2$  significativi.

Per il primo fit si è ottenuto:

$$\alpha = 9.53 \pm 0.08$$

$$\beta = 0.04 \pm 0.03 \text{ V}$$

$$\chi^2 = 4.9 \text{ (7 DoF, } p_{\chi^2 > 4.9} = 0.67)$$

Si vede come  $\beta$  sia quasi compatibile con 0, mentre  $\alpha$  sia vicino al valore di riferimento, 10, dato nel testo. La misura precisa delle resistenze relativamente  $R_C = 9.98 \pm 0.09 \text{ k}\Omega$  ed  $R_E = 989 \pm 9 \Omega$ , fornisce  $\alpha = 10.08 \pm 0.14$ ; in figura ?? i dati e il fit.

Si è dunque provato a fittare valori diversi di  $V_{cutoff}$  (selezionando dunque i punti sperimentali massimi presi) e si è visto:

$V_{cutoff}$	$\alpha$	$\sigma_\alpha$	$\beta$	$\sigma_\beta$	$corr$	$\chi^2$	p
1.6	9.48	0.7	0.06	0.1	-0.83	17.71	0.02
1.3	9.56	0.1	0.03	0.03	-0.87	4.4	0.62
1.1	9.61	0.3	0.02	0.05	-0.91	3.5	0.622
0.9	9.67	0.14	0.00	0.05	-0.93	2.1	0.724

Questi dati ci portano a concludere che entro 1.5V la relazione lineare è ben verificata, oltre si verifica qualcosa di atteso, già presente a 1.6V. Per analizzare questo fenomeno bisogna ricordare quale è il punto di funzionamento del transistor. Per i componenti presi in esame, infatti, le resistenze prese portano il diodo a lavorare con un  $V_{ce} = 8.02 \pm 0.05 \text{ V}$  e  $I_e = 1.112 \pm 0.010 \text{ mA}$ . Questo ci dice subito che mandando un segnale alternante, nella semi-onda positiva del segnale di ingresso, non si potrà ottenere un'elongazione, nel segnale amplificato, maggiore di circa 8V poiché, prima di tale

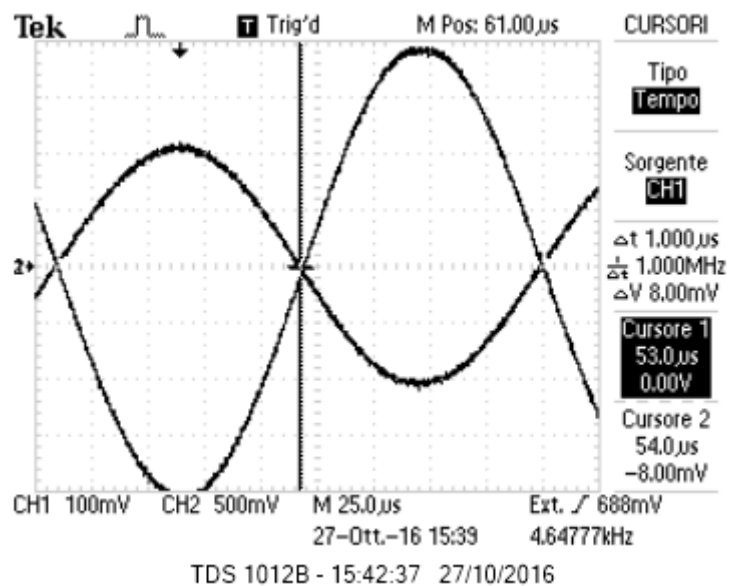


Figura 2: Il canale 2 è chiaramente invertito rispetto al canale 1.

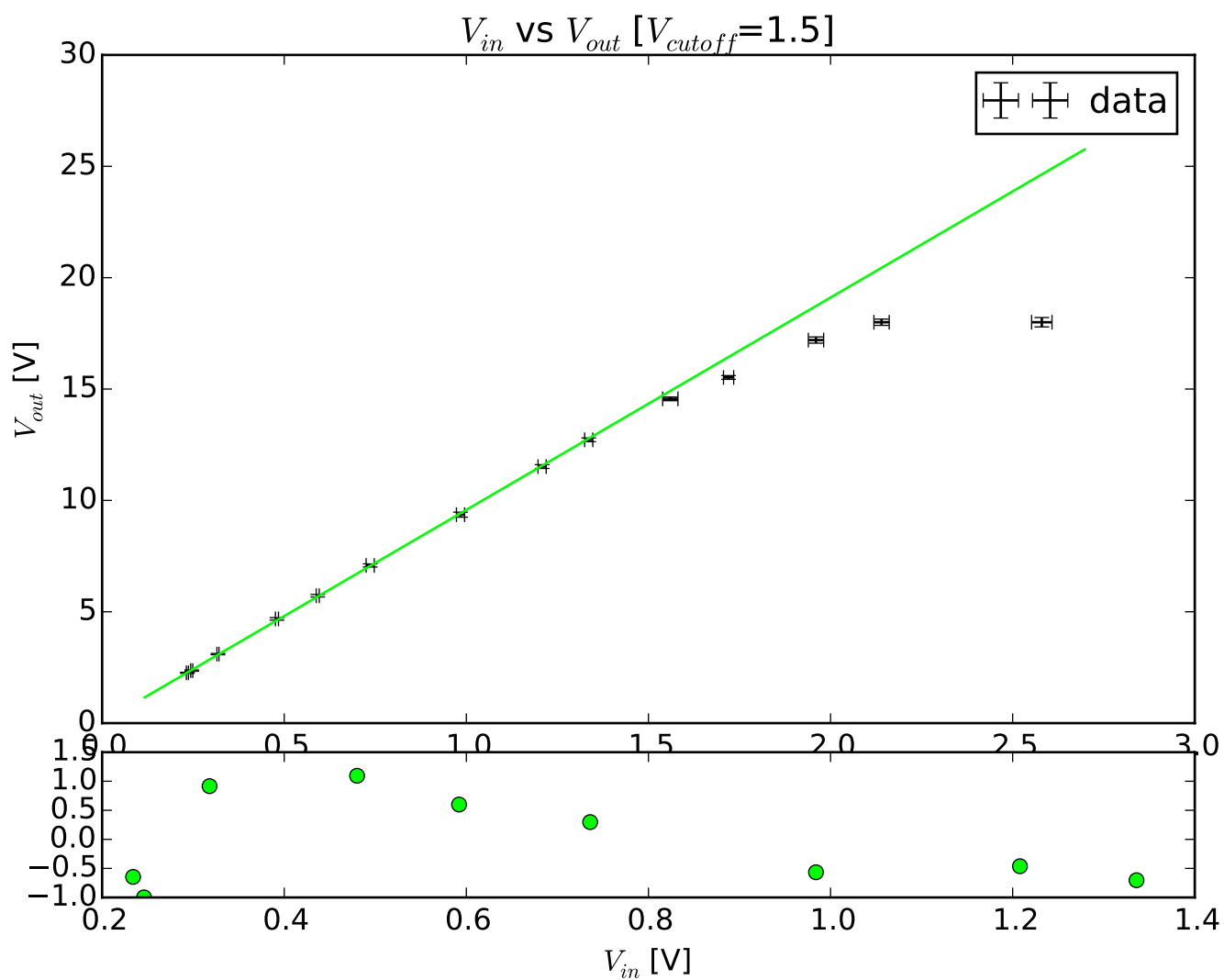


Figura 3: Andamento lineare, fittato con un cutoff di 1.5 V.

tensione, si raggiunge la saturazione del transistor. Similmente non si potrà ottenere una elongazione superiore a  $-12V$  nella semi-onda negativa, in quanto si raggiunge la completa interdizione. In generale ci si aspetta dunque di ottenere una ampiezza picco-picco massima del segnale amplificato di  $20V$  (con un significativo clipping della semi-onda negativa in uscita). Ci si aspetta inoltre di vedere comparire il clipping prima nella semi-onda negativa, poi in quella positiva. In effetti dalle immagini acquisite ??:

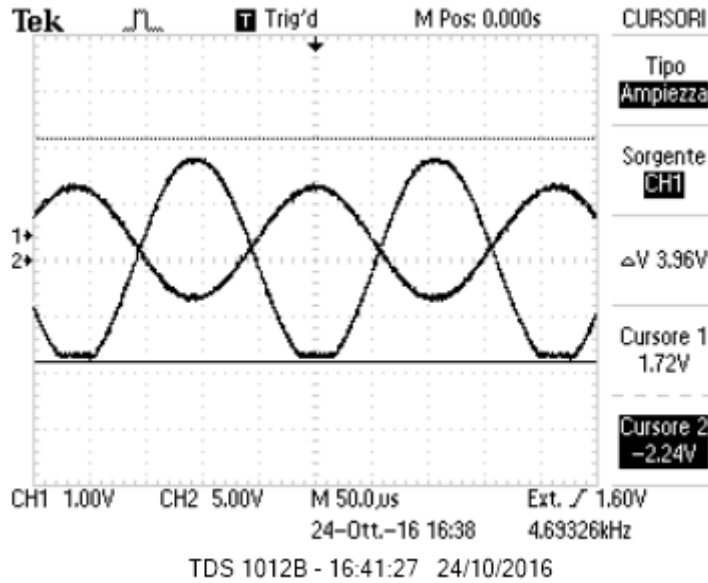


Figura 4: Si nota il clipping nella semionda negativa, non ancora quello nella semionda positiva.

Si è dunque provato a trovare il valore di tensione in uscita per cui si ottiene clipping totale in alto che in basso. Per fare questa misura si sono usati i dati in figura ?? (Acquisiti con l'oscilloscopio e importati dal computer per mezzo del programma OpenChoice).

I risultati ottenuti sono:

$$V_{min} = -9.64 \pm 0.10 \text{ V}$$

$$V_{max} = 8.37 \pm 0.10 \text{ V}$$

Compresi di errori di calibrazione dell'oscilloscopio.

Si nota che la tensione  $V_{min}$  è minore (in modulo) di quella aspettata, mentre la  $V_{max}$  è maggiore. Quest'ultimo comportamento è compatibile con un entrata del transistor in saturazione prima che  $V_{ce} = 0$ .

### 3.2 b

In questa sezione si cerca di valutare la resistenza di ingresso del circuito. La resistenza attesa, trascurando i condensatori, è:

$$R_{in} = (h_{ie} + R_E \cdot h_{fe}) \parallel R_1 \parallel R_2$$

Trascurando anche  $h_{ie}$  (molto minore di  $R_E \cdot 180$ ) ed usando il valore stimato di 178 per  $h_{fe}$  (pari all' $h_{FE}$  misurato nella scorsa esperienza), si ottiene:

$$R_{in} = 14.65 \pm 0.15 \text{ k}\Omega$$

Sperimentalmente questa grandezza è stata misurata valutando il rapporto tra la tensione in uscita (ritenuta proporzionale a quella in ingresso alle ampiezze a cui lavoravamo) del circuito normale e la tensione in uscita osservata mettendo in serie al generatore una resistenza  $R_x = 15.33 \pm 0.01 \text{ k}\Omega$ . Si è ottenuto un segnale  $V_{out} = 2.26 \pm 0.10 \text{ V}$  contro un segnale originario di  $V_{out} = 4.64 \pm 0.12 \text{ V}$ . La resistenza di ingresso è dunque:

$$R_{in} = \frac{R_x}{V_1/V_2 - 1} = 14.5 \pm 0.3 \text{ k}\Omega, \text{ compatibile con quanto previsto.}$$

La nostra stima è stata effettuata senza tener conto della reattanza del condensatore: la componente reattiva, infatti, in serie a tutta l'impedenza  $R_{in}$  è  $Z_c = \frac{1}{j\omega C} = -0.90j \text{ k}\Omega$ .

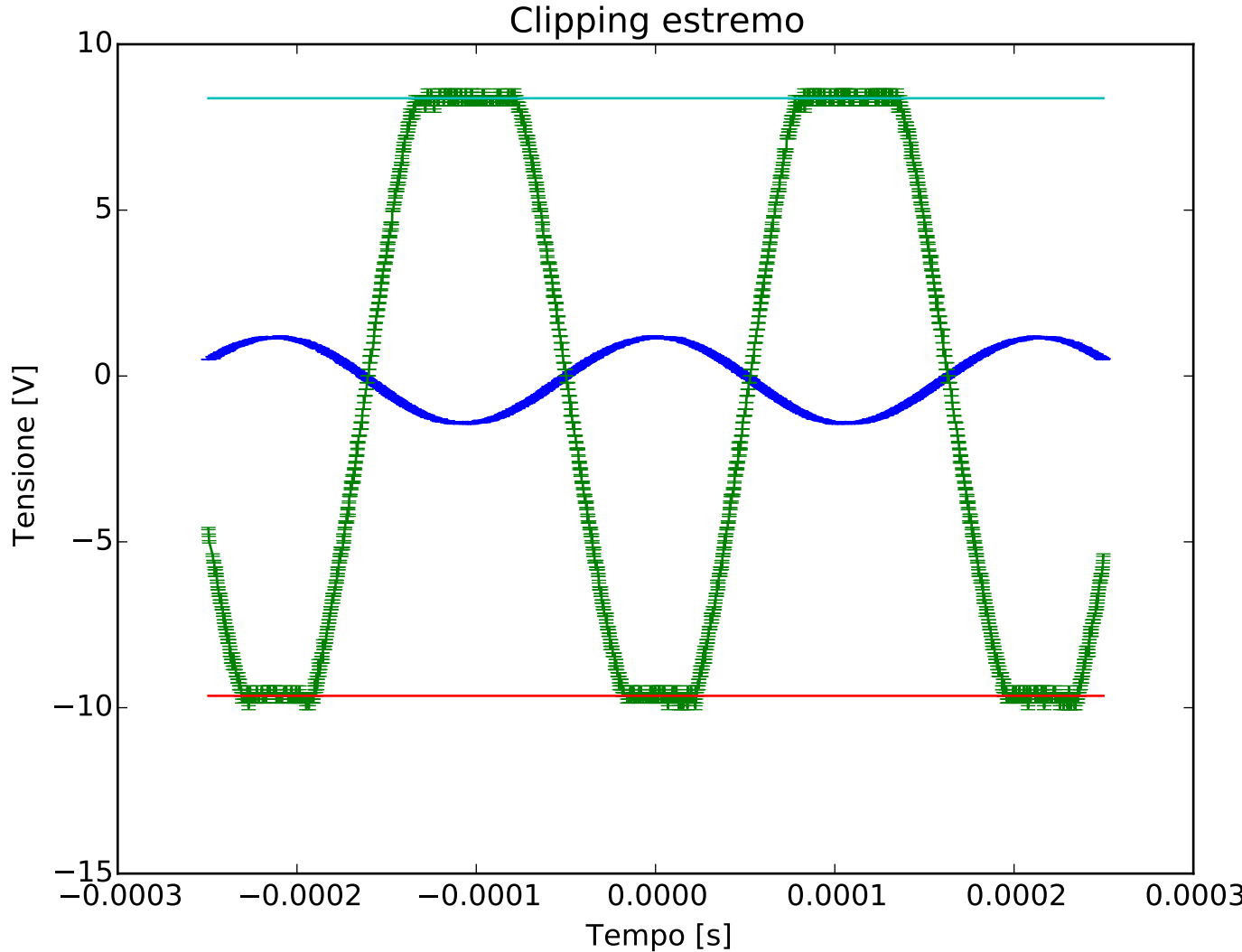


Figura 5: Clipping sia nella semionda positiva che in quella negativa.

Il modulo dell'impedenza in ingresso, tenendo conto di  $Z_c$ , è  $14.67 \pm 0.15 \text{ k}\Omega$ ; la variazione essenzialmente nascosta dall'errore autorizza l'aver trascurato il condensatore nei calcoli precedenti.

### 3.3 c

In questa sezione ci si prefigge il compito di misurare la resistenza di uscita del circuito.

Si è misurata mettendo in parallelo una resistenza da  $R_x = 9.88 \pm 0.01 \text{ k}\Omega$  e misurando  $V_1$  e  $V_2$  le tensioni di uscita prima e dopo l'inserimento.

Si sono ottenute le seguenti misure:

$$V_1 = 4.64 \pm 0.12 \text{ V} \quad V_2 = 2.32 \pm 0.06 \text{ V}$$

Che portano a una resistenza di:

$$R_{out} = R_x(V_1/V_2 - 1) = 9.9 \pm 0.7 \text{ k}\Omega, \text{ pienamente compatibile con il valore atteso } R_C (9.98 \pm 0.09 \text{ k}\Omega).$$

L'impedenza reattiva del condensatore in uscita è di nuovo trascurabile.

## 4 Risposta in frequenza

Usando in circuito in figura (??) si è misurata la tensione  $V_{out}$  e la frequenza del generatore d'onda utilizzando per entrambi l'oscilloscopio. Si sono effettuati tre fit per ottenere i valori delle frequenze di taglio che risultano essere:

$$f_{inf} = 60 \text{ Hz}$$

$$f_{sup} = 93 \text{ kHz}$$

Tali valori sono stati individuati dalle intersezioni delle due rette oblique con quella orizzontale direttamente dal grafico in figura(??), per cui privi di errori.

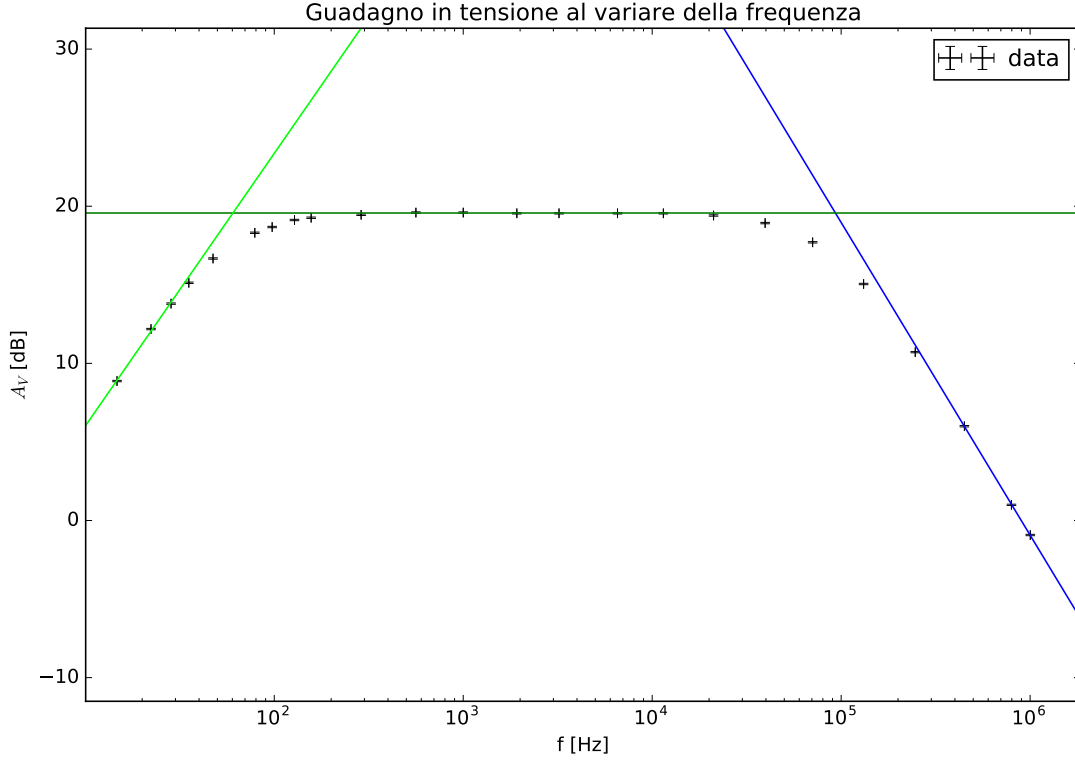


Figura 6: Guadagno in tensione del circuito al variare della frequenza del segnale  $V_{in}$

Il fit della zona centrale del grafico (??) è stato eseguito con una funzione costante  $A_v = b$  ed inoltre si è limitato il numero di dati ,usato per tale fit, alla regione con  $500Hz \leq f \leq 11kHz$ . Si è ottenuto:  
 $b = 19.5682 \pm 0.0004 \text{ dB}$

$$\chi^2 = 1.32 \text{ (4 DoF, } p_{\chi^2 > 1.32} = 0.85)$$

I fit delle rette oblique sono stati eseguiti in entrambi i casi con una funzione del tipo  $A_v = a \log(f) + b$ . Per la retta di sinistra sono stati considerati nel fit solo i primi tre punti , in quanto il  $\chi^2$  diventava di gran lunga molto più elevato di quello ottenuto. Ciò è dovuto al fatto che i dati successivi ai primi tre hanno un andamento che si discosta da quello rettilineo considerato. I valori ottenuti dal fit sono :

$$a = 17.3 \pm 0.05 \frac{\text{dB}}{\text{decade}}$$

$$b = -11.34 \pm 0.09 \text{ dB}$$

$$\chi^2 = 14.9 \text{ (1 DoF, } p_{\chi^2 > 14.9} = 0.0001)$$

Per la retta di destra si sono considerati i valori di  $f > 350kHz$  e si è ottenuto :

$$a = -19.89 \pm 0.04 \frac{\text{dB}}{\text{decade}}$$

$$b = 1180 \pm 1 \text{ dB}$$

$$\chi^2 = 1.2 \text{ (1 DoF, } p_{\chi^2 > 1.2} = 0.27)$$

La frequenza di taglio inferiore si pensa sia riconducibile alla frequenza di taglio del filtro tra  $C_{in}$  e il parallelo  $R_{parallelo} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ , infatti si ha  $f_{inf, att} = \frac{1}{2\pi R_{parallelo} C_{in}} = 45.2140 \pm 0.0004 \text{ Hz}$ . Tale valore è compatibile come ordine di grandezza con il valore trovato dal grafico precedentemente. Tuttavia si pensa che gli effetti delle capacità interne del transistor alterano il circuito ed il modello di piccolo segnale, sembra non funzionare correttamente nella previsione del guadagno in tensione al variare della frequenza.

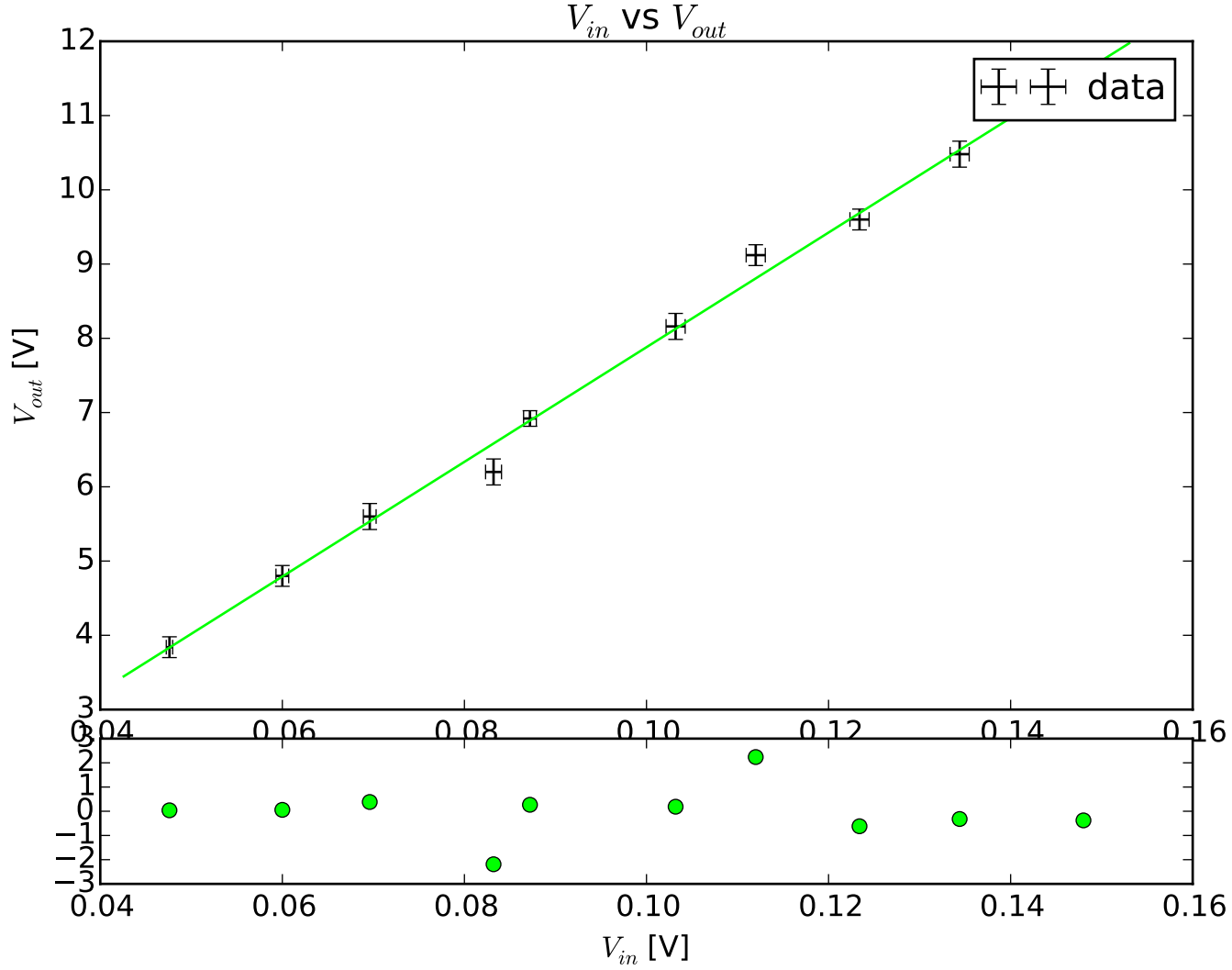


Figura 7: Andamento lineare, fittato con un cutoff di 1.5 V.

## 5

In questa sezione si commentano il cambiamento del guadagno ottenuto inserendo la resistenza  $R_{res} = 100 \pm 1 \Omega$  in parallelo alla resistenza di emettitore, disaccoppiata in continua con un condensatore da  $C_E = 100 \mu F (10\%)$ . Teoricamente questa modifica è molto interessante in quanto permette, per piccoli segnali, di lavorare intorno al vecchio punto di lavoro, ma di spostarsi su una retta di carico diversa. Dati e fit sono mostrati in figura ???. La procedura di analisi e presa dati sono state essenzialmente identiche a quelle attuate per il punto 2, ma, avendo avuto cura di limitarsi a piccoli segnali di ingresso in presa dati, non c'è stato bisogno di tagliare i dati.

Si sono ottenuti dunque i seguenti parametri di fit:

$$\alpha = 77.2 \pm 1.7$$

$$\beta = 0.16 \pm 0.17 \text{ V}$$

$$\text{corr}_{\alpha, \beta} = -0.94$$

$$\chi^2 = 10.68 \text{ (8 DoF, } p_{\chi^2 > 10.68} = 0.21)$$

Si può notare che  $\alpha$  non è compatibile con  $R_c/R_{res} \approx 100$  entro l'errore. Questo è però un fenomeno atteso. Infatti non si può più pensare che  $h_{ie} \ll h_{fe}(R_e || R_{res})$ . Si può utilizzare il valore misurato

durante la scorsa esperienza ( $178 \pm 3$ ) per stimare  $h_{ie} = R_c * h_{fe} / \alpha - (h_{fe} + 1)(R_e || R_{res}) = 6.8 \pm 0.6 \text{ k}\Omega$ <sup>1</sup>. Il valore  $h_{ie}$  di riferimento non è riportato dal datasheet, ma i valori tipici dovrebbero essere dell'ordine di grandezza del  $K\Omega$ .

---

<sup>1</sup>Per il calcolo dell'errore si è assunto che le misure delle resistenze, fatte con lo stesso strumento, avessero errore, dato da manuale, scorrelato. Questo potrebbe non essere del tutto vero, dunque l'errore potrebbe essere minore.