

Esercitazione N.4: Amplificatore a transistor

Gruppo AC

Federico Belliardo, Giulia Franchi, Francesco Mazzoncini

29 ottobre 2016

1 Scopo dell'esperienza

L'esercitazione ha come scopo quello di realizzare un circuito amplificatore, utilizzando un transistor *npn* 2N1711.

2 Montaggio del circuito e verifica del punto di lavoro

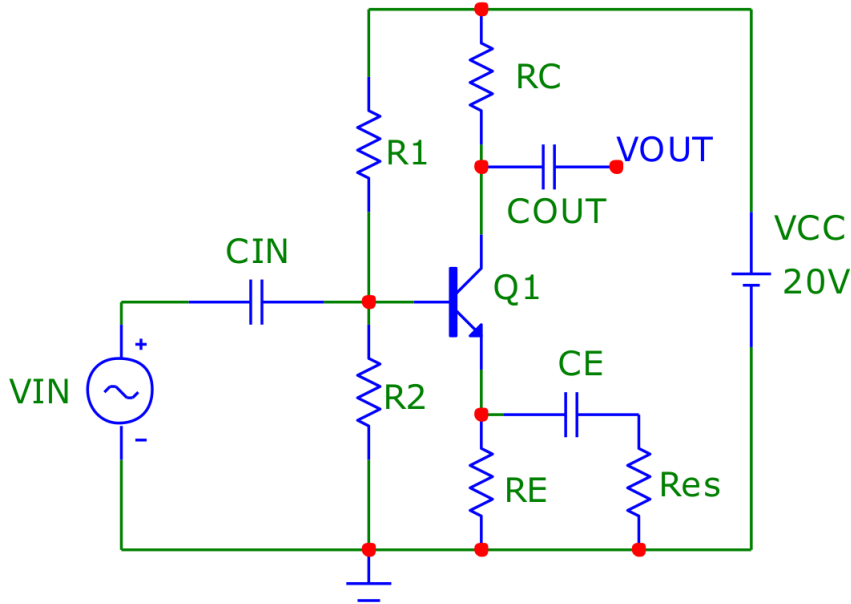


Figura 1: Schema amplificatore a transistor.

Abbiamo montato il circuito in figura ?? senza però inserire R_{es} e C_E come richiesto, con: $R_1 = 179 \pm 1k\Omega$, $R_2 = 18.0 \pm 0.1k\Omega$, $R_C = 9.95 \pm 0.09k\Omega$, $R_E = 0.987 \pm 0.008k\Omega$, $C_{IN} = 230 \pm 10nF$ e $C_{OUT} = 99 \pm 4nF$. Tutti i componenti sono stati misurati con multimetro digitale, tranne il condensatore elettrolitico di cui abbiamo assunto il valore nominale.

Supponiamo che il transistor lavori in zona attiva, $V_{BE} \simeq 0.7 \pm 0.1V$. Abbiamo inoltre definito $V_{PART} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$, per determinarla abbiamo prima misurato la tensione in ingresso $V_{CC} = 20.2 \pm 0.1V$, così la tensione ai capi del partitore risulta $V_{PART} = 1.85 \pm 0.01V$.

2.1 Misura del punto di lavoro

Per la determinazione del punto di lavoro del circuito si è misurato $V_{CE} = 7.50 \pm 0.04V$ e la caduta di potenziale ai capi della resistenza R_C , $V_{RC} = 11.62 \pm 0.05V$, in modo da poter determinare $I_C = \frac{V_{RC}}{R_C} = 1.17 \pm 0.01mA$. Confrontando questi valori misurati con i valori teorici, $I_C = \frac{V_{PART} - V_{BE}}{R_E} = 1.12 \pm 0.01mA$ e $V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E)I_C = 7.4 \pm 0.1V$, si vede che si ha compatibilità entro l'errore. La retta di lavoro attesa è $V_{CC} = V_{CE} + I_C(R_C + R_E)$.

2.2 Misura delle tensioni ai terminali del transistor

Abbiamo misurato le tensioni $V_B = 1.77 \pm 0.01 V$, $V_E = 1.17 \pm 0.01 V$, $V_{BE} = 0.605 \pm 0.004 V$ e $V_C = 8.47 \pm 0.04 V$. V_B non è compatibile con il valore $V_{B.ATT} = V_{PART} = 1.85 \pm 0.01 V$, probabilmente ciò si verifica poiché il partitore non è perfettamente *stiff*. V_{BE} rientra nell'intervallo di tensione ai capi di una giunzione a silicio polarizzata inversamente $V_{BE} \simeq 0.7 \pm 0.1$. Per quanto riguarda V_E e V_C risultano essere compatibili entro l'incertezza con i valori attesi $V_E = I_C^Q R_E = 1.2 \pm 0.1 V$, $V_C = V_{CC} - I_C^Q R_C = 8 \pm 1 V$.

2.3 Valutazione della corrente di base

Ci aspetteremmo una corrente di base $I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = 6.9 \pm 0.4 \mu A$, dato che si suppone il transistor lavori in zona attiva. Misuriamo le cadute di potenziale ai capi delle resistenze R_1 e R_2 , $V_{R1} = \pm V$ e $V_{R2} = \pm V$, da cui abbiamo ricavato $I_{R1} = 98.3 \pm 0.8 \mu A$ e $I_{R2} = 103.0 \pm 0.8 \mu A$, dalle quali infine abbiamo ricavato $I_B = I_{R1} - I_{R2} = 5 \pm 1 \mu A$. Notiamo che $I_B/I_{R1} \simeq 5\%$, quindi il partitore è ragionevolmente *stiff*.

3 Risposta a segnali sinusoidali di frequenza fissa

In questa parte dell'esperienza si è utilizzato un segnale ad una frequenza fissa pari a $f = 5.00 \pm 0.05 kHz$.

3.1 Misura del guadagno in tensione

Abbiamo preso diverse misure di V_{OUT} (è dello sfasamento di tempo rispetto all'ingresso) in funzione di V_{IN} al variare di quest'ultimo, prestando attenzione ai fenomeni di clipping. Nella tabella ?? sequenze riportiamo le nostre misure, aggiungendo anche il calcolo del guadagno in tensione, $A_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$ e dello sfasamento angolare rispetto a πrad .

L'oscilloscopio è stato utilizzato in modalità AC.

Tutti i dati mostrati nelle tabelle e nei grafici (in tutta la relazione) riportano sia l'errore sistematico che quello statistico sommati in quadratura, in tutti i fit e le propagazioni sono stati considerati gli errori statistici.

V_{IN} [V]	σV_{IN} [V]	V_{OUT} [V]	σV_{OUT} [V]	$\phi - \pi$ [rad]	$\sigma \phi$ [rad]	A_V	σA_V
0.206	0.006	2.00	0.06	0.06	0.07	9.7	0.1
0.294	0.009	2.86	0.09	0.06	0.07	9.73	0.08
0.42	0.01	2.00	0.06	0.09	0.07	4.76	0.05
0.51	0.02	5.0	0.2	0.06	0.07	9.84	0.05
0.62	0.02	6.0	0.2	0.03	0.07	9.61	0.04
0.71	0.02	6.9	0.2	0.06	0.07	9.66	0.04
0.80	0.02	7.7	0.2	0.06	0.07	9.60	0.05
0.90	0.03	8.7	0.3	0.09	0.07	9.73	0.06
1.03	0.03	9.9	0.3	0.06	0.07	9.63	0.05
1.12	0.03	10.6	0.3	0.03	0.07	9.46	0.05
1.21	0.04	11.5	0.3	0.09	0.07	9.50	0.05
1.30	0.04	12.6	0.4	0.06	0.07	9.69	0.04

Tabella 1: Misure di tensione, guadagno e fase.

Si può vedere come il segnale in uscita sia sfasato di πrad come atteso dai calcoli teorici. Tutte le misure dello sfasamento sono compatibili con zero entro l'errore sperimentale. Tuttavia si può osservare una fase sistematicamente maggiore di πrad probabilmente a causa dell'impedenza dei condensatori in ingresso e uscita. Il valore medio dell'attenuazione (con errore propagato in maniera statistica sulla media di tutte le misure) è: $A = (-9.24 \pm 0.02)$.

La tensione misurata a cui inizia il *clipping* inferiore è circa $V_{inf} = 1.4 V$, mentre il clipping superiore inizia circa a $V_{sup} = 2.2 V$. Per riferimento si guardi l'immagine ??.

Questo è dovuto al fatto che il punto di quiescenza scelto è più vicino alla zona di saturazione che alla zona di interdizione. Il clipping inferiore corrisponde alla zona di saturazione, perchè significa che V_{IN} ha il valore massimo e quindi la corrente di base è tale da mandare il transistor in saturazione.

Quando si ha clipping superiore la V_{IN} è al minimo valore dunque non ho polarizzazione della base e sono in interdizione. Entrambi gli effetti accennati sono effetti non lineari del transistor, cioè deviazioni dal comportamento ideale in cui vengono mandati segnale armonici in segnali armonici.

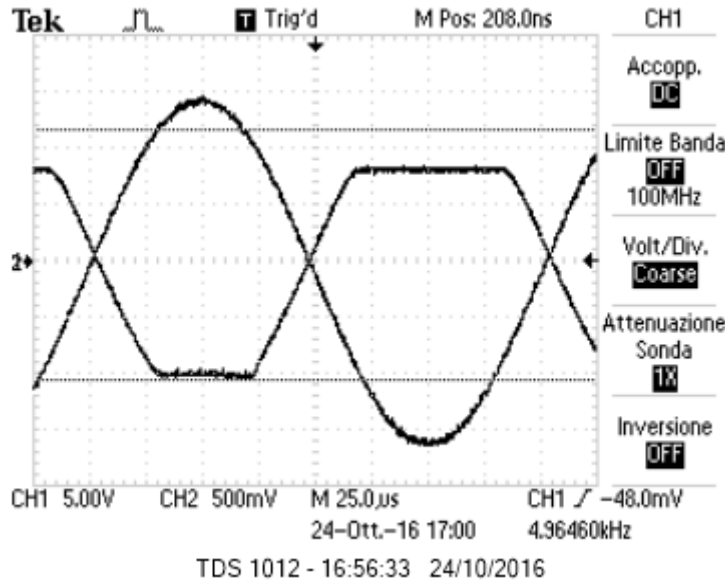


Figura 2: Schema amplificatore a transistor.

3.2 Impedenza di ingresso del circuito

Come impedenza in ingresso del circuito ci aspettiamo $R_{IN} = R_1 // R_2 // (h_{ie} + h_{fe} R_E) = 15.3 \pm 0.1$. Abbiamo misurato la tensione in uscita del circuito in Fig ?? : $V_{OUT,1} = (6.44 \pm 0.02) V$, e successivamente abbiamo inserito una resistenza, $R_S = (18.1 \pm 0.1) k\Omega$, fra il generatore e C_{IN} , misurando poi $V_{OUT,2} = (2.94 \pm 0.02) V$. Il valore di $V_{IN} = (668 \pm 2) mV$, che rimane costante durante le due misure. Utilizzando la formula $\frac{R_S}{R_{IN}} = \frac{V_{OUT,1}}{V_{OUT,2}} - 1$ ci è stato possibile ricavare il valore dell'impedenza in ingresso, $R_{IN} = 15.2 \pm 0.2 k\Omega$. Per il calcolo della resistenza di ingresso teorica la resistenza dinamica della giunzione è stata stimata dalle misure prese assumendo il coefficiente $h_{fe} = 170 \pm 10$ determinato nella scorsa esperienza. Si ottiene un accordo ottimo della misura e della stima teorica.

3.3 Impedenza di uscita del circuito

Come impedenza di uscita del circuito ci aspettiamo $R_{OUT} = R_C = 9.95 \pm 0.09 k\Omega$. Come in precedenza abbiamo effettuato due misure di tensione: la prima con il circuito di partenza, $V_{OUT,1} = (6.40 \pm 0.02) V$, la seconda è stata presa misurata dopo aver inserito tra l'uscita e la massa una resistenza di carico $R_L = (10.05 \pm 0.08) k\Omega$, $V_{OUT,2} = (3.62 \pm 0.02) V$. La tensione in ingresso è: $V_{IN} = 664 \pm 2$. Grazie alla formula $\frac{R_{OUT}}{R_L} = \frac{V_{OUT,1}}{V_{OUT,2}} - 1$ abbiamo ottenuto $R_{OUT} = (9.5 \pm 0.8) k\Omega$, in accordo entro l'errore con la resistenza teorica R_C .

4 Risposta in frequenza

[inserire quanto vale la tensione in ingresso costante] Abbiamo misurato la risposta in frequenza del circuito variando la frequenza da 10 Hz a 1 MHz, con una tensione in ingresso $V_{IN,pp} = 1.00 \pm 0.01 V$. Quest'ultima è stata controllata più volte durante l'esperienza per far sì che rimanesse costante durante la presa dati. Nella tabella sottostante sono riportate le misure effettuate.

Le misure effettuate le abbiamo poi riportate in un diagramma di Bode e abbiamo eseguito un fit a tre rette del diagramma per determinare le frequenze di taglio superiori e inferiori. Di seguito sono riportate i parametri delle tre rette e le frequenze determinate. L'incertezza sulle intersezioni è stata propagata dalla matrice di covarianza ottenuta dal fit.

Nella tabella seguente l'errore sui voltaggi è stato considerato come errore quello sui cursori.

Si osserva che nell'intervallo tra 100 Hz e 100 kHz il guadagno rimane circa costante, questo giustifica la scelta tra 1 kHz e 10 kHz della frequenza per eseguire le misure della prima parte.

Il grafico ?? riporta tutte le misure effettuate, con la frequenza in scala logaritmica.

Abbiamo eseguito tre fit numerici con la funzione *curvefit* della libreria *pylab* con l'opzione *absolute sigma = "true"*, poichè abbiamo considerato gli errori come statistici, in quanto abbiamo preso soltanto l'errore sul cursore (l'errore di lettura è da ritenere di tipo sistematico ed è quindi stato considerato soltanto nel grafico in figura ??). Questo porta alla sottostima degli errori dunque alla sovrastima del χ^2 . Riportiamo i grafici in

$V_{OUT}(V)$	$\sigma V_{OUT}(V)$	$f(kHz)$	$\sigma f(kHz)$
2.02	0.02	0.0103	0.0001
3.36	0.02	0.0178	0.0002
4.72	0.02	0.0262	0.0003
5.80	0.02	0.0341	0.0003
6.28	0.04	0.0408	0.0004
8.40	0.08	0.0803	0.0008
8.88	0.08	0.118	0.001
9.52	0.08	0.432	0.004
9.52	0.08	0.752	0.008
9.52	0.08	1.03	0.01
9.60	0.08	5.13	0.05
9.52	0.08	9.7	0.1
9.12	0.08	31.5	0.3
7.76	0.04	66.5	0.7
5.16	0.04	141	1
3.62	0.02	223	2
2.76	0.02	303	3
2.18	0.04	380	4
1.70	0.02	505	5
1.03	0.01	796	8
0.85	0.01	1000	10

Tabella 2: Tensioni in uscita in funzione della frequenza.

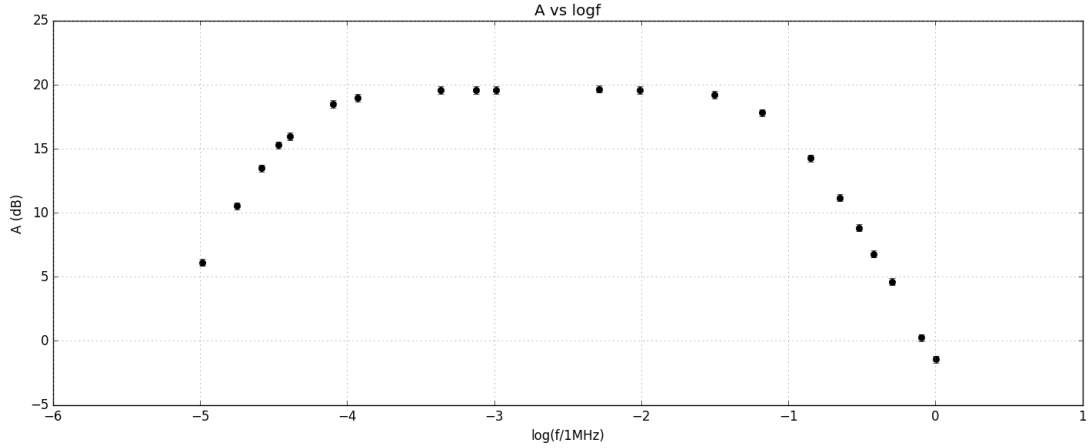


Figura 3: Diagramma di Bode completo.

figure ??, ??, ?? e i parametri fittati con la relativa matrice di covarianza, che è stata considerata per il calcolo dell'intersezione tra le rette.

- **Fit parte di salita del diagramma di Bode.**

I parametri della retta di fit $y = mx + q$ sono: $m = 17.6 \pm 0.3 \frac{dB}{decade}$ e $q = 94 \pm 1 dB$. La matrice di covarianza è: $\begin{pmatrix} 0.079 & 0.37 \\ 0.37 & 1.72 \end{pmatrix}$.
 $\chi^2/ndof = 4.85/2$

- **Fit parte orizzontale del diagramma di Bode.**

Il parametro della retta di fit $y = q$ è: $q = 19.6 \pm 0.1 dB$. ($\chi^2/ndof = 0.05/3$)

- **Fit parte di discesa del diagramma di Bode.**

I parametri della retta di fit $y = mx + q$ sono: $m = -19.6 \pm 0.2 \frac{dB}{decade}$ e $q = -1.4 \pm 0.1 dB$. La matrice di covarianza è: $\begin{pmatrix} 0.044 & 0.016 \\ 0.016 & 0.0086 \end{pmatrix}$.
 $\chi^2/ndof = 10.1/4$

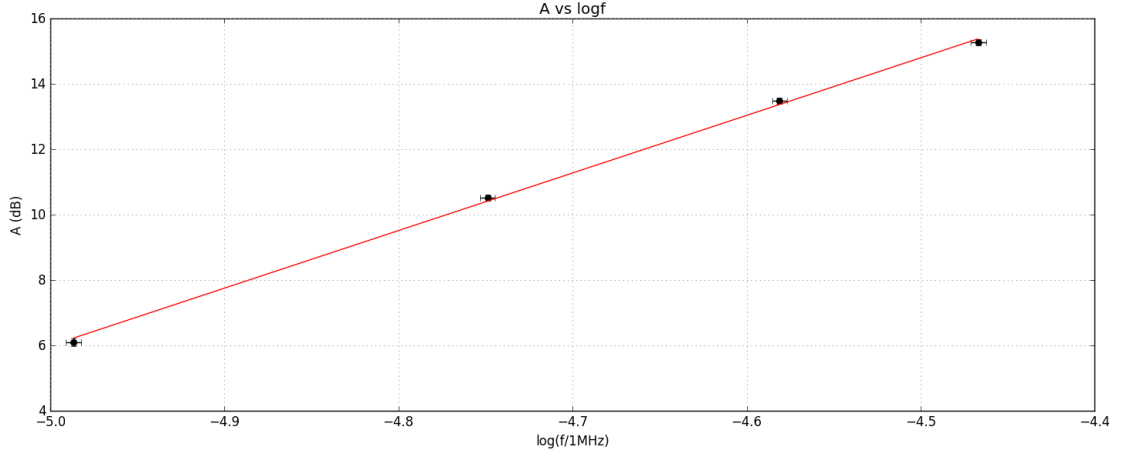


Figura 4: Fit della salita del diagramma di Bode.

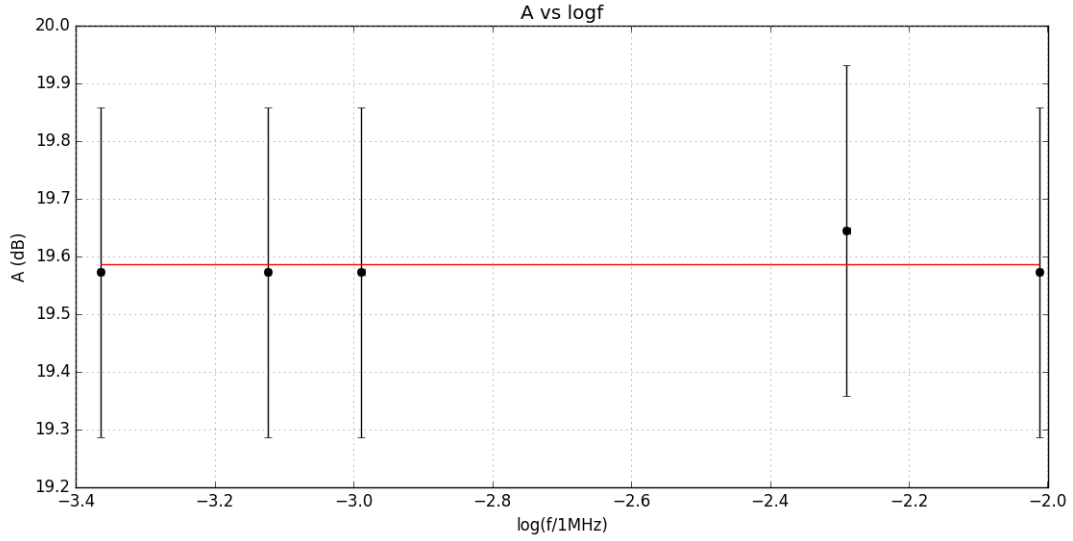


Figura 5: Fit della parte piatta del diagramma di Bode.

Il guadagno massimo corrisponde all'intercetta della retta orizzontale: $A_{max} =$. Le frequenze di taglio sono le potenze in base dieci delle ascisse delle intersezioni della retta di salita e quella di discesa con la retta orizzontale: $f_l = 40 \pm 150 \text{ Hz}$, $f_r = 85 \pm 3 \text{ kHz}$. 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 $R_{IN} = 15.2 \pm 0.2 \text{ k}\Omega$, per cui la frequenza di taglio attesa è $f_l = \frac{1}{2\pi R_{IN} C_{in}} = 45 \pm 2 \text{ Hz}$ in accordo entro l'incertezza con la frequenza calcolata. Per quanto riguarda invece l'andamento del diagramma di Bode ad alte frequenze è 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.

5 Aumento del guadagno

In questa ultima parte si è inserita la resistenza $R_{es} = 98.7 \pm \text{k}\Omega$, la capacità $C_E = 100 \pm 20 \mu\text{F}$ e si è misurato il nuovo guadagno a frequenza fissa, $f = 5.10 \pm 0.05 \text{ kHz}$, utilizzando lo stesso metodo e la stessa formula sopra citati. I valori ottenuti sono riportati nella tabella ??.

[riporto media statistica] Dal momento che il guadagno per piccoli segnali è indipendente dall'ampiezza del segnale oscillante in ingresso è stato preso come valore del guadagno la media pesata dei valori riportati in tabella ??. Il guadagno atteso per piccoli segnali è $A_V = -|\frac{R_C}{Z_E + h_{ie}/h_{fe}}| \approx |\frac{R_C}{Z_E}|$. Per la corrente in continua il ramo della resistenza R_{res} è aperto dunque il guadagno non è modificato. La corrente alternata invece vede una impedenza totale: $Z_E = (R_{es} + \frac{1}{j\omega C}) // R_E$. Dunque l'impedenza vista dal segnale (in modulo) si abbassa, la parte reale della funzione di risposta del circuito è l'attenuazione che diventa: $A =$. Notiamo che la retta di

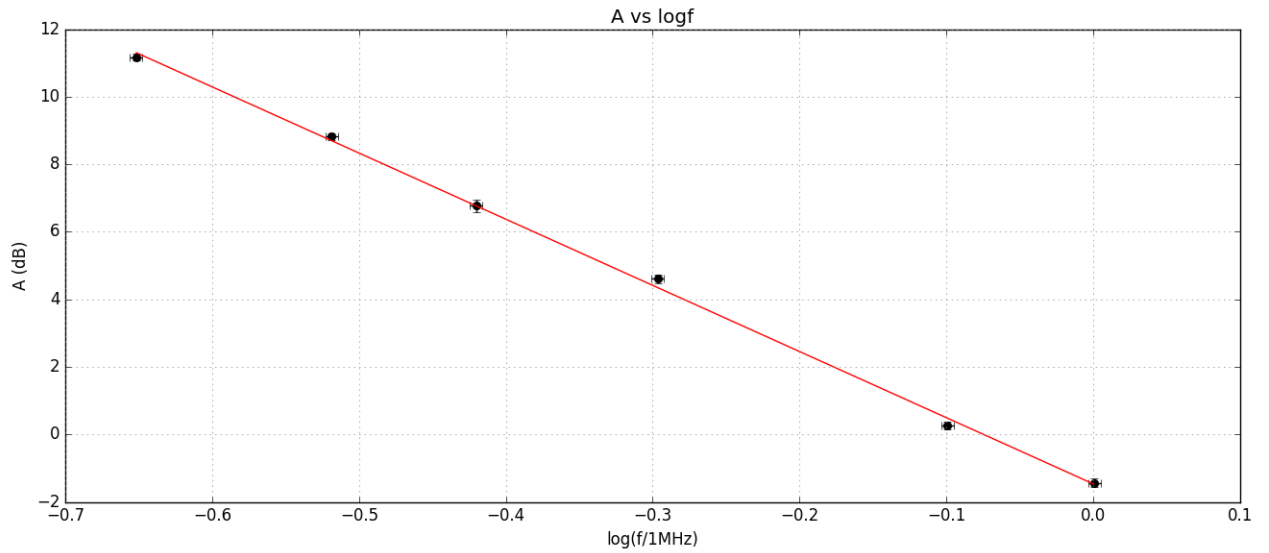


Figura 6: Fit della discesa del diagramma di Bode.

V_{IN}	σV_{IN}	V_{OUT}	σV_{OUT}	A_V	σA_V
•	•	•	•	•	•
•	•	•	•	•	•
•	•	•	•	•	•
•	•	•	•	•	•
•	•	•	•	•	•
•	•	•	•	•	•
•	•	•	•	•	•
•	•	•	•	•	•
•	•	•	•	•	•

Tabella 3: Guadagno per piccoli segnali.

carico ora contiene la frequenza del segnale, dunque al variare della frequenza avrò un fascio di rette a coefficiente angolare variabile passanti per lo stesso punto di quiescenza del transistor. Il calcolo riportato non è in accordo con il dato misurato, poichè in questa situazione non posso più trascurare il termine h_{ie}/h_{fe} , considerando anche questo termine si ottiene: $A_V = -\left|\frac{R_C}{Z_E + h_{ie}/h_{fe}}\right| =$.