

Dimensionamento di un preamplificatore per microfono a condensatore

Corso di Laurea in Ingegneria Elettronica (D.M.270/04)

Vincenzo Garofalo

Giugno 2023

A.A. 2022-2023

Indice

1	Obbiettivo del progetto	3
2	Natura del segnale di uscita	4
3	Microfono ad elettrete	5
3.1	Circuito equivalente	6
3.2	Livello di pressione sonora	6
3.3	Caratteristiche tecniche	7
4	Calcolo del guadagno	8
5	Realizzazione degli stadi	9
5.1	Stadio Buffer (Collettore Comune)	9
5.1.1	Considerazioni sul buffer di ingresso	12
5.2	Stadio di Amplificazione (Emettitore Comune)	12
5.2.1	Primo amplificatore	13
5.2.2	Secondo amplificatore	15
5.3	Scelta dei condensatori	16
5.4	Circuito Finale	18
5.4.1	Resistenza di ingresso	19
5.4.2	Resistenza di uscita	20
5.4.3	Guadagno in tensione	21
6	Simulazione del circuito	22
6.1	Preamplificatore	22
6.1.1	Resistenze di ingresso e uscita	22
6.1.2	Risposta in frequenza	22
6.1.3	Simulazione transitorio	23
6.1.4	Consumi	23
6.2	Circuito completo	24
7	Realizzazione del circuito	26
8	Conclusioni	29
A	Appendici	30
A.1	Calcolo Resistenze di base	30
A.2	Immagini	31

1 Obiettivo del progetto

L'obiettivo consiste nell'effettuare il design ed analisi di un circuito per la preamplificazione di un microfono a condensatore per uso non professionale.

Tale circuito dovrà essere interposto tra la capsula microfonica e la porta di ingresso (LINE-IN) di un computer, il quale potrà effettuare la conversione A/D per predisporre l'uso del dispositivo.

Le specifiche individuate per tale preamplificatore si basano sulla sensibilità del segnale di ingresso (prodotto dalla capsula microfonica), sulla resistenza di ingresso e sulla resistenza di uscita.

Dal momento che occorre che venga trasferita la massima tensione possibile sia in ingresso che in uscita, la resistenza di ingresso dovrà essere quanto più alta ottenibile mentre la resistenza di uscita la più bassa possibile.

Specifiche	
A_v	54 dB
R_{in}	Alta
R_{out}	Bassa

Si realizza quindi un circuito di preamplificazione a multi stadio sfruttando transistori bipolari discreti ed una tensione di alimentazione di 5V, la quale può essere fornita da un cavo usb (previo filtraggio di eventuali disturbi elettromagnetici).

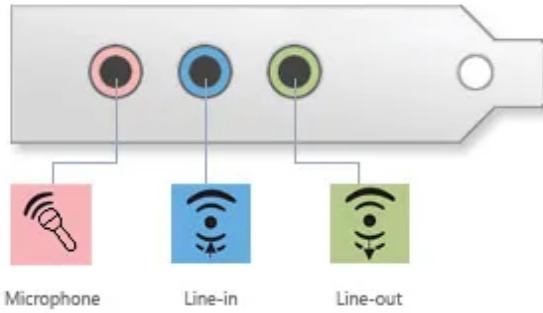
L'implementazione prevede l'uso di uno stadio buffer di ingresso per aumentare quanto più possibile l'impedenza di ingresso, due stadi di amplificazione con configurazione ad emettitore comune ed uno stadio finale di uscita, introdotto al fine di rendere l'impedenza di uscita del pre-amplificatore di valore trascurabile rispetto al carico.

La scelta dei componenti ricade su elementi passivi, come condensatori e resistori, per realizzare rispettivamente il disaccoppiamento e fissaggio della tensioni statiche per la polarizzazione.

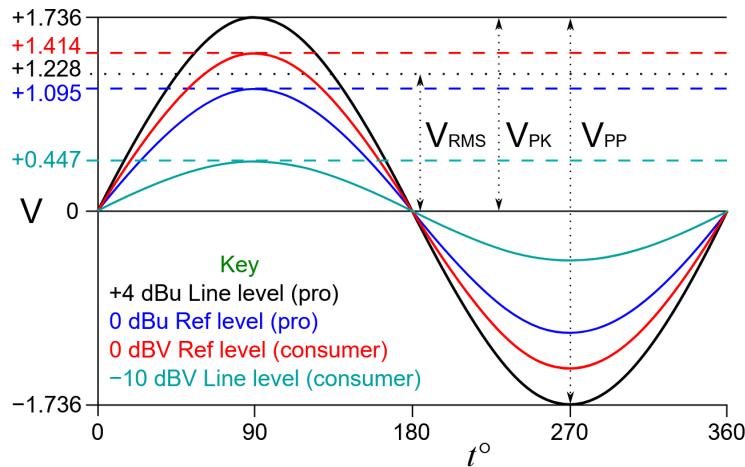
I componenti non lineari, quali sono i transistori bipolari, verranno utilizzati per realizzare l'amplificazione. Si è scelto di usare dei transistori bipolari poiché capaci di fornire un guadagno più elevato rispetto ai transistori ad effetto di campo.

2 Natura del segnale di uscita

Il segnale di uscita del preamplificatore deve avere delle caratteristiche di ampiezza ben definite affinché venga rilevato correttamente dall'ingresso LINE-IN del calcolatore.



La differenza principale tra la porta Line-in e quella microfonica è la natura dei segnali di ingresso che vengono posti al loro ingresso: mentre l'entrata microfonica presuppone l'inserimento di un segnale di ampiezza molto ridotta (amplificata poi successivamente), la porta line-in prevede l'inserimento di un segnale con caratteristiche di ampiezza di entità superiore alla precedente e definite di seguito.



Le caratteristiche di ampiezza adeguate per il livello consumatore sono di 447 mV o equivalentemente 316 mV di tensione efficace, nel caso in cui la forma d'onda sia sinusoidale.

La resistenza in ingresso alla porta risulta essere nell'ordine di $10 \text{ k}\Omega$, valore ottimo per trasferimenti di tensione.

3 Microfono ad elettrete

I microfoni elettrete rappresentano una delle soluzioni per la trasduzione della pressione dell'aria in segnale elettrico e risultano essere molto utilizzati nell'elettronica di consumo per la loro lunga durabilità, dimensione e costo contenuti.

La presenza di piccoli componenti attivi al suo interno garantisce inoltre un buon comportamento in ambienti dove le vibrazioni, il rumore a bassa frequenza e interferenze elettromagnetiche sono presenti.

Sezionando il dispositivo, si possono individuare un substrato costituito da circuiti stampati, un anello di spaziatura, il diaframma e l'elettrete. L'elettrete, l'anello di spaziatura e il diaframma sono posizionati nel lato superiore del dispositivo. Il lato inferiore è composto da un transistor FET con le sue resistenze di gate e di source. È possibile trovare uno o più fori per consentire l'accoppiamento acustico tra il lato superiore e inferiore del circuito stampato.

Essendo un microfono omnidirezionale, è importante che le onde sonore applichino una pressione in modo equivalente su entrambi i lati del diaframma.

I terminali di source e di drain sono estratti dalla capsula per poter effettuare i collegamenti con il circuito esterno.

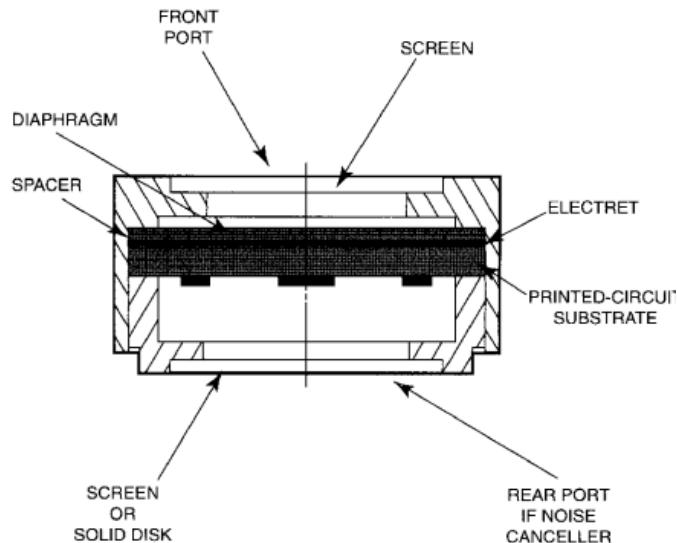


Figura 3.1: Sezione del microfono

L'elettrete in sé è una pellicola di materiale che funziona da dielettrico, la cui caratteristica principale è quella di riuscire a conservare una carica elettrica permanente senza la necessità di mantenere una polarizzazione esterna.

Si può assumere quindi che la struttura che ospita l'elettrete formi un condensatore che mantiene una carica permanente.

Le variazioni della pressione dell'aria (le onde sonore), permettono lo spostamento del diaframma che a sua volta modifica la distanza tra le pareti del condensatore,

le quali hanno un effetto sulla capacità del condensatore stesso, di fatti:

$$C = \varepsilon_0 \cdot \frac{S}{d} \quad (3.1)$$

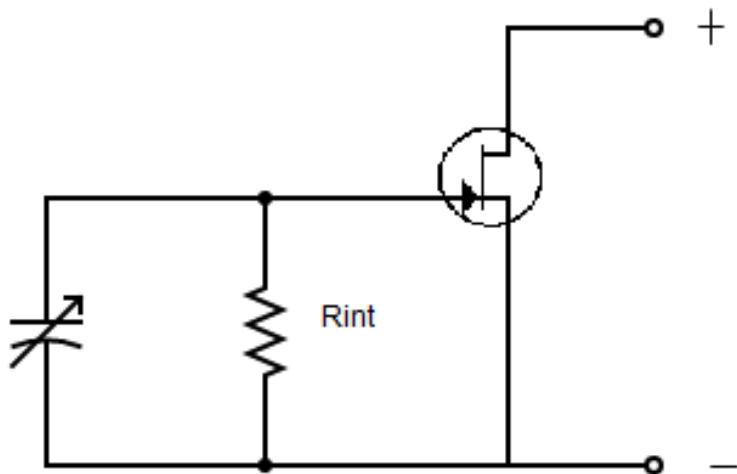
Siccome la carica che è contenuta permanentemente nell'elettrete è costante, modificare la capacità del condensatore implica una variazione della tensione ai suoi capi, in accordo con l'equazione

$$Q = C \cdot \Delta V \quad (3.2)$$

generando quindi una conversione tra onda di pressione e onda di tensione.

3.1 Circuito equivalente

Volendo ottenere una rappresentazione utili ai fini preposti, si può schematizzare la capsula nel seguente modo:



L'onda di pressione farà variare la capacità e quindi la tensione tra gate e source del jfet, il quale permette la generazione di una corrente proporzionale al segnale posto al suo ingresso, a patto che il transistor venga polarizzato correttamente.

3.2 Livello di pressione sonora

Al fine di poter caratterizzare meglio il segnale posto all'ingresso del microfono, ovvero l'onda di pressione, è buona norma introdurre il livello di pressione sonora (SPL, sound pressure level). Esso è il parametro di riferimento per questi tipi di segnali poiché lo stesso orecchio umano percepisce il suono attraverso variazioni di pressione.

L'onda di pressione può essere interpretata come variazione della pressione istantanea rispetto al valore medio di pressione ambientale. Il livello di pressione sonora può essere quindi calcolato in scala logaritmica (dB) come:

$$SPL = 20 \cdot \log \left(\frac{p}{p_{ref}} \right) \quad \text{dove } p_{ref} = 20 \mu Pa \quad (3.3)$$

La pressione p e il SPL si riferiscono a valori efficaci della pressione, se non esplicitamente indicato. Una pressione p pari a quella di riferimento fornisce un valore SPL di 0 dB, soglia uditiva per persone di giovane età alla frequenza di 1 kHz, mentre 1 Pa fornisce un valore di SPL pari a 94 dB.

3.3 Caratteristiche tecniche

Le caratteristiche tecniche della capsula microfonica più importanti per la realizzazione di un pre-amplificatore sono essenzialmente tre e sono reperibili dal datasheet del dispositivo:

1. Sensibilità del dispositivo, indicata comunemente alla frequenza di 1 kHz e valutata in dB;
2. Tensione di alimentazione;
3. Impedenza di uscita, il cui valore usualmente si attesta su $2.2 \text{ k}\Omega$.

Sensibilità La sensibilità del microfono esprime il rapporto tra segnale di tensione disponibile all'uscita rispetto al segnale di pressione posto al suo ingresso.

In particolare, le misure di sensibilità vengono effettuate ponendo in ingresso un'onda sinusoidale alla frequenza di 1 kHz e di valore efficace pari a 94 dB SPL o in modo equivalente alla pressione di 1 Pa.

Valori tipici di sensibilità si attestano tra -50 e -40 dB @SPL.

Per la realizzazione di questo pre-amplificatore, si assume un valore di sensibilità di -50 dB.

Tensione di alimentazione La tensione di alimentazione dovrà essere adeguata per polarizzare correttamente il transistor integrato nella capsula microfonica e, nella situazione in esame, anche il pre-amplificatore. Valori tipici di tensione di alimentazione, per un microfono di questa tipologia, variano da 1V fino a 10V DC.

Per questa realizzazione si è scelto di adottare una tensione di 5V, come precedentemente anticipato.

Impedenza di uscita L'impedenza d'uscita della capsula microfonica è un altro parametro da non trascurare per la realizzazione dell'amplificatore. Esso può essere causa di involontari effetti di partizione, i quali hanno un effetto negativo sul guadagno. Il valore di riferimento per tale parametro è $2.2\text{k}\Omega$, valore standard per la maggior parte dei microfoni di questa tipologia.

4 Calcolo del guadagno

Calcolare il guadagno del pre-amplificatore presuppone la conoscenza delle caratteristiche di ampiezza del segnale di uscita¹ e del segnale di ingresso.

E' possibile ricavare la tensione di ingresso (in uscita alla capsula) effettuando considerazioni sulla sensibilità: il valore fornito sul datasheet del dispositivo è -50 dBV per segnali di frequenza 1 kHz, misurato a 94dB SPL, ovvero alla pressione di 1 Pa.

Si procede alla conversione in scala lineare della sensibilità:

$$S_{lin} = 10^{-\frac{50}{20}} \simeq 3.16 \text{ mV/Pa} \quad (4.1)$$

Per proseguire nel calcolo, occorre fare un ipotesi sull'intensità della massima onda di pressione che ci si aspetta all'ingresso del microfono, in modo da svincolare la dipendenza dalla pressione ed ottenere un valore puro di tensione.

Alla pressione atmosferica standard, una soglia massima di pressione può essere individuata dal rumore prodotto da un ufficio affollato, che equivale a circa 80 dB SPL. In scala lineare, esso equivale a 0.2 Pa.

Moltiplicando tale fattore per la sensibilità, otteniamo la tensione in uscita dal microfono:

$$V_{mic} = 3.16 \times 0.2 = 0.632 \text{ mV} \quad (4.2)$$

Per valutare il guadagno, occorre non solo considerare la tensione obiettivo e quella di ingresso ma anche i contributi dovuti ai rapporti di partizioni introdotti dai diversi stadi per la realizzazione del preamplificatore.

Supponendo di trascurare, in prima approssimazione, i rapporti di partizione dovuti ai diversi stadi, si ottiene il guadagno come rapporto tra tensione di ingresso ed uscita al preamplificatore:

$$G = \frac{0.316}{V_{mic}} = 500 \rightarrow 54 \text{ dB} \quad (4.3)$$

¹si ricorda essere 316 mV di tensione efficace

5 Realizzazione degli stadi

In questa sezione verrà affrontato il dimensionamento delle varie sezioni di circuito, sotto l'ipotesi semplificativa di assenza di effetto early, giustificata dall'utilizzo di componenti discreti e non integrati.

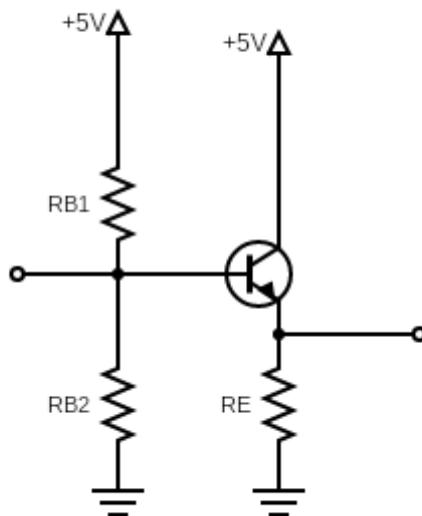
Il transistore scelto per tutti gli stadi è il 2N2222A, adatto ad applicazione a bassa potenza come quella esaminata.

Il preamplificatore prevede l'inserimento di un buffer di ingresso, realizzato a collettore comune, due amplificatori ad emettitore comune in cascata ed infine un buffer di uscita con le medesime caratteristiche di quello posto all'ingresso. La scelta di usare due common emitter in cascata è da attribuirsi all'impossibilità di realizzare un'amplificazione adeguata senza distorsioni con un unico montaggio.

5.1 Stadio Buffer (Collettore Comune)

Lo stadio di ingresso consiste in uno stadio buffer a collettore comune. Questo stadio servirà a rendere meno importanti gli effetti di partizione di tensione dovuto alle impedenze di ingresso e di uscita.

Infatti, per poter trasferire quanta più tensione possibile dall'ingresso al primo stadio, occorre che l'impedenza di ingresso sia quanto più grande possibile, il ché giustifica la scelta di questa configurazione.



Per la polarizzazione del transistore bipolare, si è scelto di usare una rete di resistenze passive, per fissare una corrente di collettore statica pari a 10 mA.

Il valore di guadagno di corrente DC (β^2) per tale corrente è pari a 200, come consultabile sul datasheet del dispositivo.

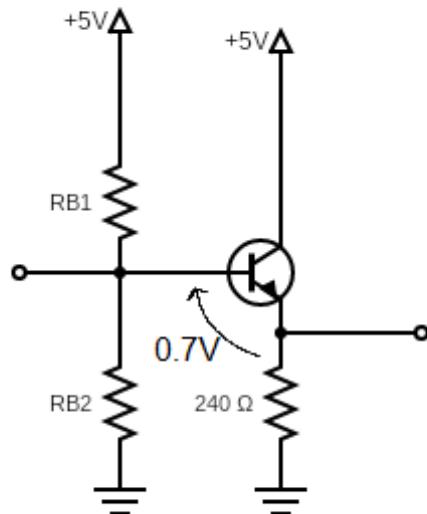
²o equivalentemente h_{FE}

Avendo a disposizione una V_{cc} pari a 5 V, al fine di fissare il punto di lavoro a metà tensione ($V_{CE} = 2.5$ V) e supponendo di non inserire resistenze di collettore, la resistenza di emettitore risulta essere pari a:

$$R_{E-teorico} \simeq \frac{V_E}{I_C} = \frac{2.5}{0.01} = 250 \Omega$$

Il valore di resistenza commerciale più vicino ad essa è 240 Ω , pertanto sarà quest'ultimo il valore finale di tale resistenza.

Si procede con il calcolo delle resistenze di base: considerando la tensione V_{BE} pari a 0.7 V in regione attiva diretta, è possibile trovare la tensione V_B , pari a 3.1 V.



Per facilitare il calcolo delle due resistenze, si potrebbe ipotizzare che la corrente di base sia trascurabile rispetto alla corrente che scorre su $RB1$ ed $RB2$, semplificando l'analisi ad un partitore di tensione.

Tale approssimazione è sufficientemente accurata quando la corrente che scorre su tali resistenze è almeno 10 volte quella di base. Avere una corrente elevata su tali resistenze impone una scelta di bassi valori di resistenza di base e ciò renderebbe la resistenza di ingresso allo stadio bassa, che non risolve né migliora il problema precedentemente enunciato.

Attraverso un' analisi circuitale più approfondita³ che tiene conto degli effetti della corrente di base sulla tensione V_B , è possibile risalire alla seguente espressione per il calcolo delle resistenze:

$$R_{B2} = \frac{R_{B1}}{\frac{V_{CC} - I_B R_{B1}}{V_B} - 1} \quad (5.1)$$

³elaborata nel dettaglio nell'appendice A.1

purché la resistenza R_{B1} scelta in partenza non sia maggiore di $\frac{V_{CC}-V_B}{I_B}$.

Volendo fissare una tensione V_B di 3.1 V, la resistenza R_{B1} non deve superare 38 k Ω .

Si sceglie per tale resistenza un valore di 20 k Ω , valore comune utilizzato in commercio.

Tramite la relazione (5.1), si ottiene:

$$R_{B2-teorico} \simeq 68 \text{ k}\Omega$$

La scelta della resistenza reale ricade quindi su due alternative, 50k e 100k.

Siccome si vuole ottenere la resistenza di ingresso più alta possibile, ci si orienta sulla seconda opzione, sebbene ciò provochi un leggero aumento della corrente I_C di polarizzazione.

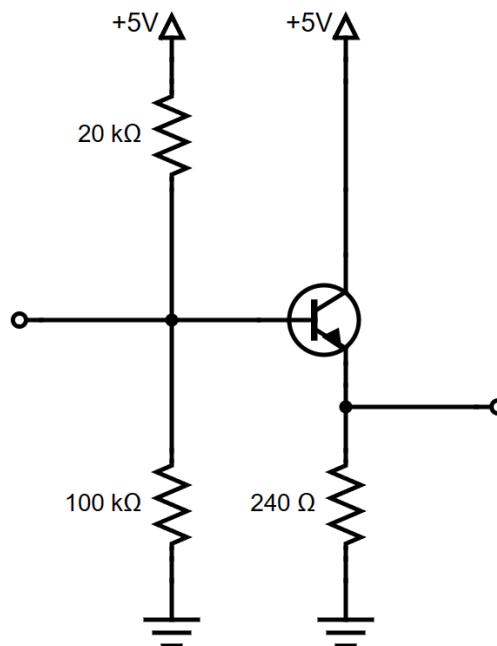


Figura 5.1: Stadio a collettore comune, con resistenze dimensionate

Vengono calcolate in maniera indicativa e di seguito le caratteristiche di piccolo segnale più importanti, quali il guadagno in tensione (che ci si aspetta essere prossimo a 1), resistenza di ingresso e resistenza di uscita, trascurando momentaneamente gli effetti dovuti all'impedenza di ingresso dello stadio successivo e all'impedenza di uscita dello stadio precedente.

$$A_{v-buf} \simeq \frac{R_E}{R_E + r_e} = 0.989 \rightarrow -0.096 \text{ dB}$$

$$R_{in-buf} = R_B \parallel \beta(R_E + r_e) \simeq 12.4 \text{ k}\Omega$$

$$R_{out-buf} = R_B \parallel \frac{R_B + r_\pi}{\beta + 1} \simeq 61 \text{ }\Omega$$

dove R_B equivale al parallelo delle resistenze di base.

E' possibile fare un confronto tra i valori simulati di seguito:

	Calcolo	Simulazione
A_v (dB)	-0.096	-0.101
R_{in} (Ω)	12.4 k	12.18 k
R_{out} (Ω)	61	65

Di seguito si riporta la polarizzazione DC simulata con tali valori di resistenza:

Simulazione
I_C 10.57 mA

Tale circuito verrà usato sia come buffer di ingresso che come buffer di uscita.

5.1.1 Considerazioni sul buffer di ingresso

E' possibile notare come il buffer non abbia una resistenza di ingresso talmente elevata da poter trascurare gli effetti di partizione, pertanto, utilizzare tale configurazione all'ingresso porterà inevitabilmente ad una riduzione del guadagno.

Ricordando che l'impedenza di uscita del microfono risulta essere pari a 2.2 k Ω , ci si aspetta una partizione di:

$$K = \frac{12.4}{12.4 + 2.2} \frac{k\Omega}{k\Omega} = 0.85 \rightarrow -1.4 \text{ dB}$$

5.2 Stadio di Amplificazione (Emettitore Comune)

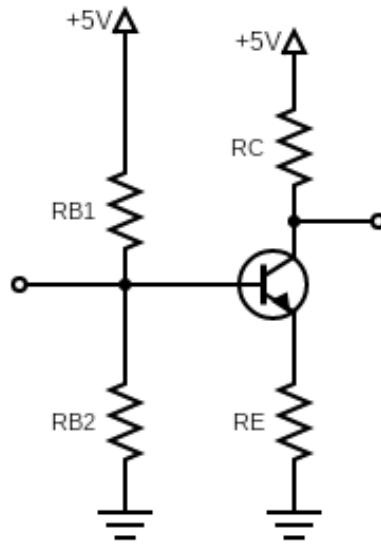
A seguito della riduzione del guadagno dovuto alla partizione e dai due buffer, occorre un amplificazione totale di:

$$G_{tot} = 54 + 1.4 + 0.1 + 0.1 = 55.6 \text{ dB}$$

al fine di compensare gli effetti precedentemente descritti.

Si decide di effettuare una prima amplificazione di circa 27 dB al primo stadio e successivamente valutare il guadagno dello stadio successivo sulla base del guadagno residuo.

La configurazione utilizzata per entrambi gli stadi sarà ad emettitore comune:



Si vuole fissare la corrente di polarizzazione in modo equivalente e in egual misura a quanto fatto in precedenza, ovvero a 10 mA, a cui è associato un guadagno di corrente DC pari a 200.

5.2.1 Primo amplificatore

In modo analogo a quanto fatto per il common collector, si cerca di fissare il punto di lavoro circa a metà tensione di alimentazione ($V_{CE} = 2.5$ V), affinché il segnale abbia un'escursione adeguata durante la sua amplificazione che non lo porti a fenomeni di saturazione.

Per ottenere delle relazioni che consentono il dimensionamento adeguato delle resistenze di collettore ed emettitore, si può iniziare considerando V_{CE} come:

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_C - V_E \\ &= V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E \\ &\simeq V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \end{aligned}$$

Pertanto è possibile concludere, sostituendo i termini noti, che:

$$R_E + R_C = 250 \Omega$$

Una seconda relazione che coinvolge entrambe le resistenze è quella del guadagno in tensione. In prima approssimazione, è possibile considerare il guadagno come:

$$|A_{v-CE}| \simeq \frac{R_C}{R_e}$$

Ponendo il valore del guadagno uguale a quello desiderato e mettendo a sistema le due equazioni, si ottiene:

$$\begin{cases} R_E + R_C = 250 \Omega \\ \frac{R_C}{R_e} = 22.5 \end{cases}$$

E' importante ricordare che il valore R_e comprende⁴ sia la resistenza di emettitore R_E che la resitenza interna di emettitore r_e , il cui valore è pari a:

$$r_e = \frac{V_T}{I_C} = 2.6 \Omega$$

Proseguendo con il calcolo, si ottiene

$$R_E = 8.15 \simeq 10 \Omega$$

$$R_C = 250 - 12.6 = 237.4 \simeq 240 \Omega$$

Il valore di R_E è stato approssimato per eccesso per essere più compatibile con i resistori commercialmente disponibili.

A questo punto è possibile stimare i valori delle resistenze di base, similmente a quanto fatto in precedenza.

La tensione V_B è approssimabile a $V_E + 0.7 V$.

Essendo V_E pari a 0.1 V, la tensione sulla base sarà di circa 0.8 V.

Sfruttando l'equazione (5.1) e ponendo il valore R_1 pari a 10 kΩ, si ottiene un valore della resistenza R_2 pari a :

$$R_2 = 2160 \Omega \simeq 2.2 k\Omega$$

Di seguito si riporta il circuito completo e la polarizzazione DC simulata:

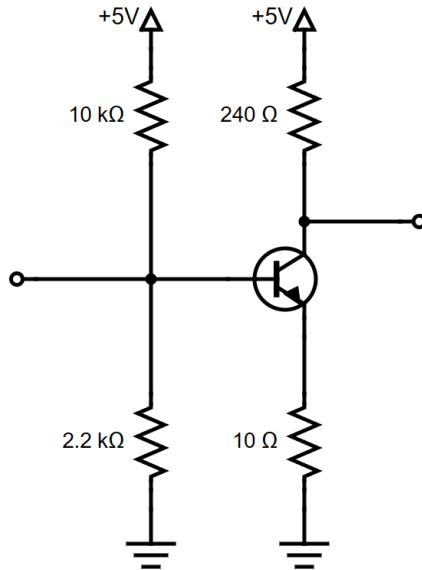


Figura 5.2: Primo stadio ad emettitore comune, con resistenze dimensionate

Simulazione	
I_C	9.65 mA

⁴ $R_e = R_E + r_e$

Le caratteristiche di piccolo segnale più importanti vengono riassunte di seguito:

	Calcolo	Simulazione
A_v (dB)	25.6	25.23
R_{in} (Ω)	1052	1040
R_{out} (Ω)	240	238

5.2.2 Secondo amplificatore

Per quanto riguarda il secondo stadio di amplificazione, si procede in modo analogo al precedente. In prima analisi, verrà considerata trascurabile la partizione che avviene tra i due stadi common emitter, al fine di facilitare il dimensionamento di questo stadio. In seguito, il guadagno potrà essere regolato modificando il valore della resistenza di collettore, se necessario.

Volendo fissare inizialmente il punto di lavoro a metà tensione di alimentazione ed ottenere un guadagno prestabilito di 30 dB ($\simeq 31.6$), si ottiene il seguente sistema di equazioni:

$$\begin{cases} R_E + R_C = 250 \Omega \\ \frac{R_C}{R_e} = 31.6 \end{cases}$$

Da cui:

$$\begin{aligned} R_E &= 5.31 \simeq 5 \Omega \\ R_C &= 250 - 5 - 2.6 = 242.4 \simeq 240 \Omega \end{aligned}$$

Si procede con il calcolo delle resistenze di base supponendo che la resistenza R_{B1} sia di valore pari a 50 k Ω , in modo tale da poter ottenere una resistenza parallelo quanto più alta possibile per ridurre le attenuazioni.

Tramite l'equazione (5.1) si ottiene:

$$R_{B2-teorico} \simeq 21.277 \text{ k}\Omega \rightarrow 20 \text{ k}\Omega$$

Avendo ora a disposizione la resistenza di base, è possibile fare valutazioni sull'attenuazione dallo stadio precedente a quello attuale. Viene calcolata la resistenza di ingresso di questo stadio come

$$R_{in-CE2} = R_B \parallel \beta(R_E + r_e) \simeq 1.38 \text{ k}\Omega$$

Pertanto il trasferimento da primo a secondo stadio causerà una perdita di:

$$K_2 = \frac{R_{in-CE2}}{R_{out-CE1} + R_{in-CE2}} \simeq 0.85 \rightarrow -1.4 \text{ dB} \quad (5.2)$$

E' possibile aumentare a posteriori il guadagno di tensione del secondo stadio facendo leva sulla resistenza di collettore, tenendo presente che ciò modificherà inevitabilmente il punto di lavoro scelto inizialmente. Per raggiungere un guadagno di

tensione pari a 31.4 dB (in modo tale che il guadagno in presenza di partizione sia circa uguale al guadagno trovato in precedenza), viene rivalutata R_C come:

$$R_C \simeq A_v \times (R_E + r_e) = 282 \Omega \rightarrow 330 \Omega$$

Di seguito si riporta il circuito completo e la polarizzazione DC simulata:

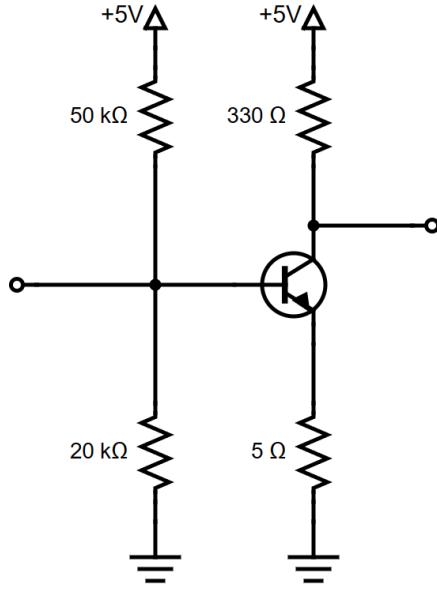


Figura 5.3: Secondo stadio ad emettitore comune, con resistenze dimensionate

Simulazione	
I_C	9.18 mA

Le caratteristiche di piccolo segnale più importanti vengono riassunte di seguito:

	Calcolo	Simulazione
A_v (dB)	32.75	32
R_{in} (Ω)	1380	1384
R_{out} (Ω)	330	321

5.3 Scelta dei condensatori

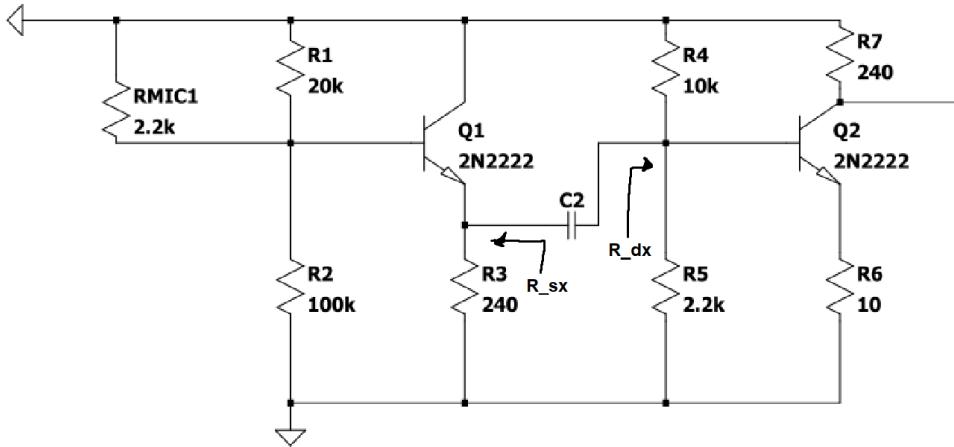
I condensatori rappresentano una componente importante del circuito, poiché sono essi che permettono l'accoppiamento AC tra i vari stadi e consente la polarizzazione indipendente di ognuno di essi, oltre a fissare la frequenza di taglio inferiore dell'amplificatore.

Al fine di trovare un valore di capacità in maniera qualitativa, si è scelto di utilizzare il metodo delle costanti di tempo a circuito a circuito chiuso. In aggiunta, verrà effettuata l'analisi sotto l'ipotesi di singolo polo dominante.

Il valore di capacità verrà considerato lo stesso per tutti i condensatori di accoppiamento.

Sotto tali ipotesi, Il polo dominante oggetto dell'analisi sarà quello relativo alla costante di tempo più alta. A parità di capacità ciò significa trovare la resistenza più bassa vista da uno dei 5 condensatori utilizzati.

Tale resistenza è quella vista dalla capacità di disaccoppiamento presente dopo il primo stadio di buffer e il primo stadio di amplificazione:



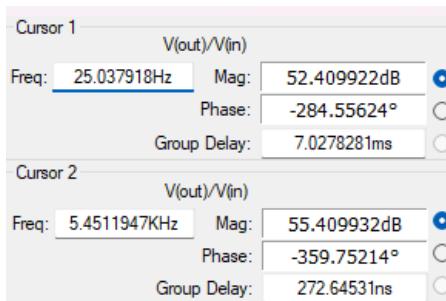
Il suo valore è pari a:

$$R = R_{sx} + R_{dx} \simeq 1 \text{ k}\Omega$$

Di seguito viene calcolata la capacità necessaria per impostare una frequenza di taglio pari a 20 Hz, ovvero la soglia inferiore dell'udibile.

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f R} = 7.86 \rightarrow 8 \mu F$$

Simulando il circuito completo con tale capacità si ottiene una frequenza di taglio di circa 25 Hz:



Tuttavia, sovradimensionando leggermente tale valore, è possibile ottenere una frequenza di taglio inferiore a quella precedente.

La scelta di porre tutti i condensatori di accoppiamento pari a 10 μF risulta essere adeguata per fissare la frequenza di taglio inferiore a 20 Hz.

5.4 Circuito Finale

Il circuito del solo preamplificatore è rappresentato di seguito⁵:

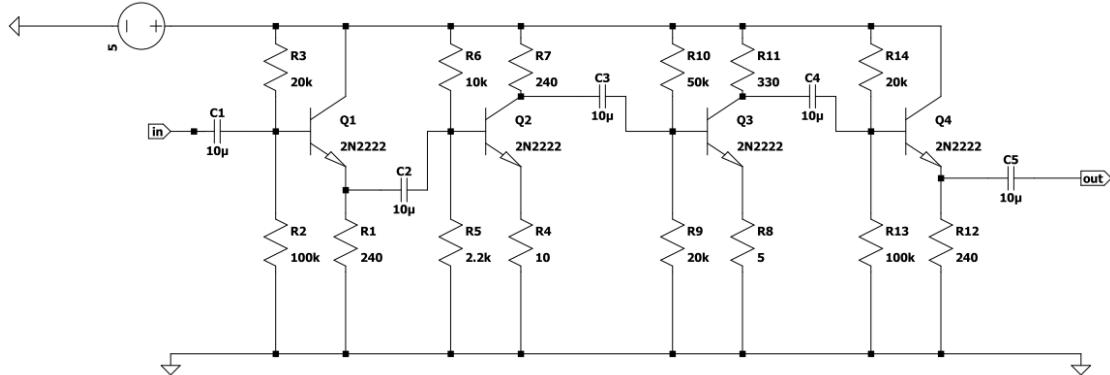


Figura 5.4: Circuito di preamplificazione

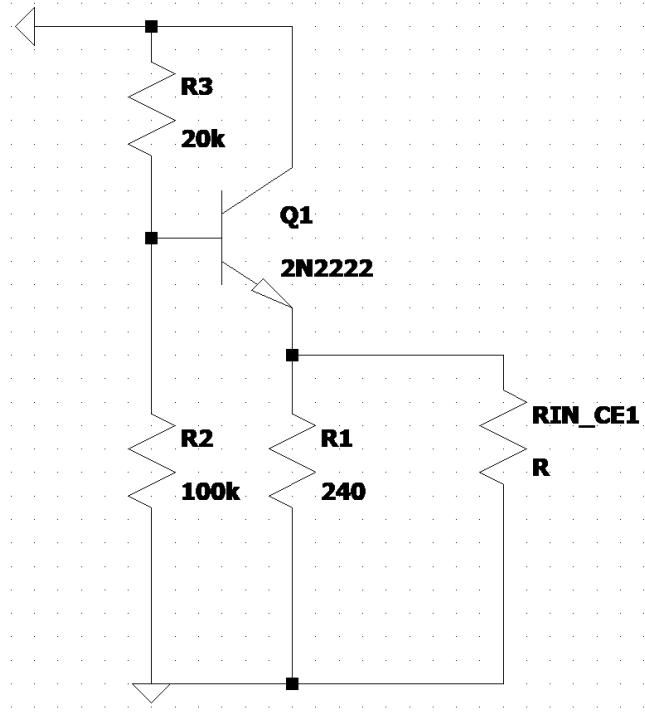
A seguire, vengono calcolate le caratteristiche di piccolo segnale più rilevanti ovvero:

- Resistenza di ingresso
- Resistenza di uscita
- Guadagno in tensione

⁵Una rappresentazione di dimensioni più elevate è posta alla fine del documento, figura A.3

5.4.1 Resistenza di ingresso

Per la valutazione della resistenza di ingresso, è possibile soffermarsi l'analisi sulla porzione di circuito in figura, ottenuto considerando i condensatori come cortocircuiti ed eliminando dalla visualizzazione le resistenze ininfluenti:



Per modellare l'effetto delle resistenze degli stadi successivi, è stato utilizzato il teorema di Thévenin per modellare la resistenza R_{in-CE1} .

Proseguendo l'analisi, si ottiene la resistenza di ingresso come:

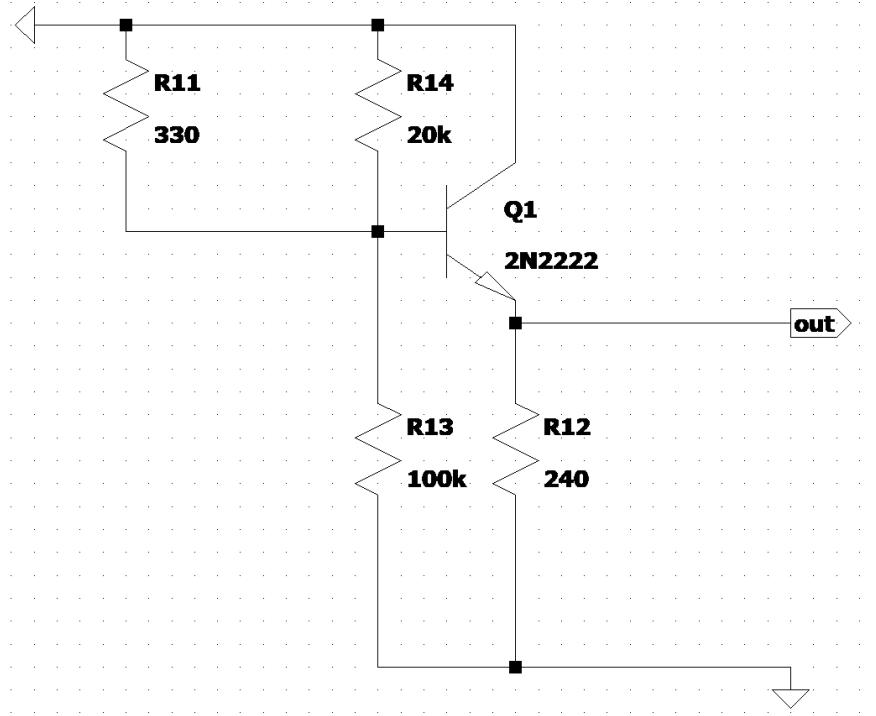
$$R_{in} = R_B \parallel (\beta + 1)(R_1 \parallel R_{in-CE1})$$

Sostituendo con i valori di resistenza nominali e la resistenza di ingresso al primo emettitore comune (1052Ω come precedentemente calcolato), si ottiene:

$$R_{in} = 11.7 \text{ k}\Omega$$

5.4.2 Resistenza di uscita

In modo analogo, si considera il circuito seguente per la valutazione della resistenza di uscita:



Anche in questo caso, si modella l'effetto di carico degli stadi precedenti attraverso la resistenza R_{11} . Si noti come tale resistenza sia uguale alla resistenza di collettore del secondo stadio emettitore comune, questo a causa del parallelo tra essa e la resistenza vista al collettore del transistor, la quale è virtualmente infinita se non si considera l'effetto Early, o comunque molto elevata nel caso in cui l'effetto non venga trascurato.

Si ottiene pertanto:

$$R_{out} = R_{12} \parallel \frac{(R_{11} \parallel R_{14} \parallel R_{13}) + r_\pi}{(\beta + 1)}$$

da cui:

$$R_{out} \simeq 1.6 \Omega$$

5.4.3 Guadagno in tensione

Esso viene valutato come somma dei guadagni (espressi in scala logaritmica) dei 4 stadi realizzati.

I parametri di ogni stadio vengono sintetizzati in tabella:

	CC	CE1	CE2
A_v (dB)	-0.096	25.6	32.75
R_{in} (Ω)	12.4 k	1052	1380
R_{out} (Ω)	61	240	330

Le partizioni di tensione tra lo stadio collettore comune ed emettitore comune o viceversa possono essere trascurate poiché prossimi a 1.

Non è possibile dire lo stesso per quanto riguarda la partizione tra primo e secondo stadio common emitter, il cui valore è pari a -1.4 dB, come precedentemente calcolato nell'equazione (5.2).

In definitiva:

$$G = Av_{CC} + Av_{CE1} + K_2 + Av_{CE2} + Av_{CC} = 56.76 \text{ dB}$$

6 Simulazione del circuito

E' interessante valutare più precisamente i parametri valutati nel corso del dimensionamento con un simulatore circuitale, per poi confrontare i risultati.

6.1 Preamplificatore

6.1.1 Resistenze di ingresso e uscita

Simulando le resistenze di ingresso e uscita in centro banda (simulate alla frequenza di 10 kHz), è possibile notare come tali valori non si discostino troppo da quelli calcolati in precedenza.

	Calcolo	Simulazione
R_{in}	11.7 kΩ	11.5 kΩ
R_{out}	1.6 Ω	4.63 Ω

Eventuali differenze possono essere dovuti ad effetti trascurati ed ipotesi semplificative applicate al fine di rendere meno pesante l'analisi.

6.1.2 Risposta in frequenza

Come previsto nell'analisi, i diagrammi di bode rispecchiano le specifiche dettate inizialmente per il dimensionamento.

	Calcolo	Simulazione
G	56.76 dB	55.41 dB
ϕ	0 deg	0.09 deg
f_L	//	19.93 Hz

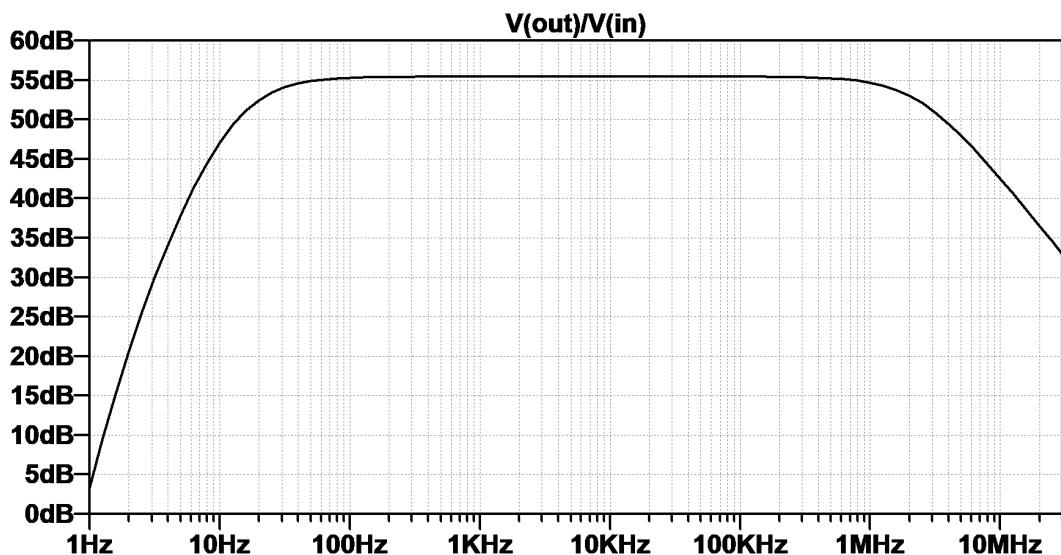


Figura 6.1: Diagramma di bode delle ampiezze

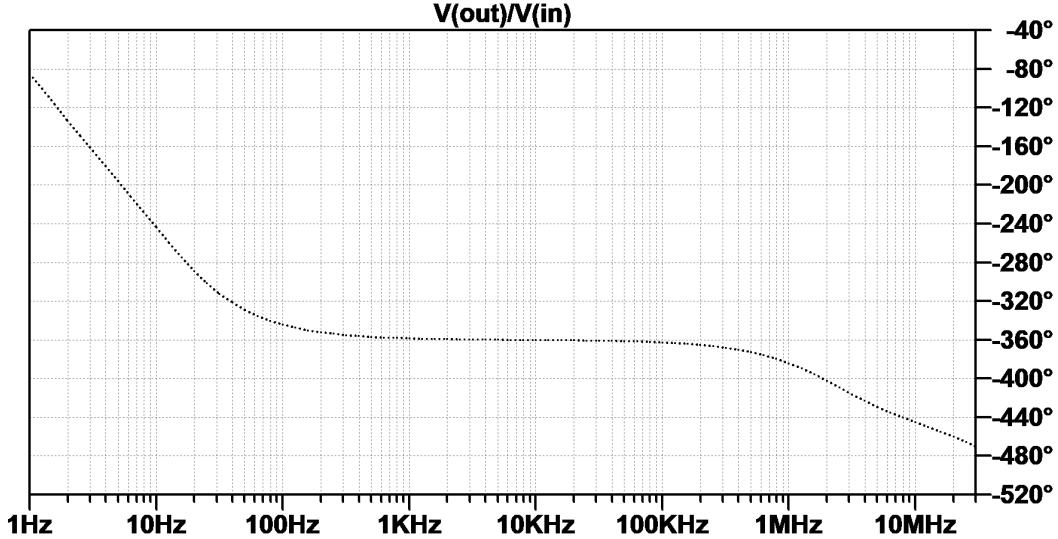
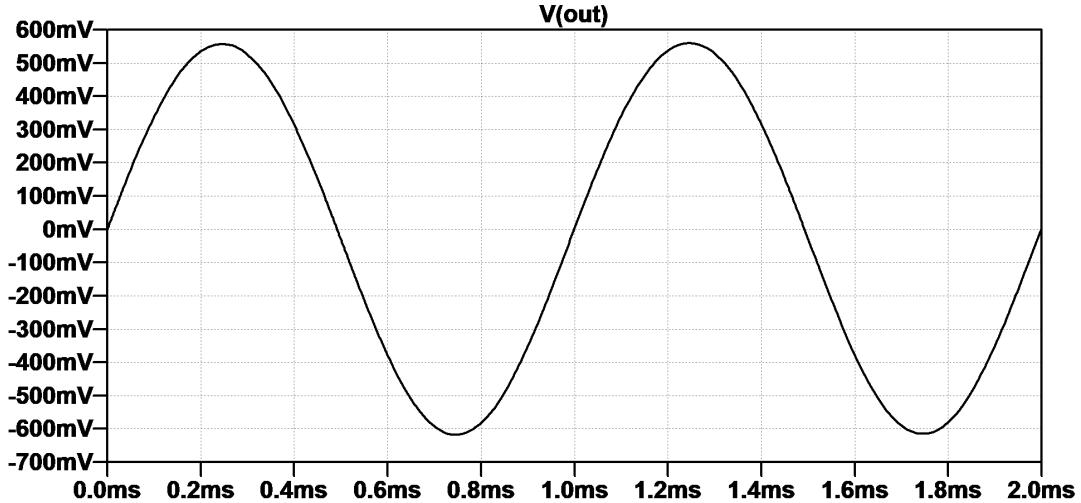


Figura 6.2: Diagramma di bode delle fasi

6.1.3 Simulazione transitorio

Ponendo in ingresso un segnale di test di ampiezza di picco 1 mV, è possibile valutare il seguente segnale di uscita:



Non sono presenti distorsioni al segnale, tuttavia è possibile individuare un piccolo offset di 21 mV di tensione statica, la cui causa è da ricercarsi nelle asimmetrie intrinseche del circuito.

6.1.4 Consumi

Per avere un'idea sui consumi del circuito, si è scelto di sfruttare la simulazione per tracciare la potenza complessiva, valutando il prodotto tra tensione di alimentazione e corrente assorbita complessivamente, in condizioni statiche.

Con l'ausilio della simulazione, si ottiene un valore di corrente assorbita pari a 40.656 mA.

Di conseguenza, la potenza assorbita risulta essere pari a

$$P_{avg} = V_{CC} \times I_{ass} = 5 \times 40.656 = 203.38 \text{ mW}$$

Il ché risulta essere un consumo⁶ accettabile per un preamplificatore di questo genere.

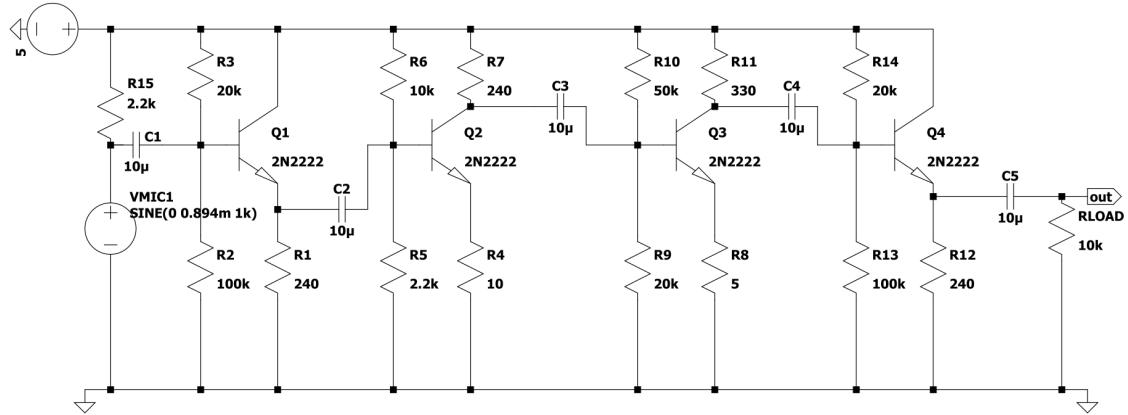
6.2 Circuito completo

Volendo simulare il circuito completo, viene modellato il microfono come un generatore di tensione, posto sotto la resistenza che permette la polarizzazione del jfet interno alla capsula.

L'ampiezza del segnale in uscita dal microfono è di valore pari alla tensione efficace⁷ V_{mic} moltiplicata per $\sqrt{2}$ (fattore di picco di una forma d'onda sinusoidale). Pertanto:

$$V_{p-mic} = 0.632 \times \sqrt{2} = 0.894 \text{ mV}$$

Di seguito si riporta il circuito completo sottoposto all'analisi:



Sulla base di tale segnale di ingresso, è possibile valutare in particolare le caratteristiche del segnale di uscita, quali valore efficace e valore medio.

⁶si noti come tale consumo si riferisca al solo preamplificatore e non tiene conto dei consumi del microfono.

⁷valutata nell'equazione (4.2)

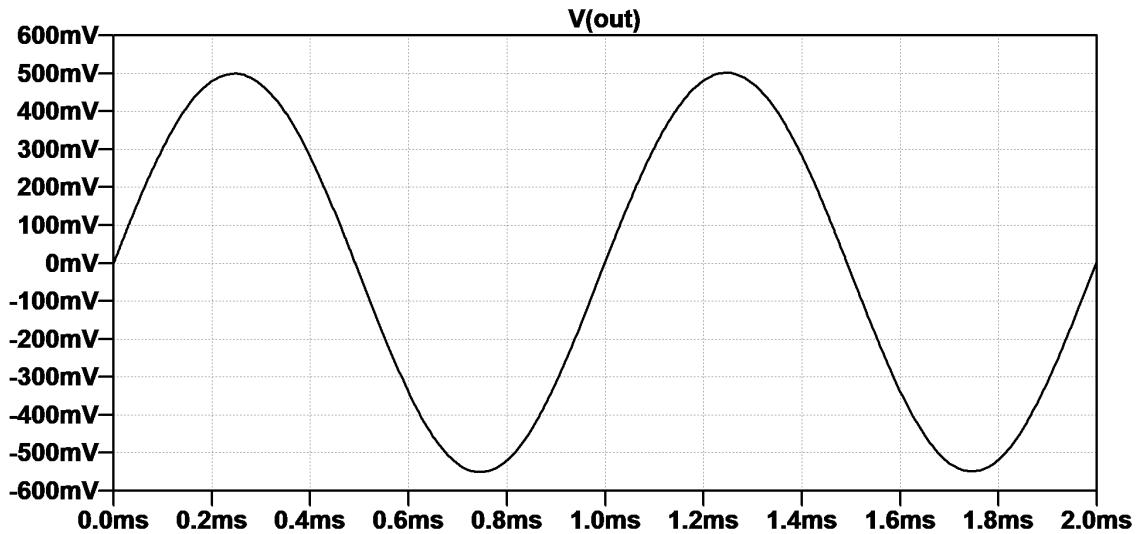
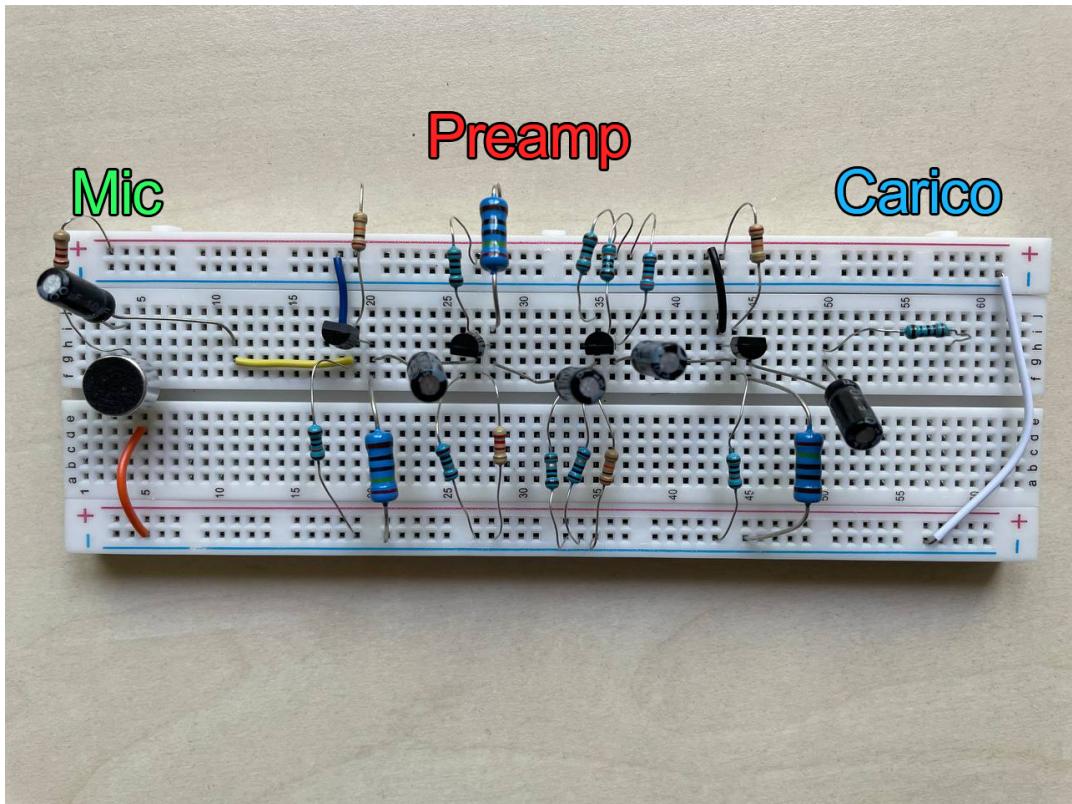


Figura 6.3: Segnale di uscita in risposta ad un ingresso sinusoidale di ampiezza 894 μ V, alla frequenza di 1 kHz.

Simulazione	
V_{eff}	372.34 mV
V_{avg}	-18.68 mV

7 Realizzazione del circuito



Implementando il circuito su breadboard è possibile effettuare dei test reali di funzionamento sul circuito completo.

Attraverso la generazione di onde sonore di determinata frequenza con l'utilizzo di un altoparlante, è possibile ottenere un riscontro visivo dell'amplificazione di tali segnali.

Non è da escludere la possibilità che questi segnali sinusoidali siano riprodotti non in maniera eccellente dalla cassa audio, tuttavia rappresentano un buon modo per testare l'efficacia del preamplificatore.

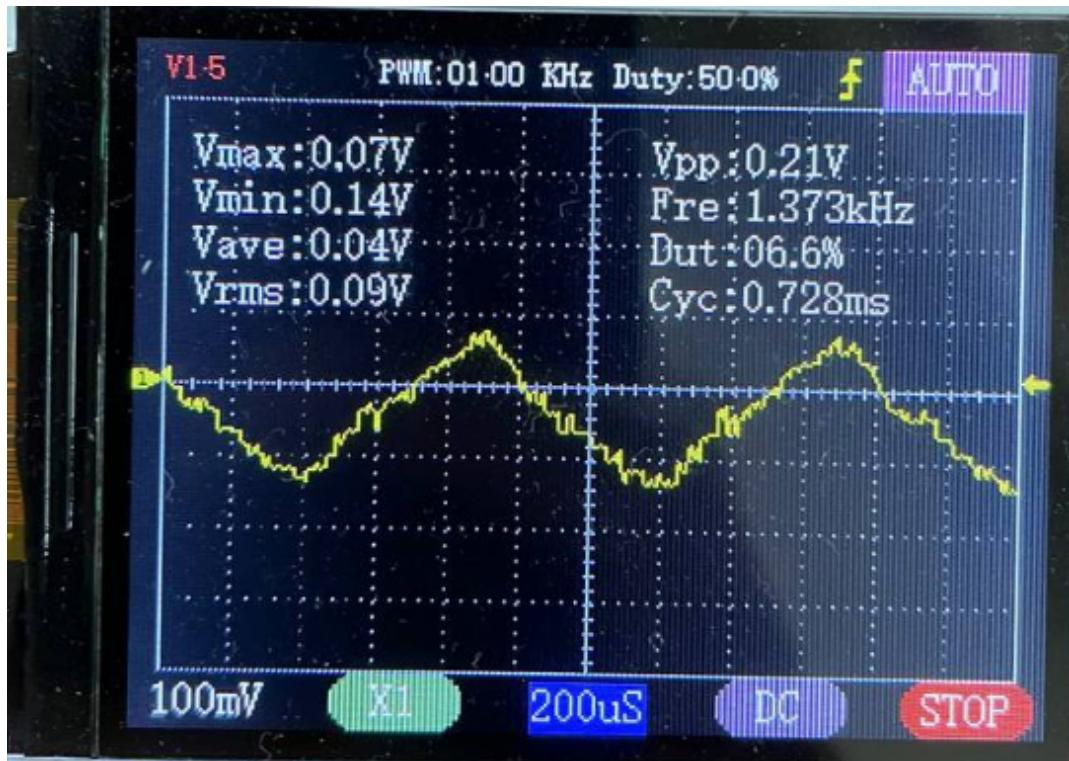


Figura 7.1: Test con segnale a frequenza 1 kHz, volume medio

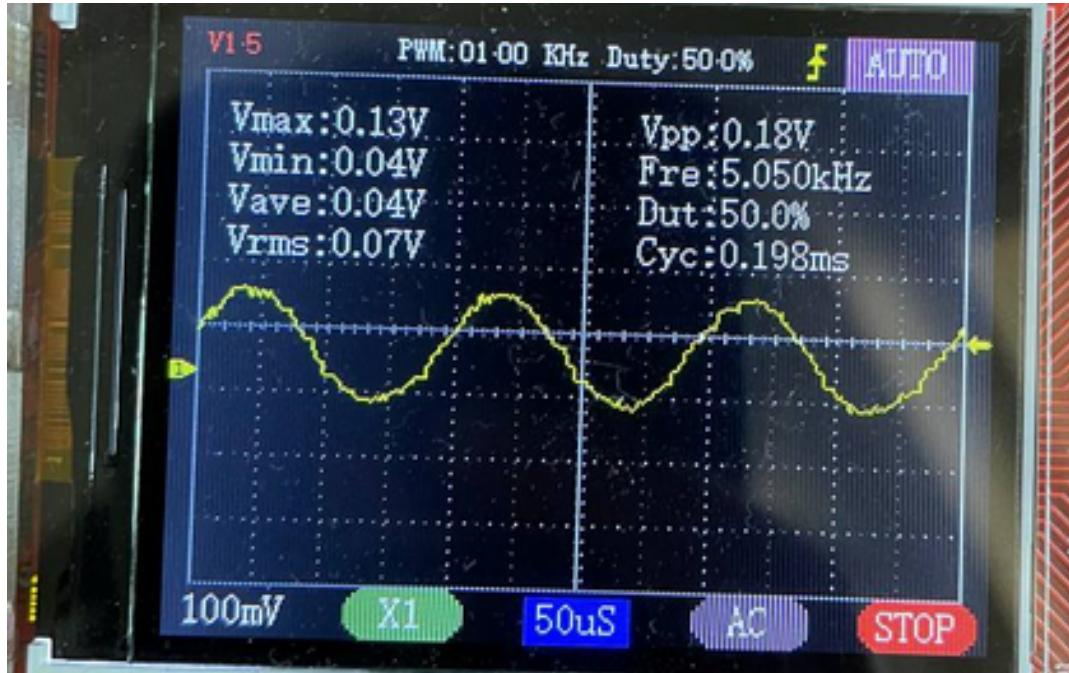


Figura 7.2: Test con segnale a frequenza 3 kHz, volume medio

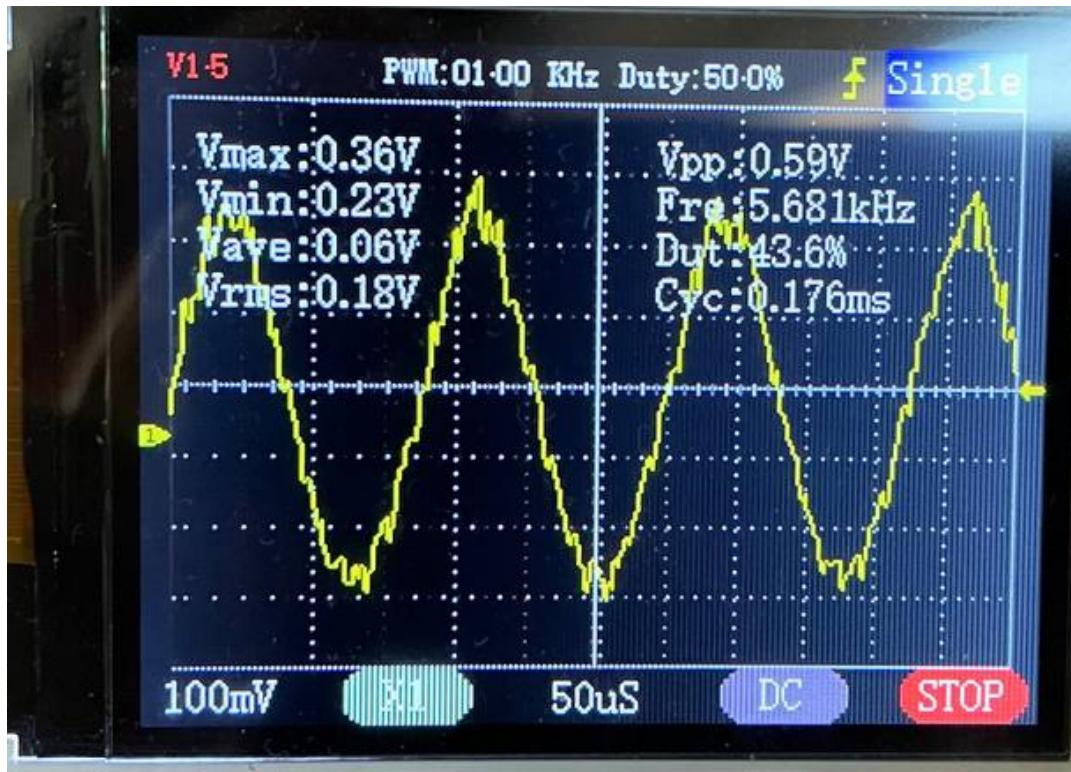


Figura 7.3: Test con segnale a frequenza 5 kHz, volume alto



Figura 7.4: Test con segnale a frequenza 10 kHz, volume alto

L'ampiezza del segnale di uscita è funzione della distanza dalla sorgente audio e dalla sua intensità, pertanto un segnale di uscita di ampiezza inferiore rispetto a quanto considerato in precedenza è del tutto nella norma.

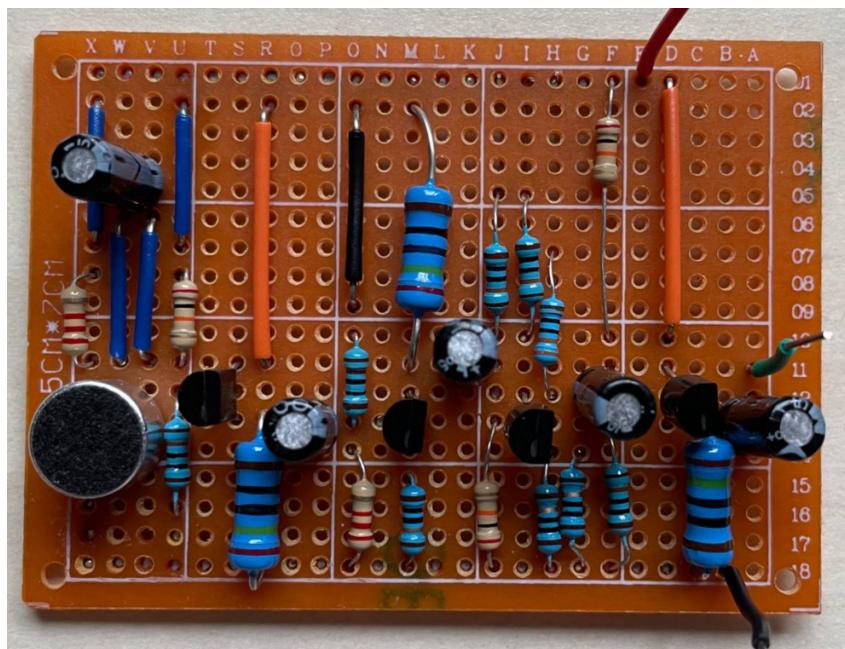
E' importante infine sottolineare come il circuito è fuori dall'essere ideale o quanto meno la migliore soluzione realizzabile, però potrebbe essere un punto di partenza per la realizzazione di un circuito più complesso ed efficiente.

A prova di questo sono le numerose fonti di rumore che caratterizzano il segnale di uscita: alcune di esse potrebbero essere filtrate ponendo un filtro passa basso, altre invece sono impossibili da rimuovere poiché presenti alla stessa frequenza del segnale utile.

8 Conclusioni

Sulla base degli argomenti affrontati e delle relazioni ottenute durante il corso di elettronica, è stato possibile avere una base di partenza da cui sviluppare in modo autonomo il dimensionamento del pre-amplificatore. Non di minore importanza assume l'aver approfondito attraverso la letteratura tecnica il funzionamento del microfono e l'interpretazione dei dati forniti dal datasheet del dispositivo, quali elementi importanti citano il livello di pressione sonora, sensibilità e affini.

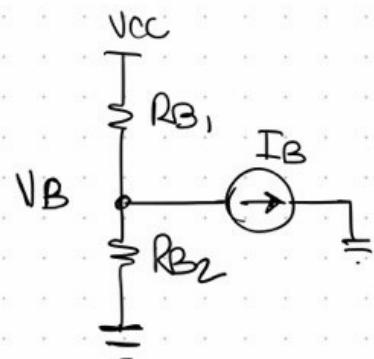
In conclusione, tale circuito di preamplificazione è da considerarsi lontano dall'essere un prodotto commercialmente finito poiché oggetto di numerosi effetti di disturbo che andrebbero limitati con l'inserimento di filtri EMI e circuiteria più elaborata, tuttavia esso rappresenta un tentativo riuscito di progettazione di un dispositivo elettronico che raccoglie e sintetizza le conoscenze e le competenze acquisite durante l'attuale percorso di studi.



A Appendici

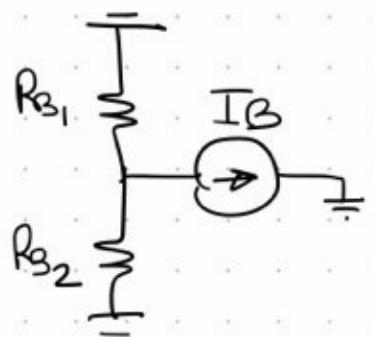
A.1 Calcolo Resistenze di base

E' possibile ottenere una stima delle resistenze da usare per fissare la polarizzazione tramite l'analisi del seguente circuito.

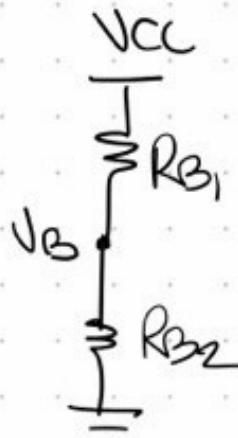


Conoscendo il valore di tensione V_B da fissare, è possibile dividere l'analisi del circuito in due utilizzando il principio della sovrapposizione degli effetti:

Un contributo relativo alla corrente di base



e un contributo relativo alla partizione della tensione V_{CC}



Il valore di V_B è presto calcolato:

$$V_B = V_{CC} \times \frac{R_{B2}}{R_{B2} + R_{B1}} - I_B \times \frac{R_{B2}R_{B1}}{R_{B2} + R_{B1}}$$

Da tale equazione, risolvendo per R_{B2} , è possibile ricondursi al seguente risultato:

$$R_{B2} = \frac{R_{B1}}{\frac{V_{CC} - I_B R_{B1}}{V_B} - 1} \quad (\text{A.1})$$

A.2 Immagini

Nelle pagine che seguono si riportano le immagini ad una dimensione maggiore per una migliore valutazione.

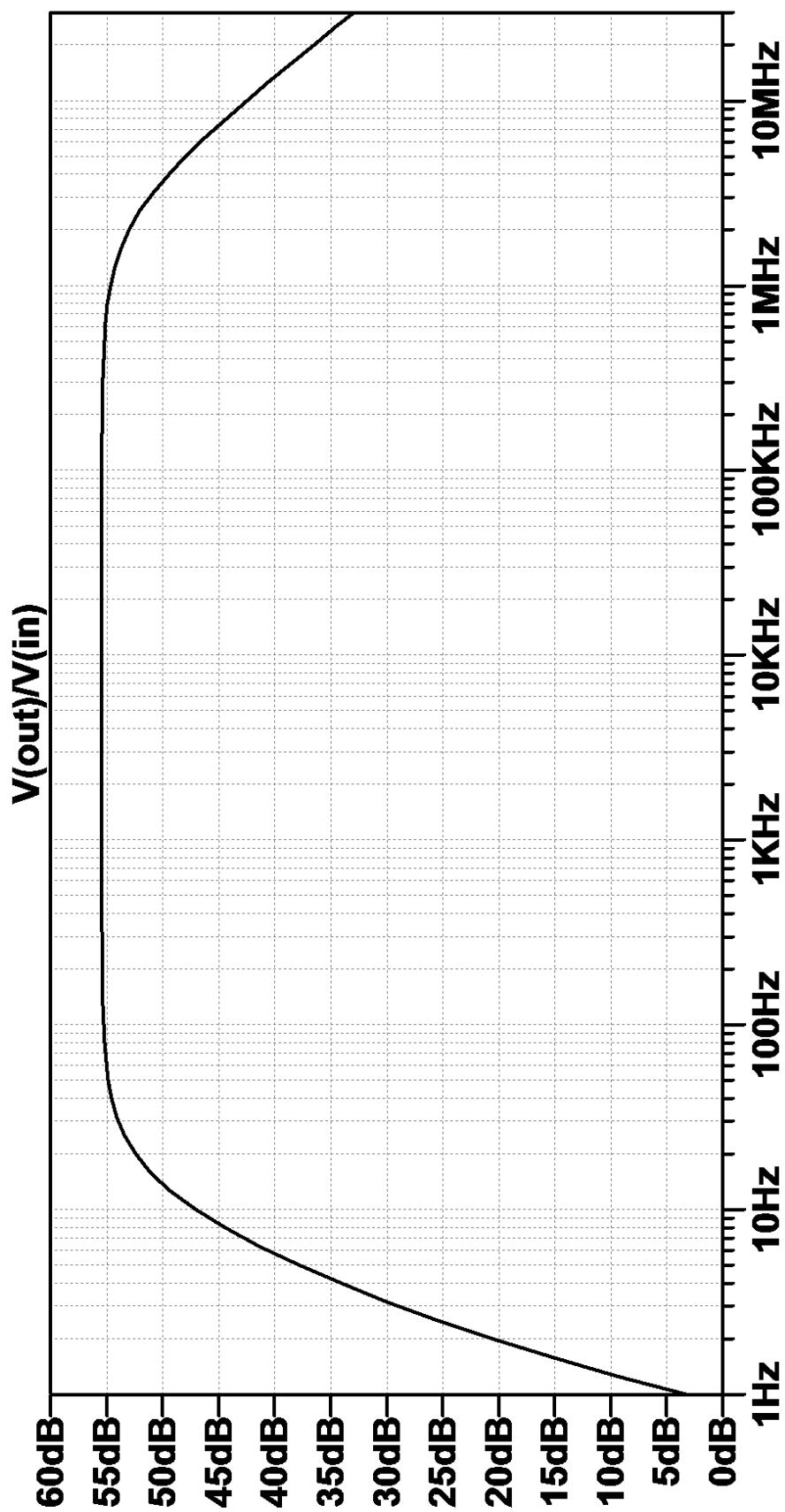


Figura A.1: Diagramma di bode delle ampiezze

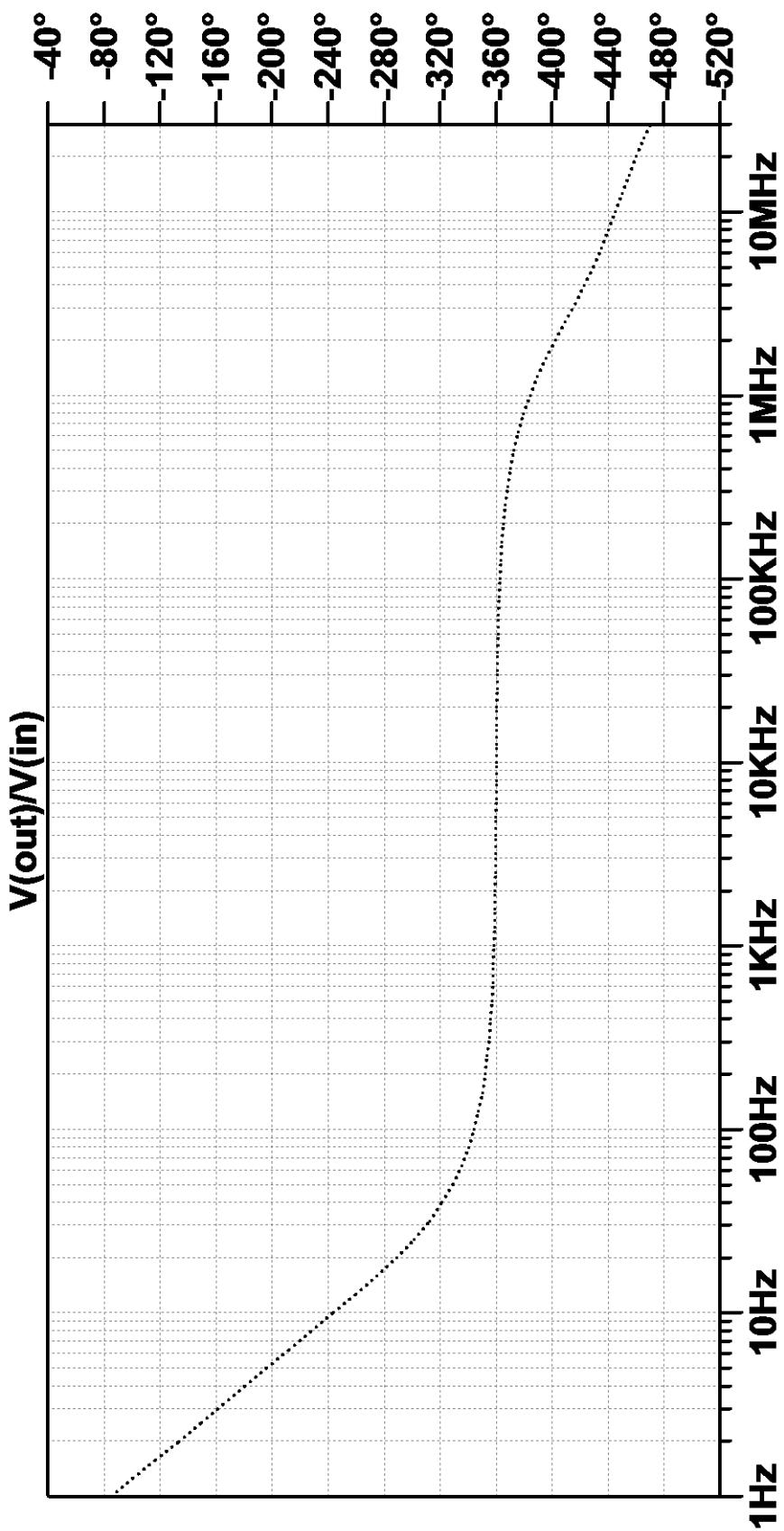


Figura A.2: Diagramma di bode delle fasi

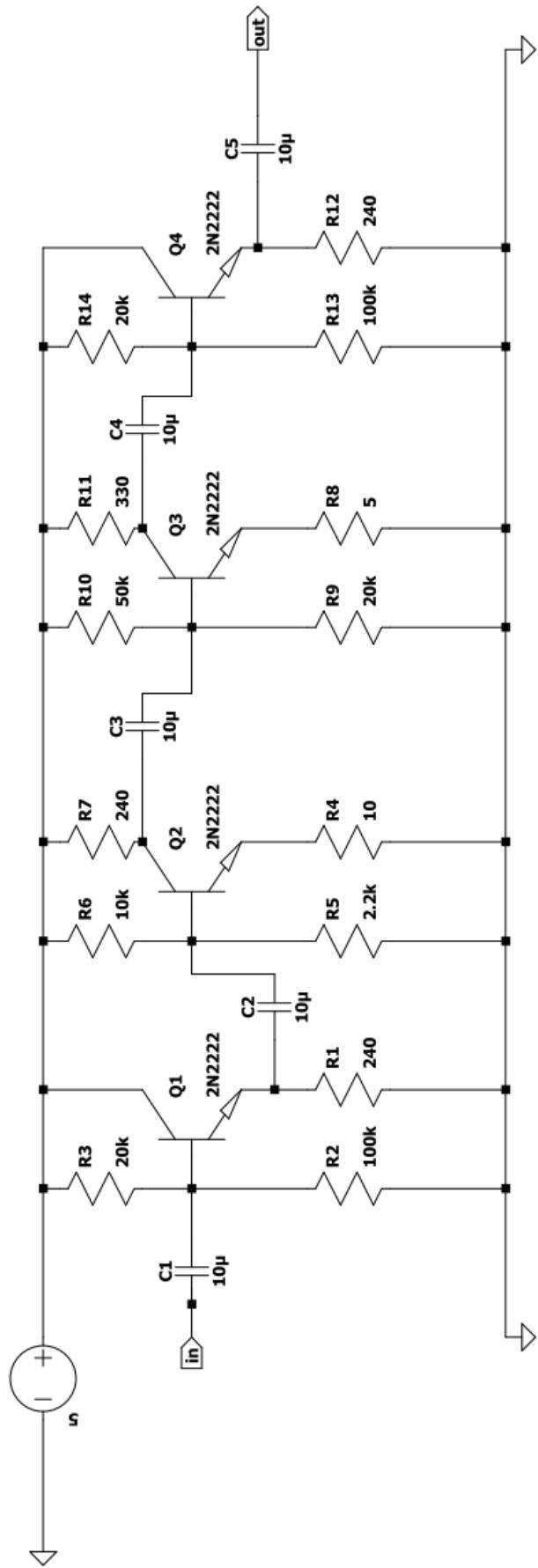


Figura A.3: Circuito di preamplificazione

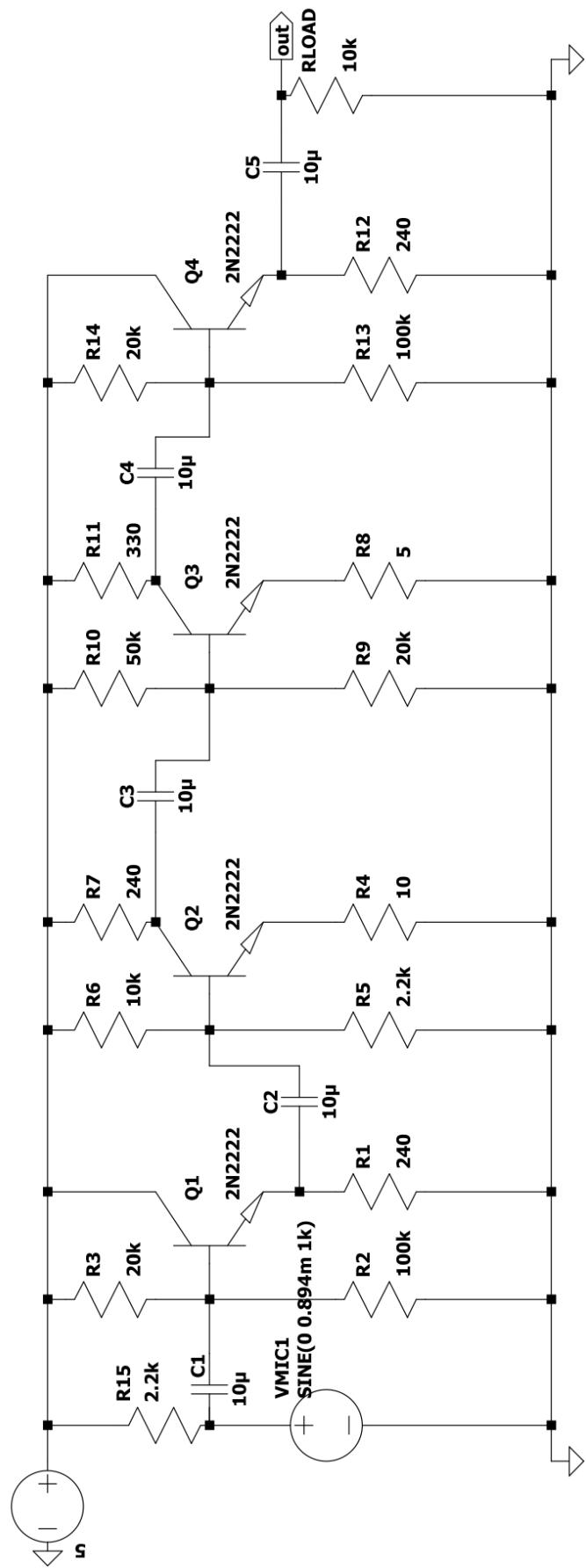


Figura A.4: Circuito completo con carico e microfono modellato