



**Università degli studi di Trieste**

**Laboratorio di elettronica applicata**

**deej**  
DIPARTIMENTO DI  
ELETTROTECNICA  
ELETTRONICA  
INFORMATICA

# **Progetto di un amplificatore in classe AB, in banda audio.**

**Allievo: Codognotto Alberto**

**Matricola: 83101210**

**Relatore: Prof. Marsi Stefano**

**Anno accademico: 2000/01**

## Introduzione

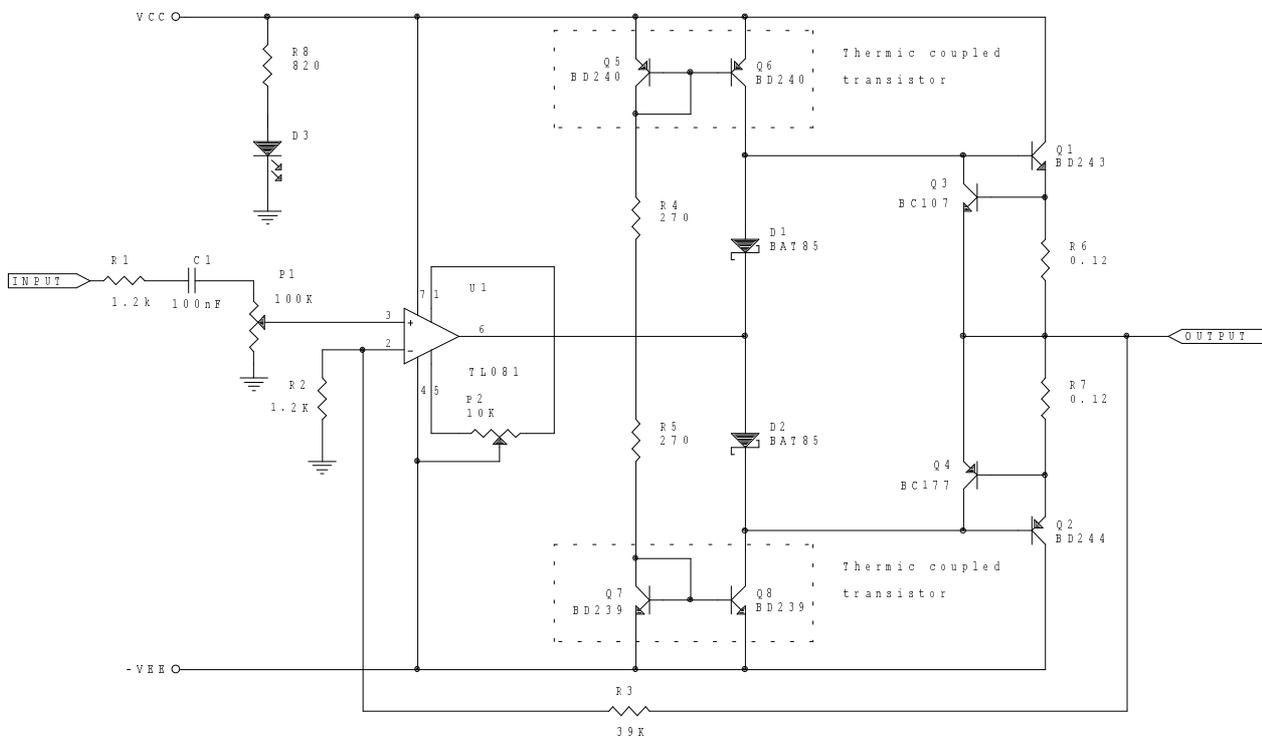
Il seguente progetto consiste nel risultato della ricerca e dello studio sia teorico che pratico per la realizzazione di un amplificatore audio di potenza.

Tale dispositivo viene presentato come esercizio teorico pratico svolto in corrispondenza della fine del corso di elettronica applicata, al fine di mettere in pratica gli insegnamenti appresi.

Per la realizzazione non esistevano né limitazioni né specifiche progettuali, la scelta degli schemi circuitali, dei componenti da utilizzare, dei punti di lavoro, eccetera, è stata valutata e determinata dal progettista. Il risultato finale ha dato alla luce un prodotto con delle minime seppur non disdicevoli caratteristiche di qualità ed affidabilità.

## Presentazione

Il circuito elettrico di Tav.1 rappresenta lo schema elettrico generale dell'amplificatore di potenza in classe AB presentato.



**Tav. 1** Schema elettrico generale

Il circuito è costituito da un amplificatore operazionale ed una rete che realizza un amplificatore di potenza in classe AB in uscita, il tutto retroazionato sfruttando le idealità dell'OPA. L'alimentazione è di tipo duale con  $V_{cc}=+15V$ ,  $V_{ee}=-15V$ .

Possiamo identificare per questa tipologia di amplificatore due stadi:

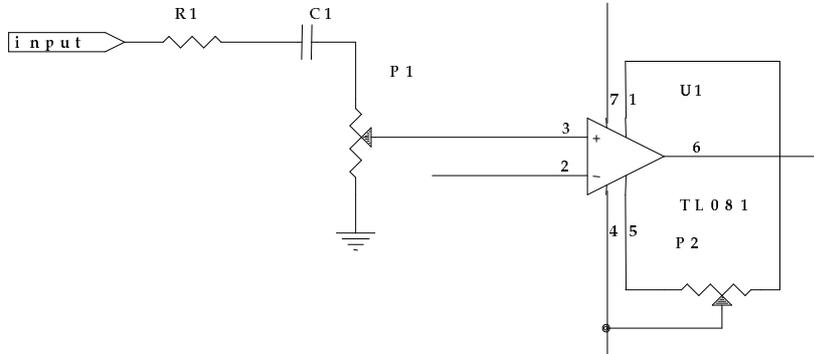
1. Stadio di ingresso;
2. Stadio di potenza.

Il dimensionamento del circuito è stato effettuato per garantire:

- Una banda di funzionamento lineare di 20-20KHz
- Un guadagno di tensione max maggiore di 30
- Una potenza d'uscita di 14W su 8Ω, oppure 28W su 4Ω
- Una corrente max di uscita di 4A

## Stadio di ingresso

Si è battezzato per stadio di ingresso tutta la parte per piccoli segnali del circuito, visibile in fig2:



**Fig.2 Circuito di ingresso per piccoli segnali**

Tuttavia per poter considerare l'amplificatore operazionale in regime di linearità si deve considerare la rete di retroazione!

In ingresso è stato previsto un potenziometro per la regolazione del segnale, in modo che l'utente possa regolare il volume di uscita. Nel contempo si è montato un filtro bassa basso, per tutti i segnali al disotto della banda dell'udibile.

Lo zero creato da questo filtro è stato dimensionato intorno ai 15Hz.

$$f_z = \frac{1}{2\pi RC} \Rightarrow RC = (R1 + R3)C1 = \frac{1}{2\pi 10Hz} = 10.61 \cdot 10^{-3} s$$

Si sono dimensionati quindi con valori ragionevoli R1, P1 e C1. Rispettivamente:

- R1 = 1.2KΩ ; 1/4W
- P1 = 100KΩ ; 1/4W trimmer logaritmico
- C1 = 100nF ; 100V poliestere

NB: le resistenze si intendono con tolleranza pari al 10%.

## La retroazione

La retroazione è necessaria per garantire la linearità del circuito, per regolare l'amplificazione di tensione. L'intero circuito è molto simile nel suo complesso ad un amplificatore operazionale reale di potenza. Infatti grazie all'OPA l'amplificazione ad anello aperto e la resistenza di ingresso sono elevatissimi, Rout grazie alla impedenza di uscita del circuito di potenza in classe AB progettato è molto piccola.

La praticità del circuito ci permette di introdurre la reazione come se si trattasse del solo OPA in configurazione non invertente.

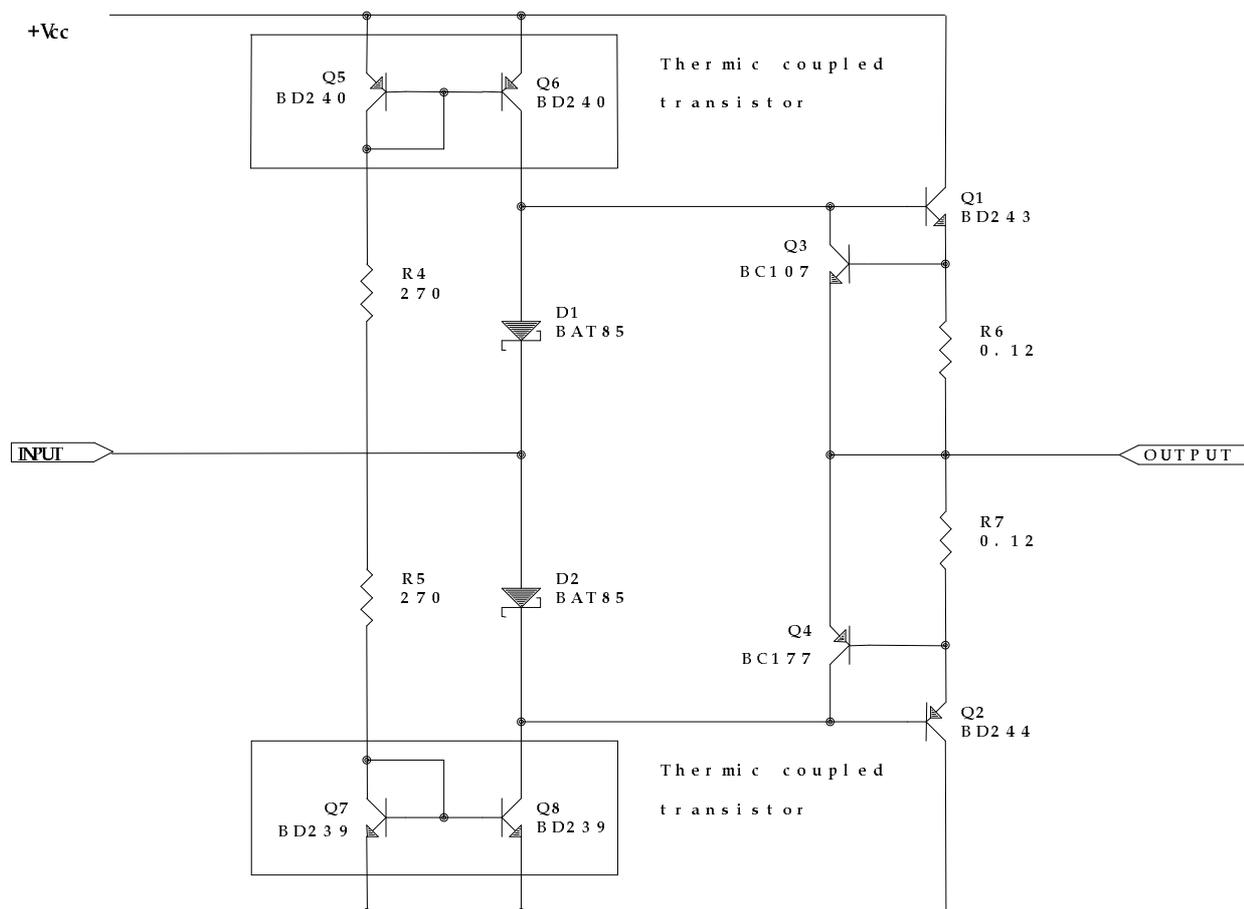
Con tali considerazioni allora il guadagno a medie frequenze del nostro amplificatore di potenza vale:

$$A_{mid} = 1 + \frac{R3}{R2}$$

Scegliendo R3=39KΩ , R2=1.2KΩ, ottengo una amplificazione di tensione A<sub>mid</sub>=33 circa.

## Il circuito di potenza

Naturalmente pilotare con l'uscita di un OPA una cassa acustica con una impedenza caratteristica di  $4\Omega$  o  $8\Omega$  non è possibile, per questo è stato necessario prevedere in uscita uno stadio di potenza. Si è optato per un amplificatore in classe AB per un giusto compromesso fra distorsione del segnale e potenza dissipata. La scelta dello schema circuitale impiegato è stata effettuata in base a come risultava migliore l'accoppiamento fra OPA e carico, visibile in figura:



**Fig.3** Circuito finale di potenza

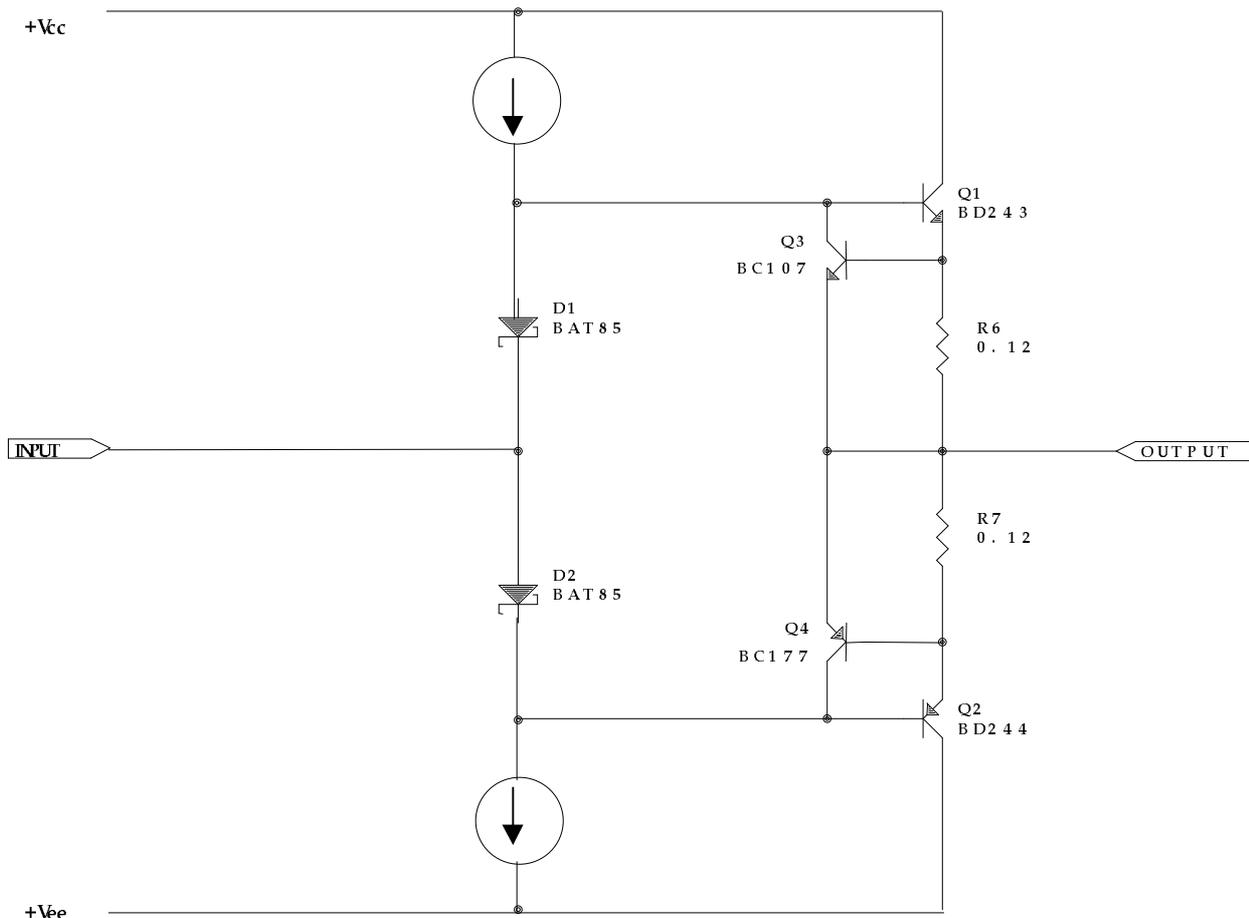
Durante la sperimentazione si erano presi in considerazione circuiti più o meno complessi analizzandone le caratteristiche, specialmente tramite simulazioni con spice.

L'autore ha considerato a parer suo tutte le possibili varianti, ed è giunto al risultato presentato in seguito alle seguenti motivazioni:

1. Il circuito per praticità di sperimentazione in laboratorio è alimentato alla stessa tensione continua con la quale è alimentato l'OPA.
2. Il circuito utilizza transistor di potenza del tipo BJT, a singolo transistor perché le potenze in gioco suggerivano la scelta di tali componenti.
3. Sono previste delle protezioni al corto circuito al fine di salvaguardare i transistor finali da casi di sbadataggine, nonché per dare un'importanza maggiore al circuito proposto.

Si è scelto come punto di polarizzazione, per Q1 e Q2, la condizione con corrente di riposo di qualche  $\mu\text{A}$ .

Schematicamente, lo stadio si può riassumere come di seguito:



**Fig.4 Schema generale idealizzato del circuito di potenza**

## **Considerazioni generali**

L'impiego dei due generatori di corrente è stato necessario per sfruttare al massimo le potenzialità dell'amplificatore, infatti utilizzando un resistore si sarebbe limitata l'amplificazione per i piccoli segnali, con escursioni di tensione entro il valore:

$$V_{\max} = V_{cc} - RI$$

con R il valore della resistenza ed I la corrente che lo attraversa.

Utilizzando un generatore di corrente la tensione ai capi non è influenzata dalla corrente che lo attraversa, in questo modo l'escursione del segnale d'uscita è molto più ampia.

I diodi sono stati inseriti nel circuito per polarizzare, appena sopra la zona d' interdizione i transistor, così da portare il dispositivo nel funzionamento in classe AB.

Per giungere a questa soluzione sono state considerate molte configurazioni. Si sono presi in esame circuiti di pilotaggio, per la coppia dei BJT di potenza, con diodi a giunzione PN, con transistor e soluzioni con resistori. Tutte non sono state considerate data l'elevata corrente a riposo, in Q1 e Q2, che tali configurazioni creavano.

Infatti per poter sfruttare a pieno la potenza dell'amplificatore la corrente massima in base ai

transistor deve essere di:

$$i_{B \max} = \frac{i_{C \max}}{\beta_{\min}} = \frac{3,5A}{50} = 70mA$$

dove  $i_{C \max}$  è la corrente massima di picco che l'amplificatore può fornire, mentre il  $\beta_{\min}^1$  è il guadagno di corrente del BJT in quella situazione.

A questa corrente si devono aggiungere alcuni mA per mantenere la polarizzazione del circuito in caso di segnale massimo. Questa piccola corrente è stata stimata nell'ordine di 5mA.

Quindi a riposo la corrente che attraversa il circuito di pilotaggio è di circa 75mA.

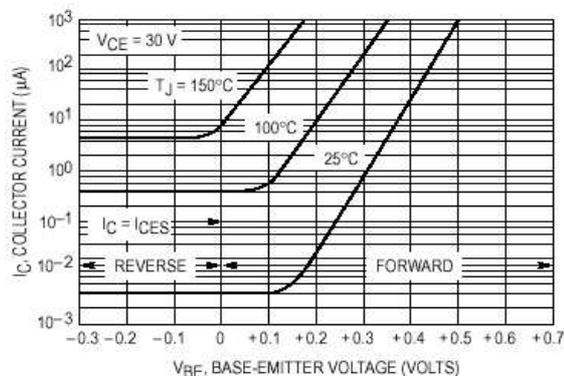
Utilizzando dei semplici diodi a giunzione PN o degli stadi a transistor ad emettitore comune con una corrente di 75mA la  $V_{be}$  a riposo dei transistor di potenza si portava a dei valori assolutamente inaccettabili.

Le soluzioni possibili a questo problema sono state:

- adottare dei diodi a giunzione metallo-semiconduttore
- diminuire la corrente massima erogabile dall'amplificatore

Si è raggiunto così un buon compromesso fra potenza massima erogabile e dissipazione di potenza a riposo utilizzando dei diodi Schottky opportunamente polarizzati.

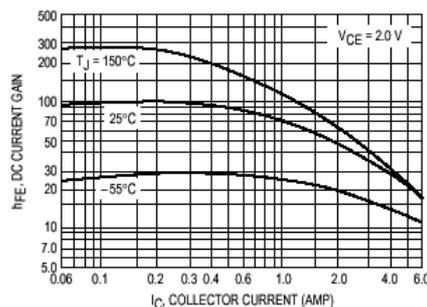
Tuttavia la scelta di diminuire la  $i_{B \max}$  dei transistor non è così limitante in potenza come si possa pensare. Infatti il valore di  $i_B$  in funzione di  $i_C$  è legato al  $\beta$ , quest' ultimo è un parametro sensibile con la temperatura. E' noto, e visibile dai data-sheet, che all' aumentare della temperatura il  $\beta$  aumenta. Caratteristica indiscutibile degli amplificatori di potenza è il surriscaldamento degli stadi finali, per cui il problema tende ad eliminarsi dopo alcuni minuti di funzionamento.



**Tav.5 Corrente di collettore (Ic) rispetto alla tensione base - emettitore (Vbe)**

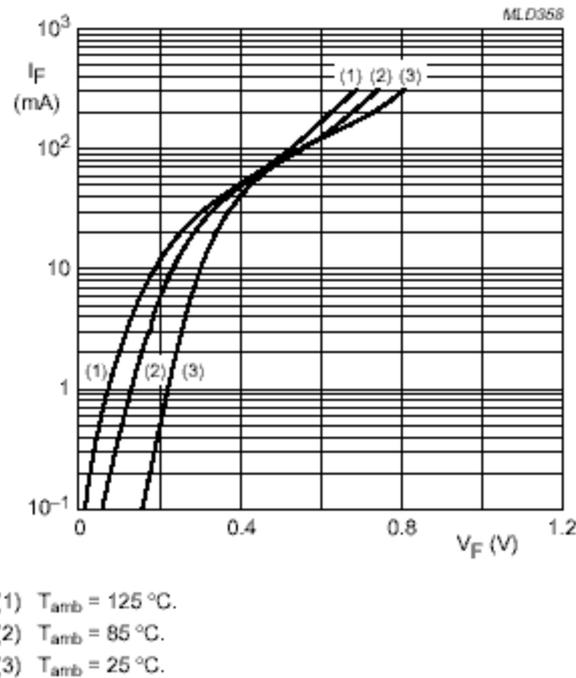
Il nuovo valore di corrente da far circolare attraverso i diodi è stato misurato sperimentalmente,

<sup>1</sup> Il  $\beta$  dei transistor come noto è influenzato dalla corrente di collettore richiesta e dalla temperatura. La casa costruttrice dei BJT ha reso disponibile i seguenti grafici qualitativi:



come si può notare a temperatura ambiente, sopra i 3A di carico, il  $\beta$  vale circa 50.

regolando la corrente e misurando la tensione ai capi. Si è preso come riferimento il grafico di Tav.5. Per ottenere una corrente a riposo di qualche  $\mu\text{A}$  la tensione necessaria è di circa 0.4 – 0.5 V, confrontando con i data sheet del BAT85 (Fig.6) e da misure sperimentali si è scelto una corrente di 53mA.



**Fig.6 Caratteristica tensione corrente del diodo BAT85**

## I generatori di corrente

Determinata la corrente ottimale, per la rete di polarizzazione dello stadio di potenza, si possono dimensionare i pozzi di corrente formati da Q5-Q6 e Q7-Q8.

Utilizziamo come schema elettrico di base la struttura a specchio di corrente. Per una maggior simmetria inoltre si sono progettati i due pozzi con la stessa corrente di riferimento, o meglio, con la stessa intensità ma di verso opposto.

Il valore dei resistori è stato dimensionato come segue:

$$R4 = R5 = \frac{V_{cc} - V_{be}}{I} = \frac{15\text{V} - 0.7\text{V}}{53\text{mA}} \approx 270\Omega$$

dove I è la corrente valutata nel paragrafo precedente.

La potenza di tali resistori vale:

$$P_{R4,R5} = R \cdot I^2 = 270\Omega \cdot (53\text{mA})^2 = 0.76\text{W}$$

Per cui dati i valori standard commercializzati la resistenze dovranno essere da 1W.

Per quanto riguarda la scelta progettuale di utilizzare due resistori R4, R5 in serie anziché un'unica resistenza di circa  $560\Omega$  è giustamente criticabile. Infatti in una produzione su vasta scala le due soluzioni elettricamente parlando si eguagliano, mentre economicamente è preferibile la variante ad un solo resistore. Si tenga presente che però si dovrà utilizzare un resistore con potenza doppia di quella calcolata.

Il motivo per il quale è stato presentato il progetto così è di natura puramente estetica, per mantenere anche visibilmente la simmetria del circuito.

La scelta dei transistor da impiegare per questo circuito è stata fatta in base alla potenza che quest'ultimi dovevano dissipare. Si rimanda il resto della trattazione sui pozzi di corrente nel paragrafo relativo agli accoppiamenti termici.

## **Protezioni del circuito di potenza**

I transistor che realizzano le protezioni ai corto circuiti sono Q3 e Q4 (Fig.3). Il funzionamento è vincolato dalla corrente in uscita dall' amplificatore. Si è imposto che quando la corrente di uscita superi circa 4A il circuito di protezione intervenga bloccando, o come nel nostro caso limitando, la corrente di uscita.

Per la polarizzazione dei transistor sono state predisposte R6 e R7, il loro valore è stato dimensionato come di seguito:

$$R6 = R7 = \frac{V_{BEon}}{I_{max}} = \frac{0.55V}{4A} = 0.137\Omega \approx 0.12\Omega$$

dove  $I_{max}$  è la massima corrente che si vuole possa assorbire il carico, e  $V_{BEon}$  è la minima tensione di soglia del transistor.

La potenza dissipata dalla resistenza è alquanto elevata:

$$P_{R6,R7} = R \cdot I_{max}^2 = 0.12\Omega \cdot (4A)^2 = 1.92W$$

A causa dei valori standard dovremo scegliere resistori da 5W.

## **Indicatore luminoso**

Nel circuito inoltre è stato previsto un indicatore luminoso che attesta la presenza dell' alimentazione.

Brevemente, si è utilizzato un diodo led rosso, la sua disposizione circuitale è visibile nello schema elettrico generale. La resistenza R8 è stata dimensionata come:

$$R8 = \frac{V_{cc} - V_d}{I_d} = \frac{15V - 1.2V}{15mA} = 920\Omega \Rightarrow 820\Omega$$

$$P_{R8} = (V_{cc} - V_d) \cdot \frac{V_{cc} - V_d}{R8} = (15V - 1.2V) \frac{15V - 1.2V}{820\Omega} = 0.23W \Rightarrow \frac{1}{4} W$$

## **Andamento in frequenza**

Trattandosi di un amplificatore è inevitabile descrivere l' andamento in frequenza del sistema.

Essenzialmente il circuito è analizzabile secondo i poli dominanti presenti in bassa e in alta frequenza. Per il polo di bassa frequenza la banda è limitata dal filtro passa alto in ingresso del circuito, nello stadio battezzato per piccoli segnali.

Il polo interviene alla frequenza di 15Hz, proprio come è stato dimensionato.

Per quanto riguarda il polo predominante di alta frequenza la trattazione non è la consueta. Avventurandoci in calcoli, che considerano le varie capacità parassite del circuito, non troveremo senz' altro la reale risposta in frequenza. Infatti il problema predominante in questo caso, della limitazione della banda superiore, dipende dello slew-rate dell'amplificatore operazionale.

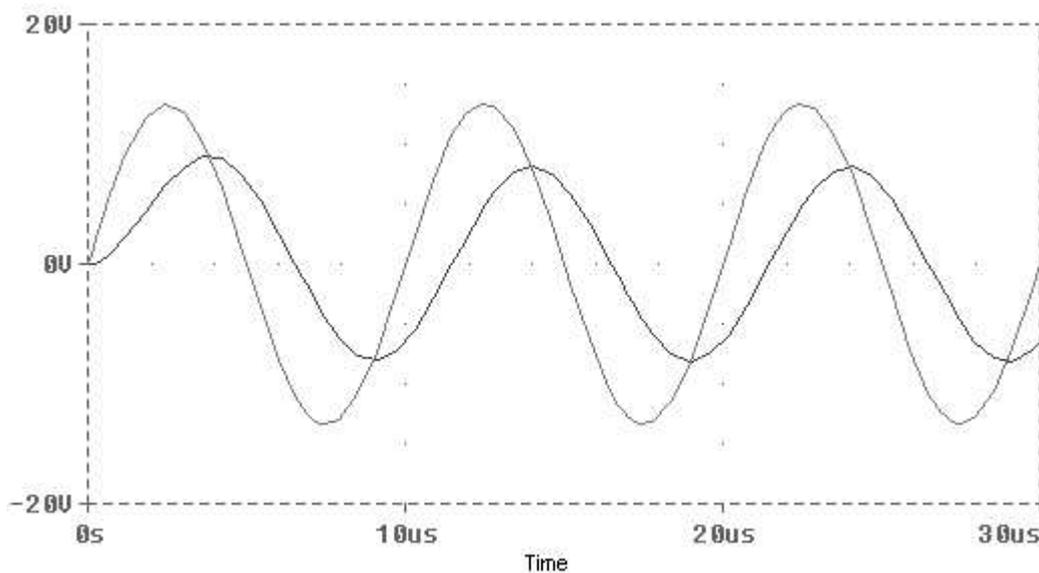
Il problema individuato dipende come noto dall' ampiezza dei segnali in uscita. Lo scopo progettuale è di garantire la banda di 20Khz ai segnali di massima potenza.

La scelta dell' OPA a proposito di questo problema non è stata casuale, si è scelto un amplificatore con una ottima risposta allo slew-rate. Precisamente il TL081 ha tipicamente  $SR=13V/\mu s$ .

Quindi la larghezza di banda a piena potenza può essere espressa da:

$$f_{\max} \leq \frac{SR_{\min}}{2\pi V_{FS}} \Rightarrow f_{\max} \leq \frac{5 \frac{V}{\mu s}}{2\pi 14V} = 56KHz$$

dove  $V_{FS}$  è la massima escursione di tensione del segnale e  $SR_{\min}$  è il minimo valore di slew-rate.



**Fig.7 Effetti dello slew-rate sul segnale d' uscita. In viola il segnale in uscita ad un frequenza di 100KHz, mentre in celeste il segnale come dovrebbe essere.**

## Simulazioni con Pspice

Ovviamente tutti i circuiti considerati nonché quello presentato sono stati simulati con spice.

Per la simulazione si sono dovuti affinare i modelli dei componenti utilizzati. Attraverso ricerche sui data sheet, presso i siti internet delle case costruttrici e con misure sperimentali si sono realizzati degli ottimi modelli per l' elaborazione attraverso spice.

La ricerca è stata orientata verso i componenti attivi del circuito, si riporta di seguito i modelli utilizzati:

- Circuito integrato TL081: amplificatore operazionale  
Il circuito impiegato ed il modello sono stati prodotti dalla Texas Instruments, il modello rispecchia quasi fedelmente, nelle condizioni operative standard, il comportamento reale del circuito integrato.  
Per maggiori informazioni sulla costituzione del macro modello si può far riferimento all' allegato al fascicolo rilasciato dalla ditta costruttrice.

```

* TL081 OPERATIONAL AMPLIFIER "MACROMODEL" SUBCIRCUIT
* CREATED USING PARTS RELEASE 4.01 ON 06/16/89 AT 13:08
* (REV N/A)          SUPPLY VOLTAGE: +/-15V
* CONNECTIONS:      NON-INVERTING INPUT
*                   | INVERTING INPUT
*                   | | POSITIVE POWER SUPPLY
*                   | | | NEGATIVE POWER SUPPLY
*                   | | | | OUTPUT
*                   | | | | |
.SUBCKT TL081      1 2 3 4 5
*
C1   11 12 3.498E-12
C2   6  7 15.00E-12
DC   5 53 DX
DE   54 5 DX
DLP  90 91 DX
DLN  92 90 DX
DP   4  3 DX
EGND 99 0 POLY(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
FB   7 99 POLY(5) VB VC VE VLP VLN 0 4.715E6 -5E6 5E6 5E6 -5E6
GA   6  0 11 12 282.8E-6
GCM  0  6 10 99 8.942E-9
ISS  3 10 DC 195.0E-6
HLIM 90 0 VLIM 1K
J1   11 2 10 JX
J2   12 1 10 JX
R2   6  9 100.0E3
RD1  4 11 3.536E3
RD2  4 12 3.536E3
RO1  8  5 150
RO2  7 99 150
RP   3  4 2.143E3
RSS  10 99 1.026E6
VB   9  0 DC 0
VC   3 53 DC 2.200
VE   54 4 DC 2.200
VLIM 7  8 DC 0
VLP  91 0 DC 25
VLN  0 92 DC 25
.MODEL DX D(IS=800.0E-18)
.MODEL JX PJF(IS=15.00E-12 BETA=270.1E-6 VTO=-1)
.ENDS

```

- Transistor di potenza BD243, BD24.

La ditta costruttrice è la Motorola Semiconductors, i dati sono stati ricavati dai data-sheet, sfruttando i manuali Pspice, e da misure sperimentali la dove la documentazione disponibile fosse incompleta.

```
.MODEL BD243 NPN (BF=160 RB=100 VAF=75 IS=5.2e-13 CJC=5pF)
```

```
.MODEL BD244 PNP (BF=160 RB=100 VAF=75 IS=5.2e-13 CJC=5pF)
```

**Nota:** Per la simulazione si sono utilizzati parametri identici per i transistor complementari, questa scelta a prima vista può far pensare ad una mancata valutazione delle dissimmetrie presenti. In realtà il circuito è stato pensato con una rete di compensazione per minimizzare tali inconvenienti, purtroppo la simulazione non è in grado di elaborare il problema. Sono state perciò condotte misurazioni e ricerche in merito direttamente sul circuito fisicamente funzionante.

- Transistor per medie potenze BD239, BD240.

Le ditte costruttrici sono la Fairchild, la ST Semiconductors e la Texas Instruments Semiconductors.

Anche in questo caso le ditte costruttrici non fornivano un modello rappresentativo per la simulazione con spice, se ne è ricavato uno con il procedimento già descritto. L' accuratezza di tale modello per le alte frequenze, non è molto importante dal momento che i BJT sono stati polarizzati per lavorare come pozzi di corrente.

```
.MODEL BD239 NPN (BF=100 VAF=75)
```

```
.MODEL BD240 PNP (BF=100 VAF=75)
```

- Transistor per piccoli segnali BC107, BC177.

```
.MODEL BC107 NPN (BF=290 VAF=50 CJC=2PF CJE=3PF RB=100)
```

```
.MODEL BC177 PNP (BF=290 VAF=50 CJC=2PF CJE=3PF RB=100)
```

- Diodi per piccoli segnali di tipo Schottky BAT85.

```
.SUBCKT BAT85 1 2
```

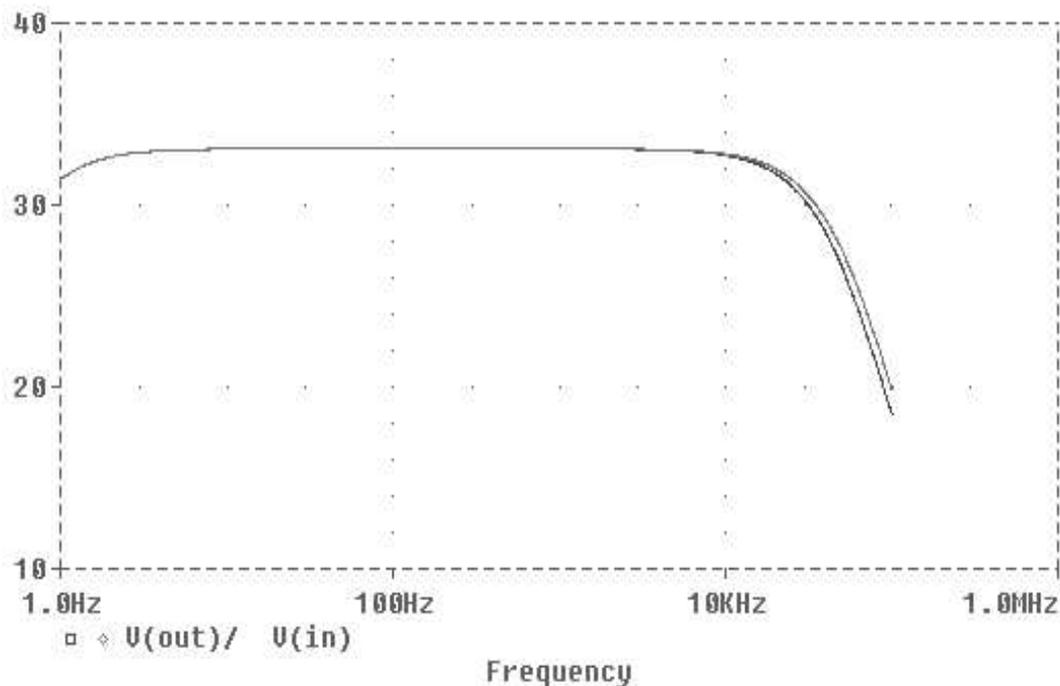
```
* The Resistor R1 does not reflect a  
* physical device. Instead it improves  
* modeling in the reverse mode of  
* operation.  
*
```

```
R1 1 2 3.6E+07
```

```
D1 1 2 BAT85
```

```
.MODEL BAT85 D(IS=2.117E-07 N=1.016 BV=36 IBV=1.196E-06 RS=2.637  
CJO=1.114E-11 VJ=0.2013 M=0.3868 FC=0 TT=0 EG=0.69 XTI=2)
```

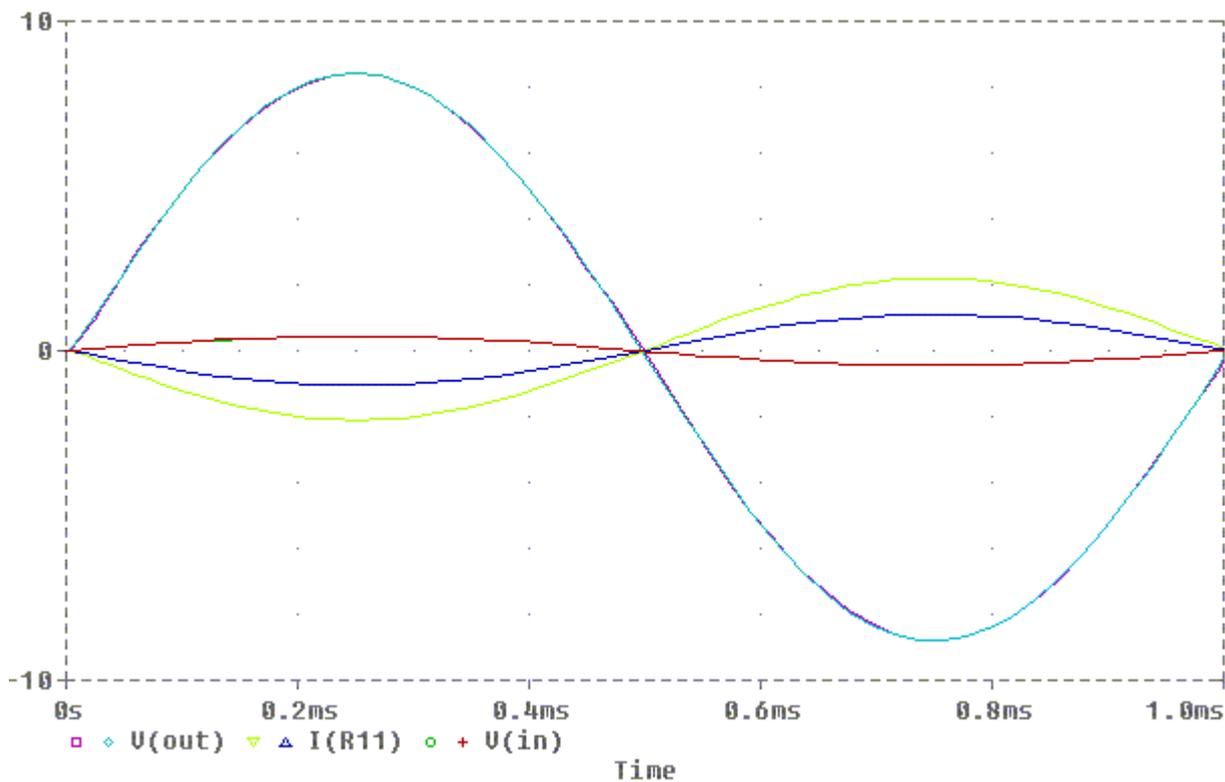
Riportiamo di seguito i dati ricavati dalla simulazione del circuito presentato:



**Fig.8 Risposta in frequenza del circuito, in viola con carico di 4Ω e in celeste con carico di 8Ω**

Nel grafico possiamo il comportamento in frequenza del circuito con rispettivamente con un carico di 8 e 4Ω. Si faccia attenzione al fatto che il guadagno è calcolato fra il segnale d' uscita e il

segnale in ingresso ad U1.



**Fig.9 Andamento tensione e corrente in uscita con carico di 4 e 8Ω, in rosso la tensione di ingresso**

### Accoppiamenti termici

- Per la potenza dissipata sugli elementi attivi del circuito è stato necessario l'utilizzo di dissipatori termici da accoppiare ai transistor per evitare il surriscaldamento. I BJT in discussione sono Q1, Q2, i transistor dello stadio di potenza. Si è calcolato che la potenza da dissipare è di:

$$P_{d \max} = 0.4 P_{\max} = 0.4 * 28W = 11.2W$$

dove la  $P_{d \max}$  è la potenza massima dissipata sui transistor e  $P_{\max}$  è la potenza massima erogabile dall' amplificatore.

Analizzando il punto di lavoro dei transistor (Fig.10) è immediato che non ci sono problemi di fuga termica del dispositivo, la retta di carico massima è abbondantemente al di sotto dell' iperbole.

Tuttavia le temperature di esercizio del dispositivo non possono essere trascurate.

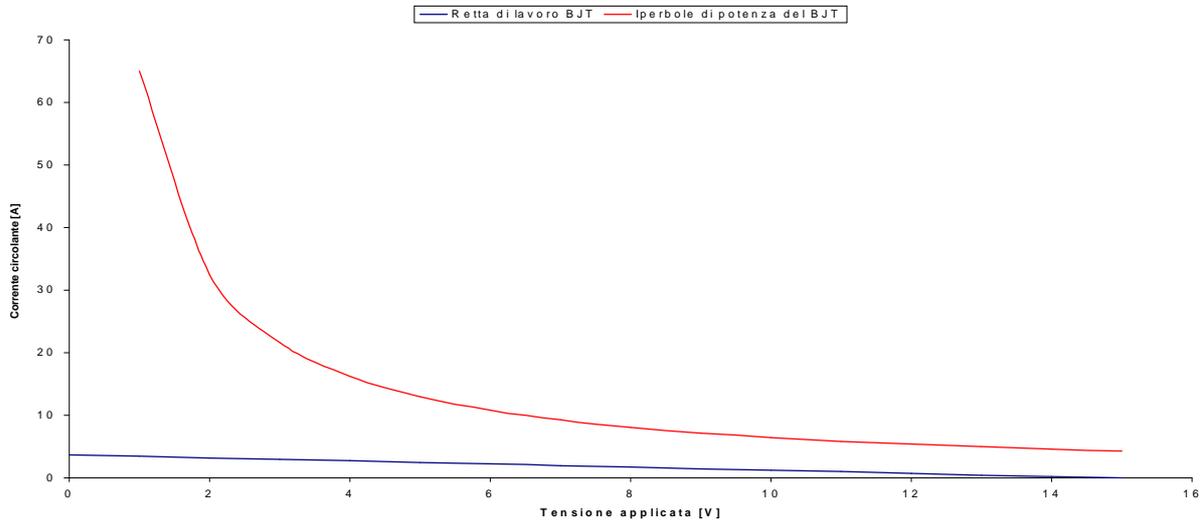
A piena potenza si impone che la temperatura massima che la giunzione possa raggiungere è di 100°C, considerando la temperatura ambiente a 25°C:

$$R_{th} = \frac{T_j - T_a}{P_{d \max}} = \frac{100^\circ C - 25^\circ C}{11.2W} = 6.69 \frac{^\circ C}{W}$$

quindi considerando che l' accoppiamento fra case e dissipatore è stato effettuato con un materiale speciale che garantisce un basso  $R_{th}$  pari a  $0.5^{\circ}\text{C}/\text{W}$ , il dissipatore necessario deve avere la seguente resistenza termica:

$$R_{th,hs-a} = R_{th} - R_{th,j-c} - R_{th,c-hs} = 6.69 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} - 1.92 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} - 0.5 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} = 4,28 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$

dove  $R_{th,j-c}$  è stato tratto dai data sheet.

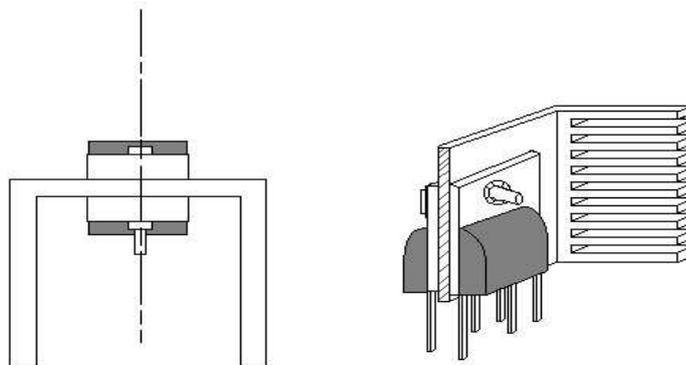


**Fig.10 Iperbole di potenza e retta di carico dei transistor di potenza finali**

Consultando i cataloghi delle ditte costruttrici si è scelto il dissipatore che soddisfa alle specifiche richieste. Ricordando che lo stesso dissipatore deve dissipare la potenza di due BJT agganciati entrambi sullo stesso supporto fisico.

Si è scelto un dissipatore con  $R_{th,hs-a}=2.2^{\circ}\text{C}$ . Dissipatore in lega di alluminio (Al-Mg-Si) anodizzato nero lungo 100mm.

- Inoltre nel circuito sono stati realizzati due pozzi di corrente a componenti discreti. Per mantenere il più possibile le medesime caratteristiche i due transistor devono restare alla stessa temperatura, per non avere variazioni del  $\beta$  considerevoli.



**Fig.11 Visione dall' alto e sezione laterale dei transistor accoppiati termicamente**

E' stato necessario accoppiare termicamente i due transistor che realizzano ciascun pozzo di corrente. L' operazione è stata effettuata come si può vedere in figura 11.

Il case dei BJT è in parte metallico ed è elettricamente "attivo", ossia il collettore del transistor oltre ad essere collegato al piedino corrispondente è collegato anche al case. Questo problema necessita dell' utilizzo di un materiale isolante, per non cortocircuitare i due collettori dei transistor.

Riportiamo i calcoli relativi alla scelta del dissipatore:

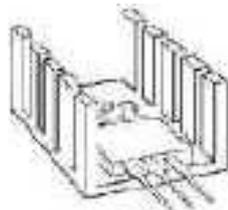
$$R_{th} = \frac{T_j - T_a}{P} = \frac{100^{\circ}\text{C} - 25^{\circ}\text{C}}{1\text{W}} = 75 \frac{\text{C}}{\text{W}}$$

dove P è la potenza dissipata dal transistor che dissipa la potenza maggiore

Quindi la resistenza termica massima per il dissipatore cercato è di:

$$R_{th,hs-a} = R_{th} - R_{th,j-c} - R_{th,c-hs} = 75 \frac{\text{C}}{\text{W}} - 4.17 \frac{\text{C}}{\text{W}} - 0.5 \frac{\text{C}}{\text{W}} = 70.33 \frac{\text{C}}{\text{W}}$$

Il dissipatore migliore che rispondesse alle specifiche termiche e meccaniche richieste è il seguente: (Fig.12)



**Fig.12 Dissipatore per i transistor accoppiati termicamente**

La  $R_{th}$  è di  $30 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . Termicamente è un valore eccessivo ma purtroppo meccanicamente era la scelta migliore.

# Prova sperimentale in laboratorio

## Apparecchiature utilizzate

- Oscilloscopio a due vie
- Multimetri digitali
- Breadboard
- Cablaggi
- Generatore di segnali a bassa frequenza
- Alimentatore duale

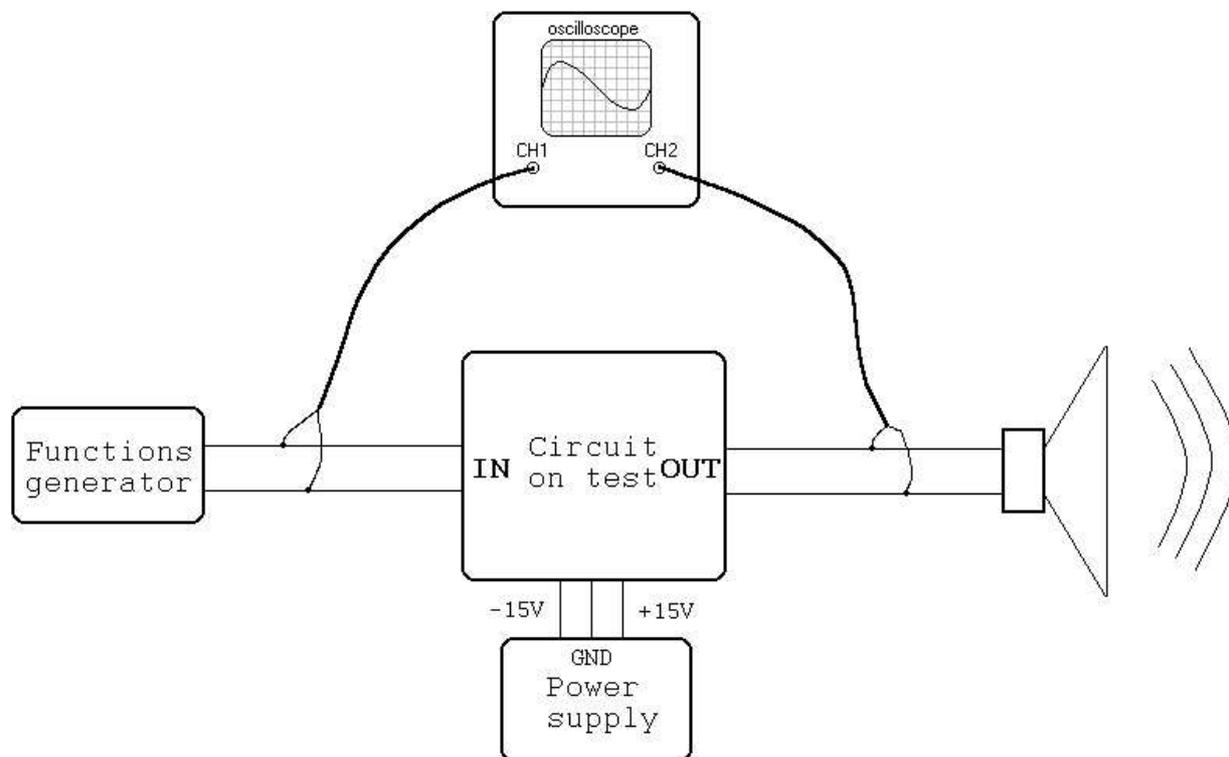
## Componenti utilizzati

Riferimento	Descrizione	Valore	Caratteristiche
R1	Resistore ad impasto	1.2K $\Omega$	1/4W $\pm$ 10%
R2	Resistore ad impasto	1.2K $\Omega$	1/4W $\pm$ 10%
R3e	Resistore ad impasto	39K $\Omega$	1/4W $\pm$ 10%
R4	Resistore ad impasto	270 $\Omega$	2W $\pm$ 10%
R5	Resistore ad impasto	270 $\Omega$	2W $\pm$ 10%
R6	Resistore ad impasto	0.12 $\Omega$	5W $\pm$ 10%
R7	Resistore ad impasto	0.12 $\Omega$	5W $\pm$ 10%
R8	Resistore ad impasto	820 $\Omega$	1/4W $\pm$ 10%
P1	Trimmer	100K $\Omega$	1/4W logaritmico
P2	Trimmer	10K $\Omega$	1/4W lineare
C1	Condensatore poliestere	100nF	100V
Q1	Transistor		BD243
Q2	Transistor		BD244
Q3	Transistor		BC107
Q4	Transistor		BC177
Q5	Transistor		BD240
Q6	Transistor		BD240
Q7	Transistor		BD239
Q8	Transistor		BD239
D1	Diodo Schottky		BAT85
D2	Diodo Schottky		BAT85
D3	Diodo LED		L.E.D.
U1	Circuito integrato		TL081
	Dissipatori <sup>2</sup>		

<sup>2</sup> Riguardo i dissipatori da utilizzare si rimanda al paragrafo denominato: Accoppiamenti termici.

## Relazione tecnica di laboratorio

Il circuito è stato realizzato (come de schema elettrico) su di una breadboard. Per evitare di danneggiarla, è stata usata una basetta preforata su cui sono state trasferite le parti di potenza del circuito. Il dispositivo è stato montato come da figura 13:



**Fig.13 Montaggio esterno del circuito sul banco di prova**

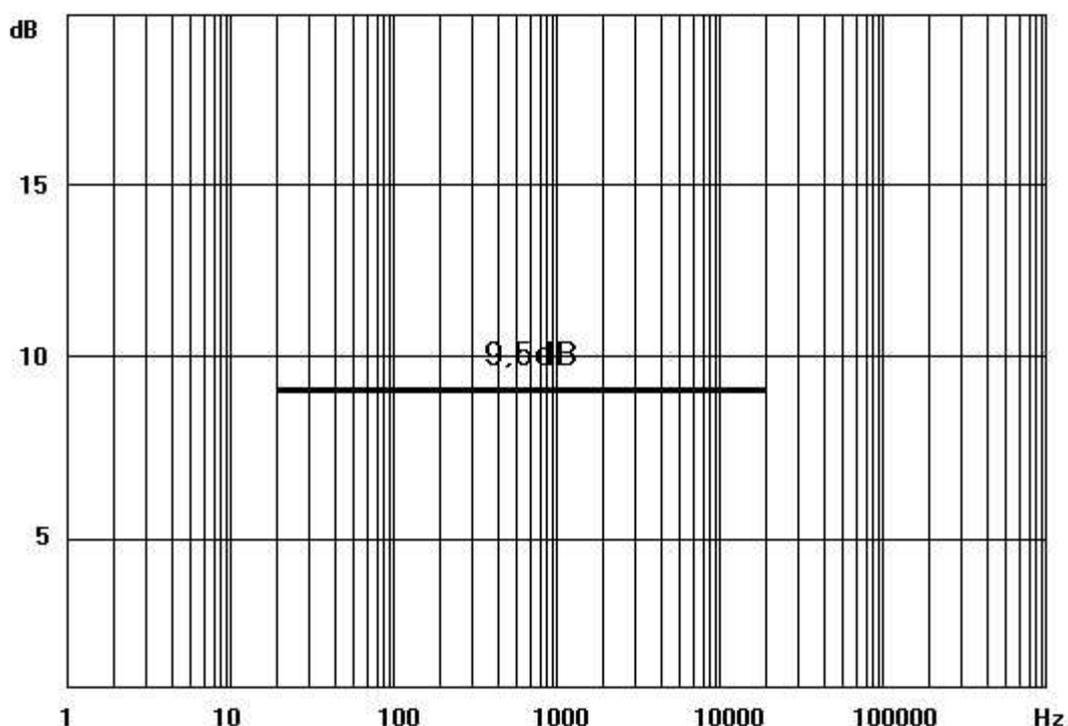
A questo punto è stato acceso il circuito, mantenendo l'ingresso nullo. Attraverso il punto di test, l'uscita del circuito stesso, è stato regolato l'offset del dispositivo, agendo sul trimmer P2. Quindi sono state effettuate le misurazioni. Nella seguente tabella sono riportati i dati ottenuti:

<b>Frequenza [Hz]</b>	<b>V<sub>in</sub> [mV<sub>pp</sub>]</b>	<b>V<sub>out</sub> [mV<sub>pp</sub>]</b>	<b>A<sub>v</sub></b>
20	40	120	3
100	40	120	3
200	40	120	3
300	40	120	3
400	40	120	3
500	40	120	3
600	40	120	3
700	40	120	3
800	40	120	3
900	40	120	3
1000	40	120	3
2000	20	60	3
3000	20	60	3
4000	20	60	3

5000	20	60	3
6000	20	60	3
7000	20	60	3
8000	20	60	3
9000	20	60	3
10000	20	60	3
20000	20	60	3

Si rammenta che il dispositivo è dotato di un trimmer per regolare la sensibilità del segnale d'ingresso, è per questo che il guadagno in tensione del circuito è così basso rispetto quello calcolato.

Riportando su di un grafico logaritmico i risultati ottenuti:



**Fig.14 Grafico, guadagno amplificatore in funzione della frequenza**

### **Collaudo e commento dei risultati**

Una volta realizzato il prototipo del dispositivo è stato fatto un collaudo per verificarne la funzionalità. Si è collegato il dispositivo all'alimentazione e una volta acceso si sono misurate le correnti a riposo. Il loro valore era circa quello preposto in fase progettuale. Quindi si collegata una fonte musicale all'ingresso e si è lasciato funzionare il dispositivo ad un livello medio di potenza per alcune ore.

Il surriscaldamento delle parti di potenza era entro i limiti prestabiliti, la temperatura esterna dei dissipatori non superava i 50°C.

La qualità sonora era più che accettabile, non erano presenti fruscii di sottofondo<sup>3</sup>, non erano udibili eventuali distorsioni armoniche e non erano presenti scariche durante il funzionamento.

<sup>3</sup> La fonte musicale è stata fornita all'amplificatore con un lettore CD, attraverso un cavo audio schermato, utilizzando un compact disk di alta qualità: DDD.

## **Bibliografia**

- Manuale Cremonese di elettronica  
Ed. Cremonese
- Microelettronica  
Richard C. Jaeger  
Ed. McGraw Hill
- High performance audio power amplifiers  
Ben Duncan  
Ed. Newnes
- Fare elettronica, rivista del febbraio 1999



