

Progettazione di un Mixer Audio

Professore: Stefano Marsi
Studente: Claudio Sabia
Corso di Elettronica Applicata
Anno Accademico 2002-2003
E-Mail: s81886@stud.units.it

Indice

| | | |
|-------|--|----|
| 1 | Oggetto | 3 |
| 2 | Progettazione | 3 |
| 2.1 | Stadio di Miscelazione: la soluzione passiva | 3 |
| 2.2 | Stadio di Miscelazione: la soluzione attiva | 4 |
| 2.3 | Stadio di ingresso | 4 |
| 2.4 | Stadio di equalizzazione | 5 |
| 2.5 | Amplificatore per cuffie | 8 |
| 2.6 | Alimentatore | 8 |
| 3 | Simulazione | 9 |
| 3.1 | Stadio di ingresso | 9 |
| 3.2 | Stadio di equalizzazione | 10 |
| 3.3 | Stadio di miscelazione | 11 |
| 3.4 | Amplificatore cuffie | 12 |
| 3.5 | Alimentatore | 13 |
| 4 | Realizzazione | 16 |
| 4.1 | Prototipo iniziale su “bread-board” | 16 |
| 4.2 | Progettazione del layout | 16 |
| 4.2.1 | Alimentazione | 17 |
| 4.2.2 | Stadi di ingresso e equalizzazione | 17 |
| 4.2.3 | Stadio di miscelazione | 18 |
| 4.2.4 | Amplificatore cuffie | 19 |
| 4.3 | Aggiunta dei componenti | 19 |
| 5 | Test | 22 |
| 5.1 | Strumenti utilizzati | 22 |
| 5.2 | Test oggettivo | 22 |
| 5.3 | Test soggettivo | 23 |
| 6 | Bibliografia | 24 |

1 Oggetto

Lo scopo di questo studio è progettare e realizzare su PCB un mixer audio modulare, fornito di controllo dei toni, del bilanciamento e del volume, sia per ogni canale sia master.

Si è cercato di adottare tutti gli accorgimenti necessari per mantenere elevata la qualità del dispositivo, tenendo contemporaneamente il più basso possibile il costo.

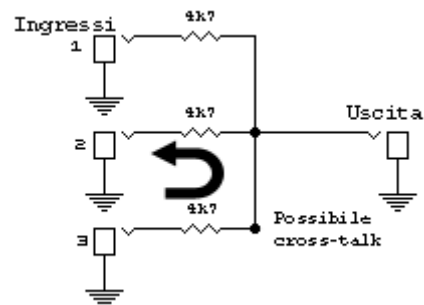
È stata scelta una soluzione modulare per avere la massima flessibilità possibile in caso di necessità. In questo studio, infatti, il prototipo è stato realizzato con due canali stereo d'ingresso uguali ma nulla vieta in futuro di aggiungere altri tipi di ingresso, come un amplificatore RIIA (per i giradischi) o ingressi bilanciati per alcuni tipi di microfono. Grazie al fatto che anche l'alimentatore è separato, è possibile aggiungere anche il supporto per microfoni più professionali dotati di alimentazione Phantom.

2 Progettazione

2.1 Stadio di Miscelazione: la soluzione passiva

I mixer servono a sommare due o più segnali per ottenere un unico segnale d'uscita. La soluzione più semplice è anche la più sbagliata: collegando direttamente le varie sorgenti ad un nodo di uscita, esse sono cortocircuitate tra loro. Ciò provoca un continuo "scambio" tra una sorgente e l'altra, perché ognuna di esse cerca di iniettare o estrarre corrente dalle altre. Questo fenomeno, chiamato *cross-talk*, è dannoso non solo per la qualità dell'audio in uscita ma anche per la sicurezza dei componenti sorgenti che lavorano al di fuori degli intervalli per cui sono stati progettati.

Una via sicuramente più corretta per la soluzione del problema consiste nell'aggiunta di resistenze adeguate in serie agli ingressi, in modo da caricare appropriatamente le uscite degli apparecchi collegati. Nella configurazione in figura, ad esempio, ogni ingresso vede una resistenza da $4.7\text{k}\Omega$ mentre la resistenza di uscita è di circa $1.6\text{k}\Omega$ ($4.7\text{k}\Omega$ diviso il numero di ingressi).



Anche questa soluzione ha però dei problemi.

- Il circuito passivo comporta necessariamente un'attenuazione dei segnali, attenuazione che varia col numero di sorgenti collegate (2 ingressi 6dB, 3 ingressi 9.5dB e così via). Per questo tale strada non può essere percorsa nel caso occorra miscelare più di 2 o 3 sorgenti o aggiungere controlli ed effetti.
- La resistenza di uscita è abbastanza elevata rispetto alla resistenza di ingresso tipica di un amplificatore ($5\text{k}\Omega$ - $10\text{k}\Omega$). A causa dell'effetto partitore, buona parte del segnale va persa.
- Il *cross-talk* è comunque presente, anche se in maniera ridotta rispetto alla situazione precedente.
- Nel caso si usino cavi di collegamento piuttosto lunghi (5m o più), l'elevata resistenza di uscita, insieme all'effetto capacitivo dovuto ai cavi, crea un effetto passa-basso con un'attenuazione indesiderata delle alte frequenze.

I vantaggi di questa soluzione sono l'estrema semplicità e l'economicità, necessitando solo di alcune resistenze.

2.2 Stadio di Miscelazione: la soluzione attiva

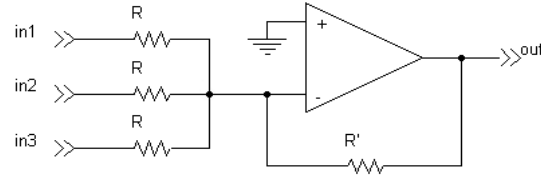
Per risolvere questi problemi si ricorre a circuiti attivi in grado di compensare le attenuazioni e migliorarne le caratteristiche. Si ricorre perciò ad un amplificatore operazionale retroazionato in configurazione non invertente o invertente.

Consideriamo i due casi in figura.

La prima mostra una configurazione invertente con le resistenze d'ingresso uguali. La tensione d'uscita è semplice-

mente $v_o = -\frac{R'}{R}(v_1 + \dots + v_n)$, con n

numero di ingressi. Qui il cross-talk è virtualmente assente grazie all'effetto di massa virtuale che si viene a creare sul morsetto invertente.



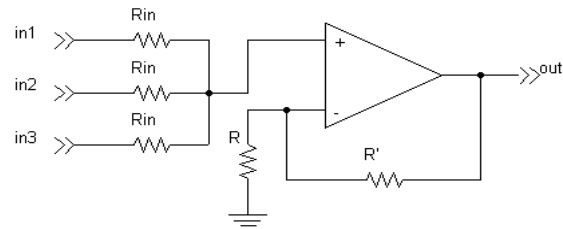
La seconda figura ci mostra invece la configurazione non invertente.

La tensione di uscita è $v_o = \frac{R + R'}{R} \cdot v_+$,

con v_+ tensione al morsetto non invertente. Essa è facilmente

determinabile col principio di sovrapposizione degli effetti. Quindi, nel caso le resistenze di ingresso siano tutte uguali a R_{in} , si ottiene $v_+ = \frac{1}{n}(v_1 + \dots + v_n)$, con n numero di ingressi.

In questa configurazione, il cross-talk potrebbe essere un problema ma, come verificato in test successivi (mettendo a massa tutti gli ingressi tranne uno e misurando la tensione ai loro capi in presenza di segnale su quello non circuitato), esso è del tutto trascurabile ($\cong -80dB / -100dB$).



2.3 Stadio di ingresso

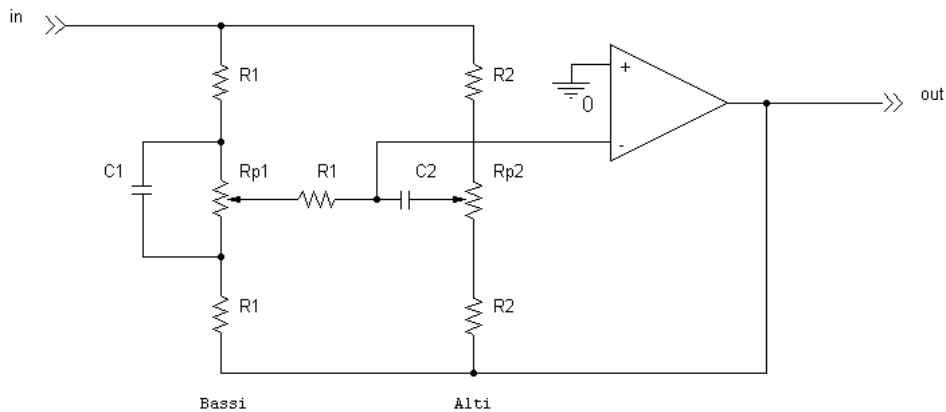
Questo canale ha il compito di presentare alla sorgente un carico costante e ad alta impedenza, nonché di uniformare i livelli dei vari ingressi. Si tratta in pratica di un preamplificatore a guadagno variabile, avente la funzione di adattare l'ampiezza del segnale in modo che possa essere trattato dal canale nel miglior modo possibile. Un segnale di intensità troppo alta, infatti, saturerebbe il canale creando un suono distorto. D'altra parte, un segnale troppo basso dovrebbe essere molto amplificato dai circuiti successivi del mixer, amplificando in questo modo anche tutti i rumori parassiti.

Questo stadio è stato realizzato con un operazionale, per soddisfare le richieste di un'alta resistenza di ingresso, con la possibilità di intervenire sul guadagno azionando un interruttore. È stato inoltre integrato un controllo del volume (detto *fader*) e del bilanciamento (che permette di posizionare a piacere l'immagine sonora alla sinistra o alla destra dell'ascoltatore).

2.4 Stadio di equalizzazione

Una delle “abilità” più richieste da un mixer è quella di poter variare le caratteristiche delle sorgenti da miscelare. Lo stadio di equalizzazione ha proprio il compito di modificare la risposta in frequenza del segnale audio in ingresso, esaltando o attenuando determinate bande di frequenza in maniera indipendente canale per canale. Nei mixer la risposta in frequenza può essere suddivisa in due, tre o anche quattro bande fisse o variabili. Se le bande sono fisse, i filtri sono detti *grafici*, altrimenti *parametrici* (in alcuni modelli professionali si può addirittura impostare la pendenza del filtro).

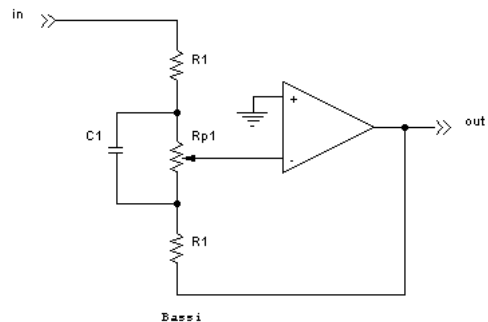
Per il prototipo è stato scelto un classico circuito di equalizzazione grafico a due bande, detto di Baxandall, dal nome del progettista che negli anni cinquanta lo introdusse per primo. In figura si vede una sua realizzazione.



Per capire come funziona, si incominci col guardare prima la sezione che regola i bassi.

Si immagini di avere il potenziometro Rp1 a fondo corsa in alto. In questo modo, C1 è completamente contenuto nell’anello di reazione. La funzione di trasferimento è:

$$A_v = \frac{R_1 + \frac{R_{p1}}{1 + j\omega C_1 R_{p1}}}{R_1} = \frac{R_1 + R_{p1} + j\omega C_1 R_{p1}}{R_1(1 + j\omega C_1 R_{p1})}$$



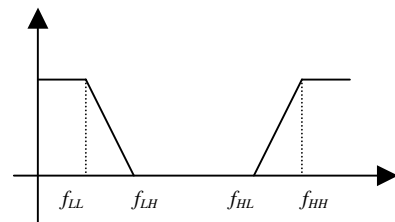
Come si vede chiaramente, alle alte frequenze il circuito guadagna 1. Per le basse frequenze, invece, la continua guadagna $A_v|_{\omega=0} = \frac{R_1 + R_{p1}}{R_1}$. La funzione di trasferimento

presenta un polo in $s = -\frac{1}{C_1 R_{p1}}$ e uno zero in

$s = -\frac{R_1 + R_{p1}}{C_1 R_1 R_{p1}}$, che si semplifica in $s = -\frac{1}{C_1 R_1}$ nel

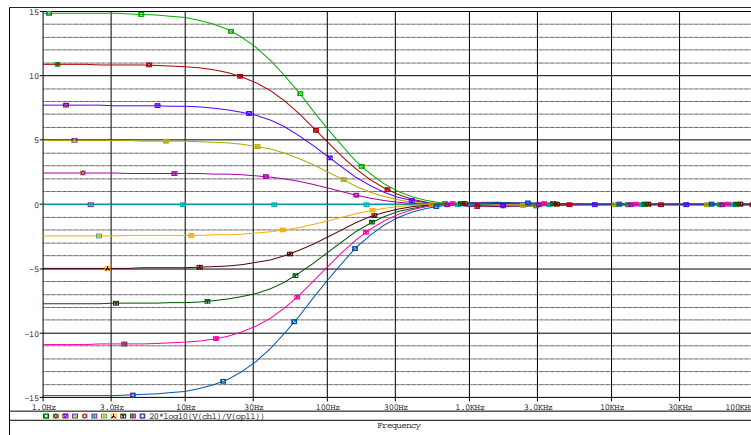
caso il potenziometro abbia una resistenza molto più grande di R_1 .

Con $C_1 = 47nF$, $R_1 = 22k\Omega$ e $R_{p1} = 100k\Omega$, si ottengono i seguenti valori:



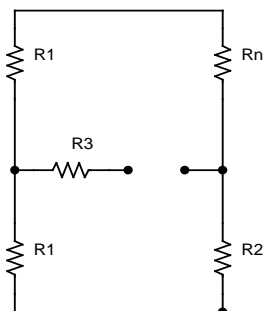
- $f_{LH} \cong 154Hz$
- $f_{LL} \cong 34Hz$
- con un guadagno massimo pari a circa 15dB (*boost*).

Ovviamente, il discorso è simile nella situazione opposta in cui il potenziometro è messo a zero. In questo caso, il polo e lo zero risulteranno scambiati, determinando comunque le stesse frequenze di taglio e un guadagno massimo di circa $-15dB$ (*cut*). Tutto il ragionamento fatto fin qui è ancora valido se lasciamo al suo posto la rete che controlla gli alti perché, alle basse frequenze, essa equivale ad una resistenza piuttosto alta in parallelo alla rete dei bassi e dunque trascurabile. Nelle altre posizioni intermedie, risultano valori che si spostano quasi linearmente col variare del potenziometro, come si vede nella seguente figura (ottenuta in una simulazione con l'Orcad variando il potenziometro dei bassi del 10% alla volta e tenendo fermo a metà quello degli alti).



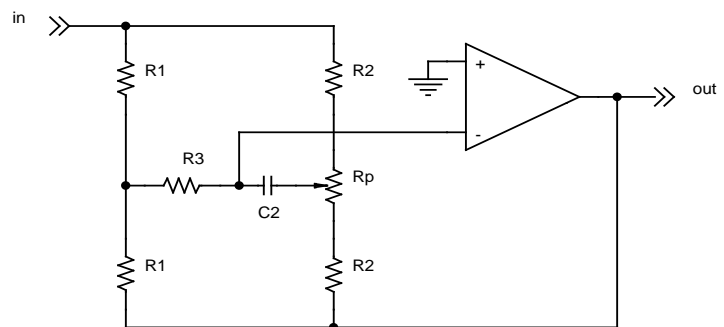
Per la sezione che controlla gli alti, il discorso è invece più complicato. Non si può più trascurare l'altra rete e il circuito equivalente su cui lavorare è quello qui a fianco.

Il taglio a bassa frequenza si ottiene aprendo $C2$ nel circuito qui sotto e calcolando la resistenza equivalente vista da $C2$. Usando



gli stessi valori di prima, con $C_1 = 1n$, si ottiene $R_3 = 50k\Omega$ (il parallelo dei due rami del potenziometro dei bassi) e $R_n = R_2 + R_p = 110k\Omega$, da cui $R_{eq} \cong 76k\Omega$ e quindi

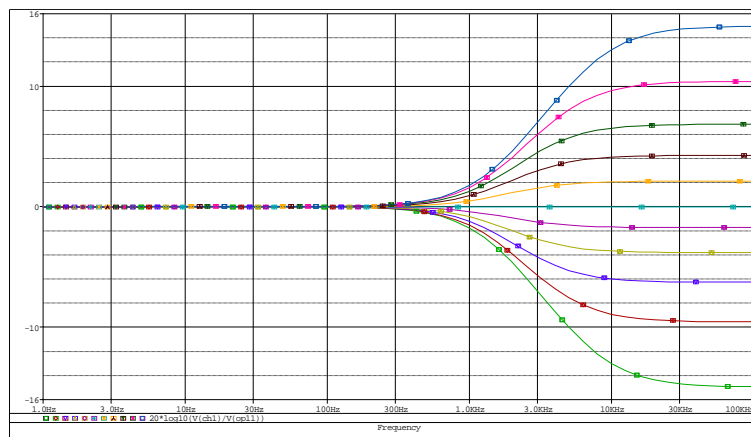
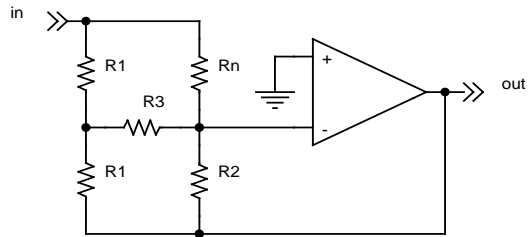
$$f_{HL} = \frac{1}{2\pi C_2 R_{eq}} \cong 2.1k\Omega.$$



Per il taglio in alta frequenza, invece, conviene prima calcolare il guadagno massimo e quindi ottenere il taglio come intersezione tra la retta a $20dB/dec$ da f_{HL} e il guadagno trovato.

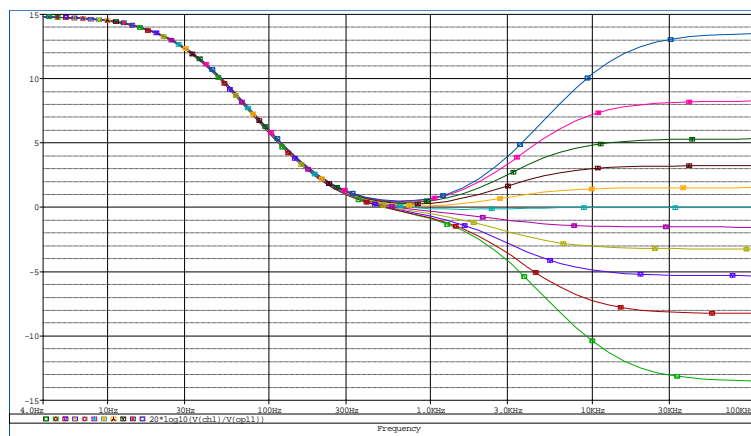
Il guadagno massimo si ottiene usando il circuito equivalente ad alte frequenze in figura a lato con due successive trasformazioni triangolo-stella. Il risultato è un guadagno di circa $-15dB$ (c'è il meno perché si è immaginato il potenziometro nella posizione più in basso). Infine, come detto, non resta che trovare l'intersezione tra la retta orizzontale a $15dB$ e la retta che parte da f_{HL} e sale con pendenza $20dB/dec$. Si ottiene un valore per f_{HH} di circa $7kHz - 8kHz$.

Ecco la risposta in frequenza, ottenuta, come prima, variando il potenziometro degli alti del 10% alla volta (e mantenendo a metà quello dei bassi).



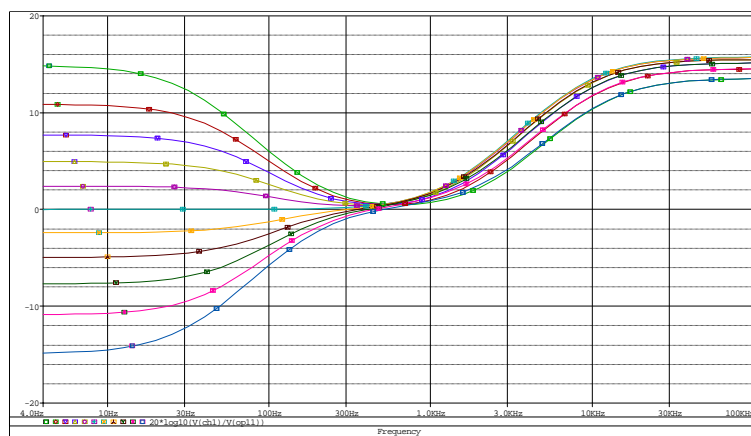
Da notare il buon accordo con le frequenze approssimate precedentemente calcolate a mano.

È interessante analizzare ora l'interazione tra i due potenziometri per confermare le assunzioni fatte durante i calcoli. Si fissa il potenziometro dei bassi al massimo e si faccia scorrere quello degli altri.



Come previsto, la risposta dei bassi non è affatto influenzata da quella degli alti.

Adesso si inverte la situazione: si tenga il potenziometro degli alti fisso al massimo e si vari quello dei bassi.



Come si vede chiaramente, la risposta degli alti è fortemente influenzata dalla posizione del potenziometro dei bassi: l'escursione è quasi di $3dB$.

La risposta alle frequenze centrale (intorno ai $500-600Hz$) è praticamente piatta e soprattutto indipendente da quella alle alte e basse frequenze. Si è preferito utilizzare un Baxandall proprio per questo motivo. Altri tipi di reti di equalizzazione (ad es. di tipo Fender) sono in grado solo di esaltare gli alti e i bassi (ovvero di attenuare le frequenze centrali) ma non viceversa.

L'equalizzatore di Baxandall può essere espanso in modo da avere anche tre o quattro bande, ma può anche essere trasformato in parametrico usando ad esempio un giratore variabile (per evitare induttanze).

Una cosa importante di cui tener conto utilizzando l'equalizzatore di Baxandall è che deve vedere al suo ingresso una bassissima impedenza per funzionare correttamente.

2.5 Amplificatore per cuffie

Si è ritenuto opportuno introdurre anche un piccolo amplificatore per cuffie in modo da poter ascoltare con un volume indipendente ciò che proviene dall'uscita.

Questo ulteriore stadio serve per fornire più corrente per pilotare adeguatamente le cuffie. Inoltre è così possibile utilizzare un condensatore come protezione in uscita dal miscelatore senza compromettere la risposta in frequenza delle cuffie (o senza essere costretti ad utilizzare grosse capacità).

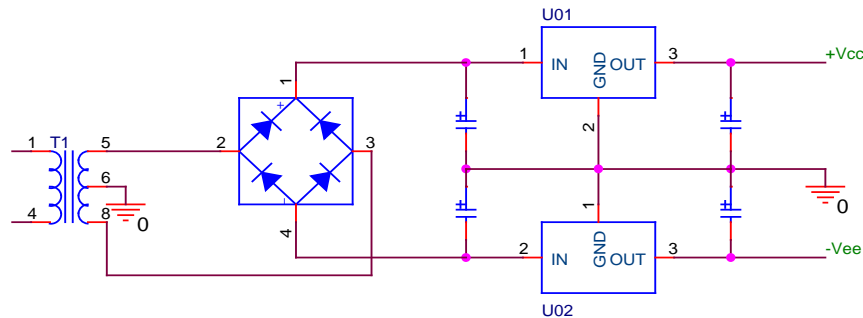
Non è stato necessario progettare un amplificatore a componenti discreti, perché già con un operazionale si riescono ad ottenere correnti dell'ordine dei $25mA$, più che sufficienti per pilotare delle normali cuffie da 32Ω .

2.6 Alimentatore

Nei mixer è molto importante avere una alimentazione il più possibile pulita, a causa dei bassi livelli di segnale in gioco. Per questo è preferibile ricorrere a regolatori di tensione e a condensatori di generose dimensioni.

Inoltre, è naturale usare un'alimentazione doppia a causa della presenza degli operazionali.

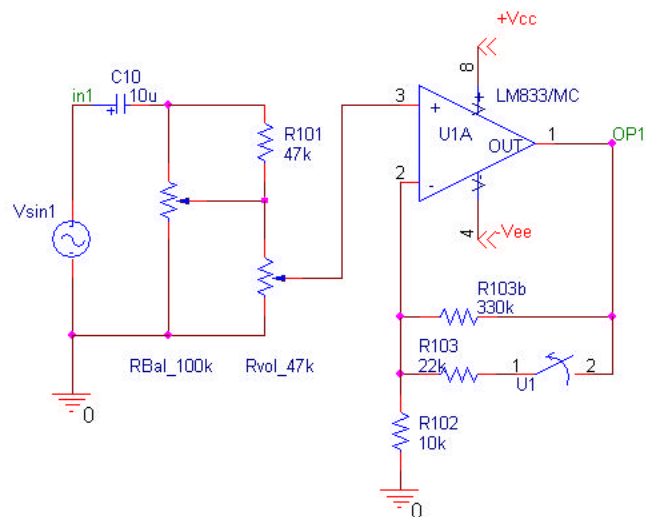
Occorre dunque un trasformatore che fornisca una doppia tensione di uscita, anche di bassa potenza, possibilmente schermato per non disturbare troppo gli altri circuiti. Segue quindi un ponte di diodi per raddrizzare l'alternata e dei condensatori elettrolitici tra massa e $\pm V_{cc}$ di dimensioni elevate per eliminare il più possibile il ripple ed eventuali brusche variazioni della tensione di alimentazione. Di seguito, infine, i regolatori che stabilizzano la tensione ad un valore dato (oltre a migliorare ulteriormente l'attenuazione del ripple).



3 Simulazione

Per la simulazione è stato utilizzato il software Orcad Capture nella versione 9.0. In questo capitolo vengono mostrati e discussi gli schemi utilizzati nel programma per effettuare le simulazioni, con i valori dei componenti ed le eventuali scelte costruttive differenti da quanto esposto nel capitolo precedente. Tutti gli schemi presentati (ad ovvia eccezione dell'alimentatore) si riferiscono ad un singolo canale mono.

3.1 Stadio di ingresso



In ingresso è stato inserito un generatore di tensione sinusoidale per le simulazioni, con un'ampiezza di 100mV e una frequenza di prova (per l'analisi nel tempo) di 500Hz.

Subito dopo ci sono i due potenziometri, uno per il bilanciamento (un doppio reostato coassiale) e uno per il volume (slider). Questa configurazione è stata scelta perché, grazie alla resistenza R101 uguale a Rv01, fintantoché il potenziometro del bilanciamento si trova nella sua posizione di riposo (centrale), il segnale non passa attraverso di esso e così la qualità e l'eventuale invecchiamento del componente non è determinante per il circuito. Grazie a R101, inoltre, il controllo del bilanciamento è più

“lento” in vicinanza della posizione centrale, permettendo una regolazione più accurata e garantisce un’attenuazione inferiore del livello di tensione al morsetto invertente (circa 3.5dB in più, con i valori scelti)

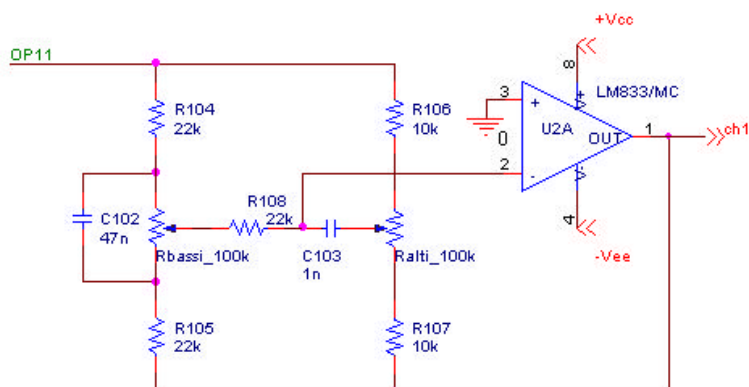
L’operazionale in configurazione non invertente ha un guadagno regolabile con l’interruttore U1. Quando è aperto il guadagno è dato da $(R103b + R102)/R102 \cong 31dB$, mentre quando è chiuso (normalmente) il guadagno è determinato dal parallelo tra $R103$ e $R103b$ cioè circa 9.7dB. In tal modo è possibile gestire anche segnali in ingresso particolarmente deboli. Nulla vieta di scegliere una $R103b$ più grande se si ha necessità di un guadagno maggiore. Occorre ricordarsi però che in generale gli operazionali sono più silenziosi se utilizzati in configurazioni con guadagni non troppo elevati, quindi è bene non esagerare. Volendo infine è possibile mettere un trimmer o un potenziometro per regolare più finemente il guadagno.

Per avere una valutazione effettiva del guadagno effettivo dello stadio, occorre ricordarsi che il controllo del bilanciamento è normalmente in posizione centrale e quindi la rete passiva d’ingresso “mangia” 6dB del segnale, portando il guadagno a 3.7dB (o 25dB) effettivi nella normale situazione operativa.

Ovviamente la risposta in frequenza di questo stadio è perfettamente piatta su tutte le frequenze.

Il condensatore in ingresso serve per proteggere tutti i circuiti successivi da un’eventuale corrente continua introdotta dalle sorgenti collegate e queste da eventuali cortocircuiti nel mixer.

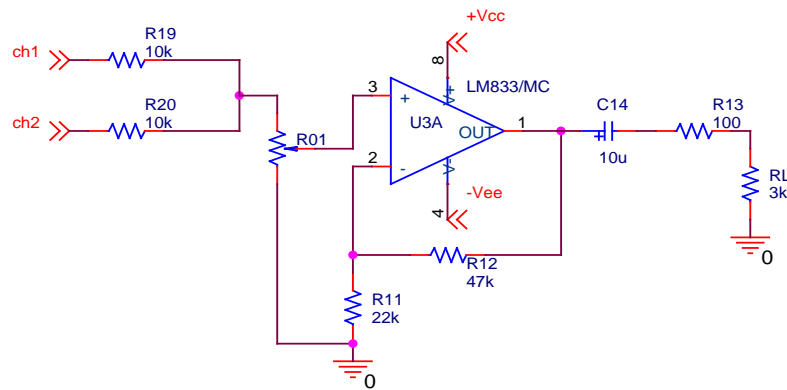
3.2 Stadio di equalizzazione



Questo stadio è già stato analizzato in dettaglio nella sezione di progettazione. Il circuito è qui riportato per completezza.

Lo stadio con i potenziometri in posizione centrale guadagna 0dB.

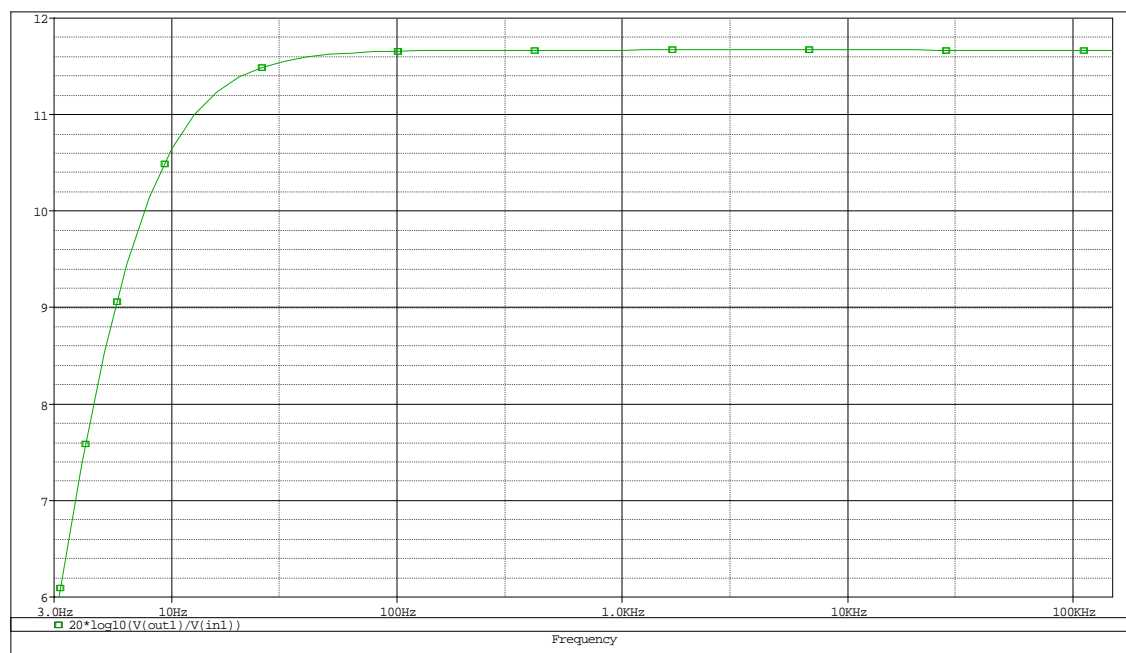
3.3 Stadio di miscelazione



È stata utilizzata una configurazione non invertente in modo da poter inserire un potenziometro prima dell'operazionale senza che ne venga influenzato il guadagno. RL simula il carico dovuto ad un amplificatore collegato sull'uscita. $R13$ e $C14$ sono di protezione. In particolare, $C14$ elimina anche un eventuale offset che potrebbe presentarsi in uscita dall'operazionale o una continua proveniente dall'uscita.

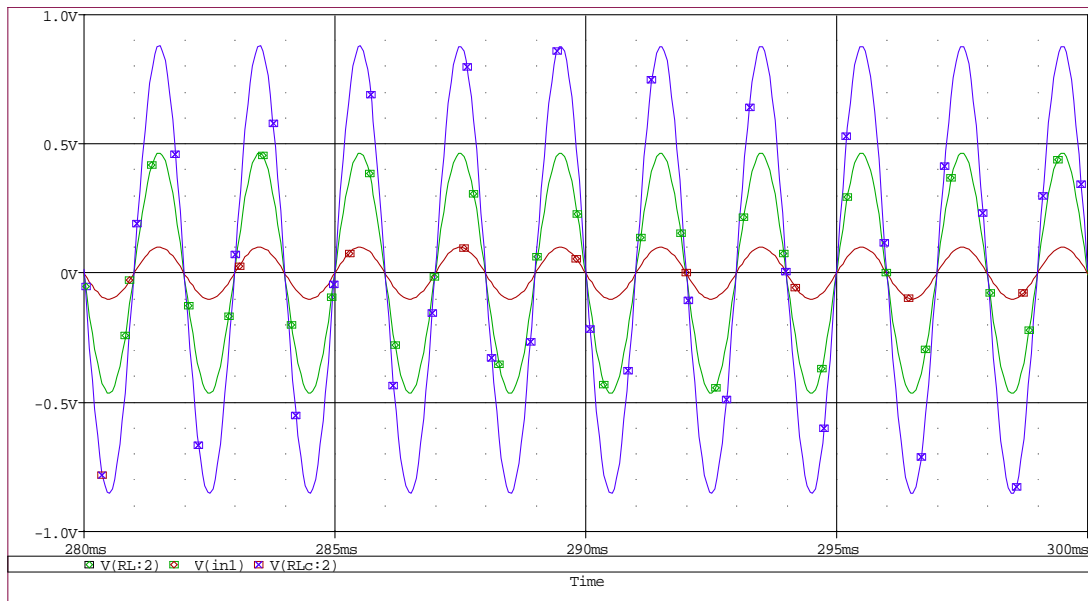
Lo stadio guadagna, sul singolo canale, $(R12 + R11)/R11 \cong 9.8dB$, portando il guadagno totale, non equalizzato, a $3.7dB + 9.8dB - 1.7dB = 11.8dB$ (oppure a $25dB + 9.8dB - 1.7dB = 33dB$), più che sufficiente per avere una certa libertà di regolazione in un mixer. L'ulteriore perdita di $1.7dB$ è dovuta al partitore tra la resistenza di ingresso e il potenziometro.

Ecco la risposta in frequenza dell'intero circuito con l'equalizzatore a riposo.



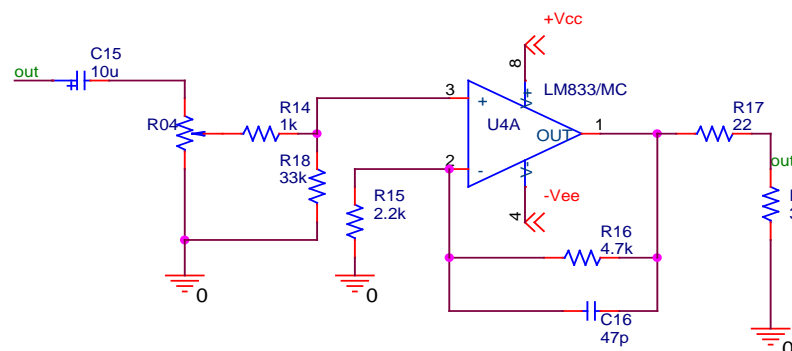
Il taglio in bassa frequenza è determinato unicamente dal condensatore $C14$ e dipende dall'impedenza del carico collegato all'uscita; con un'impedenza di $3k\Omega$ (presa volutamente più bassa rispetto alla resistenza media di un generico amplificatore) il taglio è circa a $5Hz$.

A titolo di esempio, la figura seguente mostra l'uscita $V(RL:2)$ del circuito (in verde, con rombi) al cui ingresso è posto un segnale sinusoidale $V(in1)$ di ampiezza $100mV$ e



frequenza $500Hz$ (in rosso, con quadrati). Il terzo tracciato è l'uscita dell'amplificatore delle cuffie (in blu con crocette).

3.4 Amplificatore cuffie



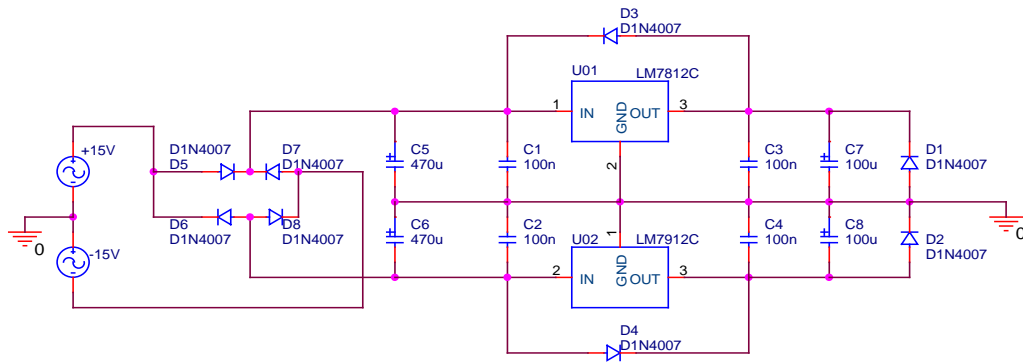
È visibile il potenziometro $R04$ per regolare il volume delle cuffie in modo indipendente.

Il guadagno non è elevato (i soliti $10dB$, meno la perdita su $R17$, circa $4.5dB$), lo stadio ha solo lo scopo di fornire corrente sufficiente per pilotare le cuffie; volendo è comunque possibile sostituire $R16$ con una resistenza più grande.

Il condensatore $C16$ è stato inserito solo per eliminare eventuale rumore in alta frequenza, come consigliato sul datasheet dell'operazionale usato.

Il condensatore $C15$ è in realtà sull'uscita del miscelatore.

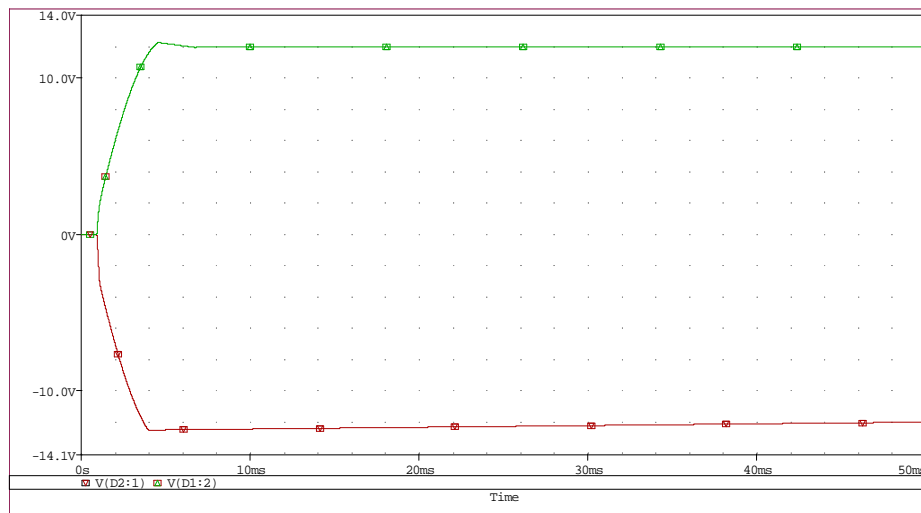
3.5 Alimentatore



Rispetto al progetto teorico, sono stati aggiunti i condensatori $C1...C4$ per migliorare la stabilità dei regolatori (come consigliato nel datasheet, vanno posizionati il più possibile vicino ad essi per evitare che oscillino) e i diodi $D1...D4$ di protezione, nel caso (remoto, ma meglio essere prudenti) in uscita ci sia una tensione maggiore di quella in entrata, a causa ad esempio di condensatori carichi al momento dello spegnimento; i diodi sono quindi normalmente polarizzati inversamente.

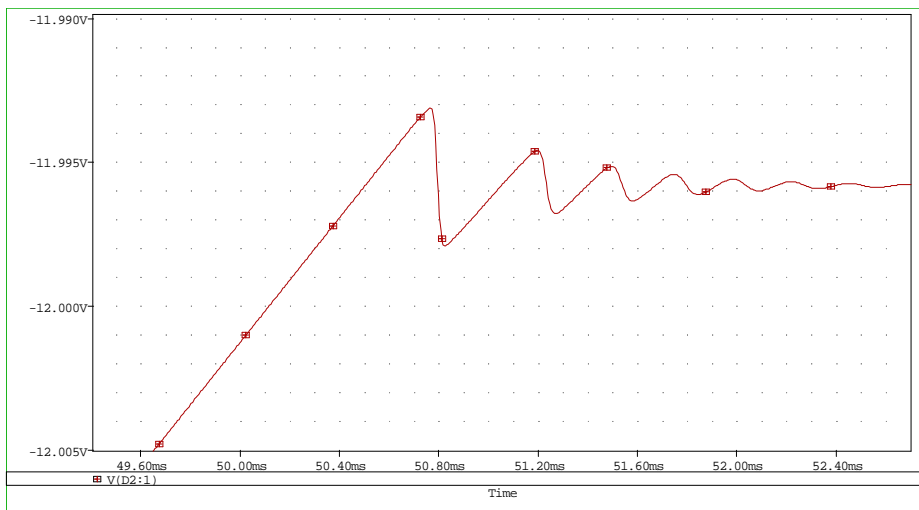
Come regolatori sono stati usati degli LM7812/LM7912 in grado di stabilizzare la tensione rispettivamente a $\pm 12V$ a fronte di una tensione di ingresso fino a 35V. Per funzionare, hanno bisogno di una differenza di tensione tra ingresso e uscita di almeno 2V. Con il trasformatore da $\pm 15V$ devono perciò dissipare pochissimo e, visto che il package in cui vengono (TO-220) è già fornito di dissipatore, non occorre prevedere un sistema di dissipazione aggiuntivo.

Con i valori in figura, la simulazione con l'Orcad restituisce i seguenti dati sul transitorio:

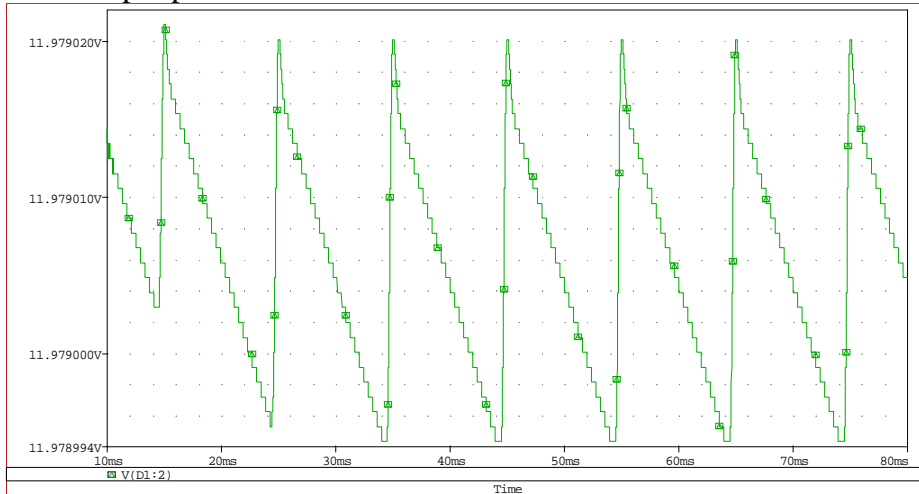


La differenza tra le due uscite è dovuta alla diversità interna dei due regolatori che sono realizzati in maniera assai differente.

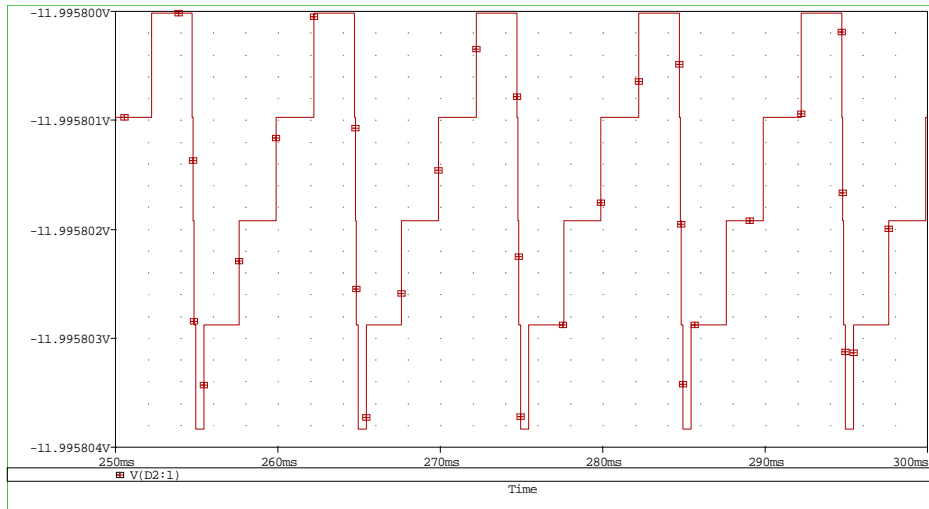
Nelle due figure successive sono invece visibili il transitorio dopo la carica dei condensatori.



Qui sotto è messo in evidenza il ripple della tensione positiva. Oscilla a 100Hz (II armonica) e probabilmente contiene anche armoniche più alte ma l'ampiezza massima delle oscillazioni è solamente di circa $26\mu\text{V}$ e con questi valori il programma non riesce ad essere più preciso.



Questo è infine il ripple della tensione negativa, con un'ampiezza massima di circa $4\mu V$.



4 Realizzazione

4.1 Prototipo iniziale su “bread-board”

Come verifica iniziale del progetto, prima di passare alla realizzazione diretta su circuito stampato, si è preferito montare il dispositivo su “bread-board”, per verificare in una situazione reale le varie tensioni e correnti. Il risultato è stato consistente con le simulazioni, anche se qualità del segnale in uscita non era ottima proprio a causa delle limitazioni intrinseche delle realizzazioni su *bread-board*.

4.2 Progettazione del layout

Per la realizzazione del circuito stampato, si è utilizzato il componente della suite Orcad chiamato Layout Plus. Malgrado la sua integrazione, prima di poter passare la netlist a Layout occorre modificare il circuito per renderlo più simile a come poi verrà effettivamente realizzato. Bisogna perciò rimuovere tutte le sorgenti, i carichi e i potenziometri, sostituendoli con connettori, in questo caso a tre pin.

Per eliminare ulteriormente i disturbi provenienti dall'alimentazione, si è provveduto ad aggiungere due condensatori elettrolitici da $47\mu F$ per ogni scheda più altri due condensatori da $100nF$ per ogni operazionale, tra le linee di alimentazione e la massa.

Dopo aver importato la nuova netlist, occorre indicare al programma i footprint da associare ai vari componenti.

Sono stati utilizzati due layer, in modo da avere dei piani di massa da entrambe le parti dello stampato per eliminare il più possibile i disturbi.

I parametri di tecnologia sono stati scelti in modo piuttosto conservativo per assicurarsi da una eventuale scarsa definizione dello stampato finale e imperizia in fase di saldatura. A posteriori, si è constatato che sarebbe stato possibile ridurre la dimensione delle piste a meno della metà di quella effettivamente utilizzata, senza avere problemi.

(Tutti i numeri sono espressi in mil).

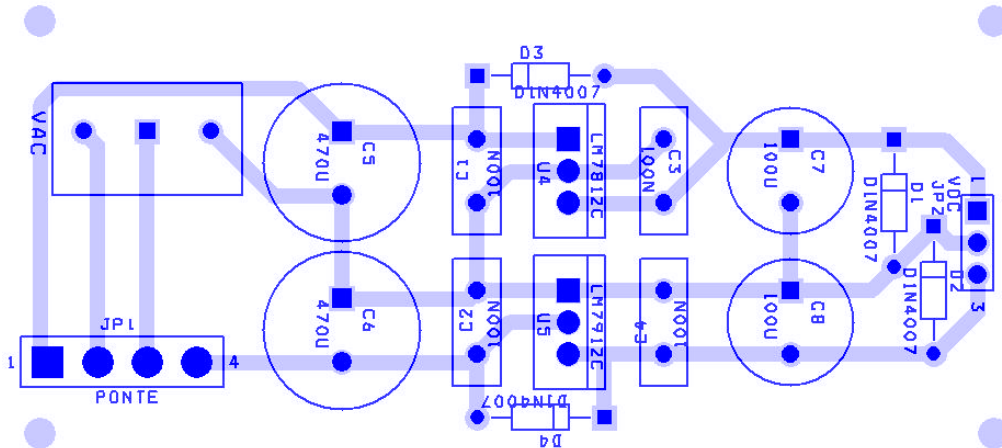
- Track to track: 20
- Track to via: 20
- Track to pad: 20
- via to via: 20
- Via to pad: 20
- Pad to pad: 20
- Pad width/height: 80x80 (o simile)
- Dimensione piste alimentazione: 50
- Dimensione piste segnale: 40
- Thermal Relief: 30/45/90

Eseguendo il routing quasi completamente a mano è stato possibile tracciare un layout perfettamente simmetrico, al contrario di quanto proposto dalla funzione automatica. Quest'ultima è risultata tuttavia utile per trovare soluzioni nei punti più complessi (il controllo dei toni, in particolare). Inoltre, siccome si richiedeva che non venissero utilizzate entrambe le facce per le tracce di segnale, la funzione automatica aveva notevoli difficoltà a completare del tutto lo sbroglio senza usare ponticelli.

Ecco i risultati ottenuti (in allegato è possibile consultare i layout originali in formato PDF, direttamente utilizzabili per una riproduzione dei PCB).

4.2.1 Alimentazione

L'alimentazione è l'unica scheda a singola faccia (solo quella inferiore) e senza piano di massa.

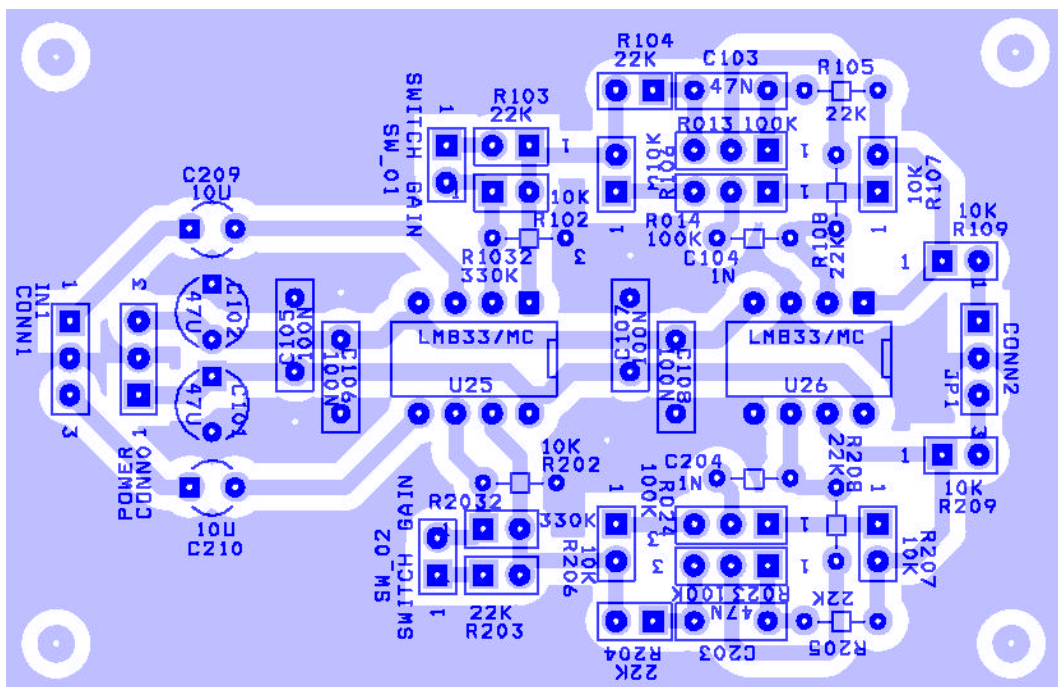


4.2.2 Stadi di ingresso e equalizzazione

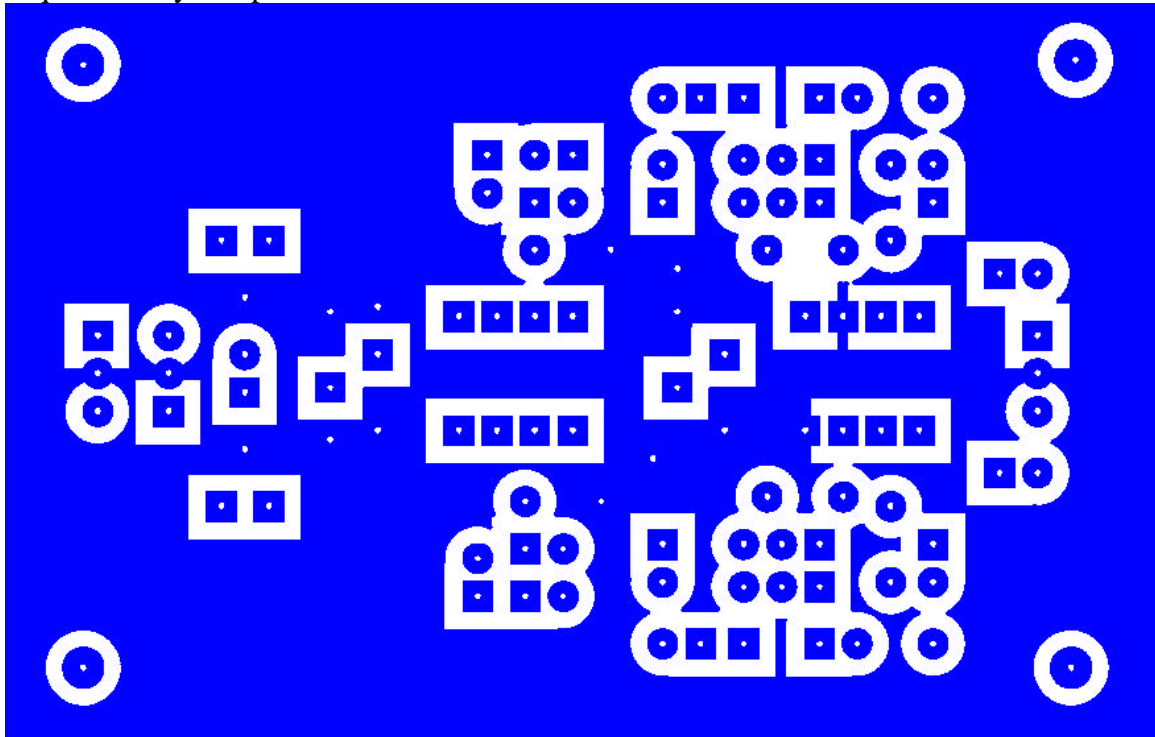
Questo è il layer inferiore con l'indicazione dei componenti.

Si notano (anche nelle schede successive) i condensatori per la pulizia dell'alimentazione (C101, C102, C105...C108) e i connettori per i potenziometri (R013, R014, R023, R024).

Nelle quattro zone "chiusure", si è ricorso a "via", cioè delle connessioni tra un piano e l'altro per portare la massa dove non c'era. Si notano infatti dei fori isolati accanto ad esempio a C105 e C106.

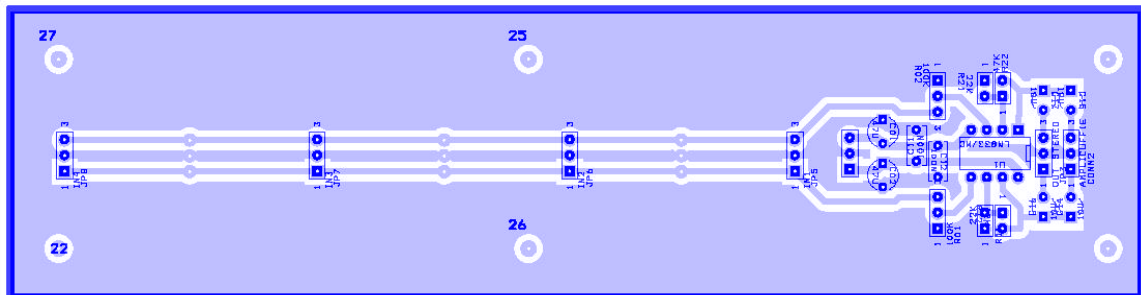


E questo il layer superiore.

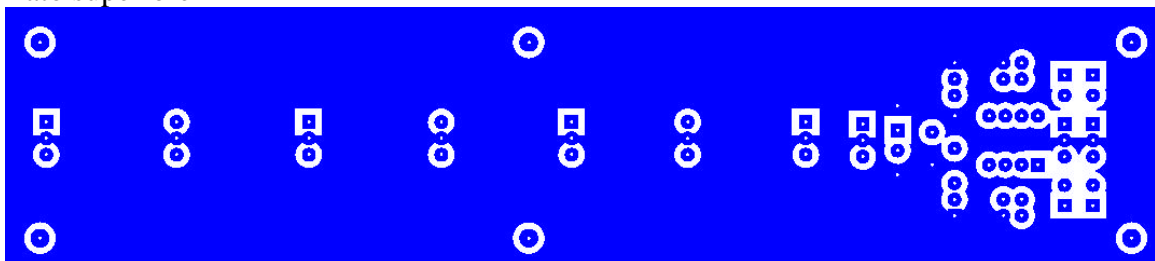


4.2.3 Stadio di miscelazione

Lato inferiore

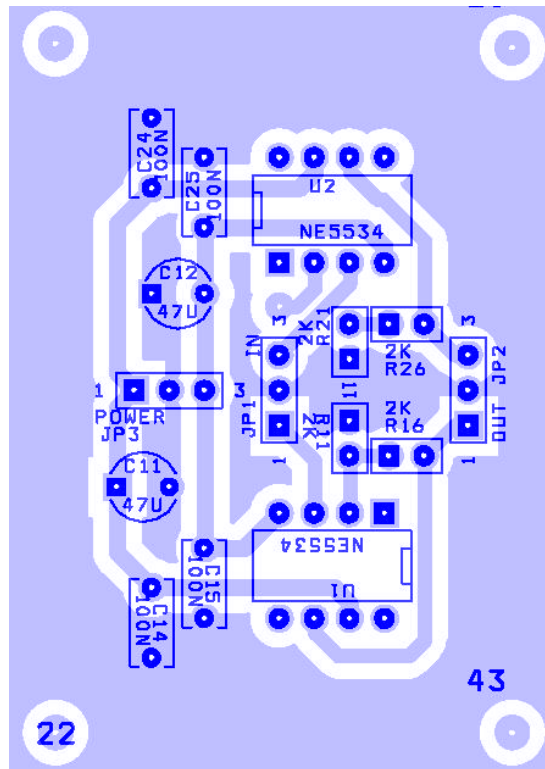


Lato superiore

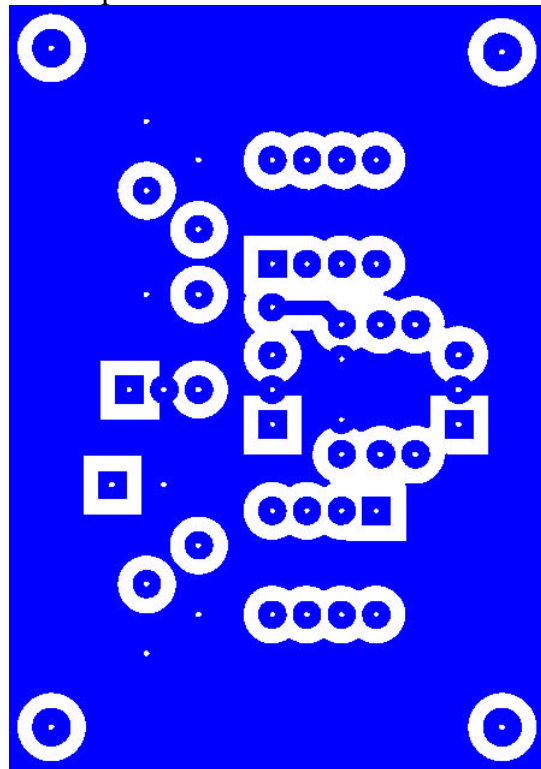


4.2.4 Amplificatore cuffie

Lato inferiore

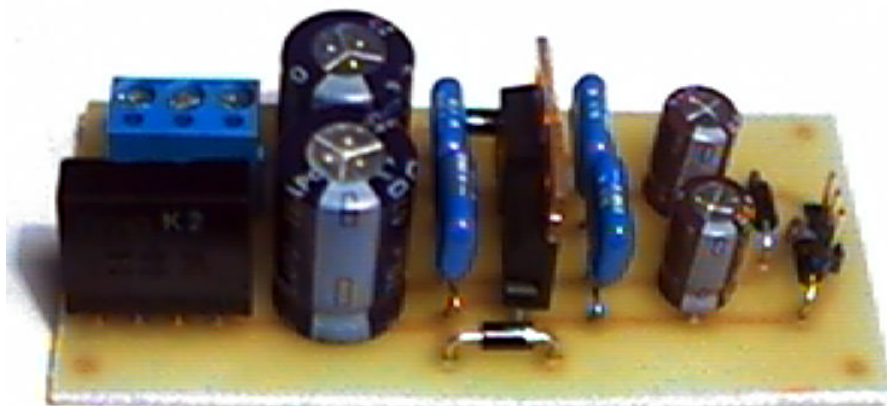


Lato superiore



4.3 Aggiunta dei componenti

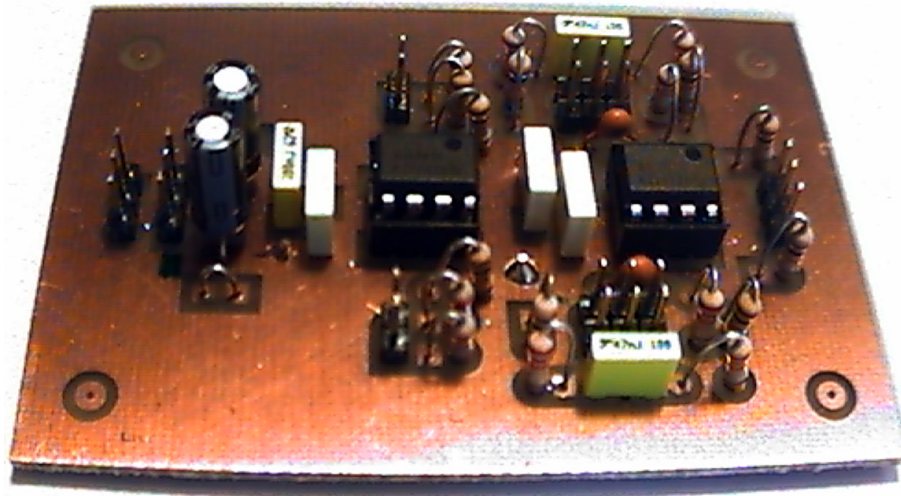
Come detto in precedenza, i regolatori non necessitano di ulteriore dissipazione grazie alla poca differenza di tensione da eliminare. Sul connettore a morsetti in alto a sinistra arriva l'uscita del trasformatore.



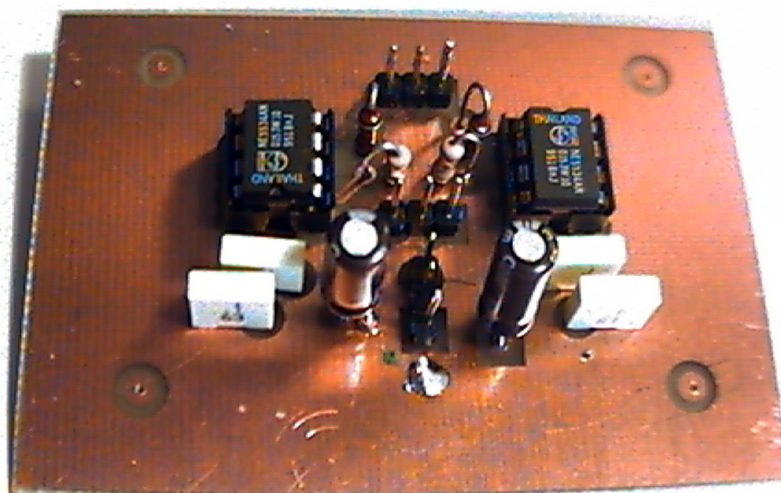
Come operazionali, in fase di progettazione, erano stati scelti degli NE5534, largamente usati per l'audio per l'ottimo rapporto segnale rumore (soprattutto nella variante A), l'alto prodotto banda-guadagno, l'alto slew-rate e la bassa distorsione armonica. Alla fine, però, sia per motivi di reperibilità sia per semplificare ulteriormente il layout, sono stati utilizzati degli operazionali dual-package più disponibili (TL082) e soprattutto meno costosi.

Poiché la piedinatura di questi componenti è standard, il montaggio è stato effettuato su zoccoli per consentire una eventuale facile sostituzione con modelli migliori (ad esempio gli NE5532 o, ancora meglio, gli LM833).

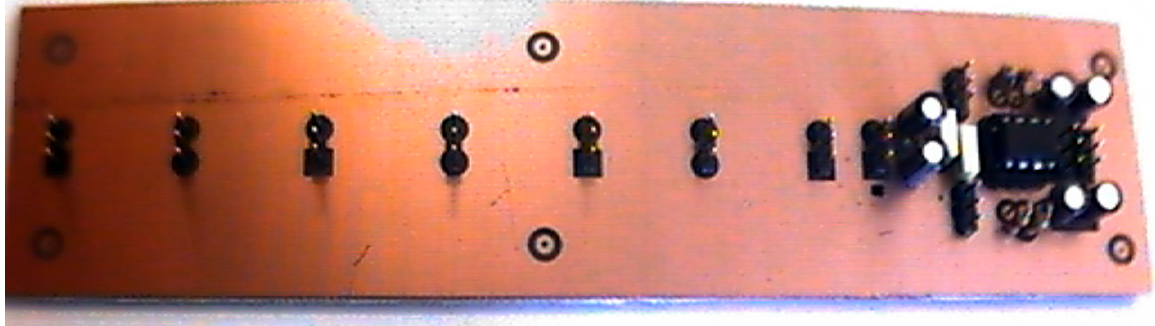
Da notare che le resistenze e i condensatori in ingresso al canale non sono presenti sulla board perché si è preferito saldarli direttamente sui potenziometri.



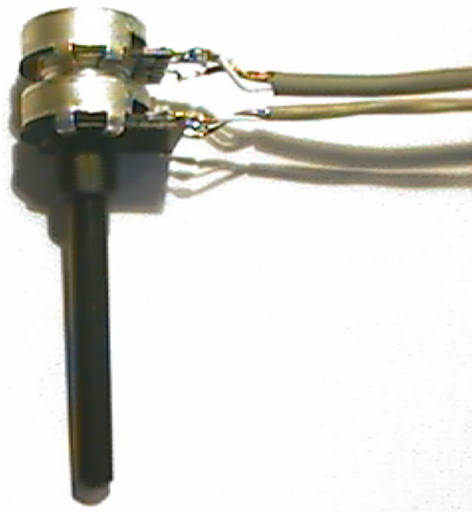
Per l'amplificatore delle cuffie, sono stati utilizzati degli NE5534 e quindi i due canali sono chiaramente separati.



Sulla scheda di miscelazione è stato montato il maggior numero possibile di connettori d'ingresso, distanziandoli di 2cm ognuno.



Ecco un potenziometro (doppio reostato coassiale), lineare, da $100k\Omega$. Quando usato per controllare il bilanciamento, i fili sono collegati in modo invertito tra canale destro e sinistro.



E questo è lo slider per il volume (logaritmico, da $47k\Omega$).



Il tutto è pronto per essere assemblato in un contenitore di metallo di dimensioni adatte, da porre a massa, come ulteriore schermatura.

Infine, un accorgimento aggiuntivo per evitare fastidiosi ronzii dovuti all'alimentazione è stato quello di portare tutte le masse indipendentemente l'una dall'altra fino ad un unico punto e, da lì, collegarle a terra, per evitare che si formino

dei loop. Il classico ronzio che si sente a volte negli impianti è proprio dovuto a questo fenomeno.

5 Test

5.1 Strumenti utilizzati

Al fine di rendere più facilmente riproducibili i risultati, si riporta una lista degli strumenti utilizzati in fase di test.

- Generatore di segnale
Tektronix FG501A, 2Mhz Function Generator
- Oscilloscopio
 - Wavetek 9029, 20Mhz Dual Trace Delay-Timebase Oscillator
 - Tektronix 2225, 50Mhz Dual Trace Oscillator
- Tester
Digimaster DM105
- Analizzatore di spettro
 - Hewlett-Packard 8556A Spectrum Analyzer, LF Section (0-30Khz o 0-300Khz selezionabile tramite interruttore)
 - Hewlett-Packard 140S Spectrum Analyzer, Display Section (da collegare al precedente 8556A per la visualizzazione)

5.2 Test oggettivo

Utilizzando l'oscilloscopio del laboratorio, si è verificato che alle uscite del mixer non ci fossero distorsioni visibili e che i valori di tensione e corrente ricavati dalle simulazioni coincidessero con quelli sperimentali.

Si è anche cercato di apprezzare la risposta in frequenza, spostando la frequenza di un generatore di segnale nel range interessante ($5\text{Hz} - 100\text{kHz}$) con risultati ugualmente positivi.

Infine si è provato ad utilizzare un analizzatore di spettro per cercare di ricavare una misura oggettiva della distorsione. Il modello disponibile era però specializzato per le alte frequenze. Sostituendo un modulo dell'apparecchio, è stato possibile portare il fondo scala a 30kHz , sufficiente per avere un'idea del comportamento armonico del circuito per frequenze superiori a 1kHz (scendendo ulteriormente in frequenza la risoluzione dell'apparecchio non era sufficiente). Si è testato prima il generatore di segnale da solo, connesso direttamente all'analizzatore, per verificare la pulizia della sinusoide generata (che è risultata indipendente dalla frequenza, almeno nel range preso in considerazione). Quindi il generatore è stato collegato al circuito e si sono effettuate le misure alla sua uscita non amplificata. I risultati ottenuti sono riassunti nella seguente tabella. Nelle righe sono indicate le attenuazioni delle armoniche rispetto alla fondamentale (di ampiezza 1Vrms), in colonna le varie frequenze a cui è stata fatta la misura.

| | <i>Generatore</i> | <i>1kHz</i> | <i>2kHz</i> | <i>4kHz</i> | <i>8kHz</i> | <i>16kHz</i> |
|-------------------------|-------------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|
| 2° armonica | -56 | -56 | -55 | -54 | -54 | -54 |
| 3° armonica | -60 | -60 | -69 | -70 | -64 | -54 |
| 4° armonica | -70 | -72 | -70 | -66 | -64 | -72 |
| 5° armonica | -65 | -60 | -62 | -74 | -70 | -74 |
| 6° armonica | -72 | -74 | -74 | -72 | -70 | -60 |
| 7° armonica | -72 | -70 | -72 | -78 | -74 | -78 |
| 8° armonica | -80 | -74 | -74 | -76 | -78 | -78 |
| THD% (1Vrms) | 0,2016 | 0,2181 | 0,2040 | 0,2116 | 0,2244 | 0,3016 |

L'ultima riga contiene il valore della Distorsione Armonica Totale (THD).

Questo numero indica, in forma di percentuale della tensione di uscita totale RMS, l'equivalente tensione RMS dovuta alla potenza trasportata dalle armoniche superiori alla prima. Per ottenerlo, occorre ricavare prima la potenza totale delle armoniche e quindi calcolarne il voltaggio RMS equivalente come radice quadrata del prodotto di tale potenza per l'impedenza di uscita. In formula:

$$THD\% = 100 \cdot \sqrt{(P_2 + \dots + P_n) \cdot Z_{out}} / V_t,$$

con V_t , tensione di uscita totale RMS. Ma poiché $P = V^2/Z$, la formula si semplifica in

$$THD\% = 100 \cdot \sqrt{(V_2^2 + \dots + V_n^2)} / V_t$$

Ponendo $V_t = 1V_{rms}$ e facendo coincidere il picco superiore della sinusoide con lo zero della scala logaritmica dell'analizzatore di spettro, è possibile valutare sul display l'attenuazione in dB di ogni armonica successiva rispetto alla prima.

Guardando i valori della tabella comunque sorgono delle perplessità sulla significatività del THD trovato perché il generatore di segnale ha una distorsione (relativamente) non trascurabile che non si discosta affatto da quella del circuito. Se ne deduce che in realtà il circuito è più pulito di quanto questi valori lascino intendere (si fa presente che un valore medio (reale) per componenti di fascia consumer è circa 0.5% a 1kHz e per componenti di fascia pro è <0.02%).

Da notare che il singolo valore finale trovato non è l'indicatore "definitivo" della qualità del suono, anzi. Ad esempio, infatti, una certa quantità di distorsione risulta tanto più fastidiosa all'orecchio quanto più è alto l'ordine delle armoniche che la provocano. Inoltre il THD tiene conto di un solo tipo di distorsione, senza dire niente, ad esempio, di *intermodulazione* ed *errori di fase*.

5.3 Test soggettivo

Per completare i test, non poteva mancare infine la "prova d'ascolto" del risultato finale che, al di sopra di tutte le misurazioni, dà il vero valore al dispositivo costruito. Per testare adeguatamente il dispositivo in una situazione il più possibile "ideale", è stato utilizzato un impianto di tipo "professionale". In ingresso, sono state collegate due sorgenti indipendenti (un lettore cd e un lettore dvd) e in uscita l'amplificatore dell'impianto. A sorgenti spente, si ode un leggero soffio dovuto sicuramente ai

TL082; sostituendoli con operazionali più silenziosi, come prevedeva il progetto iniziale, si otterrebbe un'uscita più pulita.

Una volta accese le sorgenti, con tutti i controlli settati a mezza via (quindi in assenza di equalizzazione), il suono è risultato esente da artefatti apprezzabili.

L'unico difetto è forse una leggera predominanza degli alti o meglio una eccessiva "brillantezza" del suono. Correggibile comunque aumentando leggermente la risposta dei bassi con l'apposito controllo.

6 Bibliografia

- *B. Duncan*, High Performance Audio Amplifier for music performance and reproduction, 1996, Newnes ed.
- *J. Millman, A. Grabel*, Microelettronica, 1994, McGraw-Hill Italia ed.
- *B. Carter*, A Single-Supply Op-Amp Circuit Collection, Texas Instruments Literature, Number SLOA058, Novembre 2000
- Improving Power Supply Reliability with IC Power Regulator, National Semiconductor, Application Note 182, April 1977
- Datasheets: LM78xx/LM340, LM79xx/LM320, Ne5534, Ne5532, LM833, TL082
- <http://users.otenet.gr/~athsam/index.htm>
- <http://www.dogstar.dantimax.dk/tubestuf/index.htm>
- <http://www.dself.demon.co.uk/ampins/mixerdes.htm>
- <http://www.absurdevidence.radiostudent.si/borut/>
- <http://www.mitedu.freeseerve.co.uk/Circuits/Power/power.html>
- <http://blackwidowaudio.com/blackwidowaudio/>
- <http://headwize.com/projects/index.htm>
- <http://www.duncanamps.com/technical/baxandall.html>