

Su this circuit, I am limited to developing some “theoretical” concepts already experienced by others (and in particular from M.F.). Of course my work was very different than a size/glue typical of many “creative” environments, and the results obtained are, for many technical reasons, quite different from those obtained from the creations of Paravicini and Musical Fidelity, also on one floor strictly theoretical.

2 The The City circuit of “Myoref”

2.1 - The company has just one of Theoretical circuit

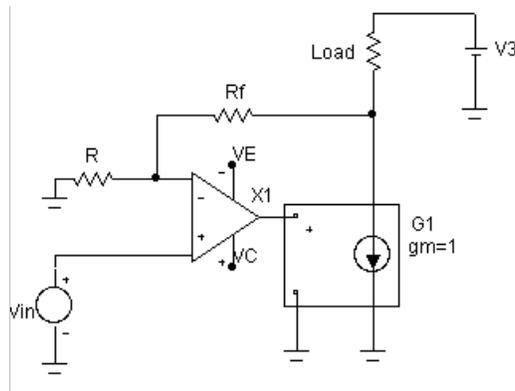


Fig.1 My-Ref theoretical circuit

In Fig. 1 you see the scheme of principle of the circuit. Group G1 is a stadium transconductance (current voltage/output input), and can be format, second needs, discrete or integrated components. This one of the the stadium provides all the energy needed for piloting the loading, and then represents the power circuit of the amplifier, and for convenience of analysis atributs a gm-1 (unitary transconductance; 1Volt Input 1Ampere output).

In these conditions, stage G1, By generating the current on the load, it also determines a automatic fall of voltage on it, and therefore also a voltage gain is obtained proportional to the load impedance:

$$Av(G1) * Zload / Gm$$

Per for that reason, the stadium Input differential X1 must not generate a voltage of control of the amplitude similar to that required to produce power necessary, and can be used a normal OPAMP. The live voltage gain with open loop of this Circuit can be high, because it is equivalent to:

$$Aol = Av(X1) * Av(G1)$$

$$(Av(X1) = \text{open loop gain } X1)$$

Note that Aol depends on load characteristics due to Av(G1), so fine-tuning of the circuit, as regards frequency compensation, it is very It's important. In particular, it is crucial to maintain a good phase margin, to prevent the change in load from creating a condition of Instability (Aol-1-180-phase).

Of course the gain in tension with closed loop of the circuit is determined by The usual formula :

$$Av \ 1 + (Rf / R)$$

The Le the main features interesting of this circuit are two:

1. The exit stage is a power generator, and structures who serve for obtain this feature are quite different from those used Normally. In particular, the technique of polarization changes, the phase and dynamics of stage G1. This element it is very Important regarding some THD and IMD forms typical of some of “Standard” configurations. In particular, yes, they may take advantage of some peculiarities of some circuits, as we will see in the chapters later.
2. Maybe the most important from an audio point of view: The circuit it involves as a “Normal” Voltage OPAMP, because the high output impedance is “compensated” by the NFB network for the report:

$$Routa \ Rint / (1 + Aol * . .) \ \text{if you } = R / (R + Rf)$$

$$(?? \ \text{repletion factor})$$

But By observing the reports mathematics and the circuit, we discover that the load, due to the characteristics of G1, becomes an integral part of the transfer, because the voltage signal you need for The NFB network is defined not by Vout (G1) but by Iout (G1) * Zload.

All of you the non-linearity of Zload determine the reaction of the differential circuit, which provides compensate them (with the current of G1). In a conventional circuit, the resistance internal of the circuit is always much smaller than loading, so the NFB network works always referring to the output voltage of the amp. In this way the circuit is very immune to changes in load, but it creates a “self-referring” system that is not in A degree of compensating for the dynamics of Coupling between the amplifier and the speakers. This one of the phenomenon is perhaps the real cause why many modern solid-state power OPAMPs do not I am al height of older achievements or with technology different ones.

2.2 ? Exit stage

I Experimenting audio circuits to state solid for many years, but one of the basic problems of the stages of Power at BJTs Mosfets is polarization, both static and dynamic. Ad Ad In fact, it can attribute, directly or indirectly, THD generation and instability of various kinds. The Oldest (and Simplistic) Techniques to get one “linear” power stage provide a Polarization in “class A” (classification I think has created direct associations in the audiophiles with “class” of sound...). This method besides not being efficient, it requires the use of the “batteries” of devices mounted on huge metal elements of thermal dispersion. Tired of doing the “metalworking” I decided to probe the way of the NFB (negative Feedback counter-reaction), also if often considered “off-limits” to the world High-end.

One interestingly was the use of integrated power chips, which are normal OPAMPs (amplifiers operational operations) of power. Their differential structure is very flexible, and allows in practice of “build” any configuration. One of the main problems for me it was the study of configurations able to “hide” the THDs and Chip IMD in the audio circuit. One of my “discovery” was the bridge of Current (Fig.2), called “bilateral current source” from National Semiconductor (AN-29 Linear Applications Databook), or “Howland Current Pump” from others. The main feature of this bridge that I discovered (a part being a good base for transconductance) is the Ability to reduce the negative impact on sound, which is usually in the presence of circuits a high NFB, especially when the circuit is contained in an NFB Global loop. The reason is to be found in the structure “a Bridge.” In these structures everything The component’s open loop gain (Aol is used for to stabilize the bridge, that, in a sense, “remains out” from dynamics of linearization of the signal to be amplified. Such a structure is made a Resistance multiplier, where the basic resistive value it is represented by Rsense (R5 Fig.2) and factor of Multipliation from the the mesh sizing that forms the bridge. The Loss of Efficiency of the OPAMP (caused by “not ideal” characteristics of the circuit) is represented Mainly as resistance variation “dynamic” view of the exit of the bridge.

The Le More used configurations when you want to use a power OPAMP with current load piloting provide for the to include the same in the NFB network, but in these conditions all the non –linear produced by OPAMP “discharge” on the cargo, which in fact and forced to “chase” the dynamics of stabilization of operatic nodes.

The Le characteristics “to resistance of Exit,” verified in the bridge I used, I’m quite typical of Transconductance circuits, which if they are well studied have an impact the lesser on distortion dynamics (in audio circuits). You could say that all of you the transconductance output sections within a Network of NFB voltage are potentially “neutral” compared to the result final, because of the different relationships between current and voltage that are generated with loads and loads Reactive.

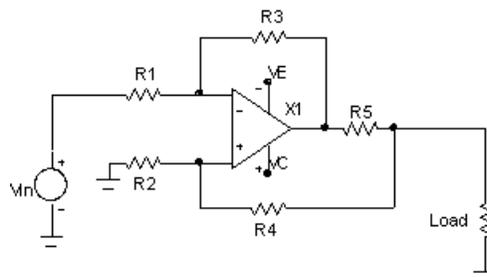


Fig.2 “Howland Current Pump”

The draft formula of the “current pump” :

$$I_{out} = - ((R3 \cdot V_{in}) / (R1 \cdot R5))$$

If: $R3 = R4 + R5$ (or $R5 \ll R4$) & $R1 = R2$

$$R_{out} \approx R5 \cdot (R4 / R)$$

*R4 or R3 and R' bridge res. Error (R3 appears R4 & R1 appears R2)

Other good characteristics of This circuit is the possibility to use it in differential mode and, if R1-R2-R3-R4 output can be connected to a Any voltage (floating) without affecting current operation (thanks to the “real” resistance output), and can be used as both R1 and R2 input (inverting or not inverting).

Perché il ponte rimanga stabile, è necessario che X1 sia stabile a guadagno unitario, oppure si deve ricorrere al aggiunta di una rete polo/zero tra i 2 ingressi differenziali, in grado di degenerare le caratteristiche del ponte oltre una frequenza definita. Una tecnica utile quando si usano chips stabili a guadagni tra 2 e 5 è dimensionare R1 e R2 in modo da usare le capacità di ingresso e la Zin differenziale come elemento di compensazione in frequenza. Si deve ricordare che un ponte di questo tipo (ed il funzionamento in corrente) crea spesso un “ritardo di gruppo” che può creare problemi ad “anello chiuso”, per cui le reti di compensazione devono essere molto curate...

Io ho fatto i primi esperimenti con questo ponte usando TDA2030, per poi passare a chips più potenti, come LM3875 e LM3886. Ogni scelta necessita di una accurata “stabilizzazione”, diversa per ogni tipo di chips.

Applicazione in MY_REF:

Inizialmente, Ho usato questo ponte (LM3886) configurato per una R_{out} abbastanza piccola, di circa 4-10 ohm (M_{y_ampli}), perché volevo limitarmi a sfruttare le caratteristiche di “neutralità da NFB” che questo ponte mi garantiva. Il risultato era già buono, perché il suono finale assumeva prevalentemente le caratteristiche “timbriche” dello stadio di ingresso (LM318). Un problema di fondo era che in questa configurazione si otteneva una g_m del ponte abbastanza elevata, che aumentava di conseguenza sia il fattore di smorzamento dell'amplificatore che le conseguenti variazioni di smorzamento al variare della frequenza. Dopo una serie di studi sulle problematiche del DF (damping factor = fattore di smorzamento = rapporto tra Z_{int} del amp. E Z_{load}), e le considerazioni riguardo al lavoro del global NFB (esposte nella descrizione del circuito teorico) ho ritenuto opportuno aumentare la Z_{out} del ponte (circa 500ohm), riducendo di conseguenza il g_m ($g_m=1$).

La scelta di LM3886 è basata sul basso costo, alta affidabilità di funzionamento, e buona potenza di uscita (68Wrms) anche in condizioni di carico a 4 ohm. Un problema di rendimento generale del mio circuito è causato dal valore di R_5 (0.47ohm) scelto per ottenere le caratteristiche di Z_{out} e g_m descritte prima. In condizioni di carico a bassa impedenza, la dispersione di potenza su R_5 è abbastanza alta, ma i risultati “acustici” sono tali da accettare queste perdite, anche perché nei circuiti in classe A (suoi diretti concorrenti) il rendimento è estremamente minore.

2.3 Stadio di ingresso

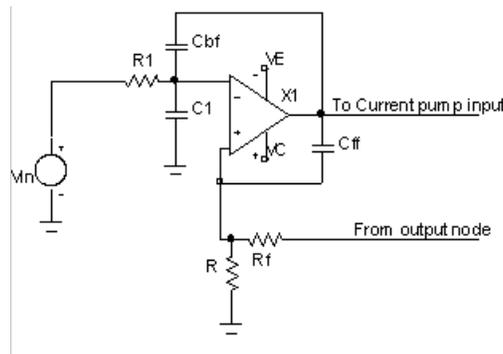


Fig.3 Stadio di ingresso

Come abbiamo visto nella descrizione del circuito teorico, in circuito di ingresso può essere costituito da un OPAMP a bassa tensione, dato che anche un $g_m = 1$ mantiene una piccola riserva di guadagno in tensione nello stadio di uscita. Il circuito di ingresso si può considerare (in tutte le topologie) la parte più importante degli amplificatori audio, perché si occupa della “linearizzazione” del segnale differenziale, ed un suo cattivo funzionamento porta inevitabilmente a THD e IMD non “mascherabili”. Nel caso di MY_REF, la struttura del differenziale di ingresso è leggermente diversa da quella “tipica” presentata nello schema teorico. In particolare ho scelto una struttura analoga a quella che avevo notato in M.F. A370, e che uso da anni con successo (Fig.3). Il segnale di ingresso è collegato (dopo una rete $R_1 C_1$ di filtro / disaccoppiamento) all'ingresso invertente di LM318N. Questo chip mi accompagna da molti anni nelle mie realizzazioni, perché credo che tuttora abbia un rapporto qualità/prezzo quasi ineguagliata, ed inoltre il circuito interno è accessibile nei suoi punti “chiave”, ed è facile attuare compensazioni (in frequenza e fase) “al limite”.

L'ingresso non invertente, al contrario delle configurazioni invertenti standard, è collegato alla rete di NFB. Usando un current pump invertente si ottiene lo stesso risultato (globale) di una connessione non invertente. Questo tipo di connessione, che si può definire “floating” a causa della mancanza del classico “virtual ground” sul ingresso invertente, ha alcuni vantaggi rispetto ad una normale non invertente:

1. La sequenza di 2 stadi attivi invertenti permette di usare varie tecniche di compensazione, sia a favore della stabilità globale che per “allineare” alcune fasi relative
2. Il collegamento del segnale di ingresso sul (-) permette di sfruttare al meglio le caratteristiche interne degli OPAMP, che tendono ad essere più lineari in questa configurazione. (Questa non è una regola assoluta, e varia molto da caso all'altro)
3. La condizione “floating” agevola il front-end nel processo di “inseguimento” delle non linearità di tensione presenti sul carico di uscita.

Tecniche di compensazione:

A parte gli altri elementi di compensazione locale, che ho aggiunto o tolto a seconda delle varianti, ho sfruttato 2 tecniche di base, che sono semplicemente opposte nel loro funzionamento.

In MY_REF RevA (versione “ufficiale”) ho usato C_{bf} (Cap. Back-feed or feedback). Questo componente crea un “polo dominante”, ad alta frequenza (integrazione), in combinazione con R_1 ma inversamente proporzionale (in frequenza) al segnale di uscita di LM318. In questo modo, si mantiene stabile il circuito in tutte le condizioni.

Nella RevC, ho usato una tecnica inversa, che si basa su C_{ff} (Cap. feed-forward). Questo componente esegue una compensazione positiva al calo di guadagno ad alta frequenza da parte del circuito differenziale (determinando un'azione “derivatrice” su LM318). Questo metodo linearizza notevolmente il DF in tutta la banda audio...

Altre caratteristiche:

La Z_{out} open loop di X1 è determinante nello sbilanciamento del ponte di corrente (e quindi nella diminuzione della sua Z_{out}). Nel caso di LM318 questa è circa di

20-30 ohm, per cui con i valori scelti, il ponte si mantiene entro circa il 0.1%, che corrisponde a circa 400-500 ohm di Z_{out} .

2.4 Circuito completo

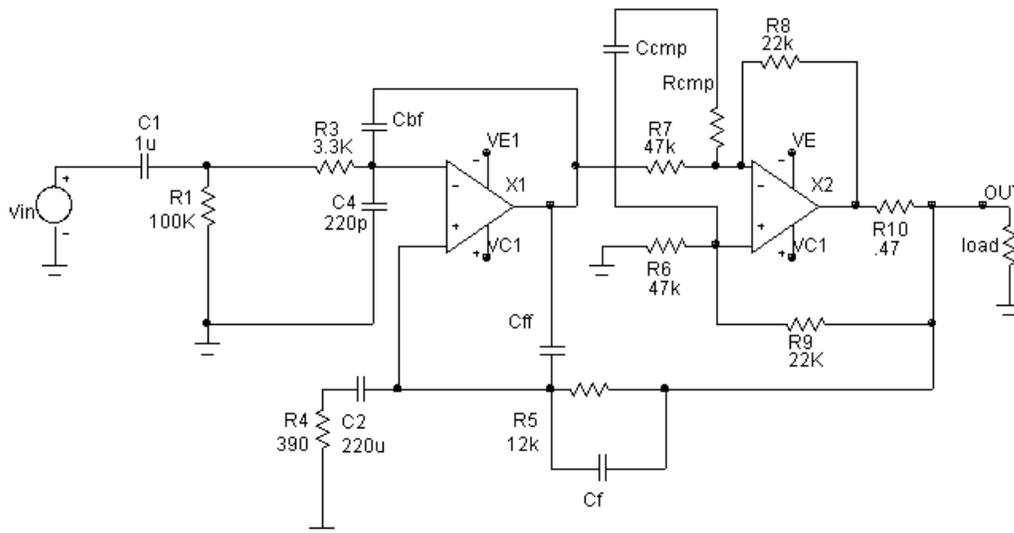


Fig.4 Circuito completo (teorico)

Il circuito completo (Fig.4) è abbastanza semplice, e non necessita di molte spiegazioni aggiuntive. L'impedenza di ingresso del circuito è fissata da R1 (100K). La rete R3-C4 funziona da filtro per eventuali spikes ad alta frequenza e limita la banda passante (circa 220Khz, ma i poli interni delle reti di comp. interagiscono con questo filtro a frequenze minori...). La rete NFB R5 e R4 determina il guadagno ad anello chiuso, che è di circa 30 dB ($A_v = 1 + (R_5 / R_3) = 31$). C2 riduce il guadagno in continua della rete, per evitare di amplificare tensioni continue e ridurre la tensione continua residua in uscita. La frequenza minima di taglio a -3dB di C2 e R4 è di circa 2 Hz. Questa frequenza deve sempre essere abbastanza bassa, a causa delle caratteristiche dei condensatori elettrolitici (usati in questa sezione), che aumentano notevolmente la loro THD in prossimità della frequenza di taglio. Altro elemento è la linearità di fase, che per essere mantenuta in banda audio (20hz-20 KHz) si impone di inserire il punto di intervento a circa 1-2 Hz ($6^\circ @20\text{hz}$ con polo a 2Hz). Alla variazione di fase si associa anche il filtro subsonico formato da C1 e R1, che con i valori indicati ha una attenuazione -3dB a circa 1,5 Hz. Complessivamente si ottiene una deviazione di fase di circa $10^\circ @20\text{Hz}$, che è abbastanza accettabile. La combinazione dei due filtri fa sì che l'andamento di attenuazione sotto i 1,5 Hz sia del 2° ordine, ovvero di 12dB/Oct.

Compensazione in frequenza (RevA):

Come anticipato nel capitolo precedente, le reti formate da Cf, Ccmp-Rcmp, Cff e Cbf servono per attuare le compensazioni in frequenza e fase che servono per le varianti di progetto che ho applicato a vari mesi di distanza, allo scopo di valutare l'impatto "acustico" di alcune tecniche di compensazione. La versione del circuito alla base di questo documento è la "RevA", che si basa sul uso di Cbf come elemento di stabilizzazione. Questo componente limita leggermente il controllo ad alta frequenza di X1 su G1, per cui si nota un calo di DF nella zona oltre i 10Khz. Questo di per sé è una tendenza comune a (quasi) tutti gli amplificatori. Allo scopo di studiare l'impatto della linearità del DF ho sviluppato una variante di compensazione, (basata su Cff) ma questa modifica prevede di agire anche sulle sezioni interne di LM318, oltre all'aggiunta delle apposite reti formate da Cff, Ccmp e Rcmp, per cui ho deciso di pubblicare i dettagli della modifica in un documento a parte...

Osservazioni generali:

Il guadagno ad anello aperto di questo circuito è (o può essere) molto elevato, e dipende in particolare da X1. Questa particolarità è un elemento fondante riguardo l'impronta "acustica" che contraddistingue un circuito di questo tipo, ovvero sono predominanti le caratteristiche del elemento che dispone di maggiore guadagno in tensione ad anello aperto (Aol), dato che il lavoro di NFB è in tensione. Il rovescio della medaglia è che, se questo guadagno diventa troppo elevato, nascono dei problemi di instabilità, spesso legati alla natura (capacitiva o induttiva) del carico, oltre che alla sua impedenza. Per limitare questi fenomeni esistono varie tecniche, che ho applicato in modo diverso a seconda del tipo di compensazione applicata. Una condizione abbastanza critica è quella del "clipping". In queste condizioni infatti, si generano delle oscillazioni a causa del continuo rimbalzo di energia, causata dagli "spikes" prodotti sia da LM318 che da LM3886. Quando la rete di compensazione è ben dimensionata, questo fenomeno è abbastanza smorzato, per cui non crea problemi di stabilità. Ho ritenuto non opportuno inserire delle reti complesse di "assorbimento" del clipping per non aumentare eccessivamente la complessità del circuito, e perché la probabilità di deteriorare le prestazioni complessive era molto alta. D'altro canto, io considero la condizione di clipping una condizione non operativa e di emergenza, per cui la cosa più importante in queste condizioni è di avere un recupero veloce e non distruttivo, ne per gli altoparlanti ne per l'amplificatore.

Per ragioni simili non ho inserito reti di zobel sul uscita. In particolare, le modalità di lavoro in corrente dello stadio di potenza, e il relativo NFB in tensione "sensibile" al carico, mi ha convinto a ridurre le compensazioni di carico, per migliorare il "feedback" con il sistema cavi- altoparlanti.

3 Alimentazione e circuiti ausiliari

3.1 Alimentatore

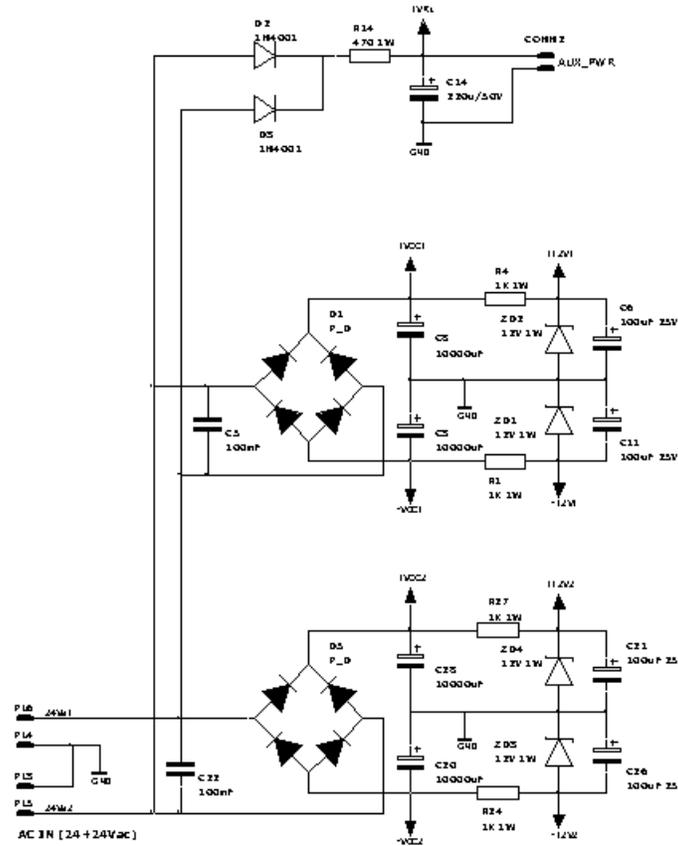


Fig.5 Circuito completo della sezione di Alimentazione

Lo schema di alimentazione (Fig.5) è abbastanza classico. I due canali sono di fatto configurati in “dual-mono”, con alimentazioni separate a partire dai ponti dalla sezione di rettificazione. Il trasformatore è invece comune. Questa struttura è quella che garantisce il migliore compromesso tra prestazioni e costo.

Le tensioni di alimentazione di targa sono di +35Vdc per LM3886 e +12Vdc per LM318.

Queste si ottengono con un trasformatore da 230/24+24Vac 200-300VA (a seconda del uso).

Il trasformatore in comune permette di ridurre i costi, ma soprattutto di garantire un’ ottima fonte di energia comune, dato che le prestazioni di un singolo trasformatore (di potenza doppia) garantisce scambi energetici molto maggiori di due singoli trasformatori di equivalente potenza totale, a causa delle dinamiche di rendimento magnetico.

La struttura “duale” a partire dai ponti di diodi, da una parte garantisce un’ ottima immunità dalla diafonia causata dai percorsi “comuni” ad alta corrente, e dal altra distribuisce in modo migliore l’ energia dissipata dai diodi, che in questo caso possono essere di dimensioni più contenute.

I condensatori C5 e C22 servono a smorzare i picchi di tensione generati dai diodi, in combinazione con l’ induttanza parassita del trasformatore. Il filtro che si viene a creare (a frequenze di circa 15-30 Khz a seconda del tipo di trasformatore) riduce notevolmente il rumore di rettificazione ad alta frequenza.

Ho preferito usare dei ponti di diodi integrati “normali” per alcune ragioni:

La loro struttura è estremamente “collaudata” per condizioni molto più gravose di quelle che si trovano in questo circuito, e la probabilità di guasto è estremamente remota.

I rettificatori formati da diodi discreti di potenza sono più costosi ed ingombranti (si devono usare dei dissipatori aggiuntivi). In generale un rettificatore a discreti genera dei disturbi elettromagnetici a causa delle forti correnti di picco che percorrono le piste di rame di collegamento (ed i reofori del diodo).

Dopo la sezione diodi si trovano i condensatori Elettrolitici di livellamento (10.000µF), dimensionati per un accumulo energetico adeguato per questa applicazione, seguiti da una piccola rete di bypass locale formata da condensatori elettrolitici “low ESR”(220µF), in grado di mantenere sufficientemente bassa l’ impedenza interna (locale) del circuito di alimentazione.

Una limitata, ma utile, funzione di contenimento dei disturbi provenienti dalla sezione di alimentazione verso gli amplificatori operazionali (sia LM3886 che LM318) è garantita dai condensatori da 100nF inseriti tra le linee+Vcc e -Vcc . Di norma, nei circuiti audio, si vedono delle batterie di condensatori sempre inserite in modo “duale” tra le rispettive linee di alimentazione e la massa. Queste tecniche servono per aumentare l’ efficienza della “massa virtuale”, che rappresenta il riferimento di tensione del circuito. Dal punto di vista del “immunità al disturbo di alimentazione” tipica di un OPAMP queste reti non servono a nulla. Gli OPAMP infatti usano

dei riferimenti interni legati esclusivamente a +Vcc e -Vcc, per cui sono sensibili ai disturbi “non comuni” tra questi collegamenti. Dei condensatori inseriti direttamente (e localmente) su queste linee garantiscono una maggiore immunità a questo problema.

LM318 è alimentato a +12Vdc con un regolatore “shunt” a zener . Questa tecnica è molto comune e semplificata, ma causa una discreta perdita di energia sulle resistenza di caduta (circa 0.6W su ogni resistenza). La scelta di questa struttura è motivata, a parte dal basso costo e affidabilità, dalla buona “interazione” che si ottiene tra le alimentazioni dei 2 OPAMP, e dalla buona “massa virtuale comune” che si ottiene. La ragione principale è la corrente sostanzialmente costante che scorre nei rami di alimentazione verso massa, in grado di “assorbire” le modulazioni di segnale, e di mantenere (a causa delle piccole cadute di tensione sulle piste) una piccola indipendenza della “massa virtuale”, usata da tutti gli anelli di NFB, dalle modulazioni causate dalle correnti di uscita.

In pratica si dispone di un alimentatore in “classeA”, scevro da forme di modulazione tipiche dei regolatori attivi.

Un circuito secondario (D2,D3,R14,C14) produce la tensione di circa 24Vdc per alimentare la sezione di protezione uscita.

NOTA: Come si evince dallo schema, non esistono fusibili di protezione a bordo della scheda. La motivazione è sia pratica (spazio) che tecnica;

- ◆ LM3886 è estremamente ben protetto internamente verso tutte le forme di sovraccarico.
- ◆ Gli altoparlanti sono protetti da eventuali inserimenti di tensioni continue in uscita.
- ◆ La protezione a fusibili sulle linee di alimentazione duale serve esclusivamente ad evitare danni causati da interventi esterni (es: corto circuito causato da manovre di manutenzione errate).
- ◆ La “modulazione termica” che si genera nel filamento del fusibile quando è percorso da forti correnti transitorie aumenta le intermodulazioni sull’ alimentazione.
- ◆ Nel caso di malfunzionamento dei ponti di diodi (teoricamente più verosimile rispetto agli altri stadi, a causa dei forti transienti della corrente di carica dei condensatori), i fusibili (a valle) non hanno nessuna utilità protettiva.

Naturalmente resta fondamentale proteggere il circuito dai rischi di corto circuito interno, per cui nella fase di costruzione si deve prevedere l’ uso di fusibili di protezione adeguatamente dimensionati.

Questi si possono inserire sulle linee 24Vac del secondario del trasformatore, e / oppure, data la grande affidabilità dei trasformatori di alimentazione, direttamente sul primario (linea 220Vac). In questo caso si può utilizzare un fusibile “ritardato” con corrente equivalente a quella “di targa” del amplificatore alla massima potenza teorica (in questo caso circa 200W). Quindi: $200W \approx 1Amp @ 220V = \text{fusibile ritardato da } 250V \text{ } 1Amp$). In questo caso tutti i sovraccarichi pericolosi vengono neutralizzati dal intervento del fusibile di linea...

3.2 Circuito di protezione

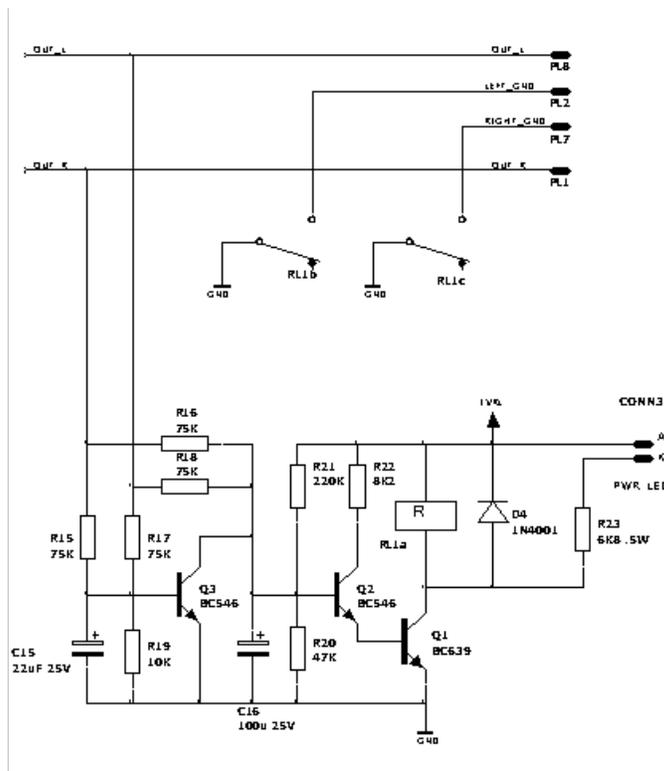


Fig.6 Circuito protezione altoparlanti

Come già introdotto negli altri capitoli, ho ritenuto opportuno inserire un semplice circuito di protezione altoparlanti con ritardo di accensione. Questa sezione ha sia una funzione “anti- thump” che di controllo di eventuali tensioni continue presenti sull'uscita altoparlanti. Il circuito di controllo è molto semplificato per questioni di spazio, ma svolge egregiamente il suo lavoro.

Le uscite dei due canali sono “integrate” in comune dalla rete R15 C15 e R17 C15 per le tensioni DC positive, mentre R16 C16 e R18 C16 per quelle negative. Il punto di intervento è leggermente asimmetrico a causa delle diverse costanti di tempo, ma dal punto di vista pratico questo non comporta problemi particolari. Quando una tensione continua (o pulsante a bassissima frequenza) maggiore di circa 3V si trova sull'uscita, Q2 e Q1 si interdicono, ed il relè scollega l' altoparlante. Il ritardo di accensione di circa 2 secondi è generato dalla costante di tempo R21 C16. In caso di spegnimento La tensione ausiliaria decade immediatamente a causa del basso valore di C14, spegnendo il relè prima del resto del circuito. Dei semplici collegamenti su connettore permettono di collegare direttamente un Led di segnalazione “altoparlanti collegati” (conn3) oppure di “apparecchio acceso” (usando conn2 ed un Led dotato di una resistenza in serie di circa 6,8Kohm 0.5W aggiunta).

Una particolarità di questo circuito è la commutazione del collegamento di massa dell'uscita altoparlanti, al posto della consueta uscita della sezione di amplificazione.

Dal punto di vista pratico non cambia nulla, visto che in caso di intervento, il circuito risulta aperto in entrambi i casi. Ho usato questo collegamento sostanzialmente per migliorare il layout del PCB, e perché questa configurazione non “modula” con dei ampi segnali di tensione i contatti del relè, cosa che potrebbe creare fenomeni di diafonia (dato l' uso di un unico relè a contatti multipli ravvicinati).

4 Scheda PCB completa

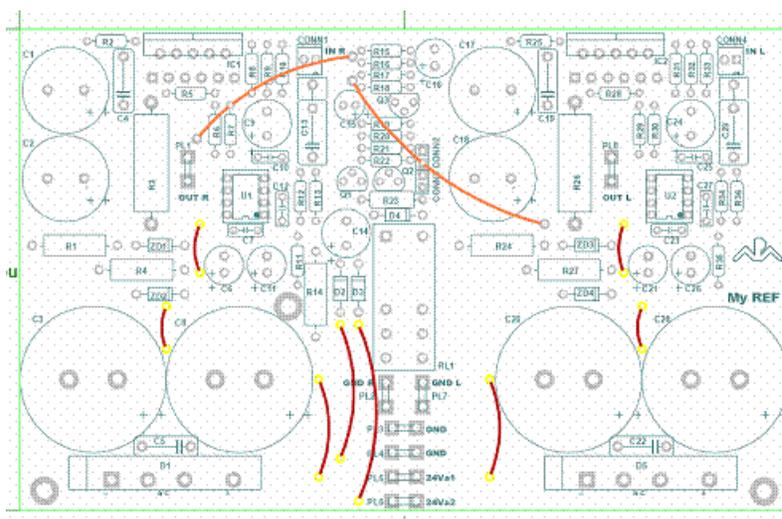


Fig. 7 piano serigrafico del PCB e disposizione componenti (non in scala)

Il risultato di questo lavoro è concentrato su una scheda Eurocard 100*160 monofaccia (**Fig7**). Per agevolare il lavoro ad eventuali interessati alla costruzione di questo progetto, ho predisposto il disegno completo del PCB, disponibile (assieme a molte altre informazioni) nei forum su questo amplificatore o su richiesta.

Per una versione stereo serve solo un trasformatore, connettori ed un adeguato chassis.

Nonostante la compattezza, il Layout è abbastanza curato, in particolare riguardo la distribuzione delle piste di massa ed alimentazione di potenza. A questo riguardo, lo spessore del rame utilizzato dovrebbe essere di 70µm (anziché i consueti 35µm) per garantire un' eccellente gestione delle forti correnti di uscita. In alternativa è possibile stagnare manualmente (in modo abbondante) le piste di potenza costruite su rame di 35µm, in modo di aumentare la sezione equivalente della pista.

I Grossi condensatori elettrolitici di livellamento svolgono bene anche la funzione di schermatura elettromagnetica nei confronti di eventuali disturbi generati dai diodi di potenza. La loro presenza limita leggermente l' accesso alle viti di fissaggio degli LM3886, per cui è indicato l' uso di viti a “brugola”, fissabili con utensili a 90° . In alternativa sono indicate le apposite “clips” senza viti, se il dissipatore è predisposto per questo tipo di fissaggio.

Il dissipatore consigliato per questa applicazione è di circa 1°C/W, che equivale grossomodo ad un' ingombro di 160*70*40mm, con sviluppo verticale dell' alettatura.

E' possibile usare sia LM3886T (case non isolato) che LM3886TF (case isolato). Nel caso della versione non isolata si deve posizionare l' apposita pellicola isolante (meglio la pellicola silconica che la mica) e rondelle isolanti per le viti. Per il tipo isolato è sufficiente spalmare un sottile strato di grasso silconico.

Le resistenze di potenza da 0,47ohm 7W (R3, R26) possono essere il tipo da 5W assiale (25*7mm case), ma solo per un ' uso ordinario (non uso sinusoidale continuo su 4ohm, tipico solo di alcuni test strumentali). Si deve usare un tipo a filo “non-induttivo”, in ceramica e cemento (il classico case parallelepipedo bianco). Il montaggio deve essere fatto in modo “rialzato” di almeno 5mm dal PCB sagomando opportunamente i reofori.

Le resistenze di potenza da 2W ed i diodi zener devono essere montate rialzate dal PCB di almeno 5mm.

Tutti i collegamenti esterni di potenza usano dei contatti “faston 6,3mm”, di grande affidabilità ma pratici in caso di smontaggio o sostituzione delle scheda. Gli ingressi ed i collegamenti ausiliari usano dei normali connettori “molex”.

NOTA:

Questo circuito ha uno scopo esclusivamente divulgativo. Il PCB, i piani di montaggio, e tutte le descrizioni tecniche sono stati concepiti esclusivamente per agevolare le dinamiche di valutazione da parte di tecnici interessati a questo lavoro, e non possono prescindere da una adeguata conoscenza tecnica delle problematiche di auto-costruzione di circuiti elettronici.

Il progettista declina tutte le responsabilità legate alla sperimentazione valutativa di questo circuito.

Il circuito proposto può subire modifiche in qualsiasi momento e senza preavviso.

5 Prestazioni rilevate

Le misure preliminari su alcuni prototipi hanno messo in evidenza le peculiarità già espresse nella trattazione teorica.

Tutte le misurazioni sono state eseguite senza utilizzare particolari tecniche di filtratura, con strumento FFT picoscopo216 e generatore Blackstar LDO100, con capacità dinamiche complessive di circa 90dB. Non hanno valore assoluto ma servono a “dare un’ idea” delle prestazioni complessive.

Tutte le misure ed i risultati pubblicati a seguire sono da intendersi relativi alla revisione “A”.

5.1 Principali caratteristiche

- ◆ Banda passante (tipica-3db): **2Hz-70Khz**
- ◆ Potenza massima (8ohm): **40Wrms**
- ◆ Potenza massima (4ohm): **56Wrms**
- ◆ Fattore di smorzamento (8ohm): **>200**
- ◆ Rapporto S/N (600ohm): **>96 dB** non pesato
- ◆ THD tipica (20Hz-20Khz, 1-40W 8ohm) **<0.05%**

5.2 Misure FFT preliminari

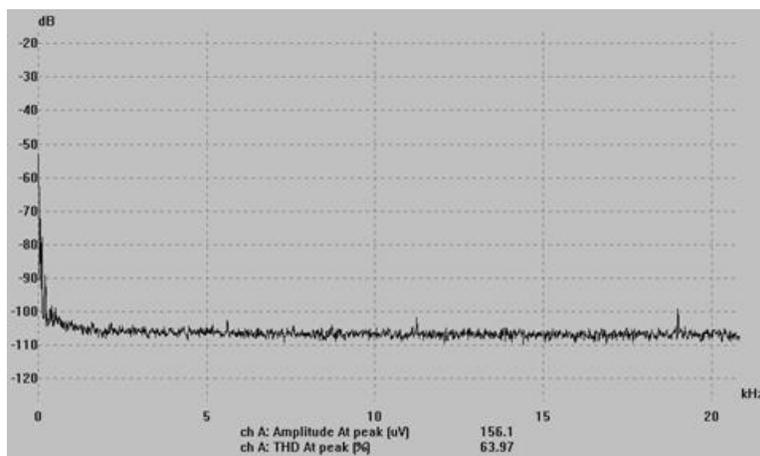


Fig.8 FFT rumore medio appare il livello (medio) di rumore presente in uscita, senza filtri di pesatura e su tutta la banda audio, con ingresso chiuso su 680ohm ed uscita 8ohm. Gli unici picchi presenti sono da attribuirsi ai disturbi ambientali durante la misura.

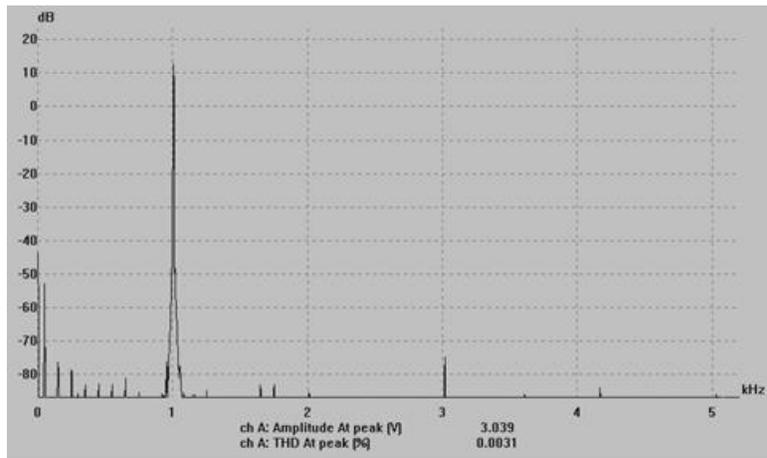


Fig9 FFT 1KHz 2W carico 4ohm. Il generatore ha una THD di terza armonica di circa 0,002% (picco a 3KHz, circa -80dB) , per cui la THD reale è di circa 0.001%... Le frequenze "spurie" intorno alla fondamentale sono causate da residui di alimentazione del generatore.

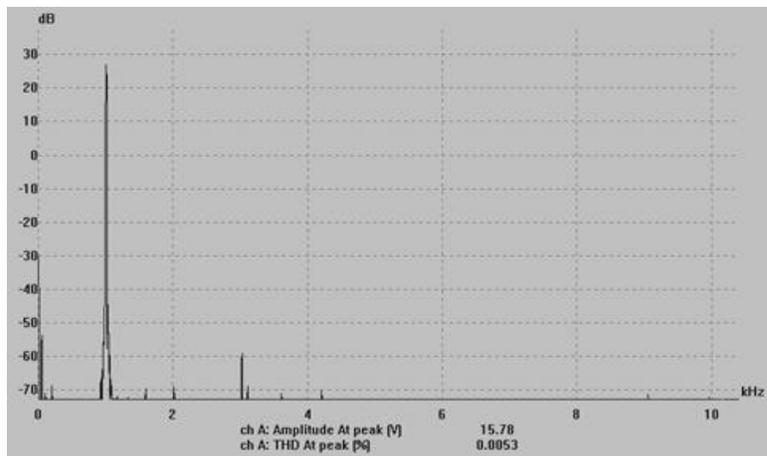


Fig10 FFT 1KHz 56W 4 ohm. (poco prima della condizione di clipping) Con carico di 8ohm si ottiene una potenza di 40W, naturalmente con THD più ridotta.

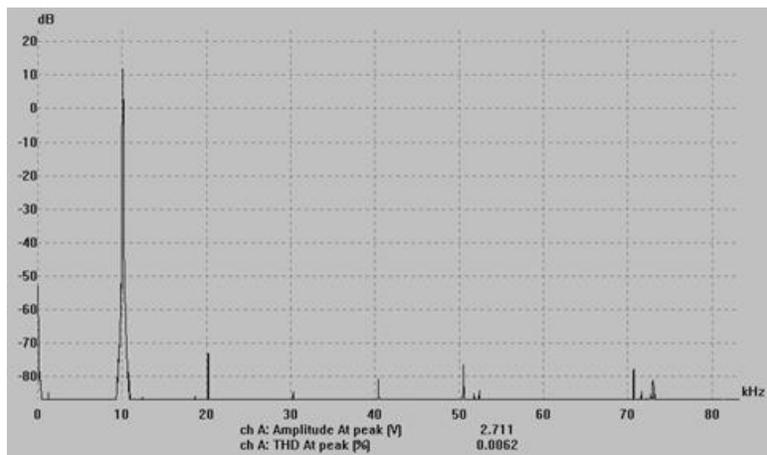


Fig11 FFT 10KHz 2W 4ohm. Si nota il leggero aumento di distorsione di seconda armonica, causato dal minore controllo di LM318 su LM3886 a causa dei Cfb e della conseguente diminuzione di guadagno ad anello aperto. Il generatore provoca quasi tutta la terza armonica per circa 0.003%

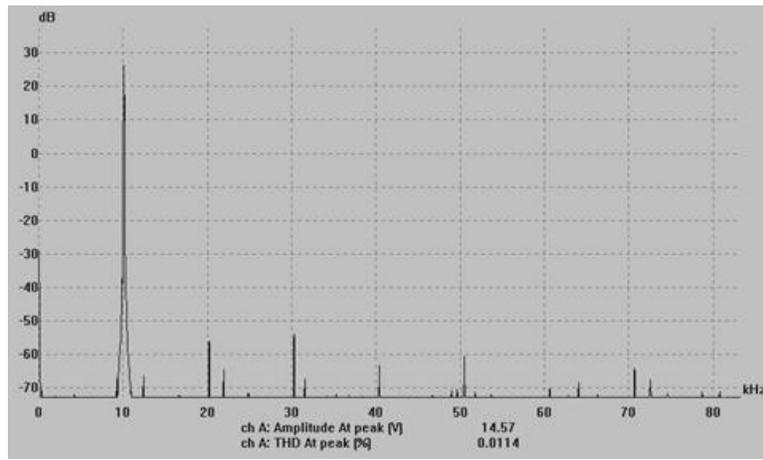


Fig12 FFT 10Khz 56W 4ohm. Massimo livello di distorsione prima del clipping su 4 ohm di carico. Naturalmente con carico di 8 ohm la THD non supera mai il 0.006% . Notare come ad aumentare siano le armoniche pari, quasi assenti nelle altre condizioni.

6 Riferimenti su My_ref

Server che raccoglie le documentazioni utili del Progetto “My_ref” :

http://213.156.45.208/My_Ref/

Discussione DIYAUDIO.com su My_ref (inglese):

<http://www.diyaudio.com/forums/showthread.php?s=d56a21171ff7ce6fff27e00a391c057f&threadid=54571>

Indirizzo di Posta elettronica per informazioni sul progetto “My_Ref” :

progettomyref@gmail.com

7 Appendice A: schemi completi

7.1 Sezione Amplificazione

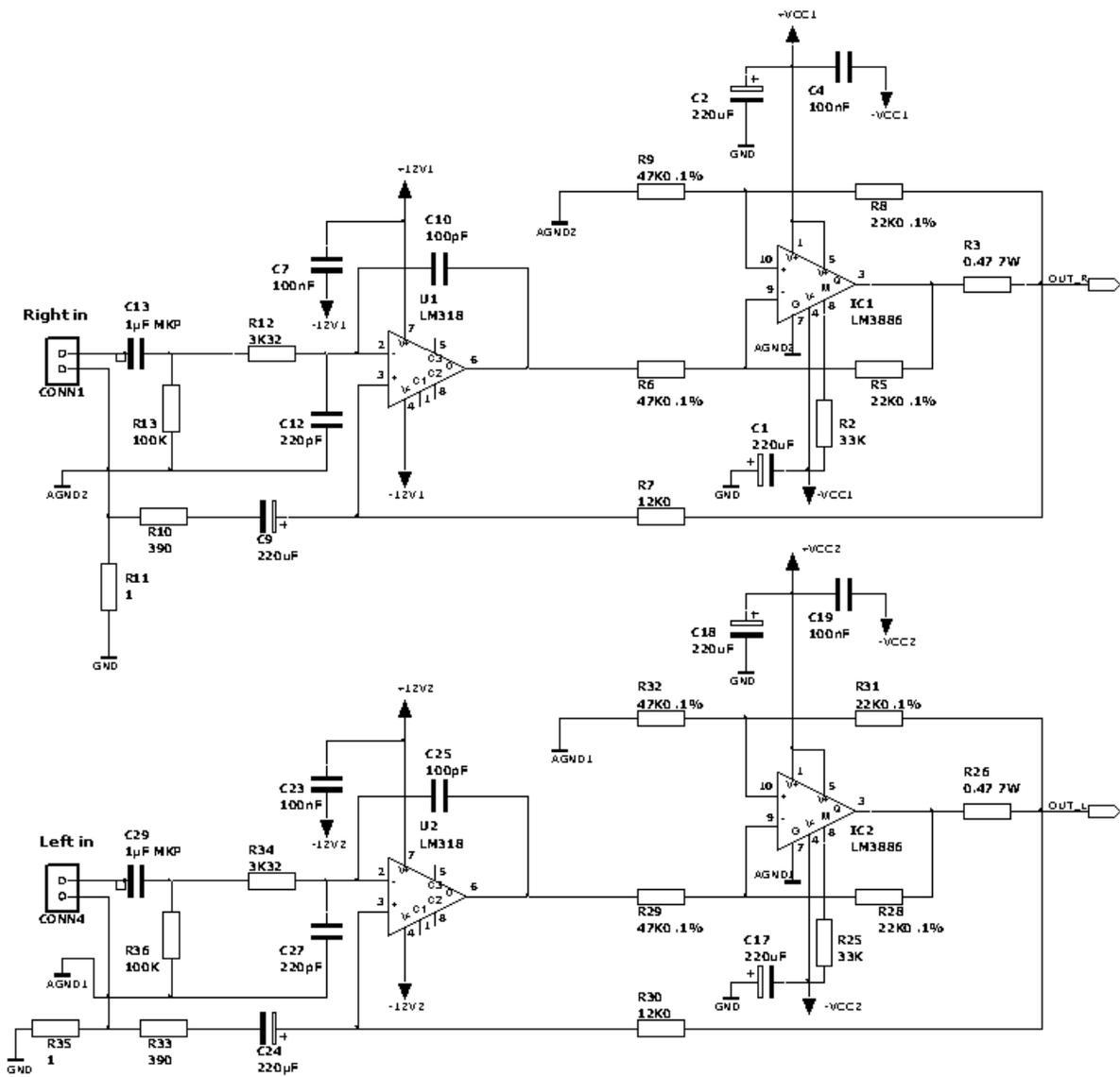


Fig.13 circuito di amplificazione completo (2 canali)

7.2 Sezione Alimentatore

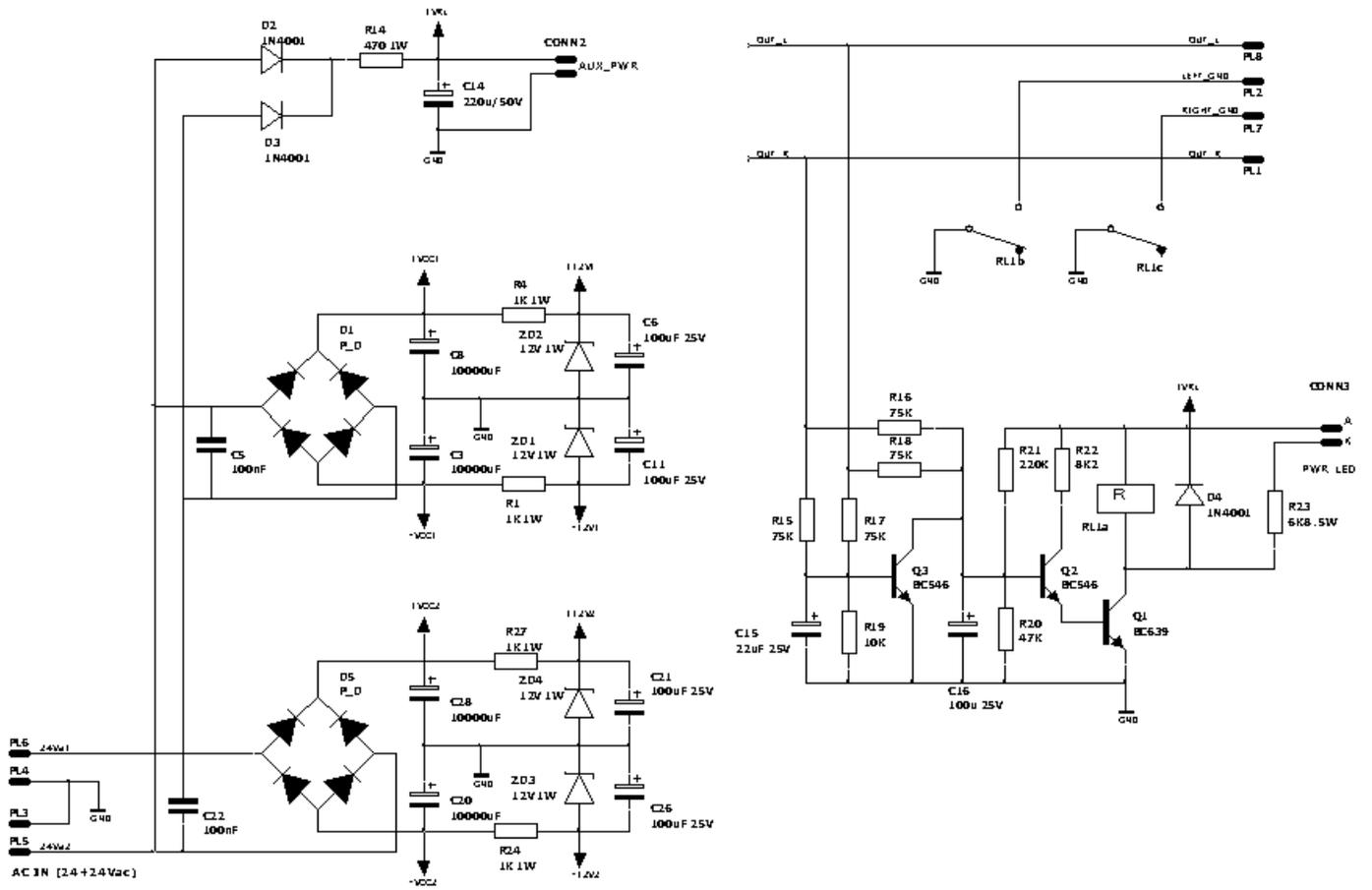


Fig.14 circuito completo alimentatore e protezione

8 Appendice B: lista componenti

My_refA.lsp.txt

Name	Ref	Value	Qty	Description
1N4001	D2 D3 D4	1N4001 1N4001 1N4001	3	1A-50V Diode
BC546	Q2 Q3		2	NPN Bipolar
BC639	Q1		1	NPN Bipolar
BZX85-XX	ZD1 ZD2 ZD3 ZD4	12V 1W 12V 1W 12V 1W 12V 1W	4	Zener 1.3W relieved assemblage (>5mm PCB-res)
C050-025X075	C7 C10 C12 C23 C25 C27	100nF 100pF 220pF 100nF 100pF 220pF	6	p5 25*75 Box Capacitor MKT 50V or ceramic multilayer COG
C102-043X133	C4 C5 C19 C22	100nF 100nF 100nF 100nF	4	p10 43*133 Box Capacitor MKT 100V (160V)
C102_152-062X184	C13 C29	1µF MKP 1µF MKP	2	p10-15 62*184 Box Capacitor >50Vdc hi-q. poliprop. film cap.
CP-10_5	C9 C14 C24	220µF(a) 220µF 220µF(a)	3	Radial (10mm) EL. Capacitor >35V (a)=audio grade=105° low esr
CP-18_7-5	C1 C2 C17 C18	220uF 220uF 220uF 220uF	4	Radial (18mm) EL. Capacitor 50V low ESR 105°
CP-30_snap	C3 C8 C20 C28	10000uF 10000uF 10000uF 10000uF	4	Snap-in (30mm) EL. Capacitor >40V (63V ELNA LP5)
CP-6-3_2-5	C15	22uF 25V	1	Radial (6.3mm) EL. Capacitor
CP-8_3-5	C6 C11 C16 C21 C26	100uF 25V 100uF 25V 100uF 25V 100uF 25V 100uF 25V	5	Radial (8mm) EL. Capacitor
Faston_cs	PL1 PL2 PL3 PL4 PL5 PL6 PL7 PL8		8	Single Pin Header Faston 6.3mm Male C.S.
LM318	U1 U2	LM318N	2	Plastic DIL Op Amp National semi. only!
LM3886	IC1 IC2	LM3886T	2	LM3886T or LM3886TF

M100P2	CONN1 CONN4			2	Molex 2p. Male
P_D	D1 D5			2	Fagor B250 C5000/3300 or B250 C7000/5000 (7A-250V)
R-0_25w	R2 R5 R6 R7 R8 R9 R10 R11 R12 R13 R15 R16 R17 R18 R19 R20 R21 R22 R25 R28 R29 R30 R31 R32 R33 R34 R35 R36	33K 22K0 .1% * 47K0 .1% * 12K0 22K0 .1% * 47K0 .1% * 390 1 3K32 100K 75K 75K 75K 75K 10K 47K 220K 8K2 33K 22K0 .1% * 47K0 .1% * 12K0 22K0 .1% * 47K0 .1% * 390 3K32 1 100K		28	Resistor 1/4 w 1% * matching value (ie: 47k=47K & 22k=22K or 47k5=47k5 & 22k1=22k1)
R-0_5w	R23	6K8 .5W		1	Resistor 1/2 W 5%
R-1W	R1 R4 R14 R24 R27	1K 2W 1K 2W 470 2W 1K 2W 1K 2W		5	Resistor 2 w 5% case 17*6mm relieved assemblage (>5mm PCB-res)
R-CER-4W	R3 R26	0.47 7W 0.47 7W		2	Cement wire Resistor 5W or 7W 20*10 ceramic case
RELAY1	RL1	24Vdc 2sc. 8A-250V		1	RTE24024(Scratch)
STRIP-2	CONN2 CONN3			2	2 way Pin Header (or Molex 4p. Male)

Per informazioni:

[Email](#)

[Home](#)