SAE INSTITUTE

Milan

Module AP620.1: Major Project

Reverse Engineering del Circuito di un 1176 LN Peak Limiter: Studio e Test sull'Influenza del Trasformatore Audio d'Ingresso

Reverse Engineering of the 1176 LN Peak Limiter Circuit: Research and Tests on the Effect of the Input Transformer

Submitted in partial fulfilment of the Bachelor of Science (Hons.), Audio Production

Student Details

Toninato Marco
17-11972
BAP515

Data submission: 12/05/2016
Word Count: 13761

Module Leader/lecturer: Filippo Gabbrielli

Declaration

I hereby declare that I wrote this assignment on my own and without the use of any other than the cited sources and tools and all explanations that I copied directly or in their sense are marked as such, as well as that the assignment has not yet been handed in neither in this nor in equal form at any other official commission.

.....
Date, Place, Signature

Abstract

Nel seguente elaborato sarà svolto uno studio di trasformatori audio d'ingresso all'interno di un compressore audio professionale.
In particolar modo sarà discusso il percorso intrapreso per la realizzazione del circuito di un compressore 1176 LN Revision D e la progettazione di un circuito di *switch* tra quattro diversi trasformatori d'ingresso.
La dissertazione inizierà con un'introduzione che avrà lo scopo di delineare il focus della ricerca e le metodologie che si intendono utilizzare per arrivare a dei risultati scientifici concreti. Saranno qui spiegati gli obiettivi che si intendono raggiungere con questa tipologia di ricerca legata ad un progetto pratico.
Seguirà un approfondito cappello introduttivo sul funzionamento dei compressori audio, necessario per la corretta comprensione delle spiegazioni tecniche che seguiranno nei capitoli successivi.
Il secondo capitolo tratterà la storia dell'1176 LN Solid-State Limiting Amplifier e delle differenze tra le numerose revisioni che ne sono state rilasciate negli anni. In questo stesso capitolo sarà delineato il funzionamento dei principali componenti che compongono il circuito di questa macchina, in modo da far comprendere al lettore i cambiamenti che sono stati apportati al circuito nelle diverse revisioni di questo *outboard* e saranno approfondite le diverse tipologie di controlli con particolare riferimento a quanto detto nel capitolo precedente.
Il capitolo successivo analizzerà in modo approfondito il circuito d'ingresso di questo compressore, e sarà esaminato l'argomento dei trasformatori audio, con una particolare approfondimento sugli *input transformer*. Sarà quindi investigato il funzionamento di questo componente elettromagnetico e di conseguenza sarà discussa la scelta dei quattro diversi trasformatori utilizzati nel circuito di *switch* progettato dall'autore. I quattro trasformatori saranno analizzati tramite le specifiche tecniche contenute nei *datasheet* degli stessi e il circuito progettato sarà quindi mostrato con schemi e spiegazioni.
Sarà quindi delineato il processo di assemblaggio, costruzione e calibrazione della macchina.
Seguirà un capitolo contenente uno studio approfondito dei principali metodi di test utilizzati nell'analisi scientifica di *audio device* professionali. Saranno infine portati a supporto della ricerca i risultati ottenuti, mediante l'uso di grafici e materiale fotografico ritraente lo svolgimento dei test.

Indice

Introduzione 1

Il Funzionamento del Compressore 3

Il Gain Stage 5

Il Level Stage 6

Il Threshold Stage 7

Il Ratio Stage 7

Il Time Stage 8

Il Phase Stage 9

Altri Parametri 9

1176 LN: Cenni storici, Particolarità del Circuito e Revisioni 13

Storia dell'1176 LN 13

Le Caratteristiche Principali dell'1176 14

Le Revisioni dell'1176 16

Il Circuito d'Ingresso dell'1176 LN e gli Input Transformer 19

Assemblaggio dell'Unità 1176 LN e Calibrazione 23

Le Principali Tipologie di Test di Audio Device 33

I Test sugli Input Transformers 39

Conclusioni 51

Riferimenti 53

Bibliografia 55

Appendice A 57

Appendice B 58

Appendice C 59

Appendice D 60

Appendice E 61

Introduzione

È universalmente risaputo, nel mondo dell'audio professionale, che non esistono due compressori che abbiano lo stesso suono, sicuramente non due unità analogiche. Alcuni possono essere più adatti a comprimere una batteria mentre altri danno il loro meglio su tracce vocali; alcuni aggiungono calore al segnale e altri invece possono essere molto trasparenti. Sicuramente ogni compressore ha un suo carattere distintivo e questo è definito dal suo circuito e dalle differenze dei componenti con i quali è progettato e costruito. Generalmente da un compressore ci si dovrebbe aspettare precisione. La compressione dovrebbe iniziare in un punto preciso, determinato dal *threshold*, il *gain stage* agire in maniera uniforme a qualsiasi livello di segnale, con tempi di risposta precisi e una funzione di *ratio* performante. Dovrebbe essere possibile scegliere tempi di *attack* e *release* anche molto corti e questi dovrebbero avere un'inviluppo coerente ed accurato. Nella pratica, non ci sono particolari problemi nel costruire un compressore che sarà preciso anche nei minimi dettagli. Gli algoritmi per un compressore di questo tipo sono facilmente reperibili online, e qualsiasi programmatore saprebbe scriverne i codici senza grandi sforzi. Tuttavia un compressore del genere anche se utile per particolari situazioni non avrà nessun tipo di carattere né un suono distintivo e ognuno di questi *software compressor* suonerà in maniera identica. Il carattere distintivo dei design delle unità analogiche è infatti determinato dalla loro carenza di precisione e ognuno di questi compressori risulta a suo modo "inaccurato" in maniera unica. Ciò che distingue un compressore da un altro è il suo carattere distintivo che può essere determinato dal modo in cui il ratio si comporta in prossimità del *threshold* o dalla natura delle costanti di tempo di *attack* e *release*. Sono questi gli aspetti che negli anni hanno fatto guadagnare un enorme prestigio a certi design di particolari unità vintage analogiche e per questo i *software developer* ricercano tuttora di deviare da un design preciso nel *coding* dei loro *plug-in*. (Izhaki 2008)

Queste considerazioni tratte dal testo di Roey Izhaki "Mixing Audio, Concepts Practices and Tools" hanno fatto nascere nell'autore una crescente curiosità in merito all'argomento e durante il percorso di studi al Sae Institute di Milano è stata svolta una ricerca personale sugli *outboard* analogici. La ricerca ha portato ad individuare nell'1176 LN Solid-State Limiting Amplifier Revision D, le caratteristiche che si intendevano approfondire.

Il seguente testo è quindi il risultato finale conseguito dopo un'operazione di *reverse engineering* sul circuito del suddetto compressore, intrapreso con lo scopo di stilare una

lista dei nodi critici e dei componenti elettronici, responsabili del suono caratteristico di questo classico dei processori di dinamica.

In particolar modo è stata svolta un'analisi del circuito d'ingresso del compressore ed è stato individuato nel suo *input transformer* un forte elemento caratteristico del suono distintivo dell'unità. Per questo, a conclusione di uno studio mirato a capire il funzionamento di questa macchina, è stato svolto un'ulteriore studio sulla natura di questo componente.

Hairball Audio, azienda di Seattle famosa nel settore dei circuiti DIY, produce kit per il montaggio dell'unità 1176 LN, adatti a chi vuole risparmiare sui costi di assemblaggio. È stato scelto quindi uno di questi kit per poter portare a compimento la ricerca. Hairball Audio si affida ai PCB creati dall'ingegnere Mako Natsume, negli anni in cui le unità 1176 LN erano irreperibili sul mercato, e monta una riproduzione del trasformatore in ingresso originale UTC O-12 progettata da Ed Anderson, il C-3837-1. Il resto dei componenti è reperibile dal sito Mauser.it, tramite una lista pre-compilata da Hairball Audio. (Hairballaudio.com n.d. [online])

In questo modo è stato possibile approfondire gli studi di elettronica e mettere in pratica le capacità acquisite durante il primo anno di studi per il conseguimento del Bachelor of Science e perfezionate in maniera autonoma nel corso degli ultimi due anni.

Dopo l'assemblaggio dell'unità, è iniziata quindi una fase di progettazione di un circuito di *switch* tra diversi trasformatori in ingresso. A questo scopo sono stati individuati altri tre *input transformer* sostitutivi del C-3837-1, il Sowter 1260e, l'Oep A262A2E e l'Hammond 140REX.

Una volta calibrata l'unità sono stati svolti dei test scientifici per poter confrontare i cambiamenti apportati al segnale audio dai diversi trasformatori. Dopo uno studio della letteratura inerente al tema presente nel *digital library* di 'Audio Engineering Society' si è cercato di delineare una metodologia di *testing* coerente con la ricerca, basandosi sui principali testi di riferimento citati negli scritti accademici. È stata quindi decisa una selezione dei parametri da testare e della tipologia di test da effettuare, tenendo presente le tempistiche, i costi e l'effettiva importanza e validità dei test nello studio del comportamento di un componente specifico come il trasformatore audio.

Nel seguente testo sarà quindi argomentato lo studio finora descritto e tramite grafici e materiale fotografico sarà documentato il lavoro svolto durante i mesi di ricerca.

Il Funzionamento del Compressore

Si è scelto il testo “Mixing Audio, Concepts Practices and Tools” dell’autore Roey Izhaki come principale riferimento per la stesura di questo capitolo in quanto è stato reputato dallo scrivente molto completo nelle spiegazioni sul funzionamento dei processori di dinamica e ricco di cenni storici sulla nascita degli stessi.

Per comprendere il funzionamento di un compressore è necessario definire il concetto di *dynamic range*. L’estensione dinamica di un dato programma sonoro non è altro che la differenza di livello tra il suono più alto in ampiezza e quello più basso, contenuti nello stesso. Qualsiasi sistema di ascolto o supporto, sia esso digitale o analogico, è associato ad un’estensione dinamica. Mentre per le misurazioni assolute vengono usate unità di misura tra loro differenti (dBSPL, dBu, dBFS etc.), per il *dynamic range* si usa il simbolo del dB, essendo una differenza tra due misurazioni. L’estensione dinamica dell’orecchio umano, per esempio, può arrivare approssimativamente a 120 dB. Un brano eseguito da un’orchestra può avere un *dynamic range* anche di 90 dB tra il suo momento più quieto e quello più imponente e la maggior parte dei supporti e dei *device* riescono a gestire un’estensione dinamica di questo livello. Tuttavia un problema si presenta nel momento in cui si voglia incidere una performance orchestrale di questo tipo su vinile, un supporto che riesce a gestire un *dynamic range* di circa 60 dB. Essendo insensato tagliare 30 dB sia nella parte alta che in quella bassa del *dynamic range* poiché si andrebbe a compromettere l’integrità della performance, l’unico modo che ha un *cutting engineer* per risolvere il problema è quello di comprimere l’estensione dinamica del programma sonoro.

Il problema era già sorto nelle prime trasmissioni radio poiché, quando il livello dei programmi eccedeva determinate soglie, i trasmettitori andavano in sovraccarico - si pensi ai repentini sbalzi di livello nel *broadcast* di eventi sportivi. I *radio engineer* dovevano continuamente mettere mano ai livelli in modo che non venissero superati determinati limiti. Anche i migliori ingegneri però non potevano prevedere questo tipo di cambiamenti di livello così inaspettati. Mentre il controllo dei livelli di picco aveva lo scopo di proteggere i trasmettitori, veniva svolto un *gain-riding* per bilanciare i livelli dei programmi ma vi erano comunque le limitazioni fisiche del muovere i *fader* in tempo con repentini cambiamenti di livello. Già negli anni ’20 ingegneri dello spessore di James F. Lawrence Jr (lo stesso che qualche anno più tardi avrebbe disegnato il famoso compressore LA-2A) ebbero l’idea di costruire una macchina che automatizzasse il processo di *gain-riding*. Il concetto era quello di mandare una copia del segnale in ingresso ad una catena separata del *device*

chiamata *side-chain* che basandosi sui livelli del segnale in ingresso avrebbe determinato il giusto quantitativo di *gain reduction* da apportare al segnale in uscita. I primi nomi che presero queste macchine furono *leveling amplifier* (quelle con funzioni di controllo sul *gain-riding*) e *limiter* (quelle con funzioni di controllo dei livelli di picco). Queste macchine avevano una risposta abbastanza lenta ai veloci cambiamenti di livello e non limitavano realmente il segnale - si comportavano in maniera simile a quella dei moderni compressori. Col passare del tempo le nuove tecnologie permisero la costruzione di macchine che limitassero realmente il segnale e vi fu una distinzione tra *limiter* e compressori. Inizialmente i compressori avevano un design di tipo *feedback*, dove il segnale da mandare al *side-chain* era preso dopo il *gain stage*, riproponendo lo stesso lavoro di un *gain-riding* manuale. Questo però non permetteva una risposta veloce e una funzione *look-ahead*. La maggior parte dei compressori moderni invece è costruita secondo un design *feed-forward*, nel quale il segnale viene mandato al *side-chain* prima del passaggio nello stage di amplificazione del *gain* permettendo tempi più veloci di risposta. Nonostante questo tipo di operazione sia nata per gli scopi fin qui descritti, la compressione è un tipo di *processing* molto usato anche in fase di *mixing* e in fase di *recording*. Presto gli *studio engineer* cominciarono a portare queste macchine nelle *control room* degli studi, inizialmente per il cutting dei vinili, poi per prevenire la saturazione nei *tape recorder* e infine per contrastare il fenomeno del *clipping* sui supporti digitali. Negli anni ’60 non era difficile trovare macchine come l’Urei 1176 LN, il Fairchild 670 o il Teletronix LA-2A nelle *control room* degli studi di registrazione. Questo tipo di compressori, oltre ad attenuare il *dynamic envelope* del segnale apportano una certa quantità di distorsione, come qualsiasi *device* non lineare. Inizialmente lo scopo di queste macchine era quello di effettuare la compressione cercando il più possibile di lasciare inalterata l’integrità del segnale, ma ben presto gli *studio engineer* si accorsero del potenziale che avevano come effetto creativo per dare un suono distintivo alle produzioni. (Izhaki 2008)

Esistono due tipi di compressione del *dynamic range*, l’*upward compression* e il *downward compression*. Nel primo caso vengono portati i suoni più lievi ad un livello più alto mentre nel secondo caso sono portati i suoni più alti ad un livello più basso in modo da far rientrare grosse estensioni dinamiche in supporti che riescano così a gestirle. In questo testo parlando di compressione si farà riferimento al *downward compression*, essendo il tipo di compressione più usato e oltretutto il tipo di processing caratteristico dell’1176 LN. Il termine dinamica in una situazione di missaggio è relativo alle variazioni di livello che un determinato programma sonoro può avere. Si può distinguere ulteriormente tra macro-dinamica e micro-dinamica. Nel primo caso si intendono le variazioni di livello più lunghe di

una singola nota, come ad esempio quelle che ci sono tra la strofa e l'inciso di un brano musicale. La micro-dinamica è invece associata all'inviluppo delle singole note, elementi percussivi o frasi vocali presenti nel programma sonoro. Il *dynamic envelope* determina il timbro di uno strumento unito alle frequenze generate dallo stesso. Per descrivere il *dynamic envelope* di un suono vengono usati i classici quattro parametri di tempo ADSR: *Attack, Decay, Sustain* e *Release*. La compressione in una situazione di mix è un'effetto di *processing* che può alterare il *dynamic envelope* di un suono in maniera molto drastica, aiutando un *recording engineer* o un *mixing engineer* a modificarne il timbro. Se viene inviato ad un compressore un segnale con un determinato livello in ingresso questo può essere alterato secondo un rapporto denominato ratio. Un ratio 1:1, detto anche *unity gain*, sta a significare che per ogni dB in ingresso un compressore trasferirà 1 dB in uscita, lasciando così il segnale inalterato a livello di ampiezza. L'altro parametro fondamentale in un compressore è quello denominato *threshold*, la soglia che divide in due sezioni l'intero livello in ingresso. Il *threshold* determina il livello di ampiezza superato il quale il compressore entra in funzione, modificando la parte di segnale che supera la stessa soglia. Parametri di *attack* e *release* possono determinare invece il tempo in cui il compressore entra in funzione e torna inattivo, una volta che il segnale abbia superato la soglia o sia ritornato sotto il *threshold*. Attraverso il ratio si può quindi decidere il rapporto secondo cui il compressore attenua il segnale che oltrepassa la soglia. L'ultimo importante controllo di un compressore è quello del *make-up gain*. Una volta che il segnale è stato compresso nel suo *dynamic range* può essere quindi riportato ad un livello più elevato grazie all'utilizzo di questo parametro. Si può a questo punto intuire quanto un segnale possa essere modificato grazie ad un accurato utilizzo di questi parametri. (Izhaki 2008)

Si andranno ora a descrivere in maniera più approfondita i vari passaggi dati dai parametri sopraelencati nei quali un segnale entrante in un compressore viene modificato step-by-step fino allo stage finale di amplificazione.

II Gain Stage

Il *gain stage* è responsabile dell'attenuazione, ma in certi casi anche dell'incremento, del segnale in ingresso secondo un certo numero di dB determinati dal *side-chain*. In un *device* analogico il *gain stage* può essere progettato con metodi e tecnologie diverse tra loro che si andranno a elencare e approfondire di seguito.

- **Vari-mu**: il design dei primi compressori si basò sulla tecnologia dei *variable-mu tube*. Il mu è una sorta di fattore di amplificazione che può essere usato per trasformare questo tipo di valvole in amplificatori a *gain* variabile. Nei compressori con questo tipo di design non è presente un controllo di *ratio*. Essi con l'aumento del livello d'ingresso forniscono un progressivo aumento di *gain reduction,* creando un effetto simile a quello del *soft knee* di cui si parlerà in seguito. Quando vengono spinti oltre un certo punto però questi compressori tornano ad avere caratteristiche più lineari. I compressori vari-mu hanno *attack* e *release* più veloci dei compressori ottici ma sono più lenti dei VCA e dei FET.
- **FET**: nati nel periodo in cui i transistor cominciarono a sostituire le più ingombranti valvole, questi compressori sono basati sui Field Effect Transistor. Questo tipo di design consentì tempi di *attack* e *release* molto più veloci e introdusse il parametro di *ratio*. Come i design vari-mu tendono a ritornare lineari con segnali molto forti in ingresso.
- **Opto**: il *side-chain* dei compressori ottici controlla la luminosità di una lampada o di un diodo a emissione di luce LED. Nel *gain stage* è presente un materiale foto-resistivo che determina il livello di *gain* applicato al segnale. Nonostante sia coinvolta la luce questo tipo di componenti è ancora lento in confronto ai cambiamenti di dinamica della musica, per questo i compressori ottici hanno tempi di risposta più lenti rispetto agli altri design. Inoltre hanno *attack* e *release* poco precisi rispetto agli altri. Nonostante questo sono molto ricercati per il loro carattere unico che può portare a risultati molto interessanti.
- **VCA**: rispetto agli altri design i *Voltage-Controlled Amplifiers* a stato solido forniscono una manipolazione del *gain* molto più precisa e controllabile. Hanno inoltre i tempi di *attack* e *release* più veloci rispetto agli altri design analogici.
- **Digitale**: i compressori digitali sono i più precisi in assoluto. I loro algoritmi che implementano operazioni matematiche conferiscono loro tempi di risposta immediati senza limitazioni di *attack* e *release*. (Izhaki 2008)

Il Level Stage

Il segnale, una volta entrato nel *side-chain* incontra lo *stage* di *level detection*. In questo punto della catena l'ampiezza bipolare del segnale viene convertita in una rappresentazione unipolare di livello. Viene qui determinato il valore di picco del livello del segnale. In certe situazioni però potrebbe essere più utile avere un rilevamento del valore RMS del segnale, invece del valore di picco, in modo che il compressore risponda meglio al *loudness* del segnale entrante anziché ai sui picchi. In molti compressori è quindi

presente una funzione di questo tipo e, come nel caso dell'1176LN, il *peak meter* del *level stage* viene sostituito da un VU *meter*. In alcuni compressori è presente uno *switch* per passare da un rilevamento del valore dei picchi ad un rilevamento del valore RMS mentre altri *device* funzionano solo in un modo o nell'altro. Solitamente se non è presente una possibilità di selezione, il *level detection* avviene tramite un rilevamento del valore RMS del segnale. (Izhaki 2008)

Il Threshold Stage

Il parametro del *threshold* determina il livello sopra il quale un *downward compressor* inizia ad attuare il *gain reduction* e generalmente è calibrato in dB. Un segnale che eccede il livello di *threshold* viene detto *overshooting signal* e solitamente viene ridotto in livello. Più un segnale supera la soglia, più sarà ridotto di livello. La sezione del segnale al di sotto della soglia invece nella maggior parte dei casi rimane inalterata. In un compressore la soglia può essere fissa o variabile. Nel caso di un compressore con soglia variabile si avrà un controllo attraverso il quale settare il valore in dB della stessa. I compressori con soglia fissa invece offrono un controllo di input, in modo che con maggiore *boost* dell'*input gain* si avrà una maggiore sezione del segnale sopra il *fixed threshold*. Per compensare il *boost* di *gain* in ingresso solitamente nei compressori con questo tipo di soglia viene fornito anche un controllo di *output gain*, come nel caso dell'1176 LN. Uno dei principali vantaggi dei compressori con soglia fissa, soprattutto nelle unità analogiche, è il fatto che il *noise* introdotto dal *gain stage* viene spesso attenuato dal controllo di *output gain*. Nei compressori a *threshold* variabile invece lo stesso rumore può essere amplificato nello *stage* di *make-up gain* in uscita con lo scopo di compensare il *gain reduction* applicato. In uscita dallo stage di *threshold* passa solamente l'*overshooting signal* quindi da questo punto della catena di *side-chain* in poi viene processato solamente il segnale eccedente la soglia. (Izhaki 2008)

Il Ratio Stage

A questo punto l'*overshooting signal* entra nello stage del ratio che determina l'entità della riduzione di livello applicata dal compressore. Il segnale eccedente la soglia viene scalato in livello secondo un rapporto input:output. Quindi con un controllo di *ratio* settato su 1:1 (*unity gain*) il compressore lascerà inalterato il valore in dB dell'*overshooting signal*. Con

un *overshooting signal* del valore di 6 dB e un ratio di 2:1 ad esempio, un compressore scalerà della metà il segnale eccedente la soglia lasciando solo 3 dB sopra il *threshold*, mentre con un ratio di 6:1 lascerà passare solo 1 dB sopra la soglia e via dicendo. Il massimo rapporto input:output è quello di ∞:1 (infinito a uno) che ha come risultato quello di bloccare l'*overshooting signal* al livello di *threshold*; in questo caso si parlerà di *limiting* e non più di compressione. Spesso un ratio ∞:1 è raggiunto da un compressore mediante l'uso di un *ratio* molto elevato, dell'ordine di 1000:1. Una caratteristica dei compressori vintage, soprattutto quelli con un design FET e vari-mu, consiste nel fatto che la curva di ratio desiderata viene mantenuta fino ad un certo punto ma con segnali particolarmente elevati questa tende a deviare verso un ratio di *unity gain* (1:1). Questo particolare tipo di *ratio curve* crea l'effetto di accompagnare i transienti poiché dato il loro picco elevato non vengono compressi completamente lasciando integra parte della dinamica originale del segnale. In un compressore il *ratio* è applicato all'interno dello *scale stage* che determina la fine del processing sul livello del segnale nel *side-chain*. (Izhaki 2008)

Il Time Stage

I compressori moderni possono rispondere a improvvisi cambiamenti di livello in maniera istantanea. Però una risposta così veloce non sempre può essere ricercata da un ingegnere del suono. Ad esempio, si potrebbe volere conservare parte dell'attacco naturale di un segnale e quindi lasciarlo passare nel compressore in modo che rimanga inalterato o poco compresso. Per ottenere questo particolare effetto è necessario che ci siano dei controlli per abbassare i tempi di risposta della macchina, anche per limitare un effetto di *pumping* dato da riduzioni di livello troppo repentine. Per questo esistono le costanti di tempo di *attack* e *release*. Il controllo di *attack* determina la velocità con cui il *gain reduction* entra in funzione, mentre il *release* determina la velocità con cui lo stesso si disattiva. Essenzialmente settaggi con tempi lunghi rallenteranno in entrambi il tasso con cui il *gain reduction* cresce (*attack*) o decresce (*release*). Solitamente *attack* e *release* sono misurati in milli-secondi. I tempi di *attack* possono variare tra 0.010 ms (10 us) e 250 ms, mentre i tempi di *release* in media hanno un valore tra i 5 ms e i 3 secondi. Alcuni compressori possono offrire controlli di *auto attack* e *auto release*. La maggior parte di questi funziona osservando la differenza tra i livelli di picco e e quelli di RMS del segnale nel *side-chain*. Entrambi cambiano in relazione ai livelli momentanei del segnale in ingresso. È importante sottolineare che *auto attack* e *auto release* non offrono minor

controllo ma soltanto un diverso tipo di controllo sulle costanti di tempo e in molti compressori hanno un ottima reputazione. Molto del carattere di un compressore è determinato dal modo in cui le costanti di tempo sono applicate al *gain reduction*. Le curve più semplici dei parametri di tempo sono quelle esponenziali e lineari. Quest'ultimo tipo di *timing law* tende a dare più colore al segnale e rendere più presente l'effetto, un particolare suono spesso associato alle unità analogiche. I compressori con *timing law* esponenziale invece tendono ad essere più trasparenti sul segnale e a conferirgli un suono più naturale. È importante sottolineare che i parametri di *attack* e *release* sono applicati al *gain reduction* e che il *time stage* è non ha nulla a che vedere con il controllo del *threshold*. Infatti quello che viene modificato è sempre ciò che sta sopra la soglia. Alcuni compressori possono comprendere un parametro di *hold* all'interno delle costanti di tempo. Questo parametro, anch'esso espresso in millisecondi, determina il tempo in cui viene tenuto il *gain reduction* prima di passare alla fase del release. (Izhaki 2008)

Il Phase Stage

L'ultimo stage all'interno della catena di *side-chain* è quello dell'inversione di fase. In uscita dal time stage arriva il *gain reduction* finale, che però ha una magnitudine positiva. Ciò che si aspetta il *gain stage* è il giusto livello di *gain* da sottrarre al segnale in input e non il livello di *gain reduction*. Con una semplice inversione di fase del *gain reduction* si ottiene quindi il segnale che sottratto a quello iniziale avrà subito la compressione data dal segnale ottenuto nel *side-chain*. (Izhaki 2008)

Altri Parametri

Sono state finora approfondite le principali operazioni e i controlli primari di un compressore. Esistono tuttavia altri controlli che possono ampliare il circuito di questo tipo di processore.

- **Make-up gain** - Come già accennato potrebbe essere presente un controllo di *make-up gain*, usato per compensare l'attenuazione ottenuta nel *gain stage*. In questo caso il *boost* è applicato in maniera uniforme al segnale, interessando sia la sezione sopra che quella sotto il *threshold*. In questo modo a parità di *loudness* in un confronto A/B tra il

segnale dry e quello processato si potrà notare l'effetto della compressione. I alcuni casi il controllo di *make-up gain* potrebbe essere automatico, anche se spesso non è preferibile usare questo tipo di funzione poiché non sempre il calcolo della compensazione potrebbe essere impeccabile.

- **Hard-knee/Soft-knee** - Il *knee* è il punto determinato dal *threshold* in cui il *ratio* cambia da *unity gain* al valore scelto. Finora si è parlato di transizione netta tra le sezioni sopra e sotto la soglia. In questo caso si parla di *hard-knee*. Questo tipo di *knee* determina una compressione più intrusiva e un effetto più distintivo sul segnale processato. Nelle unità con questo design è possibile ammorbidire l'effetto della compressione allentando i tempi di *attack* e *release*. In alcune macchine però un effetto simile si può ottenere con un controllo definito *soft-knee*, grazie al quale viene creata in prossimità del *threshold* una transizione tra la sezione trattata e quella non trattata del segnale. Questo tipo di funzione non ha nulla a che vedere con le costanti di tempo, bensì la compressione comincia quando il segnale supera un livello poco sotto il *threshold* e il *ratio* settato viene raggiunto ad un livello poco sopra della soglia. In questo modo la compressione risulta più graduale rispetto a quella ottenuta con un *hard-knee* e può essere molto utile quando si desidera un processing più trasparente. Inoltre permette il *setting* di tempi di *attack* e *release* più corti, cosa che potrebbe risultare molto utile se è ricercato un effetto di *loudening*. Mentre nel dominio digitale non è difficile ottenere un *soft-knee* perfetto, nel dominio analogico questo potrebbe non essere così preciso, dato che per ottenere lo stesso livello di dB sopra e sotto la soglia e una transizione graduale si dovrebbero alterare sia lo *stage* del *ratio* che quello del *threshold*.

- **Look-ahead function** - Per contenere cambiamenti di livello taglienti, come quelli dei transienti, un compressore deve avere una risposta molto veloce e questo non sempre è possibile. Spesso il *gain stage* non è così veloce, come ad esempio negli opto-compressori, ma anche quando una macchina riuscisse a contenere la dinamica di transienti molto veloci, l'effetto prodotto potrebbe risultare poco musicale. Per questo scopo in molti compressori viene implementata una funzione *look-ahead*, in modo che il *gain stage* abbia più margine di tempo per reagire ai transienti. Un modo per implementare la funzione *look-ahead* in un'unità analogica è quello di ritardare il segnale prima che questo venga processato. Questo *delay*, dell'ordine di 4 ms, viene introdotto dopo che una copia del segnale è stata inviata alla catena di *side-chain*. In questo modo un transiente entrante nel *device* viene immediatamente visto dal *side-chain* ma è processato qualche millisecondo dopo, permettendo tempi di attacco più lunghi e

musicali. *Delay* di quest'ordine di grandezza raramente introducono problemi di *timing*, ma potrebbero creare problemi di fase nel caso il segnale compresso venga fatto suonare insieme ad uno simile (ad esempio *snare top* e *snare bottom*).

- **Stereo linking** - Uno *stereo harware compressor* è essenzialmente un unità composta da due compressori mono. Se non fossero configurate diversamente queste due macchine lavorerebbero indipendentemente secondo la cosiddetta modalità *dual-mono mode*. Questo tipo di compressione potrebbe creare problemi con sorgenti molto diverse nel panorama stereo come quelle di una batteria. Il *gain reduction* applicato ai diversi colpi di *drum* potrebbe infatti creare dei *shift* dell'immagine stereo dello strumento sbilanciandola verso il lato opposto di quello da dove provengono i suoni percussivi. A questo scopo nella maggior parte degli *stereo device* è presente una funzione di *stereo linking* che connette le due macchine in modo che lo stesso livello di *gain reduction* sia applicato ai due canali e non si presenti il fenomeno di *image shifting*. Un modo per ottenere questa funzione è quello di sommare le due sorgenti in un segnale mono per poi mandarlo ai due diversi *side-chain*. Il problema di questo tipo di soluzione è che sommando i due segnali potrebbero esserci delle cancellazioni dovute alla fase e quindi il *gain reduction* applicato potrebbe non essere dell'entità desiderata. Un altro modo è quello di mantenere la separazione dei due canali stereo nei due diversi *side-chain* e usare l'approccio *strongest win*. Il *gain reduction* più elevato in questo caso viene inviato al *gain stage* di entrambi i *device*. Con questo tipo di approccio è possibile anche tenere settaggi differenti nei due diversi canali, rendendo più sensibile a certi eventi del panorama stereo solamente una delle due macchine.

- **External side-chain** - Essenzialmente in un processore di dinamica il segnale in ingresso è compresso in relazione al suo stesso livello ed è inviato sia al *gain stage* che al *side-chain*. Alcuni *device* permettono di inviare al *side-chain* un segnale esterno, in modo che l'*input signal* venga compresso in relazione ad un'altra sorgente. Le unità analogiche permettono un ingresso apposito nel pannello posteriore per questa applicazione mentre nei software solitamente si attiva questa funzione inviando il segnale al *plug-in* tramite *bus*.

- **Side-chain filter** - Alcune macchine permettono anche l'equalizzazione del segnale nella catena di *side-chain*, sia esso esterno o interno. Spesso attenuando le basse frequenze nel *side-chain* si può ottenere una compressione più accurata e questo tipo di processing può aiutare a ridurre l'effetto di *pumping*, ad esempio.

- **Compressor meter** - Ultimo ma non meno importante *tool* presente nella maggior parte dei compressori è il *meter*. Solitamente sono selezionabili tre opzioni base di *metering* per avere maggior controllo sul *processing* in atto: *input*, *output* e *gain reduction*. Anche se un *sound engineer* dovrebbe essere in grado di regolare i controlli di un compressore solamente tramite l'uso dell'udito, il *meter* nei compressori può essere un aiuto fondamentale, specialmente negli aggiustamenti iniziali, soprattutto nella sua funzione di controllo del *gain reduction*. Questa funzione del *meter* infatti può essere particolarmente utile poiché permette di capire l'entità precisa della *gain reduction* applicata al segnale e quindi può servire da suggerimento in merito al giusto quantitativo di dB da dare con il controllo di *make-up gain* per compensare la compressione di dinamica. Inoltre fornisce indicazioni visive sui tempi di risposta della macchina è questo può aiutare molto nell'aggiustare i parametri di *attack* e *release*. È importante capire che la compressione è determinata dai cambiamenti del *gain reduction*, allo stesso modo in cui il suono stesso è generato dai cambiamenti della pressione sonora. Una pressione sonora costante non genera suono. Spesso il termine compressione viene usato erroneamente per indicare il *gain reduction*, ma se il *gain reduction meter* sta indicando un *gain reduction* costante dello stesso livello di dB (si pensi ad un ipotetico release time di 10 ore), non sta avvenendo una compressione bensì una costante attenuazione di quel livello di dB. Per questo può essere molto utile avere un indicatore visivo dei cambiamenti di *gain reduction*. Il *metering* del segnale in ingresso infine può essere utile per settare il giusto livello del *threshold*, mentre quello del segnale in uscita può servire come indicatore per controllare che l'*output level* non superi determinati valori. (Izhaki 2008)

1176 LN: Cenni storici, Particolarità del Circuito e Revisioni

Storia dell'1176 LN

Nato nel 1920 a Danville in Illinois, Bill Putnam cominciò ad appassionarsi di audio e sviluppare un senso degli affari nell'industria musicale durante il periodo dei suoi studi secondari, riparando radio e noleggiando *PA system*. (Sweetwater.com 2006 [online])

Conclusasi la seconda guerra mondiale, nella quale aveva lavorato per l'esercito come radio engineer, Putnam fondò Universal Recording Corporation a Evaston in Illinois nel 1946, per poi spostarsi a Chicago con la società Universal Audio e contemporaneamente a Los Angeles con United Recordings. Celebre *recording engineer*, richiesto da artisti del calibro di Nat 'King' Cole, Ella Fitzgerald, Duke Ellington e Count Basie, fu il primo ad introdurre un riverbero artificiale in un disco pop nel 1947, 'Peg-O-My-Heart' degli Harmonicats, nel quale fu usato l'ambiente di un bagno piastrellato degli studi Universal Audio a cui era stato inviato il segnale. (Daley 2004 [online])

Come sostiene Bruce Swedien, suo collega e famoso *audio engineer*, Putnam fu l'inventore della console come la si conosce oggi; tutti i componenti degli *audio desk* moderni e il modo in cui interagiscono gli uni con gli altri sono stati originati dall'immaginazione di Bill Putnam, dal design delle console ai *cue send*, dagli *echo return* al *multitrack switching*. (Bruce Swedien, quoted in Universal Audio: Our Story [online])

Durante la sua carriera, oltre ai sopracitati studi di registrazione, Bill Putnam fondò tre aziende di progettazione e costruzione di *audio device*: Universal Audio, Studio Electronics e UREI. Fu proprio da queste ditte che uscirono compressori del calibro degli Urei LA-2A e 1176 e il 610 tube recording console, uno dei più amati design della storia dell'audio *recording*. (Angelakos n.d. [online])

Bill Putnam vendette il brand Urei nei primi anni '80, morì nel 1989 e nel 2000 ricevette postumo un Technical Achievement Grammy Award per il suo contributo all'industria musicale. (Vintage King 2015 [online])

La ditta Universal Audio Inc. fu rifondata nel 1999 dai figli di Bill, James Putnam e Bill Putnam Jr., che dopo anni dalla morte del padre ritrovarono i suoi appunti sul design delle vecchie macchine in mezzo al vecchio *test equipment*, rottami di console e "*half-cannibalized 1176 compressors*", per usare le parole del sito ufficiale. Dopo notti passate a decifrare le annotazioni del padre, i due capirono di avere tra le mani la mappa di qualsiasi problema tecnico il padre avesse mai dovuto risolvere. (Angelakos n.d. [online])

Le Caratteristiche Principali dell'1176

Fu nel 1966 che Bill Putnam divenne precursore nella transizione dal vecchio standard delle valvole alla nuova tecnologia a stato solido nei suoi nuovi pre-amplificatori e compressori Universal Audio. Il suo primo *device* ad essere ridisegnato fu il 108 tube Microphone Preamp, utilizzato nelle *recording console* dei suoi studi di registrazione a Chicago e Hollywood, che grazie all'utilizzo dei Field Effect Transistor (FET), di recente invenzione, venne trasformato nel nuovo 1108 Preamp. Successivamente Putnam, ridisegnò il suo 175/176 tube compressor, basato sul popolare design *variable-Mu*, che divenne l'1176, anche in questo caso grazie all'utilizzo dei FET. (Fuston 2012 [online])

L'1176 fu rilasciato nel 1968 al prezzo iniziale di 489 $ con la seguente descrizione: *"true peak limiter with all transistor circuitry and superior performance on all types of program material"*. La caratteristica innovativa che venne principalmente usata per la vendita di questo best-seller dei compressori fu fin da subito il suo attacco molto veloce, 20 *μ*S (0.00002 secondi). Come nel suo predecessore, il 176 Tube Compressor, non era presente nell'1176 un controllo di *threshold*, ma solamente controlli di input e output uniti a potenziometri continui e variabili di *attack* e *release*, che per l'epoca furono una vera novità; come già accennato in precedenza infatti il *threshold* è fisso in questa macchina il livello di compressione è determinato dal settaggio del controllo di input. Un'altra caratteristica innovativa dell'1176 fu la possibilità di decidere il *ratio* tramite *switch*, 4:1 e 8:1 per la compressione, 12:1 e 20:1 per il *limiting*. (Fuston 2012 [online])

L'1176 è un feedback compressor; il segnale passa nello stage di input tramite un input transformer, che ha un grosso impatto sul suono. Poi viene inviato ad un Field Effect Transistor che viene usato come resistenza a voltaggio variabile. A seconda della revisione questo FET viene anche usato per deviare parte del segnale in ingresso alla messa a terra oppure ad un *voltage divider* in parallelo con l'ingresso di uno stage di pre-amplificazione. La resistenza tra gli elettrodi di drain e *source* del FET cambia in risposta al voltaggio applicato all'elettrodo di *gate*. Nelle revisioni più recenti la relazione tra le resistenze fisse e la resistenza dinamica del FET determina il *gain* del circuito. (Fuston 2012 [online])

Nel 1176 LN Revision D il *gain control amp* o *side-chain* ha l'importante compito di convertire il segnale audio in corrente alternata uscente dallo stage di pre-amplificazione in *DC voltage* che può essere mandato al *gate* del FET. Questa tensione è in diretta relazione con la tensione del segnale audio; infatti a una crescita di livello del segnale uscente dal *pre-amp* corrisponde una crescita del *DC voltage*. Questa tensione continua

risultante viene usata per controllare il FET, impostato come resistenza variabile tra il *source* e il *drain*. Il segnale quindi passa lungo la parte superiore del transistor dal *source* mentre il *drain* è connesso alla messa terra. Il valore della resistenza del FET determina la quantità di segnale messo a terra. Se il valore della resistenza è basso la maggior parte del segnale viene messo a terra e il segnale che continua nel circuito viene notevolmente ridotto. Inversamente con un alto valore di resistenza del FET solo una piccola parte del segnale viene messa a terra e il segnale che continua nel circuito resta pressoché intatto. Ciò che controlla il valore di questa resistenza è la tensione continua che lascia il *gain control amp* ed è rimandata al *gate* del FET. Questo FET di tipo N-channel è polarizzato con una tensione continua negativa. A valori più negativi di tensione corrisponde una resistenza più alta, mentre con valori di tensione tendenti allo zero volt corrisponde una resistenza più bassa. Nel caso del 2N5457 FET usato nel circuito, la resistenza raggiunge il suo massimo a un valore di tensione compreso tra -0,70 VDC e -1,50 VDC, causando poco *gain reduction*. Al contrario a 0 VDC la resistenza è al suo minimo e ci sarà forte *gain reduction*; in tal caso, l'applicazione di una differenza di potenziale fra *drain* e *source* non comporterà alcun passaggio di carica, ed il dispositivo risulterà interdetto. Perché il dispositivo funzioni correttamente in questo circuito è necessario calibrare il Qbias o tensione del *gate* in modo che la resistenza non sia al suo valore massimo altrimenti la porta del *drain* non riuscirebbe ad aprirsi. Il Qbias si deve calibrare al valore di *pinch-off*, ovvero è necessario impostare il punto in cui la tensione di *gate* è circa al suo 90%. Questo comporta la messa a terra e quindi la perdita costante di circa 1 dB del segnale. Poiché il *pinch-off* dei trasformatori può variare di molto e il Qbias è particolarmente critico nelle operazioni di compressione, è necessario calibrarlo nelle singole unità. Accendendo il *gain reduction* con il potenziometro dell'attacco e controllando il livello dell'input si potrà quindi controllare il valore della tensione di *gate* e quindi aprire o chiudere la porta del *drain*. A questo punto il livello di *gain reduction* potrebbe essere troppo alto e quindi si potrebbe volerlo riadattare con il controllo di output o *make-up gain*. (Hairballaudio.com n.d. [online])

Lo stage di output dell1176 LN è composto da un *all-Class A line level amplifier*, disegnato per controllare il carico standard per gli anni '60 di 600 Ω. Il trasformatore in uscita è un componente fondamentale per il suono dell'1176, dato che bilancia l'impedenza adattandola all'uscita del compressore. Poiché racchiude il negative feedback del circuito di amplificazione in uscita, le sue non linearità sono compensate e corrette per produrre una distorsione in uscita molto bassa. Grazie ai suoi trasformatori in ingresso e uscita e al circuito di amplificazione Classe A, l'1176 produce un suono distintivo anche quando la

compressione non è attiva. Girando il potenziometro dell'attacco totalmente in senso anti-orario infatti il *device* può essere utilizzato come semplice amplificatore di linea solo per il suo suono unico. Il *pot* di input determina il *threshold*, che dipende però anche dal tipo di ratio selezionato; a ratio più alti corrisponde una soglia più alta. (Fuston 2012 [online])

Le Revisioni dell'1176

Dell'1176 sono state fatte diverse revisioni durante gli anni; le prime tre furono rilasciate tra il 1967 e il 1968, ma probabilmente il cambiamento più significativo arrivò nel 1970 con la Rev C. Da questa revisione il compressore prese il nome di 1176 LN (Low Noise), dopo un re-design dell'ingegnere UREI Brad Plunkett che abbassò drasticamente il rumore di fondo e aumentò la linearità del circuito. (Shanks 2011 [online])

Le prime tre revisioni, Revision A, AB e B, furono rilasciate con un pannello frontale in alluminio e una striscia blu all'altezza del *VU meter* e per questo sono dette anche *Bluestripe*. Il design del circuito di amplificazione classe A, progettato da Bill Putnam, era stato pensato inizialmente per un uso nell'ambito del *broadcasting*. Il pre-amplificatore usava i FET in una configurazione di partitore di tensione per il *gain reduction*. Un T-*pad attenuator* è usato per abbassare la tensione in ingresso. L'output transformer UA-5002, fu disegnato appositamente per questo circuito. La particolarità di questo trasformatore era quella di avere un terzo avvolgimento nel suo *secondary winding* usato per il *negative feedback*. Il design del circuito di output era identico a quello del 1108 Preamp progettato qualche anno prima dallo stesso Putnam. Dal 1968, con il rilascio della Revision B, i Field Effect Transistor nel circuito del *signal pre-amp* furono sostituiti da un bipolar transistor, il 2N3391A. Dalla Revision C, come già accennato, fu inserito il circuito LN per abbassare il rumore di fondo dei Field Effect Transistor. Fu inoltre aggiunto un *trim pot* al circuito di *feedback* per minimizzare la distorsione. Le revisioni dalla C alla G furono rilasciate con un pannello frontale nero anodizzato e per questo vengono anche chiamate *Blackface*. Il cambiamento più significativo fu apportato dalla Revision F messa in vendita dal 1973. L'amplificatore di output fu cambiato dall'originale configurazione classe A ad una configurazione *push-pull*, classe AB, prendendo spunto dal circuito d'uscita del pre-amplificatore 1109. Fu quindi sostituito il trasformatore di output passando dall'UA-5002 al B11148 della ditta Bournes, lo stesso usato anche nel circuito LA-3A compressor. Dalla Revision G invece fu eliminato il trasformatore di input che venne rimpiazzato da un circuito op-amp. L'ultima revisione delle vecchie unità, precedenti alla chiusura di

Universal Audio, la Revision H, fu rilasciata con un pannello frontale in alluminio e viene anche chiamata *Silverface*. (Shanks 2011 [online])

In questo periodo venne rilasciata anche una versione stereo del *device*, l'Urei 1178. Precedentemente lo *stereo linking* di due unità 1176 era possibile grazie all'1176 SA, uno *stereo adapter* esterno da collegare sul retro dei *device* tramite connettori RCA. Questo adattatore stereo era alimentato da una batteria a 9 V e questo rendeva necessaria una costante calibrazione del *meter* con il progressivo esaurirsi della batteria. Con l'1178 invece le due unità erano integrate in un unica macchina. Purtroppo, nonostante l'1178 avesse uno Stereo/Mono *switch* per passare all'utilizzo in *dual mono mode*, non erano presenti controlli separati di *ratio*, *attack* e *release* rendendo l'unità facilmente utilizzabile solo come macchina stereo. Sia per questo motivo sia per il fatto di avere il design *push-pull* in uscita e il circuito op-amp ingresso del Revision H questa macchina non ebbe particolare successo. (Shanks 2003 [online])

Altri *device* rilasciati da Universal Audio e contenenti il circuito dell'1176 furono la versione stereo della macchina, il 2-1176 Twin Vintage Limiting Amplifier, e il 6176 Vintage Channel Strip, un device contenente il leggendario 610 microphone preamp in catena con un 1176LN. Il Twin Vintage Limiting Amplifier diede finalmente la possibilità di controllo in dual mono mode dei due unità 1176 ed ebbe un grandissimo successo. Dopo la rifondazione di Universal Audio Inc., ad opera dei figli di Putnam, furono messe in vendita le nuove unità basate sulle revisioni C, D ed E, le più amate di sempre dagli appassionati di questo *device*. Nel 2008, per concludere, furono rilasciate 500 unità in tutto il mondo, la Revision AE (*Anniversary Edition*), aventi nello *switch* della ratio un rapporto 2:1 al posto del classico 12:1. (Shanks 2011 [online])

Il Circuito d'Ingresso dell'1176 LN e gli Input Transformer

Come già accennato nel capitolo precedente, il segnale, una volta entrato nell'unità 1176 LN tramite il connettore XLR di input, passa attraverso un 600 Ω T-*pad attenuator*, più precisamente un *unbalanced* T-*type attenuator*. Un attenuatore o *pad* è una disposizione di resistenze non induttive in un circuito elettrico usato per ridurre il livello di un segnale audio o di una radio frequenza senza introdurre una distorsione consistente. Gli attenuatori possono essere fissi o variabili. Gli *attenuator network* sono stati usati fin dal principio nell'industria telefonica per controllare i livelli d'ingresso e come adattatori d'impedenza. Attenuatori e *pad* possono essere bilanciati o sbilanciati. In un *unbalanced attenuator* gli elementi resistivi sono solo in una delle due linee del circuito. Un *unbalanced pad* deve essere messo a terra per prevenire dispersione alle alte frequenze. La linea senza elementi resistivi, detta *common*, è l'unica linea che deve essere messa a terra. Se fosse messa a terra la linea con le resistenze, l'attenuatore non lavorerebbe propriamente e il segnale sarebbe probabilmente corto-circuitato. Un T-t*ype attenuator* consiste in un *network* di resistenze connesse a T. Questo tipo di *network* può essere usato per fornire un adattamento di impedenza tra circuiti di uguale o diversa impedenza. Il rumore medio di un T-*pad attenuator* è costante ad un livello di -100 dB e di conseguenza il *signal-to-noise ratio* varia con il livello di attenuazione. (Ballou 2008)

Nel caso dell'1176 LN il T *attenuator* è variabile e nel circuito funge da potenziometro di input. In uscita dal T *attenuator* il segnale è inviato al trasformatore in ingresso. A causa del T *attenuator,* l'impedenza in ingresso al circuito del compressore è notevolmente abbassata. Infatti solitamente i *line input transformer* hanno un impedenza d'ingresso di circa 10 kΩ mentre il trasformatore originale dell'1176 LN, l'UTC O-12, possiede un impedenza d'ingresso di soli 500 Ω, un valore molto più simile a quello di un *output transformer*. Per questo non è stato facile trovare dei candidati alternativi da inserire nel circuito di *switch* che si è costruito all'interno della macchina e infatti due di questi trasformatori sono del tipo *general purpose*.

I trasformatori infatti sono spesso progettati per applicazioni definite e quindi le performance ottimali si ottengono solamente sotto specifiche condizioni operative. Quando vengono applicate diverse circostanze un trasformatore può comportarsi in maniera molto diversa da quella aspettata. Ad esempio, quando un trasformatore viene usato con livelli d'impedenza diversi da quelli prefissati nel circuito la risposta in frequenza può essere molto diversa da quella desiderata. (Avis 1949 [online])

Un trasformatore è composto da un anello di materiale ferromagnetico detto nucleo magnetico al quale sono avvolte due solenoidi di materiale conduttore. Il principio di trasferimento di energia in un trasformatore è dato dal fatto che una corrente alternata nell'avvolgimento primario induce tensione AC nell'avvolgimento secondario. La corrente passando attraverso l'avvolgimento primario crea un campo magnetico e Il flusso magnetico generato dalle variazioni di corrente nell'avvolgimento primario induce una tensione nell'avvolgimento secondario. In un trasformatore ideale se l'avvolgimento secondario è collegato a un carico che permette alla corrente di fluire, energia elettrica viene trasferita dall'avvolgimento primario all'avvolgimento secondario. Idealmente se tutta l'energia in entrata viene trasferita in uscita dal trasformatore non dovrebbe esserci nessuna perdita di energia, tuttavia nei trasformatori reali una certa quantità di energia viene dissipata negli avvolgimenti, nei nuclei e nelle strutture circostanti. (Ballou 2008)

Il registro basso della risposta in frequenza di un trasformatore audio è determinato dalla grandezza del nucleo magnetico e dal numero di spire dell'avvolgimento primario. Per le medie frequenze vale lo stesso principio, a condizione che le perdite di materiali come rame o ferro non siano eccessive. Il registro alto, circa dai 10 kHz ai 20 kHz, dipende in larga misura dal numero delle sezioni negli avvolgimenti e dalla minimizzazione della capacità tra le bobine e le altre parti del trasformatore. L'accoppiamento magnetico tra *primary* e *secondary winding* è di notevole importanza, in quanto questo controlla l'induttanza di dispersione; un'alta permeabilità del materiale del nucleo è utile nel prevenirla. Alle alte frequenze si può assumere che la capacità delle bobine e quella tra gli avvolgimenti, il nucleo e schermi elettrostatici e magnetici, sia considerata come ammassata insieme per formare una capacità C in un circuito equivalente (Fig. 1), dove L rappresenta l'induttanza di dispersione e R rappresenta la resistenza del generatore più la resistenza equivalente del trasformatore. Questo forma un circuito in serie risonante la cui frequenza è uguale a $F=1/\sqrt{(L*C)}$.

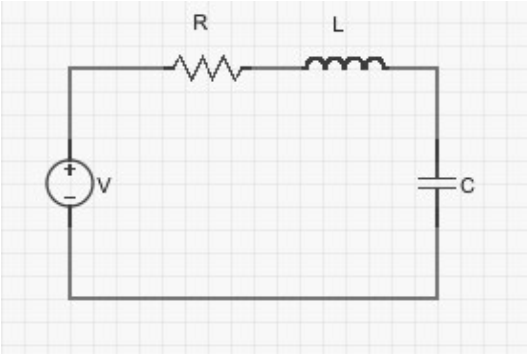


Fig. 1: Circuito equivalente

Questa frequenza avrà un fattore di amplificazione Q il cui valore sarà controllato dalla resistenza R. Un metodo alternativo per controllare il Q, che provoca l'aumento della tensione di uscita alla frequenza di risonanza, è quello di caricare il trasformatore con un resistenza o di aumentare la resistenza dell'avvolgimento secondario. Nei trasformatori moderni questa risonanza di dispersione è di solito superiore ai 20 kHz, ma il caricare l'avvolgimento secondario potrebbe portare effetti simili. (Sowter 1987 [online])

Per questo motivo i trasformatori sono stati scelti con criteri di somiglianza con l'originale soprattutto in fatto di impedenza degli avvolgimenti primari e secondari. L'altro criterio di scelta è stato quello del *range* di frequenze operativo, infatti durante la ricerca di audio *transformer* si è riscontrata una forte presenza di trasformatori che non coprivano l'intero spettro delle frequenze udibili, probabilmente destinati all'industria telefonica o di *audio device* per l'industria *consumer*. Inoltre si è cercato di scegliere trasformatori con una risposta in frequenza il più lineare possibile. Sarà possibile consultare i *datasheet* dei trasformatori in appendice.

Il clone Ed Anderson C-3837-1 del trasformatore originale dell'1176 LN, l'UTC O-12, non fornisce particolari specifiche nei suoi *datasheet* a parte i pin da utilizzare per il montaggio e le impedenze degli avvolgimenti primario e secondario, che hanno un valore di 500 Ω e 200 Ω, secondo un ratio di 1,58:1.

Anche il *datasheet* dell'altro clone, il 1260e, acquistato dalla ditta britannica Sowter Ltd., non fornisce particolari specifiche a parte istruzioni per il montaggio e il *colour code* dei cavi per poter individuare *primary winding*, *electrostatic screen* e *secondary winding*.

Il terzo trasformatore montato nel circuito di ingresso, l'OEP A262A2E, della ditta inglese Oxford Electrical Products facente parte del gruppo Carnhill. Il trasformatore è del tipo *general purpose* con un'impedenza primaria pari a 600 Ω e un'impedenza secondaria pari a 150 Ω. Il *datasheet* di questo trasformatore riporta molte più specifiche rispetto ai primi due come ad esempio quella della risposta in frequenza pari a +/- 1,5 dB tra i 30 Hz e i 35 kHz. La THD dovrebbe essere minore dell'1 % sempre tra i 30 Hz e i 35 kHZ con un carico di 600 Ω.

L'ultimo trasformatore è il 140REX della ditta canadese Hammond Manufactoring. Anche questo ha un'impedenza di 600 Ω ai suoi *primary winding* e di 150 Ω ai *secondary winding*. La sua risposta in frequenza dovrebbe essere di +/- 1 dB dai 20 Hz ai 20 kHz. È presente un grafico del THD+N sullo spettro di frequenze, ma non viene espressa la percentuale e nemmeno le condizioni di test.

Si è deciso dopo un'accurato studio di costruire il circuito di *switch* nella seguente maniera. Il rotary switch è del tipo 2 poli-6 posizioni, *shorting*, della ditta svizzera Elma modello Type 01. Al primo dei due poli è stato collegato il lato caldo del cavo schermato che va a collegarsi ai lati caldi in ingresso dei 4 trasformatori. Al secondo polo è stato collegato il lato caldo dell'ingresso del main PCB a cui arriva il segnale dalle seconde 4 posizioni dove giunge il segnale dai rispettivi lati caldi in uscita dei trasformatori. I lati freddi dei trasformatori, sia in ingresso che in uscita, sono stati messi in serie e collegati i primi al lato freddo del cavo schermato e i secondi al lato freddo dell'ingresso del PCB. I trasformatori sono stati quindi opportunamente messi a terra con collegamento diretto allo chassis. In questo modo quando un trasformatore viene selezionato negli altri tre trasformatori non passa segnale e i valori di impedenza d'ingresso e d'uscita sono mantenuti.

Il circuito è rappresentato dal seguente schema, disegnato con l'editor di schemi e circuiti stampati gratuito del sito Easyeda.com.

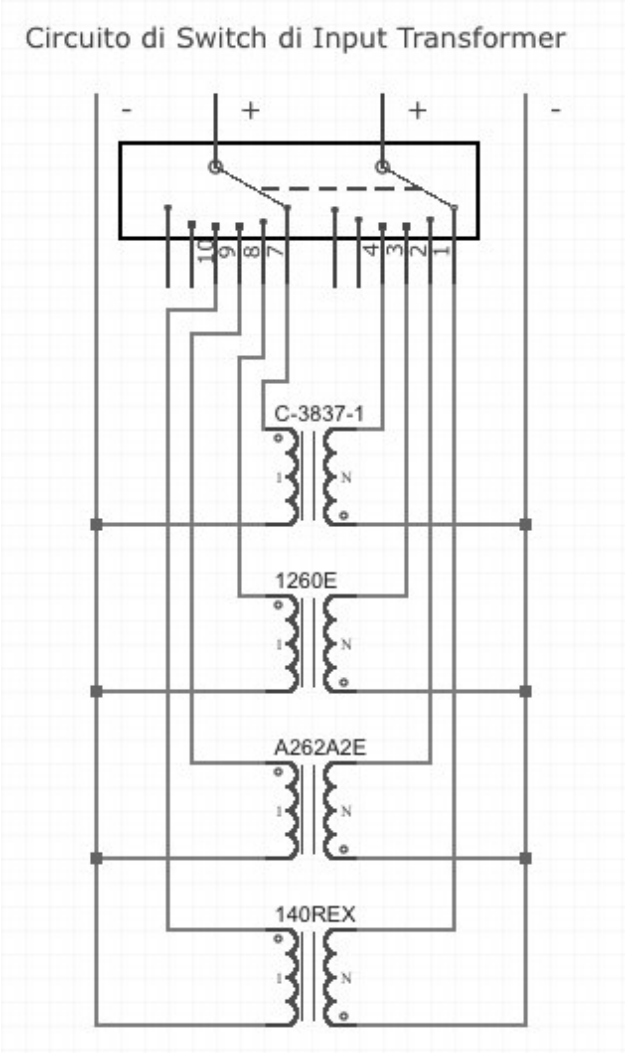


Fig. 2: Circuito di switch di input transformer

Assemblaggio dell'Unità 1176 LN e Calibrazione

Si è deciso di documentare la costruzione della macchina passo per passo, poiché grazie all'assemblaggio e alle guide Hairball Audio e Mako Natsume si è riusciti a capire con più precisione il funzionamento del compressore.

Per prima cosa è stata popolata la scheda, partendo dai componenti più piccoli per finire con quelli più grandi. Sono stati così saldati per primi i diodi. Nel circuito quattro diodi 1N4004 sono usati nel circuito del *power supply* come *bridge rectifier* per convertire la corrente alternata in corrente continua. Due diodi FDH333 sono usati nel circuito dell'amplificatore del *gain reduction* per convertire il segnale del *gain reduction* in tensione DC per il *gate* del Field Effect Transistor. (Hairballaudio.com n.d. [online])

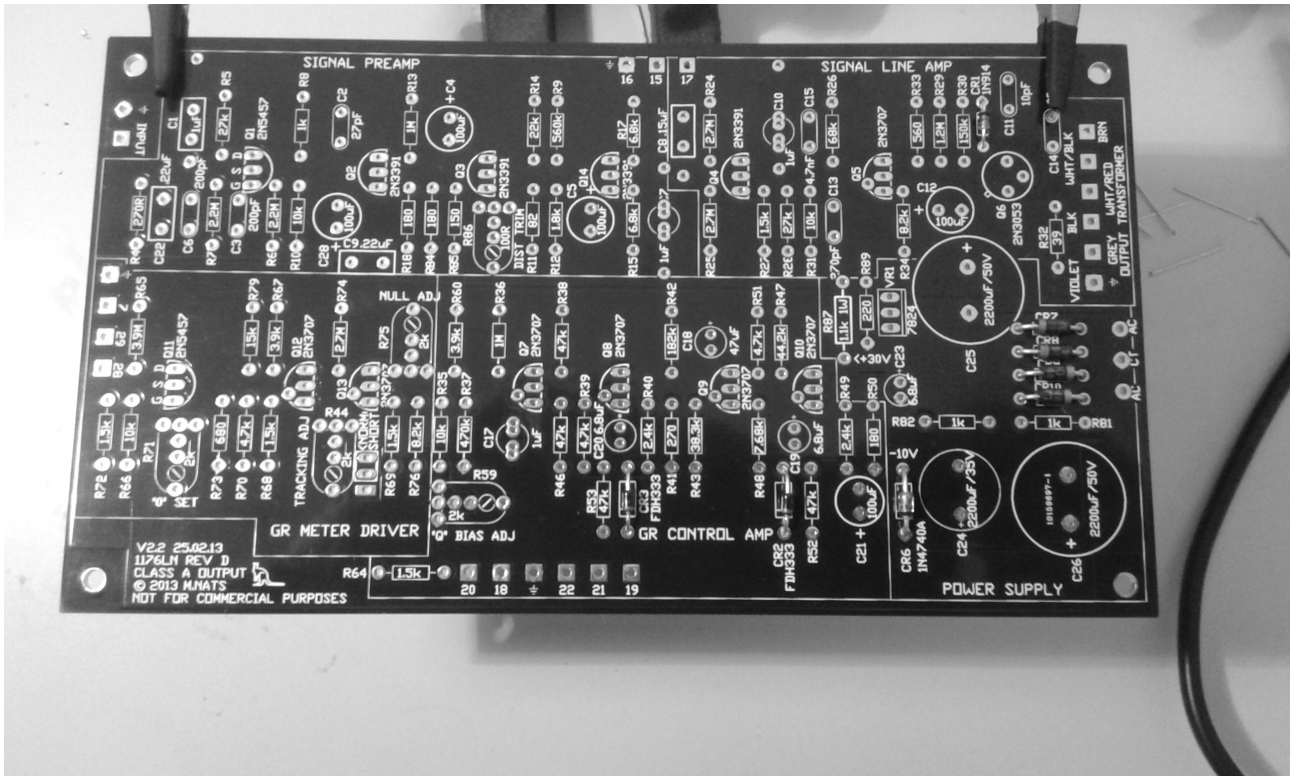


Fig. 3: Saldatura dei diodi sul PCB

Il secondo tipo di componente installato per grandezza sono state le resistenze. Anche se non sono polarizzate come i diodi è stata posta particolare attenzione nel saldare questi componenti per non rischiare di fare errori e dover perdere tempo a PCB ultimato. Per questo ogni resistenza è stata controllata con un Digital Multi-Meter prima di essere saldata sulla scheda. Particolare attenzione è stata posta nel saldare la grossa resistenza

da 1.1 kΩ, facente parte del circuito di alimentazione, ad una certa distanza dalla scheda per evitare danni causati dal forte calore dissipato. (Hairballaudio.com n.d. [online])

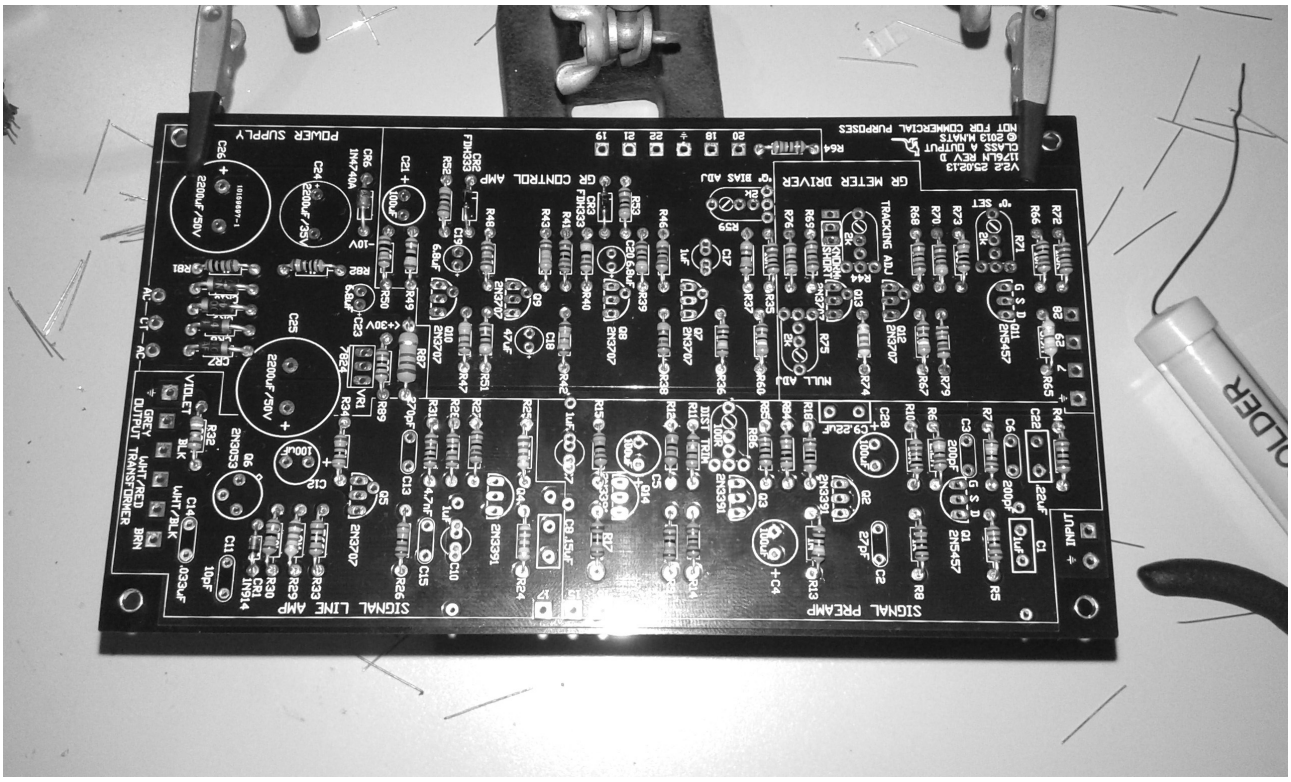


Fig. 4: Saldatura delle resistenze sul PCB

Poi sono stati saldati i transistor. La maggior parte dei transistor presenti nel circuito di questo FET compressor, in realtà non sono Field Effect Transistor ma BJT (Bipolar Junction Transistor). Questi hanno tre elettrodi, uno per il collettore, uno per la base e uno per l'emettitore. Questo tipo di componente è usato come amplificatore o come interruttore. La maggior parte dei BJT nel circuito son del tipo T0-92, a forma di una D, in modo da facilitarne l'inserimento nel circuito stampato. Prima di essere saldati sulla scheda è stato misurato l'hFE dei transistor in modo da testarne il *current gain*; i transistor presenti nella sezione del circuito del *meter* infatti richiedono un hFE molto simile per poter funzionare al meglio. Anche in questo caso è stato utilizzato un multi-metro digitale riuscendo a trovare due transistor con una differenza di hFE minore del 10 %. I transistor di tipo FET sono uno all'interno del circuito di *gain reduction* e uno all'interno del circuito del *meter* e devono essere un *matched pair*, poiché essendo il primo responsabile della compressione e il secondo responsabile del *display* del *gain reduction*. È stato quindi montato anche il 2N3053 transistor di tipo TO-39 e vi è stato applicato il dissipatore. (Hairballaudio.com n.d. [online])

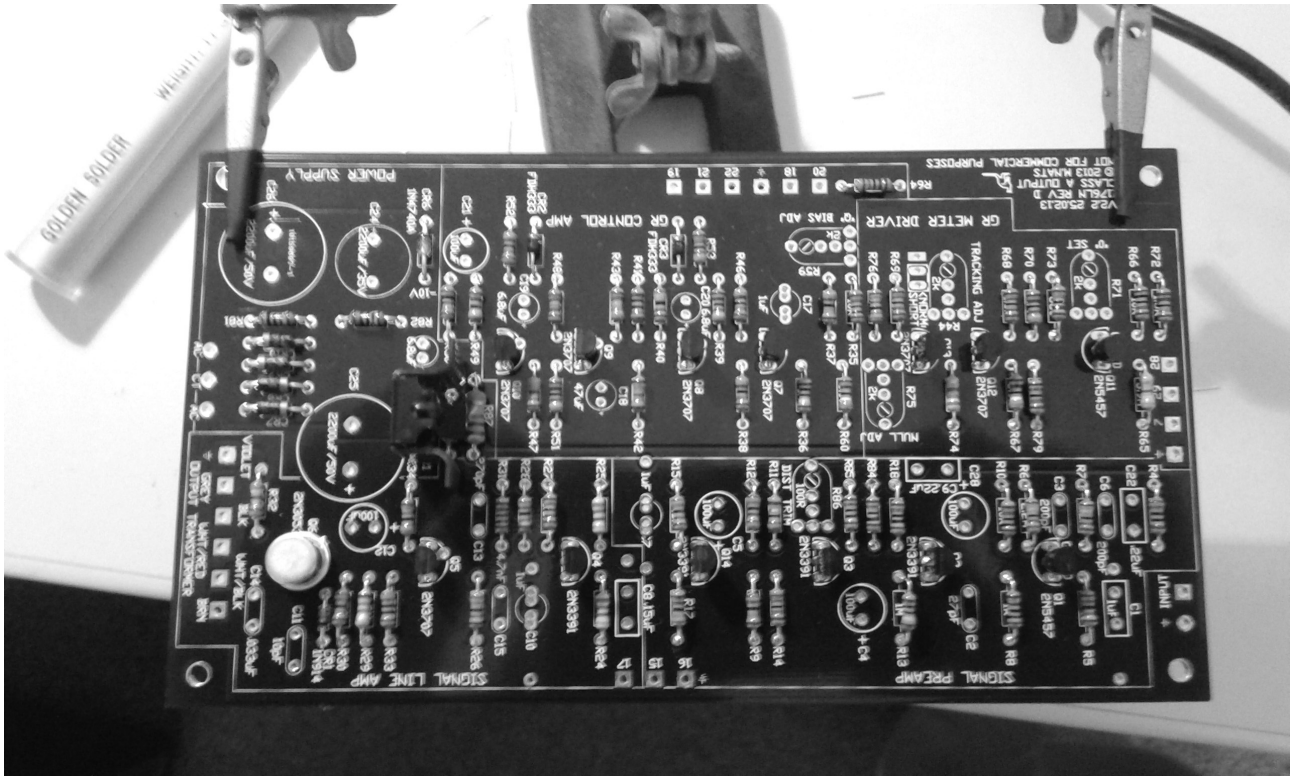


Fig. 5: Saldatura dei transistor sul PCB

Sono stati poi saldati i *trim pot* avendo cura di tenerli a metà della resistenza variabile. Il *trimmer* dello *zero adjust* non è stato saldato sulla scheda poiché nell'1176 LN è presente un foro sul pannello frontale per poter aggiustare questa resistenza variabile con un cacciavite. (Hairballaudio.com n.d. [online])

Come ultimi componenti sono stati saldati sulla scheda i condensatori avendo cura di inserire nel verso giusto quelli polarizzati, ovvero i condensatori elettrolitici e i condensatori al tantalio. Anche in questo caso si è cominciato da quelli più piccoli ovvero i condensatori ceramici e i *film capacitor* per poi saldare quelli al tantalio e per ultimi i più grossi elettrolitici. Per finire sono stati saldati i *wire header* per facilitare le connessioni con gli altri elementi della macchina e il 3 pin *header* e il *jumper* necessari per la calibrazione del compressore. (Hairballaudio.com n.d. [online])

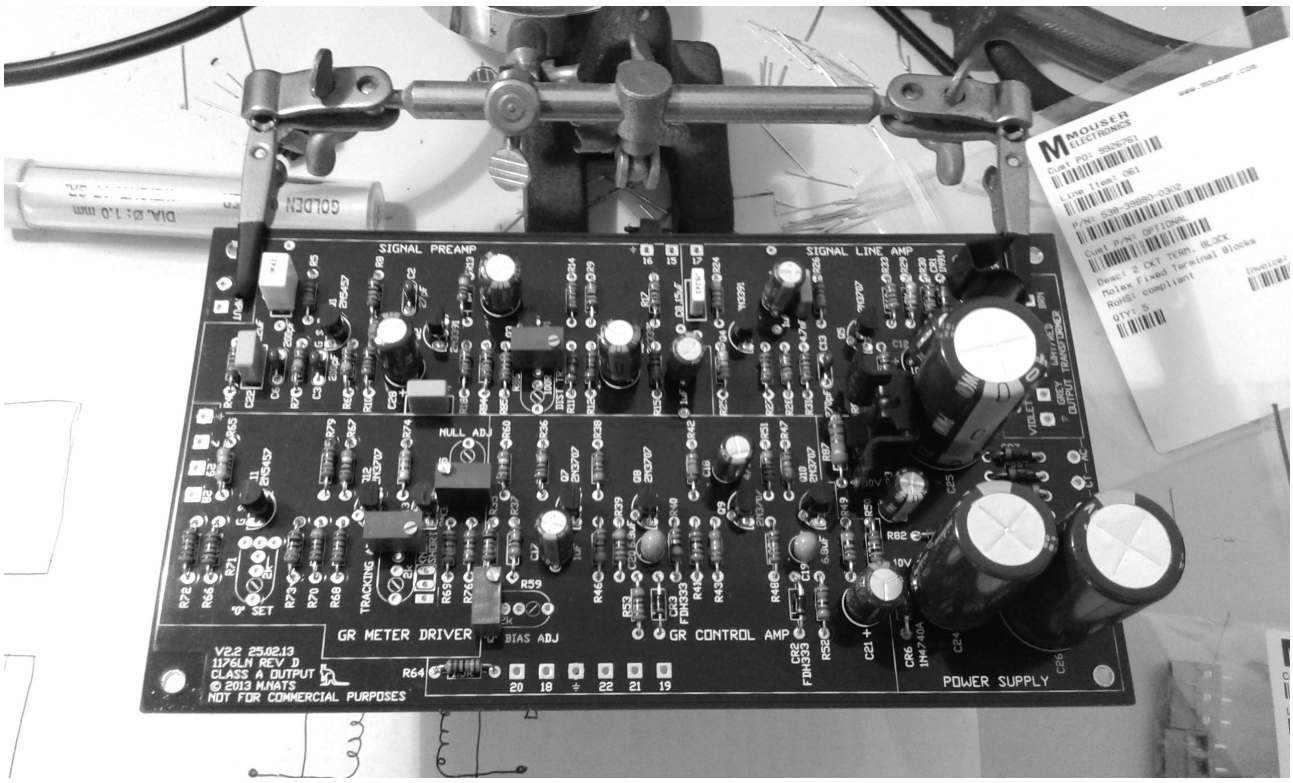


Fig. 6: Saldatura di condensatori e trimmer sul PCB

Sono state poi saldate le resistenze e gli *switch* del PCB del *ratio* che oltre a controllare quest'ultimo controlla anche il *fixed threshold* dell'1176 LN. Questo circuito di resistenze forma essenzialmente due *resistor ladder* controllati da *switch* di tipo DPDT.

A questo punto è cominciato l'assemblaggio dello chassis che è stato acquistato dal sito Don-audio.com. Infatti, per il fatto che è stato aggiunto uno *switch* rotativo sul pannello frontale, si è scelto di ordinare il kit Hairball Audio senza *l'enclosure* in dotazione.

Il pannello frontale è stato quindi disegnato con il software AutoCad e poi realizzato con un laser cutter su di un pannello in plexiglass.

Si è quindi iniziato a cablare lo chassis cominciando dal circuito di alimentazione. È stata posta particolare attenzione sul fatto di tenere il più lontano possibile il trasformatore toroidale di alimentazione dagli altri trasformatori audio di ingresso e uscita e soprattutto dalla messa a terra di questi ultimi per evitare possibili rumori di fondo.

Nel montaggio del trasformatore i due terminali centrali degli avvolgimenti primari sono stati messi in serie per adeguarsi alla rete europea. È stato assemblato quindi il *meter switch* che, oltre alle funzioni di *gain reduction metering*, +4 VU *metering* e +8 VU *metering,* è responsabile dello spegnimento della macchina. Come nella versione classica del compressore infatti non è presente un pulsante di accensione. Per accendere l'unità quindi è necessario selezionare uno di questi tre pulsanti. Si è quindi provveduto a

collegare l'alimentazione al pulsante off dello *switch* e a inserire il fusibile nel'IED *inlet*. A questo punto è stato montato sul pannello frontale il VU *meter*, anch'esso collegato al circuito di alimentazione. La lampada del VU *meter* deve essere alimentata a 11 Volt e per questo è necessario fare cadere la tensione in uscita dai *secondary winding* del trasformatore toroidale con un 240 Ohm 3 Watt *resistor*. Tutti i terminali di alimentazione sono stati quindi collegati tramite morsetto e inviati al *main* PCB. A questo punto sono stati collegati i cavi dal VU *meter* al *meter* PCB responsabili delle tre funzioni di *metering* visualizzabili dallo stesso. Infine dal *meter* PCB sono stati fatti partire i cavi verso gli altri nodi del circuito ovvero l'uscita *dell'output transformer* responsabile dei *metering* sul livello d'uscita e lo *switch* responsabile del *metering* del *gain reduction*.

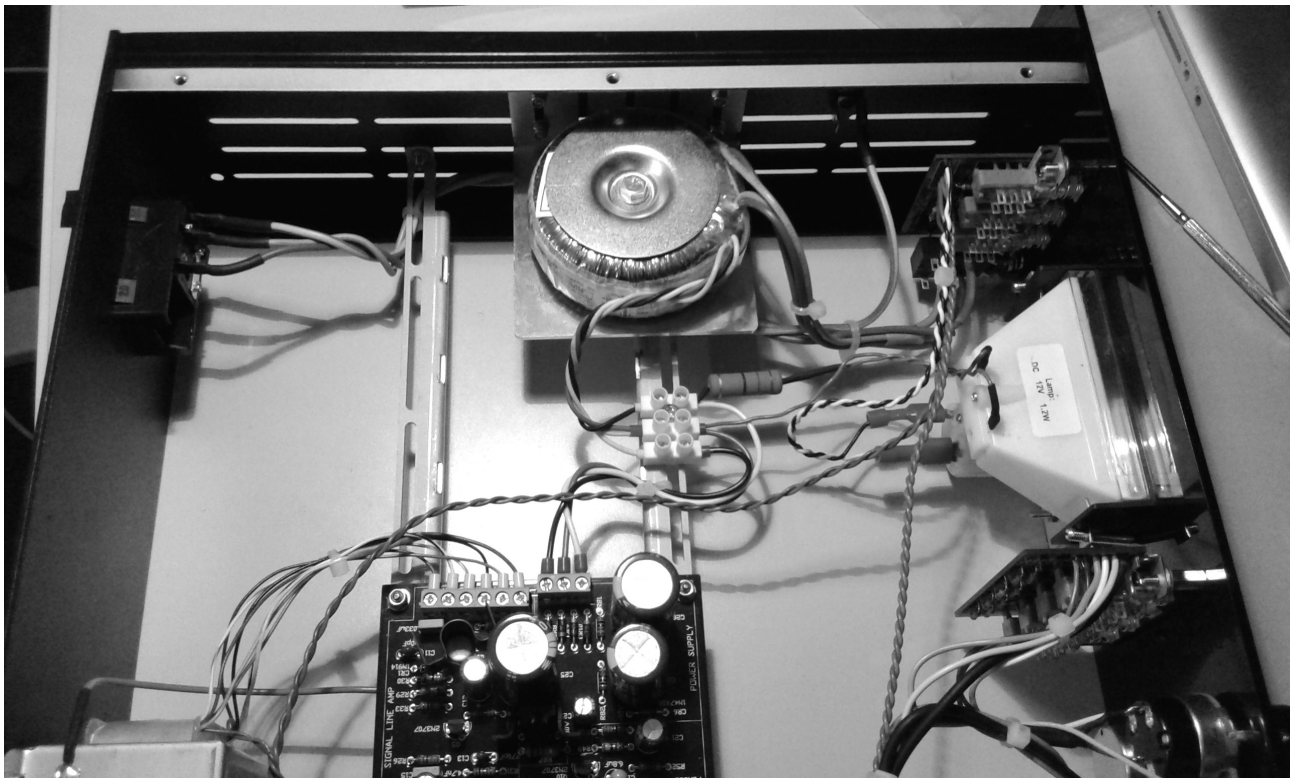


Fig. 7: Cablaggio del circuito di alimentazione e del VU meter

Dopo che sono stati saldati in serie i pin dei primi due avvolgimenti del *secondary winding* in modo da creare un impedenza d'uscita di 600 Ω, l'output transformer è stato collegato al connettore XLR di output, al *main* PCB e ai cavi del VU *meter*.

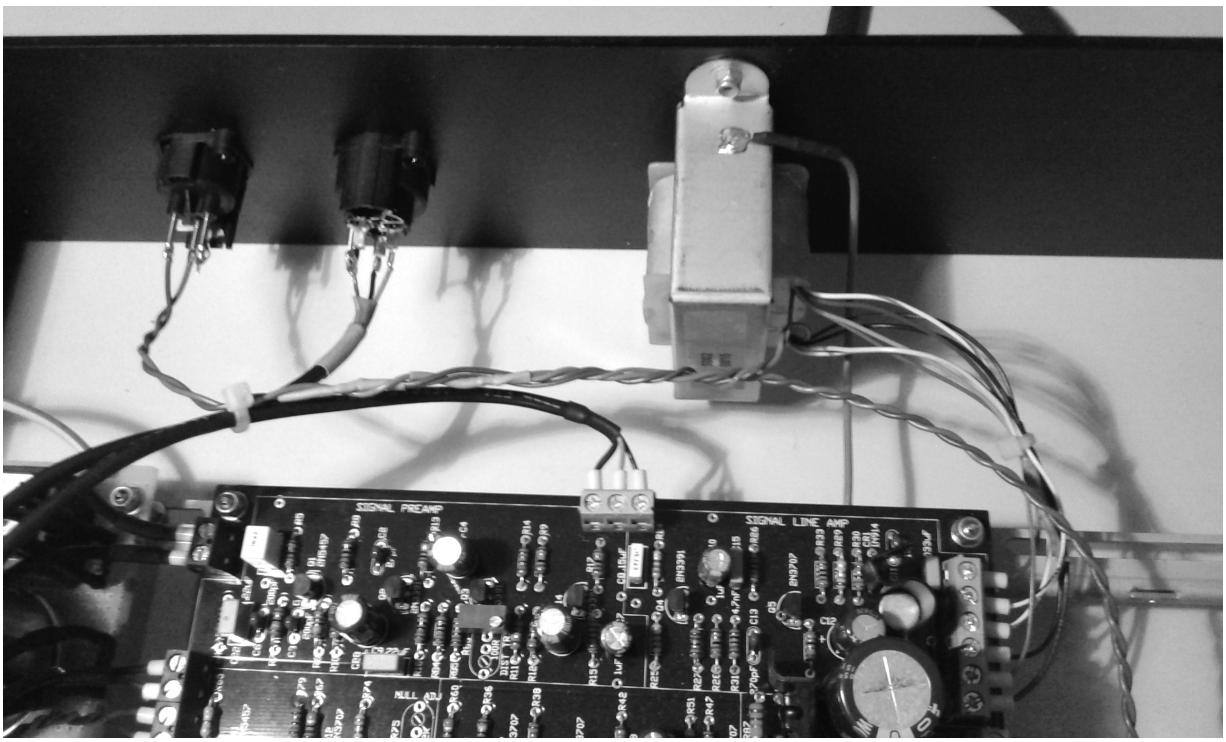


Fig. 8: Cablaggio dell'output transformer

Sono stati quindi cablati i potenziometri di *attack*, *release* e *output*, che in parte andavano collegati tra loro per determinare le costanti di tempo del *gain reduction*, in parte al *ratio* PCB e in parte al *main* PCB.

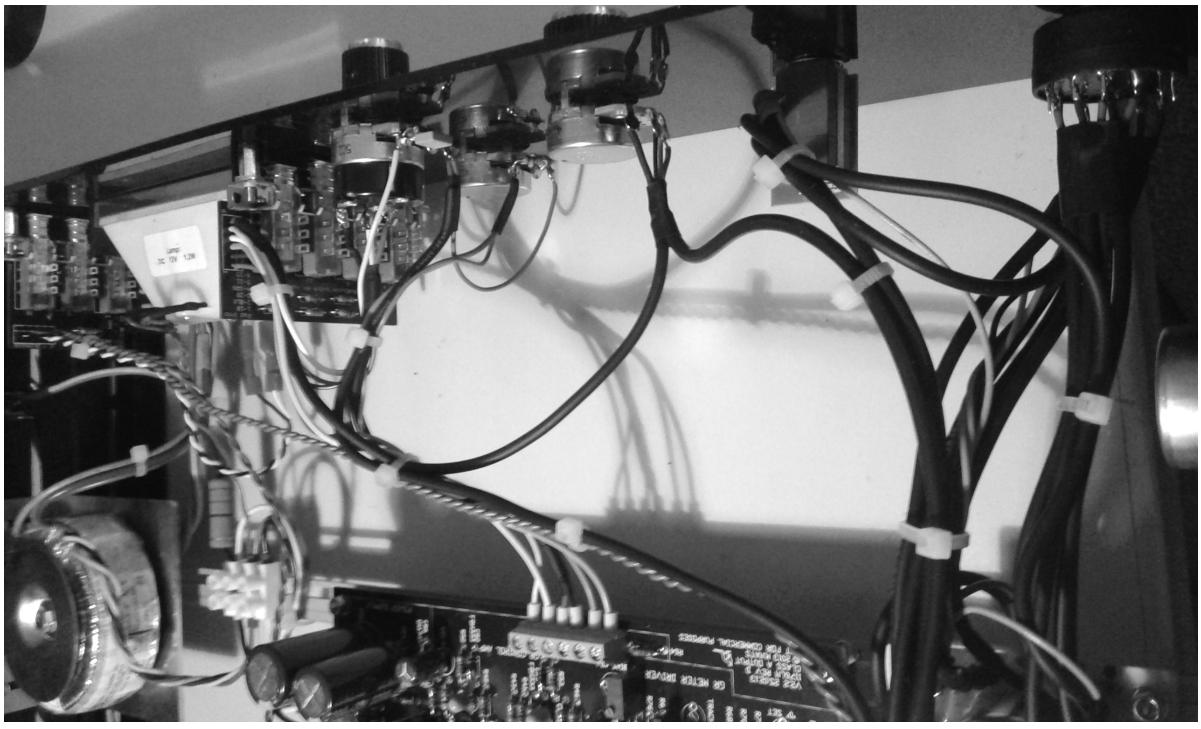


Fig. 9: Cablaggio di ratio PCB, attack pot, release pot e output pot

La resistenza variabile, in sostituzione dello “0” set *trim pot*, che originariamente viene posta sul pannello frontale è stata montata lateralmente per questioni di spazio. È possibile calibrare questo potenziometro tramite cacciavite entrando da uno dei fori laterali dell*’enclosure*.

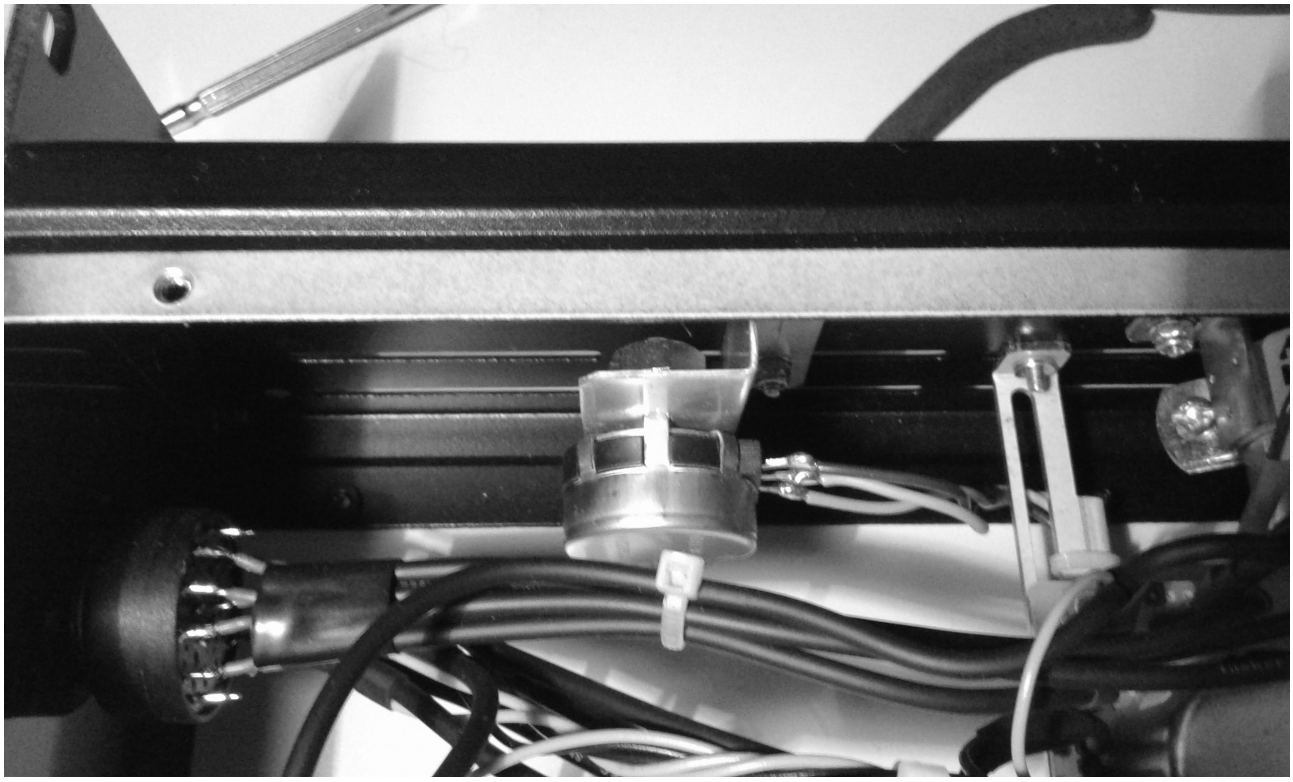


Fig. 10: Cablaggio dello “0” set trim pot

Per ultimo è stato cablato il circuito di ingresso progettato e di cui si è parlato in precedenza. Questo perché necessitava di una fitta rete di cavi per mettere in serie i pin negativi dei 4 trasformatori e quindi si è preferito tenerli per ultimi perché non intralciassero durante il cablaggio del resto del circuito. Partendo dal connettore XLR d’ingresso si è passati con cavo schermato al T-*pad attenuator* e da questo sono stati fatti partire il cavo da collegare ai pin negativi in serie degli ingressi dei trasformatori e al polo d’ingresso dello *switch*. I poli negativi in serie dell’uscita dei trasformatori sono stati mandati all’ingresso del *main* PCB. Infine i poli positivi sia in ingresso che in uscita dai trasformatori sono stati collegati alle 4 posizioni dello *switch*. Infine l’altro polo dello *switch* che preleva il segnale dall’uscita positiva dei trasformatori è stato mandato all’altro ingresso del *main* PCB e lo schermo dei trasformatori è stato messo a terra con collegamento diretto allo *chassis*.

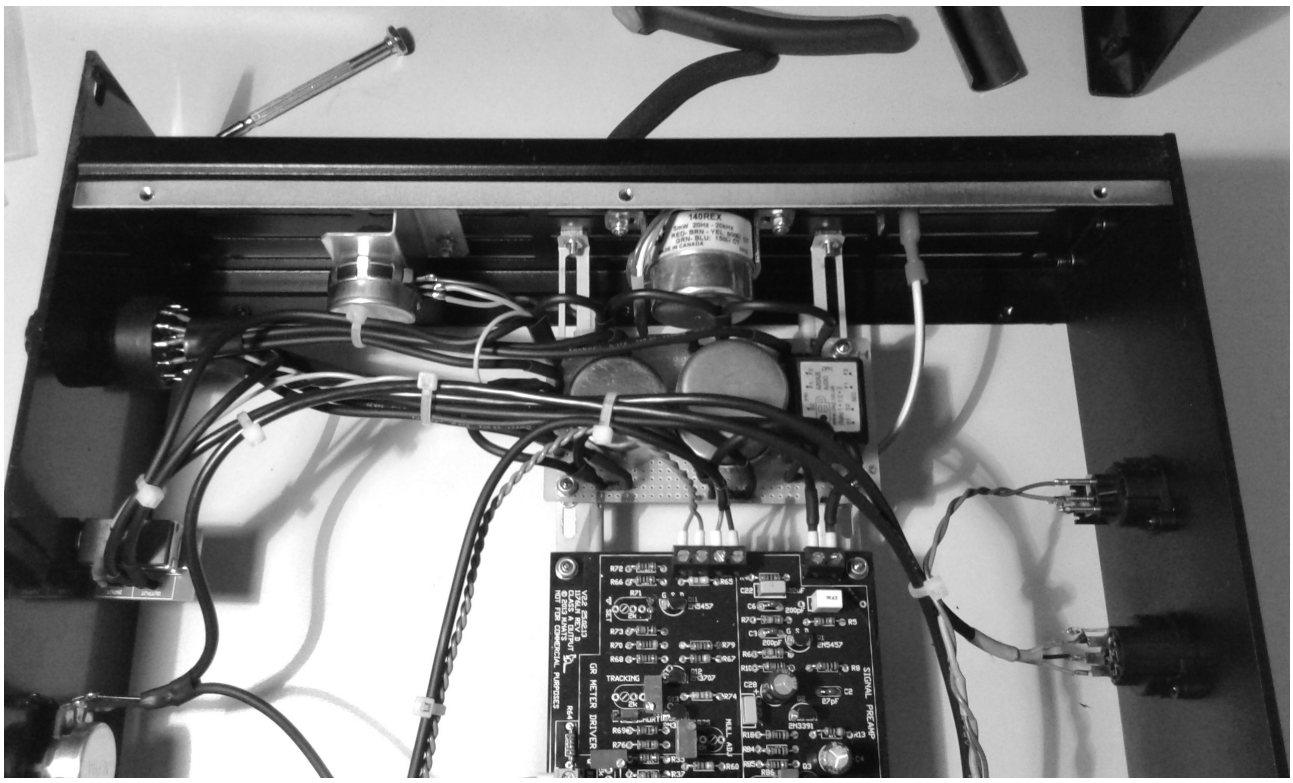


Fig. 11: Cablaggio del circuito di input

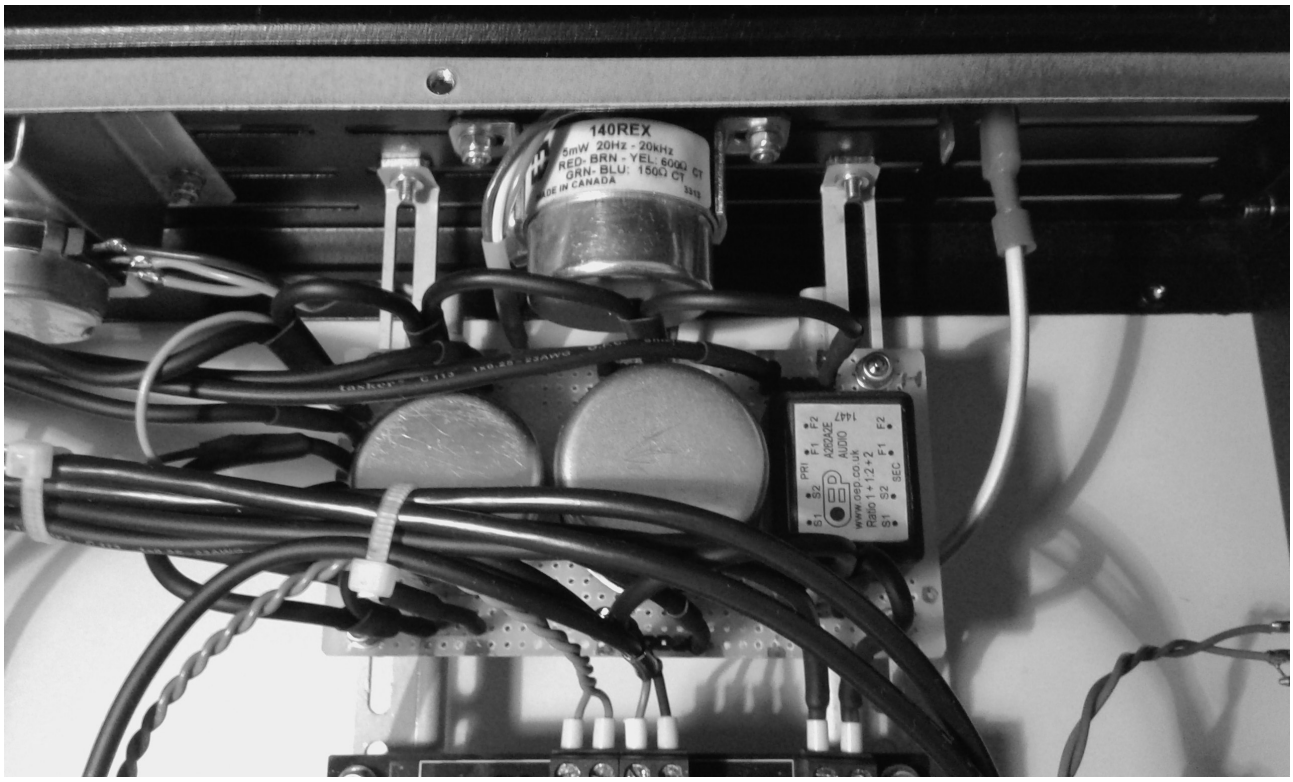


Fig. 12: PCB degli input transformer

Per poter funzionare l'1176 LN deve essere prima calibrato. Quattro calibrazioni sono necessarie perché il segnale audio fluisca correttamente all'interno del circuito. Per effettuare queste quattro operazioni si è scelto di utilizzare il *signal generator* nativo del software Avid Pro Tools 10 e il multi-metro della ditta Brymen BM-257s, questo perché si voleva testare anche la qualità dei convertitori dell'interfaccia audio in vista delle misurazioni successive sui trasformatori audio del circuito d'ingresso della macchina.

Per prima cosa è stato calibrato il Qbias dell'unità seguendo le indicazioni del sito Hairball Audio sui parametri da settare per una buona riuscita dell'operazione. È stato quindi mandato un segnale a 0 dBu all'ingresso del compressore. A questo scopo il multi-metro è stato collegato ai pin 2 e 3 del connettore XLR d'ingresso e il livello del segnale è stato portato a 0,775 VAC; questo corrispondeva a -10,9 dBFS in uscita del DAW. Dopo aver confermato il livello del segnale in input è stato spostato il multi-metro sul connettore XLR d'uscita. Tramite il *trim pot* del Qbias il segnale in uscita è stato portato a 2,44 VAC, dopo aver settato il potenziometro di output per un segnale di uscita di 2,75 VAC. Questo passaggio causa la caduta di un dB sul segnale, facendo entrare in conduzione il *gain reduction* FET. (Hairballaudio.com n.d. [online])

In seguito è stato calibrato il VU *meter* tramite il potenziometro di "0" *adjust* e il *null adjust trim pot* e misurando la tensione ai pin della resistenza R74 e osservando il *meter* per un corretto posizionamento dell'ago sullo 0. (Hairballaudio.com n.d. [online])

La terza calibrazione è stata quella del *gain reduction meter* ed è stata effettuata inviando il segnale a 0,775 VAC in ingresso. Successivamente sono stati portati il potenziometro di "0" *set* e il *trim pot* del *reduction meter tracking* al giusto livello. Questa operazione è necessaria per la corretta visualizzazione del livello di *gain reduction* applicato al segnale.

L'ultima calibrazione è quella del *distortion trim pot*. Questa calibrazione sarebbe stata utile per la diminuzione del *Total Harmonic Distortion plus Noise* introdotto dal circuito. Purtroppo non essendo in possesso dell'equipment necessario a fare questo tipo di misurazione si è seguito il consiglio del costruttore di lasciare la resistenza variabile alla metà esatta del valore massimo. Fortunatamente questa calibrazione può portare a una differenza di percentuale di THD+N dell'ordine dello 0,05 %, da 0,08 % a 0,03 %. (Hairballaudio.com n.d. [online])

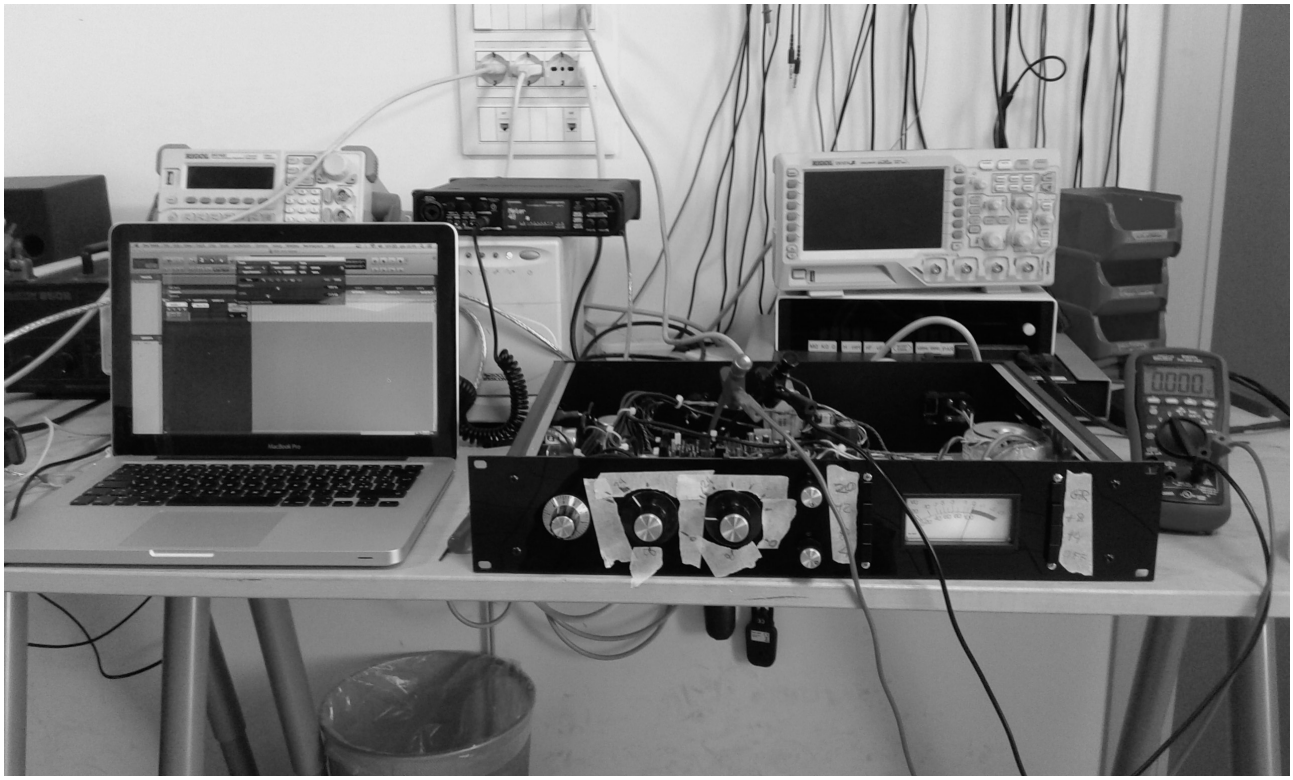


Fig. 13: Attrezzatura per la calibrazione e il testing

Le Principali Tipologie di Test di Audio Device

Nel seguente capitolo sarà analizzata la principale letteratura riguardante il test di audio *equipment* e saranno delineati i metodi scientifici che si utilizzeranno per testare l'audio *device* che si intende costruire ed il funzionamento dei trasformatori presenti nel circuito.
A questo scopo è stato svolto uno studio della letteratura inerente al tema presente nella digital *library* di 'Audio Engineering Society' e si è cercato di delineare una metodologia di *testing* coerente con la ricerca, basandosi sui principali testi di riferimento citati negli scritti accademici. Il testo più autorevole in ambito di misurazioni di audio *device* è sicuramente "Audio Measurement Handbook" di Bob Metzler. Questo manuale ai test sui prodotti audio è stato realizzato in cooperazione con la ditta Audio Precision, leader nel settore di *device* per la misurazione di *audio equipment*, e risulta essere il libro più citato e riferimento principale in quasi tutti gli scritti accademici. Molto importante nello studio è stata anche la consultazione dei testi "Radiotron Designer's Handbook" di F. Langford-Smith e "On the Measurement of Frequency Response Function" di J. T. Broch. Il primo, edito nel 1934 e ristampato fino al 1952, è una vera e propria pietra miliare delle tecniche di design e di conseguenza anche di testing di amplificatori audio. Il secondo invece edito nel 1975 è stato molto importante per capire le origini delle metodologie di test sulla risposta in frequenza. Entrambi sono stati negli ultimi 40 anni punto di riferimento per la ricerca e i testi più recenti. Infine molto utile è stata la lettura del testo "Audio Specification" di D. Bohn della ditta Rane Corp. che ha semplificato certe parti dello studio e ha suggerito metodi alternativi di testing anche senza l'ausilio di apparecchiatura professionale.
È stata quindi decisa una selezione di parametri da testare e della tipologia di test, tenendo presente le tempistiche, i costi e l'effettiva importanza e validità dei test nello studio del comportamento di un componente specifico come il trasformatore audio.
Lo scopo della ricerca è quello di capire in quale misura il segnale uscente dal *device* risulti modificato se i trasformatori audio vengano sostituiti da altri con caratteristiche analoghe, in modo da valutarne l'importanza all'interno del circuito di una macchina come l'1176, utilizzata da decenni per la produzione discografica di alto livello.
A titolo di esempio, il trasformatore in ingresso originale, l'UTC O-12, viene considerato dagli esperti DIYers nei forum di riferimento, un pessimo trasformatore in quanto a linearità della risposta in frequenza, e sul web non sono reperibili né i *datasheet* del clone C-3837-1 realizzato da Ed Anderson, né quelli del modello costruito da Cinemag e montato sui più recenti UA1176. Nonostante questo, il componente viene tuttora inserito

sia nei circuiti del compressore originale Universal Audio, sia in quelli dei cloni, come quello della Hairball Audio che si andrà a costruire.

Inoltre si è spesso riscontrata, durante lo studio dei *datasheet* dei trasformatori in commercio, una mancanza di completezza delle specifiche, che potrebbe tradursi in una volontaria omissione della stessa da parte dei costruttori. Nonostante questo, i trasformatori che si è scelto di utilizzare sono molto comuni nell'*equipment* audio professionale. È importante precisare che l'utilizzatore di un *device* deve sempre fare riferimento ai limiti e alle tolleranze associati alle specifiche del prodotto poiché sono ciò che danno veridicità ai *datasheet*. Non è sbagliato pensare che, anche se un prodotto non rispetta determinate specifiche, questo sarà comunque messo in vendita dal produttore. L'unico modo che hanno i consumatori per sapere se una determinato *device* rispetta i dati presenti nelle specifiche dei *datasheet* è la trasparenza usata dai produttori in merito ai limiti e alla tolleranza con cui sono raccolti. (Bohn 2000 [online])

Le tipologie di misurazione che si possono applicare ad un DUT (*Device Under Test*), sono molteplici. Nel caso specifico della ricerca saranno scelte quelle relative ai cambiamenti che i trasformatori audio possono apportare al segnale, tenendo presente che, essendo inseriti in un particolare circuito, altri elementi parassiti nel segnale in uscita potrebbero essere aggiunti da altri componenti. Per questo sarà data maggiore importanza alle differenze tra i segnali uscenti dai diversi trasformatori piuttosto che alla comparazione con il segnale in ingresso al DUT, che sarà comunque necessario analizzare in alcuni dei test.

Quattro parametri sono realmente necessari a definire ciò che condiziona la fedeltà di un *audio device*: *noise*, *frequency response*, *distortion* e i *time-based errors*. Ovviamente queste possono essere viste come delle categorie di parametri che contengono molti altri sottogruppi. (Winer 2012)

Tra questi, i parametri che possono essere maggiormente modificati da un trasformatore audio sono la risposta in frequenza e la distorsione aggiunta dallo stesso, come si può notare anche dalle specifiche dei *datasheet*. (Langford-Smith 1960)

I trasformatori audio sono usati nei circuiti di un *device* principalmente per due proprietà molto utili che posseggono. La prima è che possono migliorare la performance di un circuito grazie al loro utilizzo come adattatori di impedenza, ad esempio ottimizzando le performance di un amplificatore in merito al rumore di fondo del circuito. In secondo luogo, poiché non c'è una connessione elettrica diretta tra i suoi *primary* e *secondary winding*, un trasformatore fornisce isolamento elettrico e galvanico tra due circuiti. L'isolamento nei circuiti di segnale è una delle soluzioni più efficienti per prevenire o risolvere problemi di rumore di fondo causati dalle differenze di *ground voltage* nei sistemi audio. Per essere

realmente utile un trasformatore deve avvantaggiare il circuito con almeno una di queste proprietà, ma è necessario che non venga compromessa la performance audio in termini di banda passante, distorsione e rumore di fondo. (Ballou 2008)

I *time based errors*, come *wow*, *flutter* e *jitter*, non saranno presi in considerazione, non essendo errori tipicamente causati dai trasformatori, ma saranno analizzati invece possibili errori di *phase shifting*, anche se potrebbero avere un'importanza maggiore nel test di un *device* stereo. (Winer 2012)

Il parametro che maggiormente sarà influenzato dai trasformatori, probabilmente sarà la risposta in frequenza fra i 20 e i 20.000 Hz. Dalle specifiche dei trasformatori che si è deciso di montare, questa può variare dai ±1 dB fino ai ±1,5 dB, anche se solamente uno dei *datasheet* indica *load* e *source* ottimali per raggiungere una risposta così lineare.

> *"As in any transformer, low-frequency response is determined by primary inductance and total source impedance, which is dominated by the primary winding resistance since the driving source impedance is very low. Winding resistances of both primary and secondary contribute to insertion loss. In efforts to reduce size and cost, the fewest turns of the smallest wire possible are often used, which raises insertion loss and degrades low-frequency response." (Ballou 2008)*

Per testare la risposta in frequenza data dai diversi trasformatori saranno utilizzati un Audio Signal Generator e un Voltmetro professionali. Tramite il primo sarà inviata al DUT una sinusoide a 1000 Hz per stabilirne il riferimento a 0 dB in uscita dallo stesso. Saranno quindi effettuati degli *sweep* in frequenza e saranno annotati tutti i cambiamenti di livello del segnale sullo spettro di frequenze. I dati raccolti saranno poi rappresentati graficamente a scopo dimostrativo. Tramite l'ausilio dei due canali presenti sull'oscilloscopio professionale Rigol DS 1074 Z sarà inoltre possibile l'analisi delle differenze tra la forma d'onda originale e quelle processate dal DUT, in modo da rilevare possibili *Ringing*.

Il test della risposta in frequenza normalmente consiste in una serie di misurazioni di livello su diverse frequenze, ed è probabilmente il più importante e usato metodo di test di audio *device*. Anche se ognuna di queste misurazioni di livello può essere fatta come misurazione assoluta (in V, dBu, dBV, etc.), l'informazione importante nel test del *frequency response* è la relazione tra le misurazioni individuali. La risposta in frequenza è solitamente tracciata graficamente, mediante l'uso di una misurazione sulle medie frequenze come riferimento, tipicamente a 1 kHz. Tutti gli altri punti del grafico sono

tracciati come variazioni dalla frequenza di riferimento e il *frequency response* viene comunemente dichiarato con la seguente formula: “Fx dB over the range from y Hz to z kHz”. Le variazioni in ampiezza sono tracciate sull’asse verticale del grafico mentre le frequenze testate sull’asse orizzontale. (Metzler 2005)

Per quanto riguarda la misurazione di THD+N e IMD, non si avrà la possibilità di utilizzare un *distorsion analyzer* professionale, a causa dell’elevato prezzo di acquisto. Infatti il costo di questo tipo di *test equipment* da laboratorio può partire da una cifra di 10.000 $. Questo prezzo fa riferimento a *test equipment* di tipo analogico mentre se si volessero utilizzare delle apparecchiature controllate digitalmente, il prezzo risulterebbe raddoppiato. (Bohn 2000 [online])

Inizialmente si era pensato di fare riferimento alle procedure descritte da Ethan Winer, utilizzando comunque un Audio Signal Generator professionale, cercando di isolare il più possibile il probabile THD+N introdotto dai convertitori dell’interfaccia audio. Winer sostiene infatti che si possano fare test molto utili per la misurazione del THD+N anche senza questo tipo di *equipment* molto costoso, ma solo tramite l’ausilio di un’interfaccia audio di qualità e dei software adatti al test installati sia su sitemi Windows che su Mac. (Winer 2012)

A questo scopo, erano stati analizzati software come “Sonic Visualizer” della Queen Mary University of London, “Rational Acoustics Smaart" e “SignalScope Pro” nelle loro capacità di analisi FFT e rappresentazione spettro-grafica del segnale audio. Si era pensato quindi di testare per primo l’effettivo THD+N introdotto dai convertitori dell’*audio interface*, una Motu Ultralite MkIII, e poi inviare al DUT sinusoidi a 20 e 50 Hz, per poi registrare, a 96.000 Hz di frequenza di campionamento e 32 bit di profondità, delle porzioni di segnale da paragonare con il THD+N dell’interfaccia.

Purtroppo durante la fase di calibrazione ci si è resi conto che la qualità dei convertitori dell’interfaccia audio non era abbastanza elevata. Inoltre non essendo stato calibrato nel circuito dell’unità il *distortion trim pot,* non avendo a disposizione un *distortion analyzer*, questo tipo di test sarebbe risultato falsato in partenza e non avrebbe avuto un valore oggettivo.

Nella procedura tradizionale il *test tone* mandato al DUT viene inviato ad un *distortion analyzer* che applica un *notch filter* alla frequenza inviata e infine viene analizzata la percentuale di distorsione apportata dal *device*. La tecnica di misurazione del THD-N è molto utile poiché permette di visualizzare tutto ciò che può degradare il segnale uscente dall’output del DUT, dato che misura tutti gli artefatti introdotti dal *device* escludendo il *test tone* puro inviato al suo ingresso. (Metzler 2005)

I trasformatori tendono a dare una più alta distorsione alle basse frequenze, per questo il THD+N viene solitamente testato a 50 Hz o anche a 20 Hz. Il livello del segnale inviato è un fattore importante poiché alcuni *device* danno più distorsione con alti livelli di segnale mentre altri si comportano peggio con bassi livelli di segnale in ingresso. È importante quindi cominciare con un *sine wave* puro avente una distorsione molto bassa. (Winer 2012)

L'ultimo importante test che si effettuerà sul *device* è quello del *Signal-to-Noise Ratio*. Anche se una delle caratteristiche principali dei trasformatori audio è proprio quella di attenuare il rumore, si è deciso di testare comunque questo parametro per confrontare la differenza di SNR tra i diversi trasformatori usati. Infatti sebbene un trasformatore del tipo usato nel circuito d'ingresso dell'1176 LN possa eliminare quasi del tutto il rumore dato dalla tensione in ingresso al DUT, è importante capire che miglioramenti nel *signal-to-noise* ratio, non dipendono unicamente da questo fattore. Infatti poiché la maggior parte dei circuiti di amplificazione produce rumore di corrente allo stesso modo in cui produce un rumore di tensione al suo ingresso, la sua performance nei confronti del rumore potrebbe essere peggiore se ad esempio il *turn ratio* del trasformatore non fosse ottimale per quel particolare amplificatore. Ogni resistenza nel circuito, inclusa quella degli avvolgimenti dei trasformatori, genera rumore termico. (Ballou 2008)

Per questo sarà importante determinare la differenza di *thermal noise* introdotto dai diversi trasformatori utilizzati nel circuito d'ingresso, visto che pur avendo un *turn ratio* simile all'originale non sono stati particolarmente pensati per questo circuito di amplificazione.

Esistono test specifici per la misurazione del rumore nei processori di dinamica, date le loro particolari caratteristiche. Un normale test di *Signal-to-Noise Ratio* rispetto al segnale in ingresso non avrebbe validità in un *compander*. Ad esempio, facendo il test su di un segnale ben oltre la soglia di compressione, si avrebbe una considerevole riduzione di guadagno data da un compressore. Al momento della misurazione del rumore residuo, conseguente alla rimozione del segnale, questo risulterebbe più alto rispetto a quello effettivo in presenza del segnale dando il risultato di un SNR più basso rispetto a quello misurato in un normale amplificatore. (Metzler 2005)

Dato il costo dell'equipaggiamento da laboratorio necessario a svolgere un *multi-tone* FASTTEST per delineare l'effettivo SNR di un *compander,* si è deciso di svolgere, nel caso specifico, uno studio delle differenze di SNR tra i trasformatori.

Tenendo conto di queste considerazioni si è deciso quindi di utilizzare il metodo classico per il test del SNR. Per la misurazione del *signal-to-noise* ratio non è usato un segnale in ingresso, ma comunque l'input non è lasciato aperto. La pratica usata di solito è quella di

lasciare il *device* connesso ad un *signal generator* (data la sua bassa impedenza d'uscita) lasciandolo a zero volt in uscita. Alternativamente è possibile collegare una resistenza del valore di impedenza aspettato all'input del *device*. (Bohn 2000 [online])
Nel caso di studio sarà collegato l'Audio Signal Generator, con uscita a 0V all'ingresso del DUT. A questo punto la macchina sarà portata ad un livello operativo, avendo cura di annotare il valore dei parametri utilizzati, e saranno usate le condizioni di misurazione standard:

- *Bandwitdh* operativa del voltmetro. È stato scelto lo standard di 22KHz;
- *Weighting filters*, i filtri inseriti per seguire le curve di *equal loudness* di Fletcher-Munson. Si è scelto di non inserirne tenendo una risposta *flat*, poiché spesso sono usati nelle specifiche per nascondere problemi sulle basse frequenze;
- *Reference signal level* del compressore che si provvederà a tarare una volta ultimato il circuito; (Bohn 2000 [online])

I Test sugli Input Transformers

A unità ultimata e cablata sono stati quindi svolti i test scientifici di cui si è parlato nel capitolo precedente.

Il primo e più importante test svolto sull'unità è stato quello sulla risposta in frequenza dei singoli trasformatori. Tramite il *signal generator* Rigol DG 1022 è stato inviato all'ingresso del *device* un segnale a 1000 Hz con un livello di 0,775 V per determinare gli 0 dBu. Tenendo il controllo di attacco spento e quindi disattivando la il *gain reduction*, i livelli dei controlli di input e di output della macchina sono stati impostati in modo che in uscita dal *device* arrivassero 0,775 V. Per arrivare a questo livello d'uscita entrambi i potenziometri sono stati portati circa alle ore 9, compiendo quindi un quarto di giro.



Fig. 14: Sine wave a 1 kHz sul signal generator Rigol DG 1022



Fig. 15: Valore di 0,775 V in uscita dal signal generator Rigol DG 1022



Fig. 16: Valore rilevato in uscita dal DUT per il segnale a 1kHz

Dopo aver constatato il livello di 0 dBu a 1 kHz sono state fatte quindi le misurazioni in Volt con il multi-metro Brymen BM-257s. Sono quindi stati rilevati i livelli delle seguenti frequenze per tutti e quattro i trasformatori, poi trascritte su foglio di calcolo e convertite in dBu. (Fig. 16-17)

Frequency Response degli Input Transformers

Freq (Hz)	V C-3837-1	dBu C-3837-1	V 1260e	dBu 1260e	V A262A2E	dBu A262A2E	V 140REX	dBu 140REX
20	0,759	-0,1811985322	0,789	0,1555060140	0,640	-1,662	0,778	0,0335578896
50	0,761	-0,1583409147	0,772	-0,0336880434	0,703	-0,8469275497	0,770	-0,056
80	0,764	-0,1241668786	0,775	0	0,723	-0,6032681042	0,770	-0,056
100	0,765	-0,1128053470	0,775	0	0,731	-0,5076865109	0,770	-0,056
120	0,766	-0,1014586574	0,776	0,0112003750	0,737	-0,4366842929	0,771	-0,0449464891
150	0,767	-0,0901267711	0,776	0,0112003750	0,744	-0,3545753392	0,772	-0,0336880434
200	0,768	-0,0788096494	0,777	0,0223863258	0,750	-0,285	0,772	-0,0336880434
250	0,769	-0,0675072540	0,777	0,0223863258	0,755	-0,2270950175	0,773	-0,0224441717
300	0,770	-0,056	0,777	0,0223863258	0,758	-0,1926499374	0,773	-0,0224441717
400	0,771	-0,0449464891	0,776	0,0112003750	0,763	-0,1355432910	0,774	-0,0112148364
600	0,771	-0,0449464891	0,777	0,0223863258	0,769	-0,0675072540	0,774	-0,0112148364
800	0,772	-0,0336880434	0,776	0,0112003750	0,771	-0,0449464891	0,774	-0,0112148364
1000	0,775	0	0,775	0	0,775	0	0,775	0
1500	0,765	-0,1128053470	0,768	-0,0788096494	0,768	-0,0788096494	0,765	-0,1128053470
2000	0,755	-0,2270950175	0,758	-0,1926499374	0,760	-0,170	0,755	-0,2270950175
3000	0,729	-0,5314834837	0,733	-0,4839545573	0,737	-0,4366842929	0,729	-0,5314834837
4000	0,697	-0,9213784881	0,701	-0,8716736907	0,706	-0,8099400290	0,698	-0,9089255976
5000	0,664	-1,3426724627	0,665	-1,3296011440	0,671	-1,2515836467	0,663	-1,3557634820
7000	0,590	-2,369	0,591	-2,3542844325	0,597	-2,2665474275	0,589	-2,3837281543
10000	0,486	-4,0533086648	0,487	-4,0354548258	0,492	-3,9467319947	0,487	-4,0354548258
13000	0,399	-5,7665761363	0,400	-5,745	0,403	-5,6799331273	0,400	-5,745
15000	0,349	-6,9295255109	0,351	-6,8798917208	0,353	-6,8305399423	0,351	-6,8798917208
17000	0,306	-8,0716055204	0,307	-8,0432665405	0,308	-8,0150197201	0,309	-7,9868644616
19000	0,266	-9,2884013175	0,268	-9,2233381695	0,268	-9,2233381695	0,267	-9,2558088228
20000	0,248	-9,8970004336	0,250	-9,827	0,249	-9,8620471082	0,252	-9,7580232344
22000	0,212	-11,259316831	0,214	-11,177758583	0,214	-11,177758583	0,219	-10,977151753

Fig. 17: Dati del Frequency response dei quattro trasformatori

Di seguito sono riportati invece i grafici ottenuti inserendo i dati dei 4 trasformatori, con i livelli in dBu sull'asse delle ordinate e le frequenze della banda audio sull'asse delle ascisse. L'ultimo grafico mette insieme i dati dei quattro trasformatori per un paragone visivo della loro diversa risposta in frequenza.

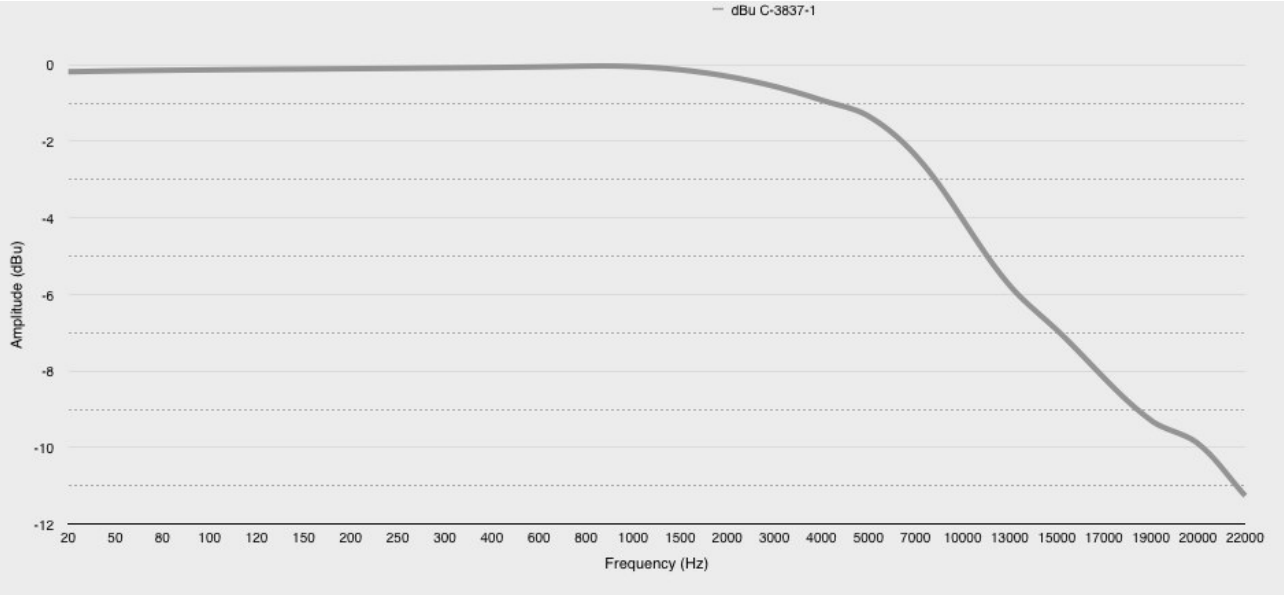


Fig. 18: Frequency response del trasformatore Ed Anderson C-3837-1

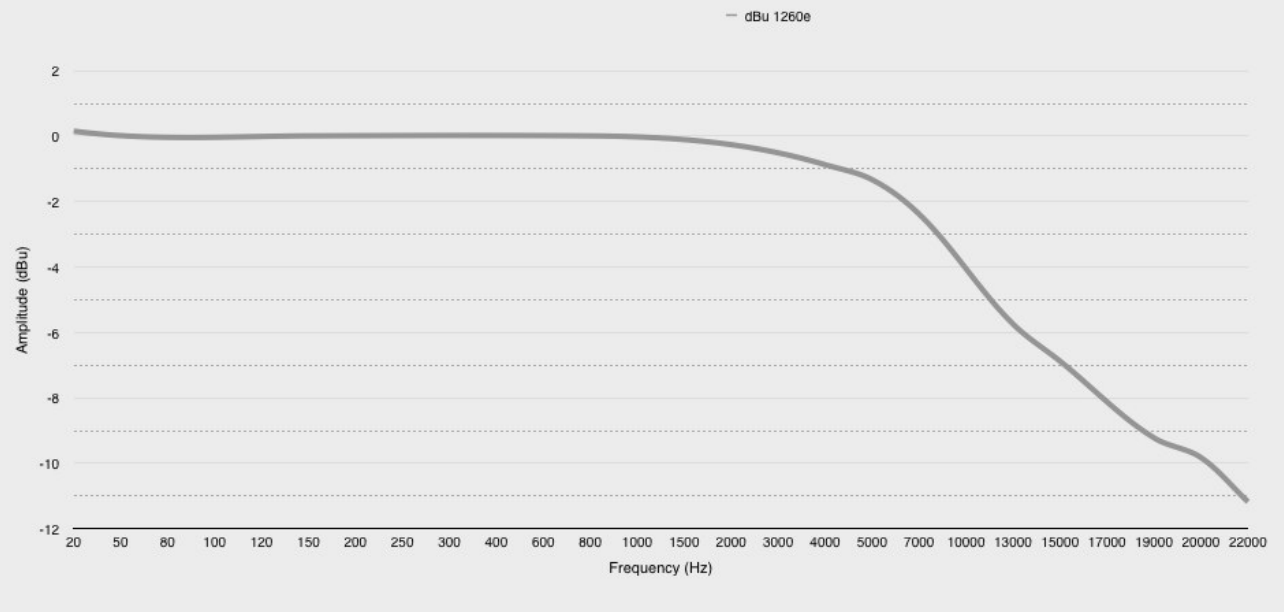


Fig. 19: Frequency response del trasformatore Sowter 1260e

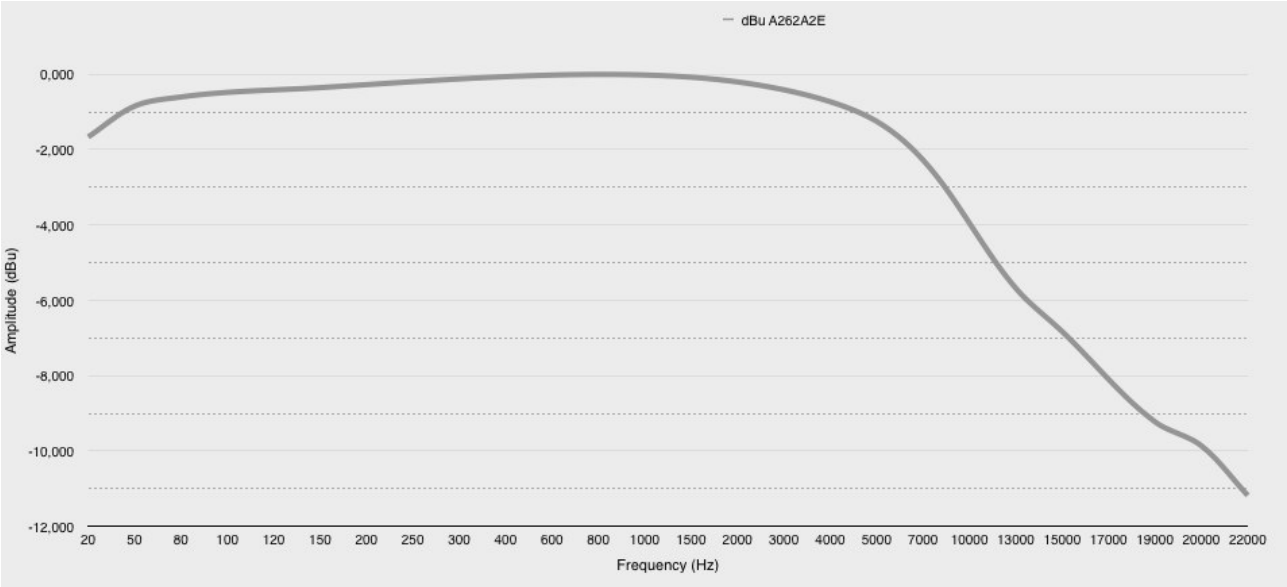


Fig. 21: Frequency response del trasformatore Oep A262A2E

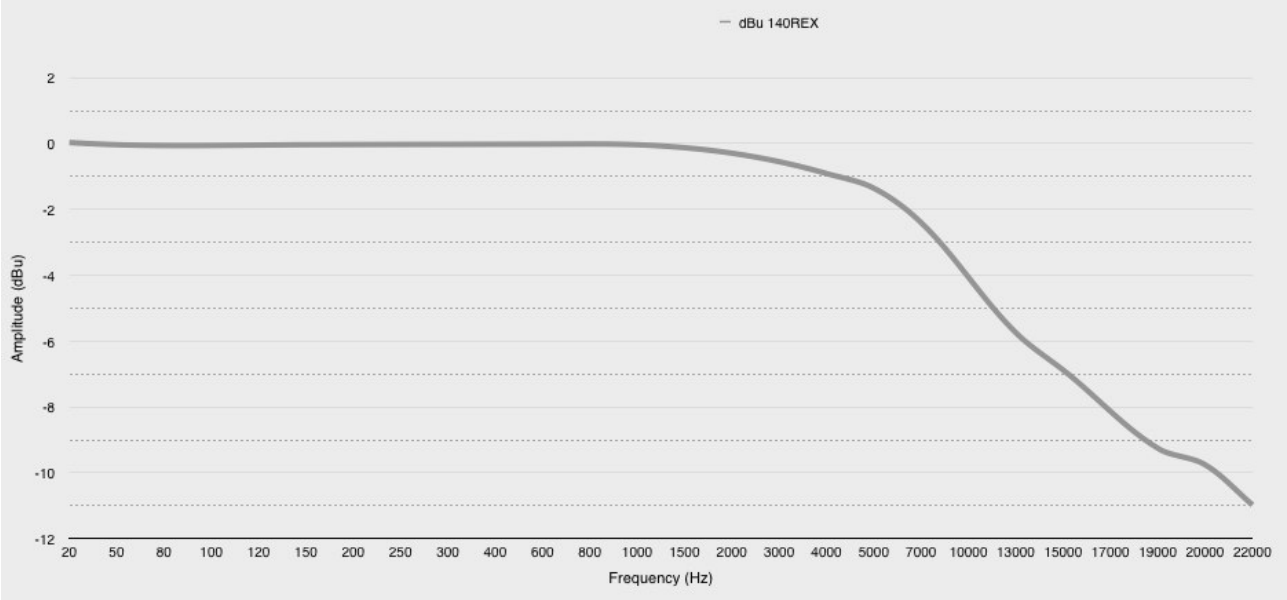


Fig. 22: Frequency response del trasformatore Hammond 140REX

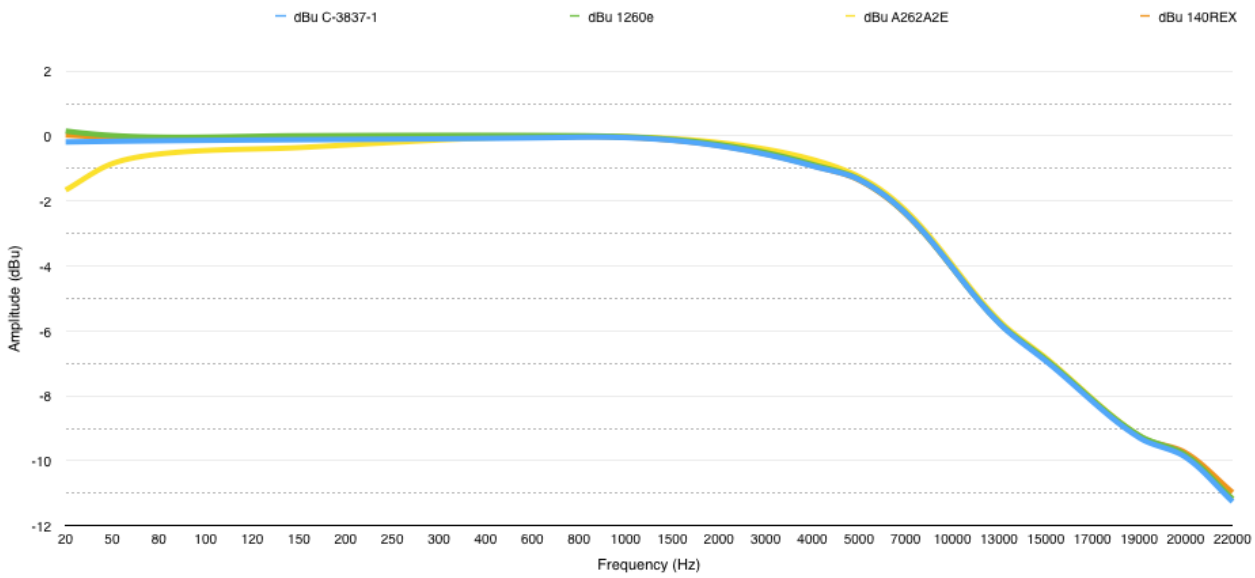


Fig. 23: Frequency response dei quattro trasformatori

Come si può notare soprattutto dall'ultimo grafico le differenze principali si manifestano alle basse frequenze, dove il trasformatore più lineare risulta essere, anche se di poco, il 140REX della Hammond Manufacturing, mentre quello con la risposta meno fedele l'Oep A262A2E.

Il secondo test effettuato è stato quello per documentare il *ringing*, fenomeno che si può presentare sia in *device* elettroniche che meccaniche. Il *ringing* è una risonanza che si presenta nelle transizioni rapide della forma d'onda, creando l'oscillazione di un'onda sinusoidale che decade nel tempo del semi-ciclo. A seconda del livello di quest'onda il *ringing* può essere un artefatto udibile o meno. È importante sottolineare che questo è un fenomeno molto diverso dalla distorsione e dal rumore che aggiungono nuove componenti in frequenza, poiché essendo una risonanza non è altro che un'amplificazione di parti della sorgente. Con gli stessi settaggi di livello usati per il *frequency response* è stata quindi inviata un'onda quadra con frequenza di 20 Hz all'ingresso dell'1176 LN. Le onde quadre infatti sono il segnale più impegnativo da far passare con precisione in qualsiasi dispositivo; esse rivelano non solo errori sulla risposta, ma anche il *ringing* che può indicare l'instabilità del circuito. Nelle immagini è possibile vedere la differenza delle onde processate dall'unità dall'onda quadra pura inviata direttamente ad un altro canale dell'oscilloscopio Rigol DS 1074 Z. (Winer 2012)

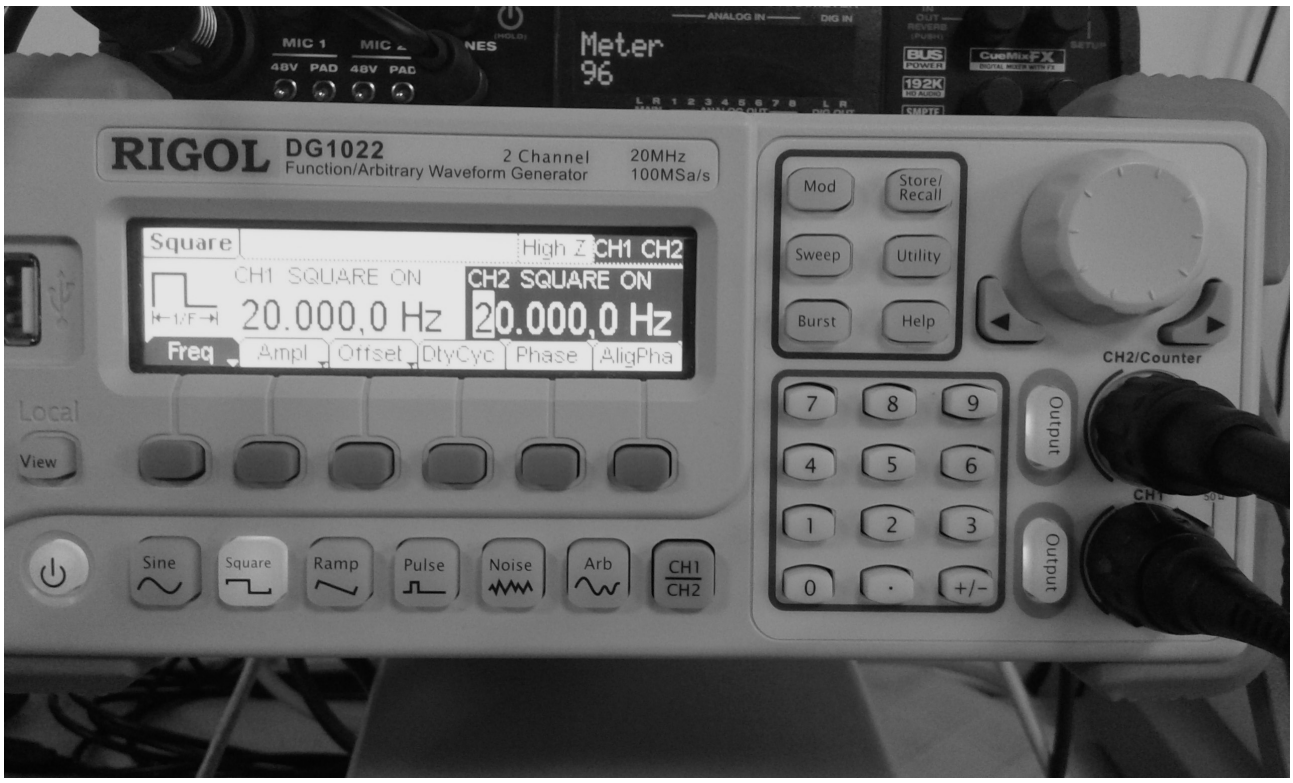


Fig. 24: Square wave a 20 Hz sul signal generator Rigol DG 1022

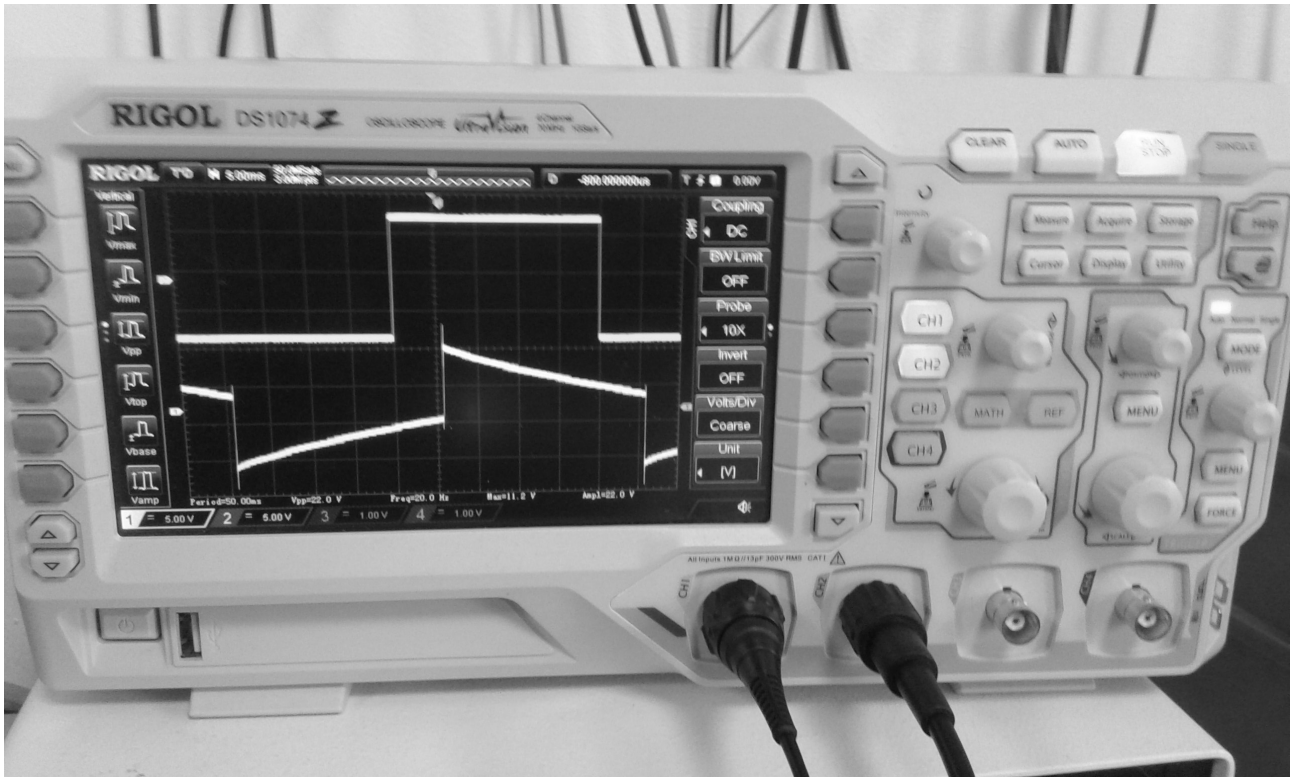


Fig. 25: Ringing a 20 Hz Ed Anderson C-3837-1

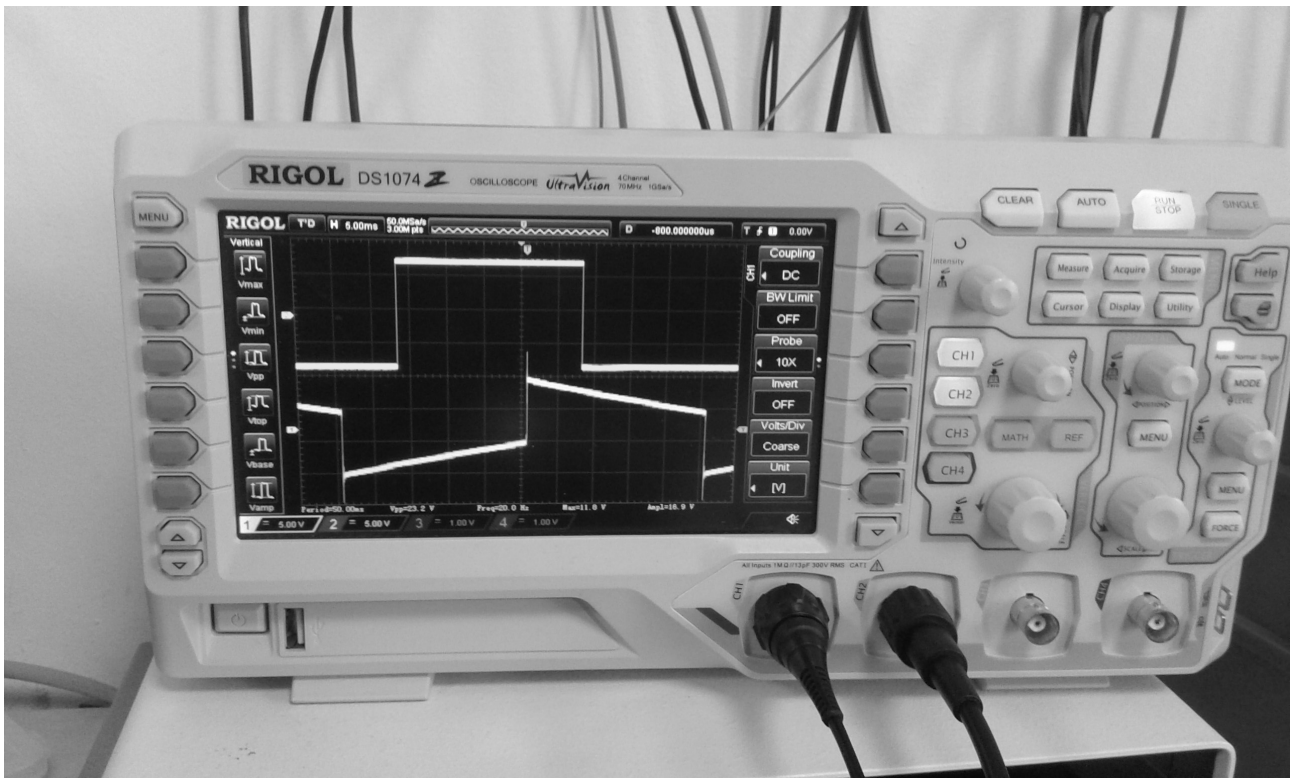


Fig. 26: Ringing a 20 Hz Sowter 1260e

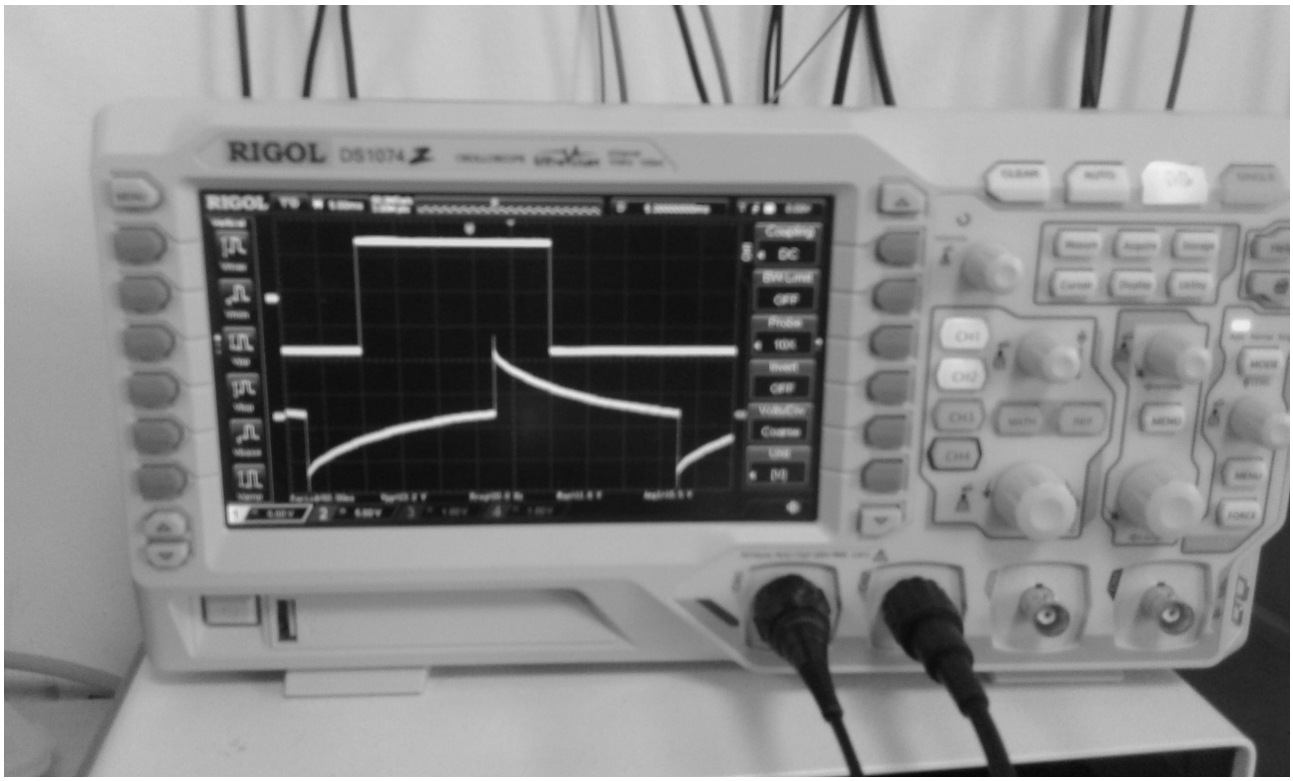


Fig. 27: Ringing a 20 Hz Oep A262A2E

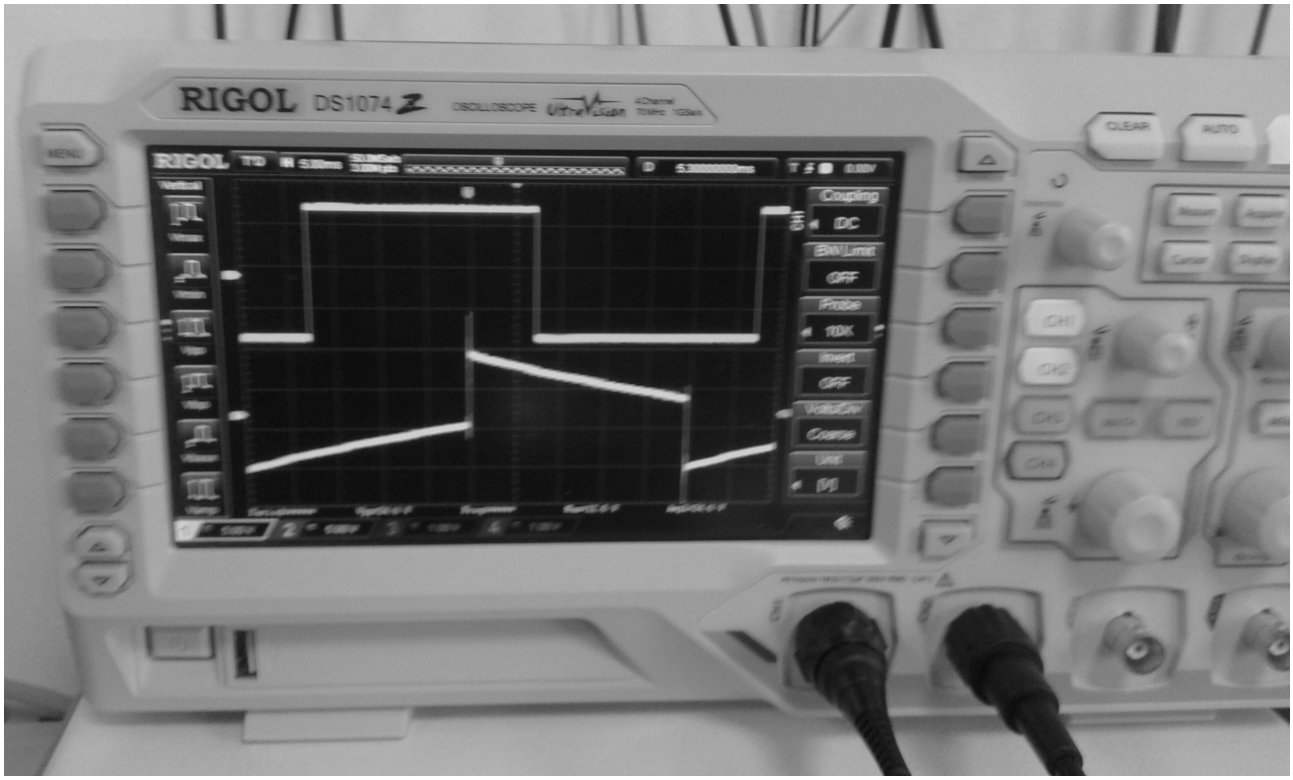


Fig. 28: Ringing a 20 Hz Hammond 140REX

Per curiosità si è voluto testare il fenomeno anche a 1kHz, notando che anche a questa frequenza il segnale più fedele sembra essere quello trasmesso dai trasformatori Sowter 1260e e Hammond 140REX che quindi sembrano rispondere meglio alle veloci transizioni dei cicli d'onda.

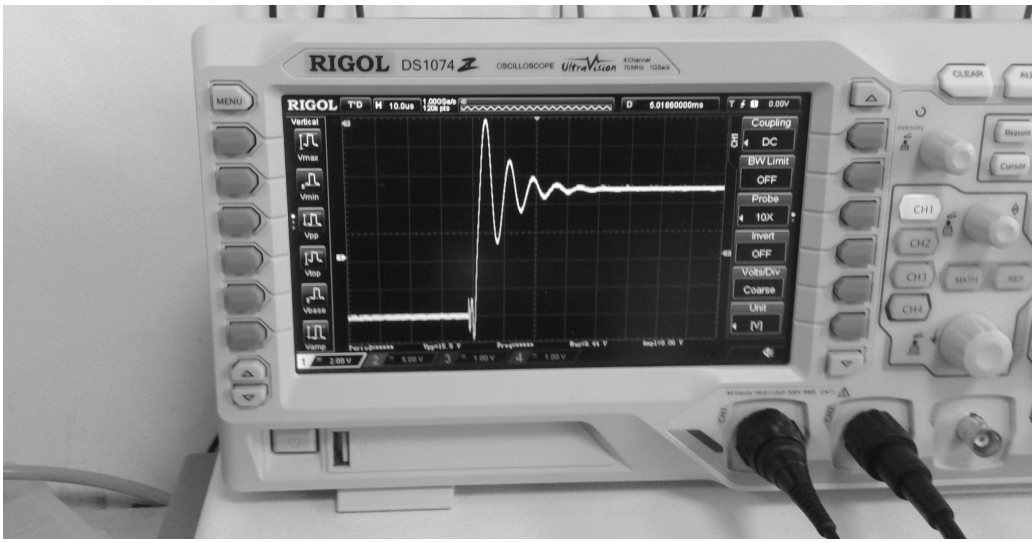


Fig. 29: Ringing a 1000 Hz Ed Anderson C-3837-1

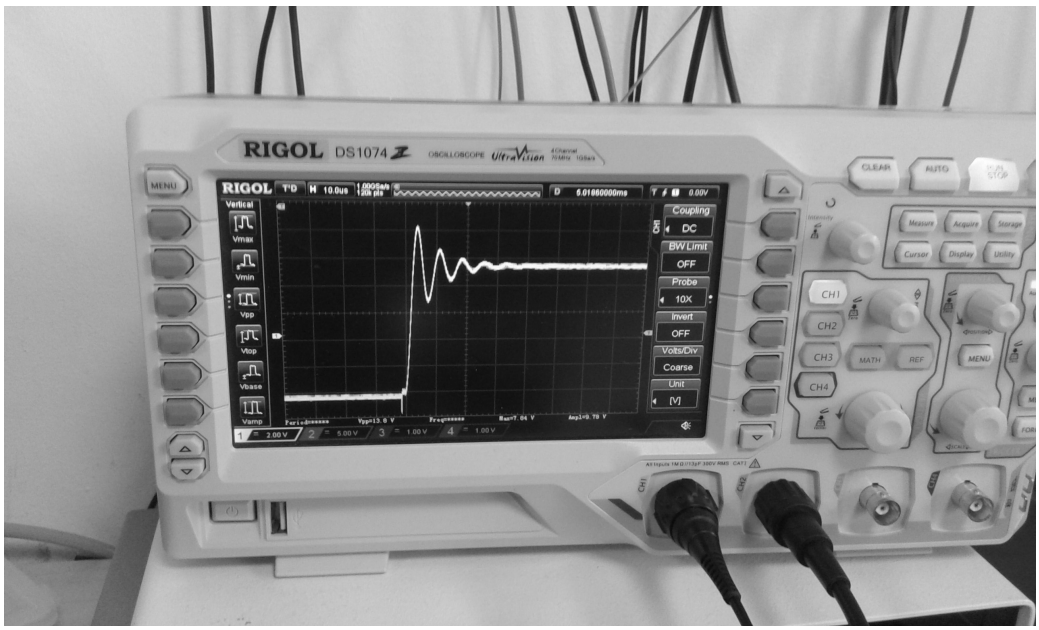


Fig. 30: Ringing a 1000 Hz Sowter 1260e



Fig. 31: Ringing a 1000 Hz Oep A262A2E

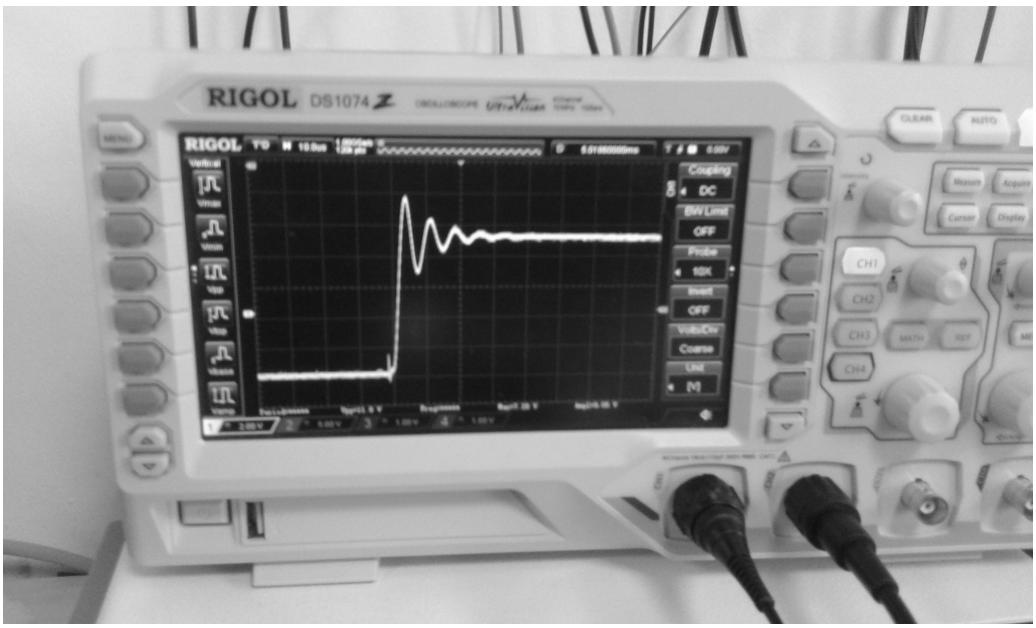


Fig. 32: Ringing a 1000 Hz Hammond 140REX

È stato infine testato il *Signal-to-Noise Ratio*. Sono stati impostati i parametri specificati nel capitolo precedente e collegato il *signal generator* con segnale a 0 Volt, quindi nessun segnale in uscita. I controlli di input e output del DUT sono stati portati dal minimo al massimo, condizione per nulla operativa nel normale utilizzo della macchina, per constatare se vi fosse una crescita del rumore di fondo ma la tensione in uscita si è attestata ad un valore fisso di 0,001 V per tutti e 4 i trasformatori precludendo qualsiasi paragone.

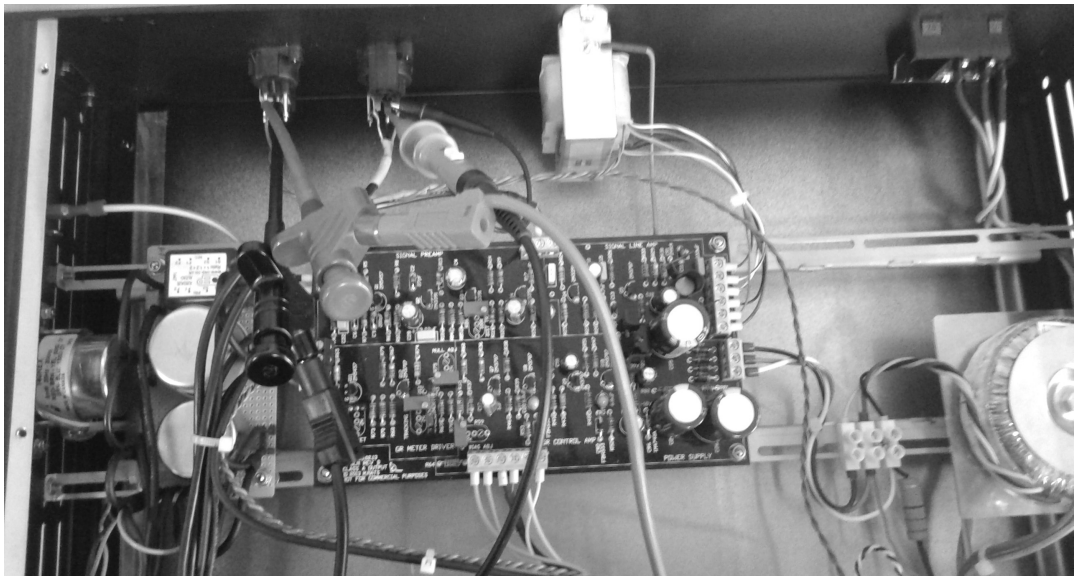


Fig. 33: Cablaggio test equipment



Fig. 34: Valore fisso di Vrms in uscita dal device

Conclusioni

Questo testo, conclusione di un percorso di studi durato due anni, è il risultato del lavoro svolto dall'autore nei mesi di ricerca per l'esame finale Major Project, valido per il conseguimento del Bachelor of Science al Sae Institute di Milano.

Si è cercato di approfondire un argomento complesso quale il funzionamento di un *outboard* analogico come l'1176 LN. Sono stati trattati concetti di ingegneria elettronica e messe in pratica competenze acquisite durante il corso di studi in Audio Production.

L'autore si ritiene soddisfatto del lavoro svolto che ha portato alla non semplice costruzione del suddetto *outboard* analogico e alla reale comprensione del suo funzionamento.

Come conclusione alla ricerca si cercherà elaborare delle considerazioni finali sul lavoro svolto e sui risultati ottenuti.

Per quanto riguarda la parte di costruzione della macchina si ritiene di essere riusciti a creare un prodotto professionale e si è particolarmente soddisfatti della pulizia e qualità di assemblaggio del circuito e cablaggio dello chassis. Essendo alla prima esperienza di costruzione di un *outboard* così complesso e articolato, sono state probabilmente sottovalutate le tempistiche di reperimento e spedizione di componenti specifici come quelli presenti nel circuito. Inoltre durante la parte pratica del lavoro spesso sono sorti dubbi riguardo le modalità in cui vengono effettuate certe operazioni a livello professionale. Questo ha portato ad un dilatarsi dei tempi di costruzione rispetto al calendario stabilito. Nonostante questo si è riusciti a portare a termine il lavoro nei tempi prefissati e questi ritardi sono serviti a documentarsi e a creare una certa consapevolezza e una professionalità che sarà molto utile per risparmiare tempo in lavori futuri.

Per quanto concerne lo studio della letteratura, questo è servito molto ad approfondire argomenti già toccati in passato ma soprattutto si è molto soddisfatti della conoscenza appresa dalla ricerca su testi di ingegneria elettronica che hanno creato una maggiore consapevolezza sul funzionamento dei circuiti. La ricerca sulle tipologie di test ha creato invece una maggiore consapevolezza sulle modalità e sulla qualità dei test effettuati dall'industria degli *audio device*.

Purtroppo dati i costi elevati del *test equipment* utilizzato in laboratorio a livello professionale, non è stato possibile effettuare tipologie di test importanti come quella del THD+N. Tuttavia i test svolti hanno comunque dimostrato una differenza nel segnale causata dai diversi trasformatori. Ad esempio per quanto riguarda la loro risposta in

frequenza si è potuto notare un diverso comportamento alle basse frequenze. Alle alte frequenze ha stupito molto la perdita di quasi 10 dBu attorno ai 20 kHz e visibile dall'andamento del grafico. Questo comportamento è presente nei test di tutti e quattro i trasformatori e non essendo ascrivibile al circuito progettato dall'autore, poiché tramite lo *switch* vengono estromessi dal circuito tutti i trasformatori non selezionati, deve essere causato da altri elementi del circuito. L'1176 LN è universalmente conosciuto come un compressore che si comporta particolarmente bene alle basse frequenze. Questo tipo di risposta in frequenza potrebbe essere la causa della sua fama di *coloured device*.

Anche se non sono stati portati a supporto della ricerca poiché non seguivano un preciso protocollo e non portavano risultati oggettivi come richiesto da una ricerca scientifica, i test audio soggettivi svolti dall'autore in separata sede sono risultati molto impressionanti. I quattro trasformatori rispondono in maniera parecchio diversa l'uno dall'altro, molto più rispetto a quanto si potrebbe intuire dai grafici del *frequency response*. Questo potrebbe essere ascrivibile al diverso livello di distorsione armonica introdotto da ognuno di essi.

Anche se non è stato possibile utilizzare *test equipment* professionale per alcune tipologie di misurazione, come un *distortion* od uno *spectrum analyzer*, si ritiene comunque di aver svolto dei test accurati e secondo le indicazioni riportate nei manuali più autorevoli in circolazione. Infine è stato molto interessante lo studio di software di rilevamento che, nonostante non siano serviti alla ricerca in questione, potranno essere ora utilizzati per altri scopi professionali.

Riferimenti

Angelakos, M. (n.d.). *Our Story*. [online] Uaudio.com. Available at: http://www.uaudio.com/about/our-story [Accessed 22 Mar. 2016].

Avis, A. J. (1949). *Audio Transformer Application*. [online] Vintagewindings.com. Available at: http://www.vintagewindings.com/gen%20pop/8299543VW8335/TransDesign%201/TransApps-AE-Nov49.pdf [Accessed 8 Mar. 2016].

Ballou, G. (2008). Handbook for sound engineers. Oxford: Focal.

Bohn, D. (2000). *Audio Specifications*. [online] Rane.com. Available at: http://www.rane.com/note145.html [Accessed 4 Mar. 2016].

Broch, J. (1975). *Frequency Response Methods*. [online] Technical Review. Available at: http://www.bksv.com/doc/TechnicalReview1975-4.pdf [Accessed 23 Apr. 2016].

Daley, D. (2004). *The Engineers Who Changed Recording*. [online] Soundonsound.com. Available at: http://www.soundonsound.com/sos/oct04/articles/rocketscience.htm [Accessed 2 Apr. 2016].

Fuston, L. (2012). *Universal Audio Classic 1176 Compressor - A History.* [online] Uaudio.com. Available at: http://www.uaudio.com/blog/analog-obsession-1176-history [Accessed 22 Mar. 2016].

Hairballaudio.com. (n.d.). FET/RACK Step1 - Introducton. [online] Available at: http://www.hairballaudio.com/blog/resources/build-guides/welcome-to-diy [Accessed 12 Apr. 2016].

Hairballaudio.com. (n.d.). FET/RACK Step 2 - Building the Power Supply. [online] Available at: http://www.hairballaudio.com/blog/resources/build-guides/welcome-to-diy [Accessed 12 Apr. 2016].

Hairballaudio.com. (n.d.). FET/RACK Step 3 - Populating the PCB. [online] Available at: http://www.hairballaudio.com/blog/resources/build-guides/welcome-to-diy [Accessed 12 Apr. 2016].

Hairballaudio.com. (n.d.). FET/RACK Step 4 - Wiring Your Compressor. [online] Available at: http://www.hairballaudio.com/blog/resources/build-guides/welcome-to-diy [Accessed 12 Apr. 2016].

Hairballaudio.com. (n.d.). FET/RACK Step 5 - Calibration. [online] Available at: http://www.hairballaudio.com/blog/resources/build-guides/welcome-to-diy [Accessed 12 Apr. 2016].

Izhaki, R. (2008). *Mixing audio*. Oxford [England]: Focal Press.

Langford-Smith, F. (1960). *Radiotron designer's handbook*. 4th ed. Harrison, N.J: Electron Tube Division, Radio Corp. of America.

Metzler, B. (2005). *AUDIO MEASUREMENT HANDBOOK*. 2nd ed. Beaverton, USA: Audio Precision Inc.

Winer, E. (2012). *The audio expert*. Waltham, MA: Focal Press.

Shanks, W. (2003). *Compression Obsession: UA's New 2-1176 vs. the Classic 1178.* [online] Uaudio.com. Available at: http://www.uaudio.com/webzine/2003/october/text/content4.html [Accessed 19 Apr. 2016].

Shanks, W. (2011). *1176 and LA-2A Hardware Revision History.* [online] Uaudio.com. Available at: http://www.uaudio.com/blog/1176-la2a-hardware-revision-history [Accessed 1 Apr. 2016].

Sowter, G. (1987). *Soft Magnetic Materials for Audio Transformers: History, Production, and Applications*. [online] Sowter.co.uk. Available at: http://www.sowter.co.uk/pdf/GAVS.pdf [Accessed 1 Mar. 2016].

Sweetwater.com, (2006). *Bill Putnam, Sr.*. [online] Available at: http://www.sweetwater.com/insync/bill-putnam-sr/ [Accessed 22 Mar. 2016].

Vintage King, (2015). *An Inside Look At Universal Audio*. [video] Available at: https://www.youtube.com/watch?v=QlTxcjQWCWM [Accessed 8 Mar. 2016].

Bibliografia

Aczel, P. (1991). Basic Issues of Equipment Reviewing and Critical Listening: Our Present Stance. *The Audio Critic*, (16), p.25.

Arrakis System Inc., (2007). *Audio Testing, application note*. [online] Available at: http://arrakis-systems.com/pdfs/installtesting.pdf [Accessed 20 Nov. 2015].

Audiocheck.net, (n.d.). *Free Online Audio Tests, Test Tones and Tone Generators*. [online] Available at: http://www.audiocheck.net [Accessed 23 Nov. 2015].

Cabot, R. (1997). *Fundamentals of Modern Audio Measurement*. [online] AES.org. Available at: http://www.aes.org.sae.idm.oclc.org/tmpFiles/elib/20160311/7175.pdf [Accessed 5 Mar. 2016].

Digikey, (2014). *Rotary Switches & Mechanical Encoders*. [online] Available at: http://dkc1.digikey.com/se/en/tod/Grayhill/RotarySwitchMechanicalEncoder_NoAudio/RotaryMechanicalEncoders_NoAudio.html [Accessed 10 Jan. 2016].

Farmelo, A. and Hampton, S. (2010). *Using Transformers: to Transform Audio*. [online] Tapeop.com. Available at: http://tapeop.com/tutorials/76/transformers/ [Accessed 5 Mar. 2016].

Foreman, J. (1991). *Sound Analysis and Noise Control*. Boston, MA: Springer US.

Gibilisco, S. (2011). *Teach yourself electricity and electronics*. 5th ed. New York: McGrawHill.

Haines, G. (2011). 1176 Blue Stripe clone. [online] Tapeop.com. Available at: http://tapeop.com/reviews/gear/84/1176-blue-stripe-clone/ [Accessed 19 Nov. 2015].

Hairballaudio.com, (n.d.). Bare Bones Kit Builder. [online] Available at: http://www.hairballaudio.com/catalog/fet-rack/bare-bones-kit-builder [Accessed 8 Sep. 2015].

Kemp, M. (1999). *Analysis and Simulation of Non-Linear Audio Processes Using Finite Impulse Responses Derived at Multiple Impulse Amplitudes*. [online] AES.org. Available at: http://www.aes.org.sae.idm.oclc.org/tmpFiles/elib/20160311/8261.pdf [Accessed 5 Mar. 2016].

Lauterbach, M. (n.d.). *Testing Audio Devices*. [online] Mouser.it. Available at: http://www.mouser.it/applications/audio-testing/ [Accessed 5 Mar. 2016].

MasonAudio.org, M. (2015). *Building DIY 1176 Compressor*. [online] Masonaudio.org. Available at: http://www.masonaudio.org/diy/comp1176 [Accessed 20 Oct. 2015].

Muller, S. and Massarani, P. (2001). *Transfer-Function Measurement with Sweeps*. [online] AES.org. Available at: http://www.aes.org.sae.idm.oclc.org/tmpFiles/elib/20160311/10189.pdf [Accessed 5 Mar. 2016].

Natsume, M. (n.d.). *mnats.net*. [online] Mnats.net. Available at: http://mnats.net [Accessed 8 Nov. 2015].

Preston, C. (2015). *VintageWindings Audio Transformer Design Coil Winding Collection V1 .pdf DVD Page*. [online] Vintagewindings.com. Available at: http://vintagewindings.com/products/TransDesign1.html [Accessed 5 Mar. 2016].

Sanderssoundsystems.com, (n.d.). *Sanders Sound Systems - Audio Equipment Testing White Paper*. [online] Available at: http://sanderssoundsystems.com/technical-white-papers/162-audio-equipment-testing-white-paper [Accessed 6 Mar. 2016].

Self, D. (2006). *Self on audio*. Oxford: Newnes.

Sinclair, I. (1998). Audio and hi-fi handbook. Oxford: Newnes.

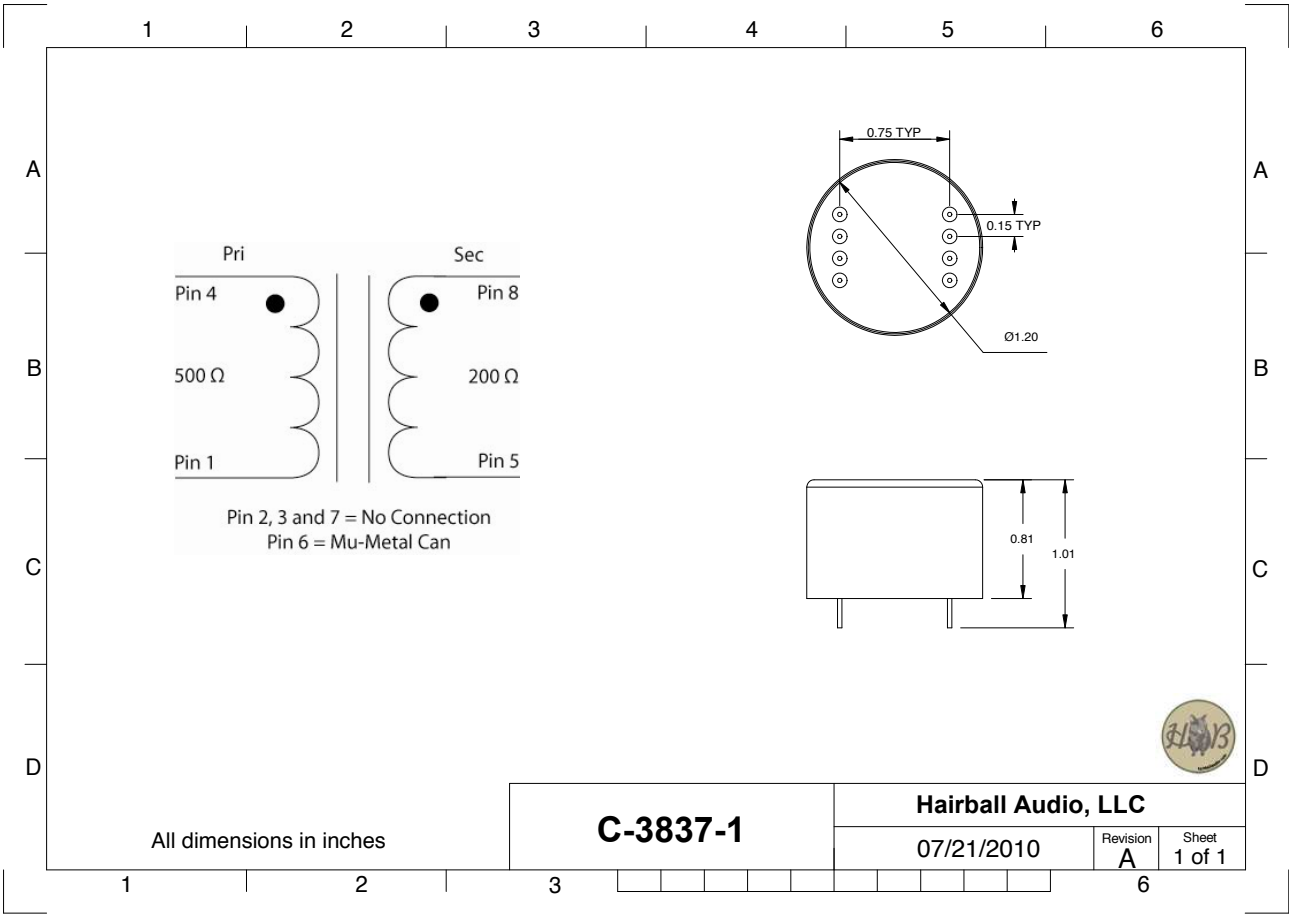
Tubbs, A. (2014). *Warm Audio WA76*. [online] Soundonsound.com. Available at: http://www.soundonsound.com/sos/may14/articles/warmaudio_wa76.htm [Accessed 24 Oct. 2015].

UREI Inc., (1989). *Model 1176LN Peak Limiter*.[pdf] Northridge: UREI Inc. Available at: http://www.jblproservice.com/pdf/Vintage%20JBL-UREI%20Electronics/UREI-1176LNmanual.pdf [Accessed 24 Oct. 2015].

Vanderkooy, J. (1996). *Multitone Testing of Audio Systems*. [online] AES.org. Available at: http://www.aes.org.sae.idm.oclc.org/tmpFiles/elib/20160311/10219.pdf [Accessed 5 Mar. 2016].

Whitlock, B. (1994). *Balanced Lines in Audio Systems-Fact, Fiction, and Transformers*. [online] AES.org. Available at: http://www.aes.org.sae.idm.oclc.org/tmpFiles/elib/20160311/6315.pdf [Accessed 3 Mar. 2016].

Appendice A


Pri
Sec
Pin 4
Pin 8
500 Ω
200 Ω
Pin 1
Pin 5
Pin 2, 3 and 7 = No Connection
Pin 6 = Mu-Metal Can
0.75 TYP
0.15 TYP
Ø1.20
0.81
1.01
All dimensions in inches
C-3837-1
Hairball Audio, LLC
07/21/2010
Revision
A
Sheet
1 of 1

Appendice B

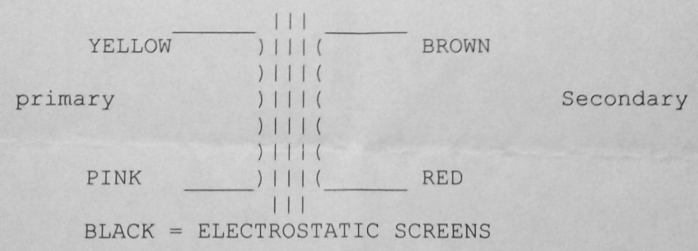
Works and Registered Office:
E.A.Sowter Ltd.,
The Boatyard, Cullingham Road,
Ipswich IP1 2EG.
Reg.in England No: 303990

SOWTER EST. 1941
TRANSFORMERS

VAT Reg No: 103422723

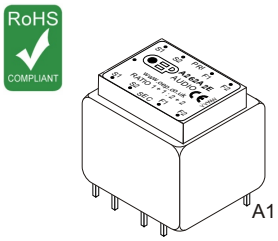
Tel: (01473) 219390
(01473) 252794
Fax:: (01473 236188
E.mail sales@sowter.co.uk

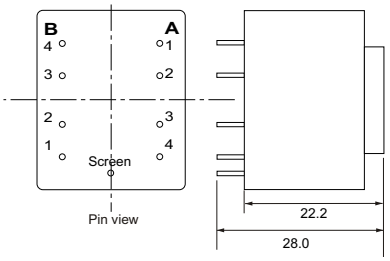
1260e

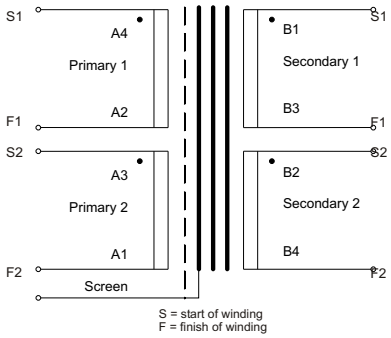


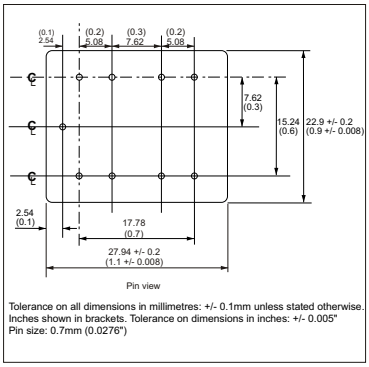
1260 Urei/Universal 1176F Input Transformer 200/500 Ohms
Ratio 1:1.58 200/500 Ohms. Sowter designed transformer non configurable replacement for the original UTC O-12 transformer. Max level +14 dBu at 50 Hz. Internal electrostatic shield to ensure good common mode noise rejection. Mumetal can 34 mm diameter with colour coded leads and threaded mounting boss.

Appendice C









Electrical characteristics:

Winding ratio: 1+1:2+2
DC resistance (Ω +/- 15%):
Primaries: 10.3 + 10.3. Secondaries: 59.5 + 59.5
Impedance: primaries: 150 ohms + 150 ohms
secondaries: 600 ohms + 600 ohms
Inductance, measured at 1kHz, 0.27V
(series equivalent circuit):
Primary: 125mH + 125mH (nominal)
Secondary: 500mH + 500mH (nominal)
Proof voltage: primaries to screen: 1kVrms
screen to secondaries: 1kVrms
Frequency range: 30Hz - 35kHz +/- 1.5dB.
Power: 100mW @ 300Hz and 1mW @ 30Hz
Distortion: less than 1% T.H.D. 600 ohms 30Hz - 35kHz
measured at 0dBm. See page 2
Operating temperature range: 0 to +70°C
Storage temperature range: -25°C to +120°C
N.B. Do not pass DC through windings

Materials: all materials are UL94V-0 rated

Bobbin and box material: FR530
UL file number: E69578(M)
or 'Polyplastics Co. Ltd
Material name: 1140 A(C)
UL file no. E109088(M)
2-part epoxy resin type 3300A and 3300B
UL file number 218090
or Epoxylite EIP4728: UL file no. E143115
Core: class B (49% Ni) EE laminations
Winding wire: ECW. UL file no. E174837
Tape:3M No. 56 polyester or equivalent

Unit 5, Oxonian Park, Langford Locks,
Kidlington, Oxfordshire. OX5 1FP
Tel: (01865) 855085 Fax: (01865) 855075
Website: www.oep.co.uk

DESCRIPTION	ISSUE	DATE	DRAWN	CHECKED	DRAWING NUMBER
Specification for A262A2E page 1 of 2	1	04/05/04	CS		A262A2E
	6	27/03/08	CS		
	7	04/07/12	CS		
Scale:nts All dimensions in mm unless stated otherwise	8	16/10/13	CS		

Q1066 Issue 4

Appendice D

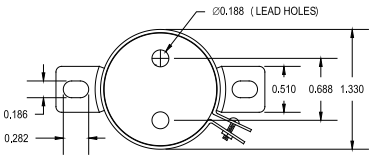
HAMMOND MANUFACTURING™

Hammond Mfg. Co. Ltd., Electronics Division

www.hammondmfg.com

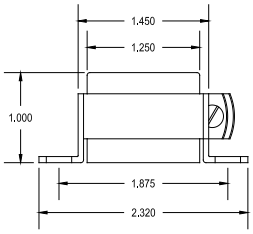
140REX

CHASSIS MOUNT – SHIELDED
IMPEDANCE MATCHING TRANSFORMER



This transformer operates in the 20 Hz to 20 KHz range. The metal can provides excellent shielding from a broad range of external sources. While the nickel core provides high permeability combined with low losses.

Typical applications Input/output Isolation, Line Matching, Driver, Hybrid applications.

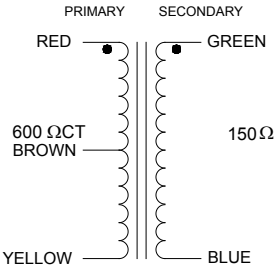


ELECTRICAL SPECIFICATIONS

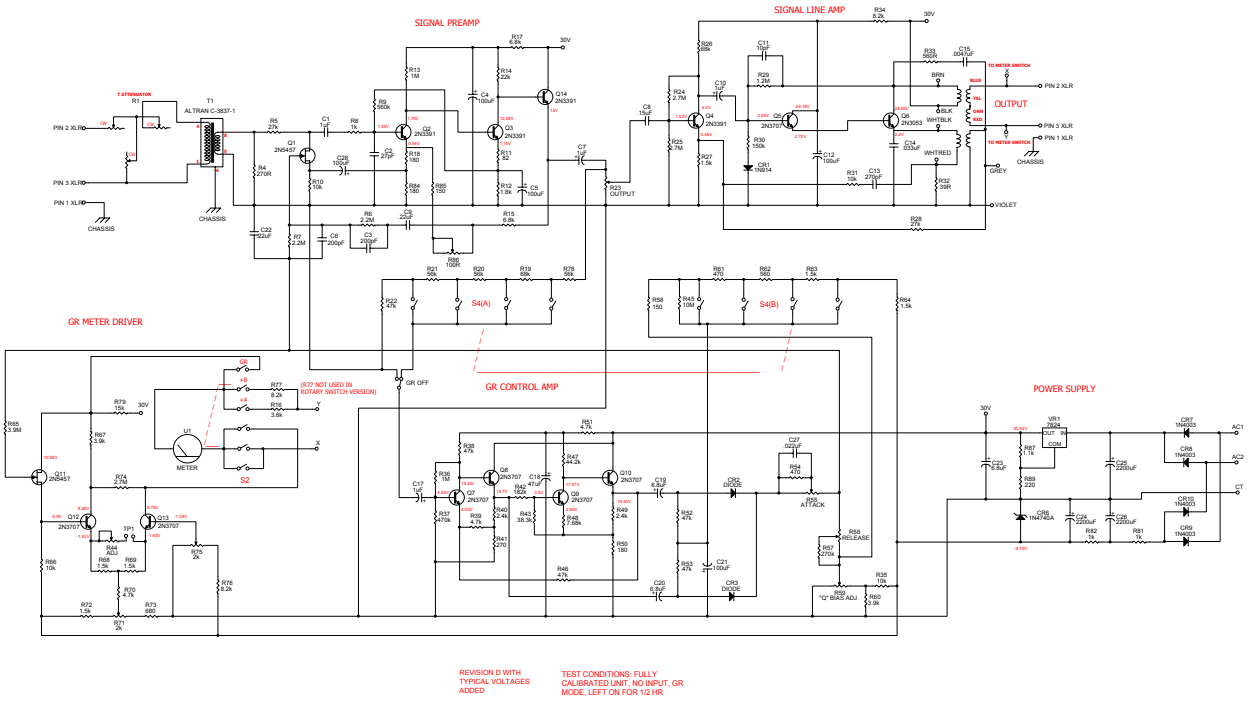
Characteristic	Typical
Input Impedance	600CT Ω
Output Impedance	150 Ω
Output Power	10.0 dbm
DCR	
Primary	72.4 Ω
RED – BRN	36.2 Ω
BRN – YEL	36.2 Ω
Secondary	18.2 Ω
Inductance	@ 1.0 kHz, 1.0 V OC
Primary	3.62 H
Secondary	0.88 H
Impedance	@ 1.0 kHz, 1.0 V OC
Primary	61.5 kΩ
Secondary	15.6 kΩ
Frequency Response	±1db from 20 Hz to 20KHz
Turns ratio	2:1
Insertion Loss	< 1.0 db
Return Loss	22.5 db
Longitudinal balance	-65 db
Dielectric Strength	500 Vrms



SCHEMATIC DIAGRAM



Appendice E


SIGNAL PREAMP
SIGNAL LINE AMP
GR METER DRIVER
GR CONTROL AMP
POWER SUPPLY
OUTPUT
S4(A)
S4(B)
GR OFF
METER
S2
PIN 2 XLR
PIN 3 XLR
PIN 1 XLR
CHASSIS
ATTACK
RELEASE
"Q" BIAS ADJ
(R77 NOT USED IN ROTARY SWITCH VERSION)
REVISION D WITH TYPICAL VOLTAGES ADDED
TEST CONDITIONS: FULLY CALIBRATED UNIT, NO INPUT, GR MODE, LEFT ON FOR 1/2 HR