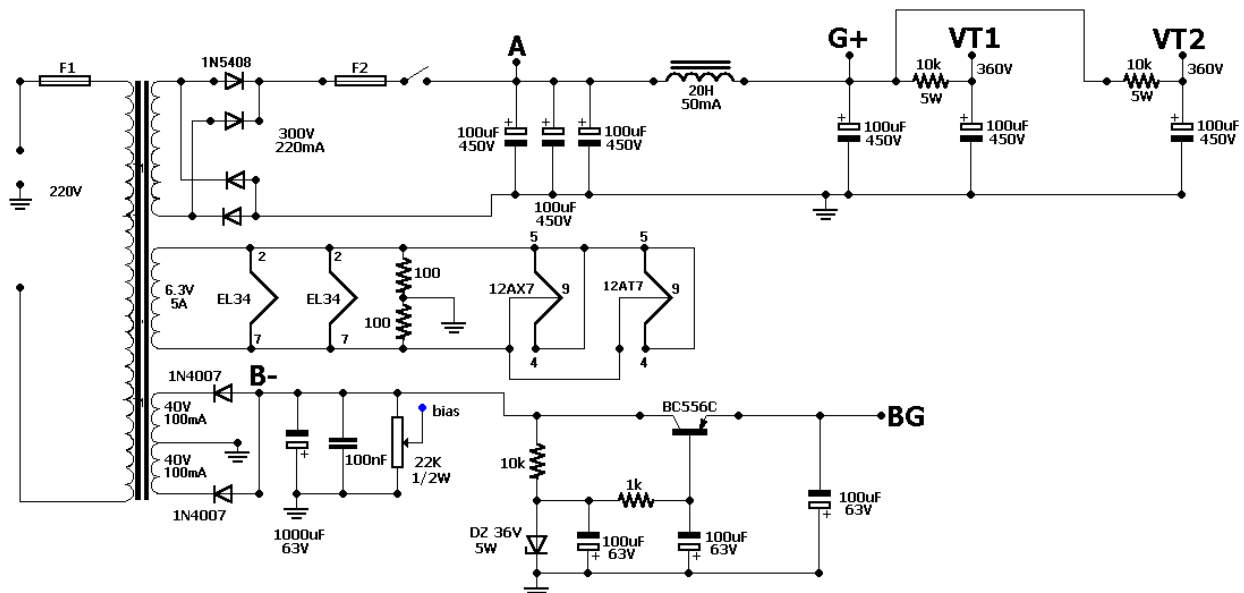


La strumentazione utilizzata per le misurazioni è:

- Oscilloscopio Yokogawa DL1520
- Multimetro Fluke 175
- Analizzatore di spettro Stanford SR770
- Carico resistivo 8ohm 350W con dissipatore
- Generatore di funzioni
- Multimetro da banco

MISURAZIONI A VUOTO SULL'ALIMENTAZIONE:

Con riferimento al seguente schema del circuito di alimentazione:



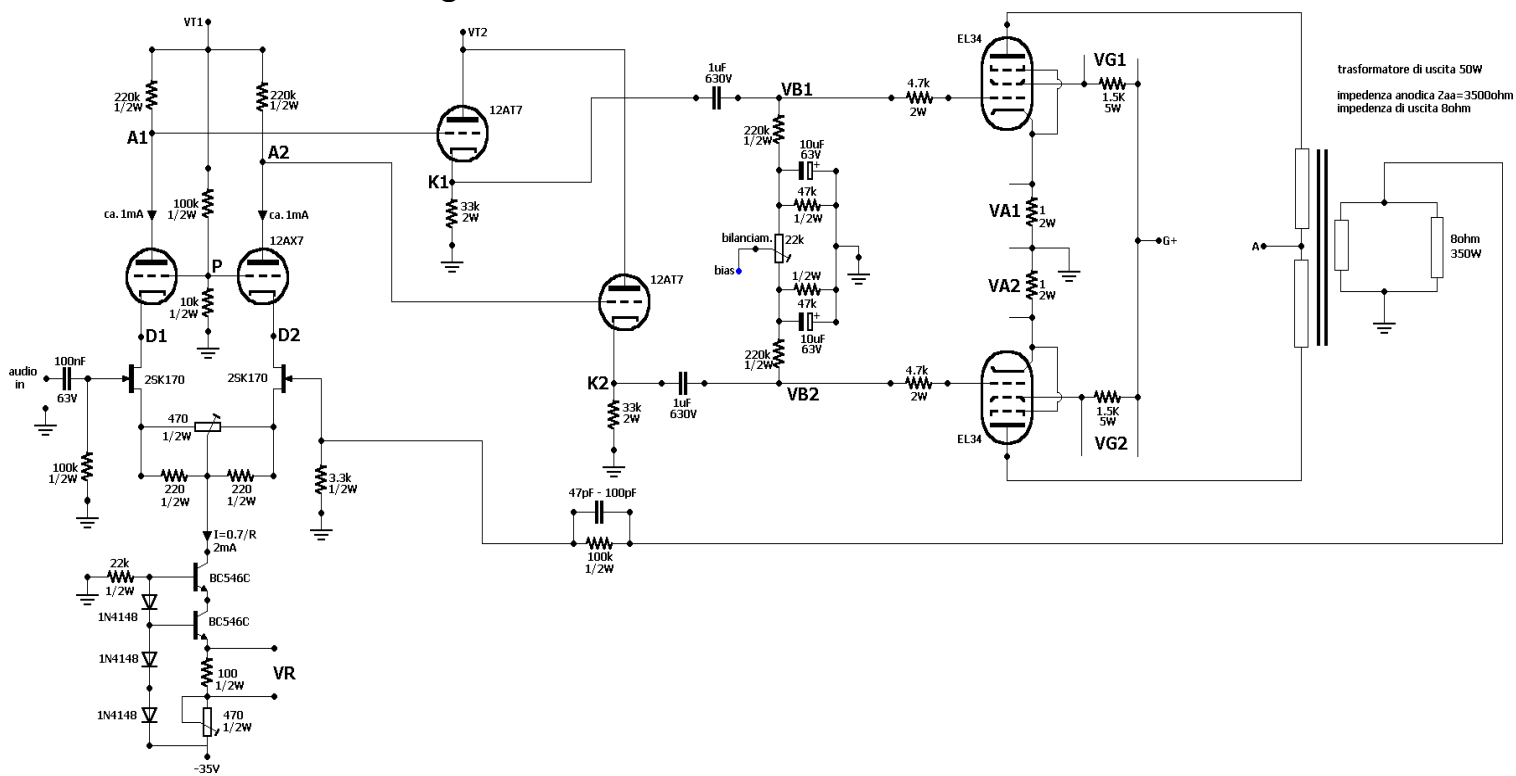
Si misurano le tensioni a vuoto nei punti indicati:

- Punto A, tensione anodica generale $V_A=420V$.
- Punto G+, tensione di griglia $V_{G+}=420V$ (non c'è corrente di griglia).
- Punto VT1, tensione del differenziale di ingresso $V_{T1}=338V$, $I_d=6mA$.
- Punto VT2, tensione dell'adattatore di impedenza $V_{T2}=281$, $I_a=12mA$
- Punto B-, tensione di bias delle finali, $V_B=-50V$
- Punto BG, tensione negativa per generatore di corrente, $V_{BG}=-35V$
- Tensione alternata sui filamenti $V_f=6.4V$

Si nota da subito che la resistenza che compone il filtro per la tensione dell'adattatore di impedenza genera una caduta di tensione troppo alta, nel funzionamento normale lo swing di corrente sulla valvola adattatrice di impedenza arriva a circa 6mA e questo genera una ulteriore caduta di tensione di altri 60V alterando il segnale di uscita, ho quindi deciso di abbassarla a 2.2k Ω in questo modo il filtro passa basso ha frequenza di taglio $f_t=0.7Hz$, che è comunque accettabile e la tensione $V_{T2}=373V$.

MISURAZIONI A VUOTO SUL CIRCUITO

Con riferimento al seguente schema del circuito:



Si misurano le tensioni a vuoto nei principali punti:

- Caduta di tensione $V_R=0.2V$ per verificare che la corrente è di $2mA$ e conseguente taratura del trimmer per avere $2mA$.
- Tensione agli anodi del differenziale $A1, A2, V_{A1}=130V$ e $V_{A2}=132V$, differenziale leggermente sbilanciato, viene recuperato con il trimmer.
- Tensione di polarizzazione delle griglie del differenziale $P, V_P=31V$.
- Tensione ai drain del differenziale $D1, D2, V_{D1,2}=32V$.
- Tensione ai catodi dell'adattatore di impedenza $K1, K2, V_{K1}=142V$ $V_{K2}=140V$ la valvola ha i triodi leggermente sbilanciati.
- Tensione di bias $V_{B1}=-40V$ $V_{B2}=-40V$, questa tensione viene variata per aumentare o diminuire la corrente di riposo delle finali al fine di ottenere una dissipazione a riposo di circa $18W$, essendo la tensione anodica $V_A=420V$ la corrente di riposo dovrà essere $I_A=42mA$.
- Caduta di tensione sulle resistenze catodiche da $1\Omega, V_{A1}=30mV$ ($I_{a1}\approx 30mA$) $V_{A2}=26mV$ ($I_{a2}\approx 26mA$), le finali sono sbilanciate, si regola il trimmer per il bilanciamento in modo da recuperare, si regola il trimmer della tensione di bias per portare le finali a $42mA$.
- Caduta di tensione sulle resistenze di griglia schermo $V_{G1}=5.4V$ ($I_{G1}=3.6mA$) $V_{G2}=7.5V$ ($I_{G2}=5mA$), le correnti di griglia sbilanciate ci indicano che le due valvole hanno transconduttanza diversa, causa di distorsione di 2° armonica.

Una volta tarato il circuito si procede alle misurazioni dinamiche.

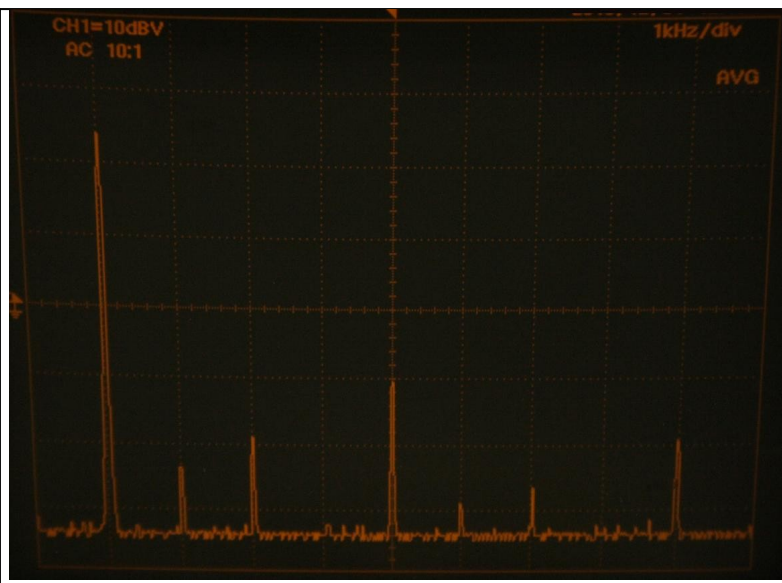
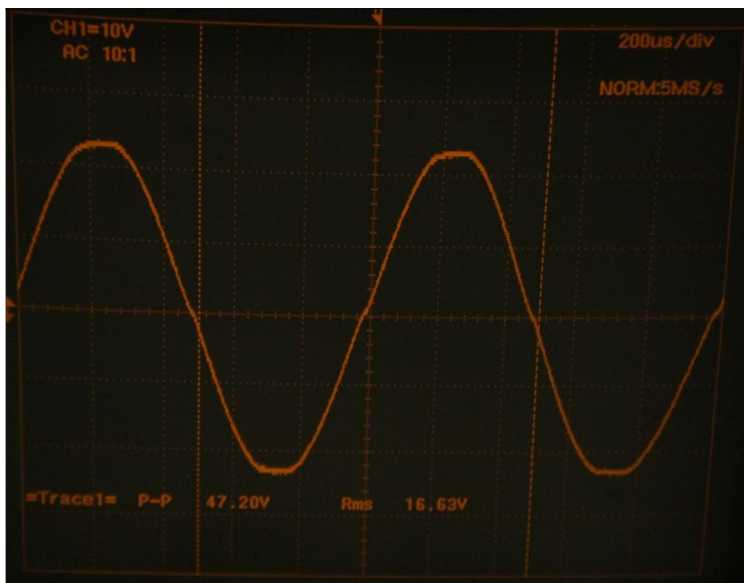
MISURE DI POTENZA IN CENTRO BANDA, CONFIGURAZIONE PENTODO

Si regola il generatore di funzione (GDF) a 1kHz, mi aspetto un guadagno di circa 30 dunque si tara il GDF per una uscita sinusoidale a 100mV di picco, in questo modo sul carico si avranno 3V di picco e cioè una potenza di circa mezzo watt rms, il guadagno reale misurato è 27.

Si fa scaldare il finale e si aumenta la tensione di ingresso fino a raggiungere una distorsione del segnale visibile, oltre la forma d'onda deformata si nota anche la distorsione di crossover che potrebbe imputarsi alle valvole non ben accoppiate.



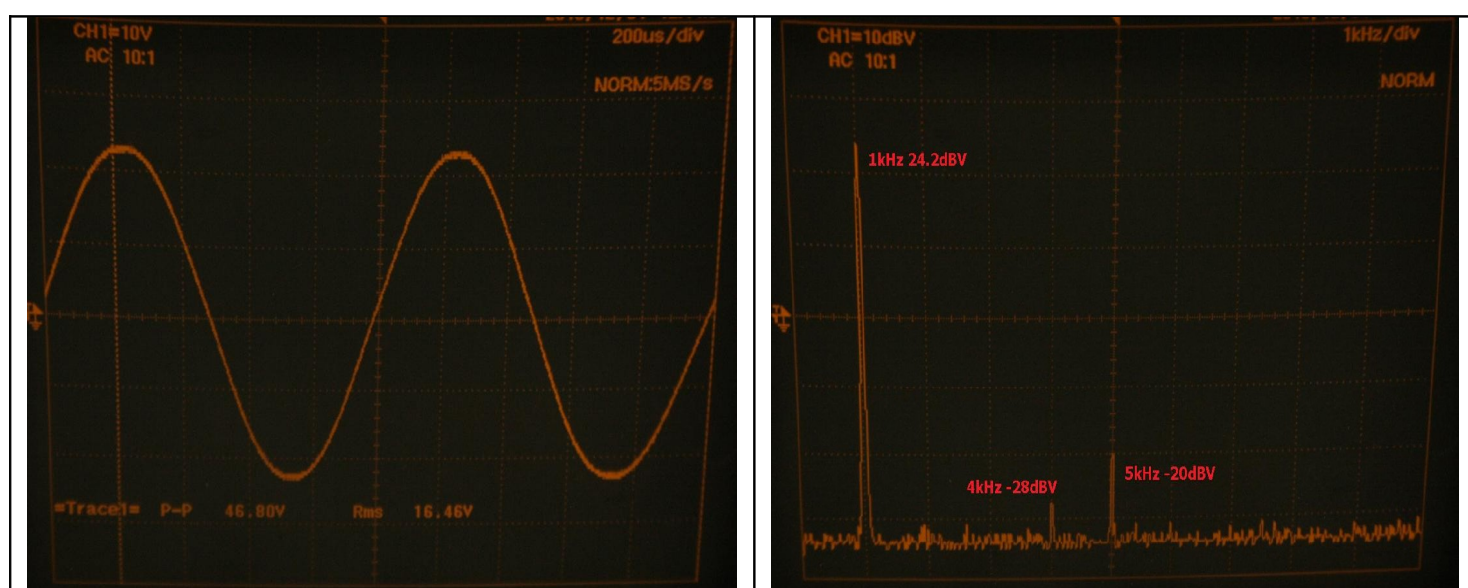
Si abbassa di poco la tensione di ingresso per stare poco prima della distorsione, si hanno 16.6Vrms che corrispondono a 34Wrms.



La distorsione è comunque piuttosto alta:

1kHz	24.4 dBV	$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2}}{\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2}} = 2.18\%$
2kHz	-26dBV	
3kHz	-19dBV	
5kHz	-10dBV	
6kHz	-29dBV	
7kHz	-26dBV	
9kHz	-19dBV	

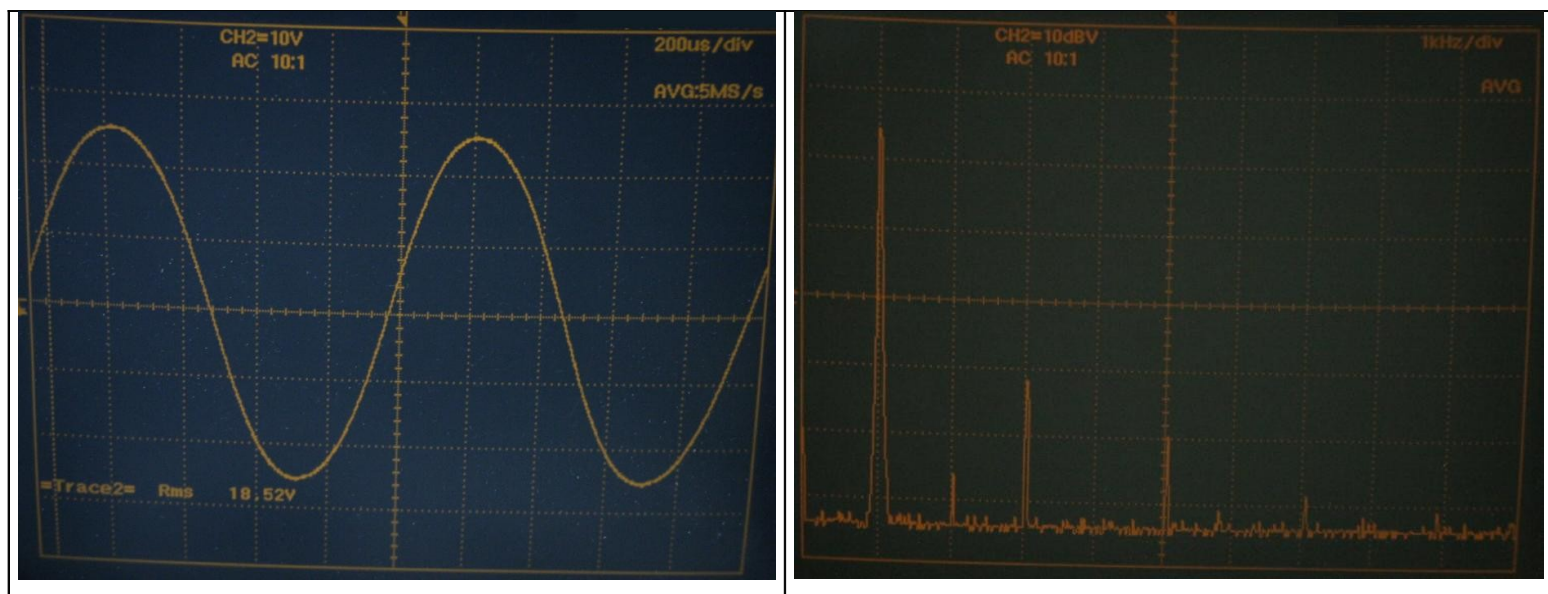
Cambiando le resistenze di carico anodico al circuito differenziale con delle resistenze da 270k, e tarando opportunamente la corrente di riposo del differenziale si ottiene il seguente risultato:



1kHz	24.2 dBV	$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2}}{\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2}} = 0.8\%$
4kHz	-28dBV	
5kHz	-20dBV	

Aumentando il segnale di ingresso la distorsione aumenta rapidamente, per verificare che non siano le finali ad avere qualche problema provo a prenderne un'altra coppia di marca diversa....

Utilizzando delle EL34 di marca JJ si ottiene una potenza di uscita di circa 43W con una distorsione leggermente superiore:

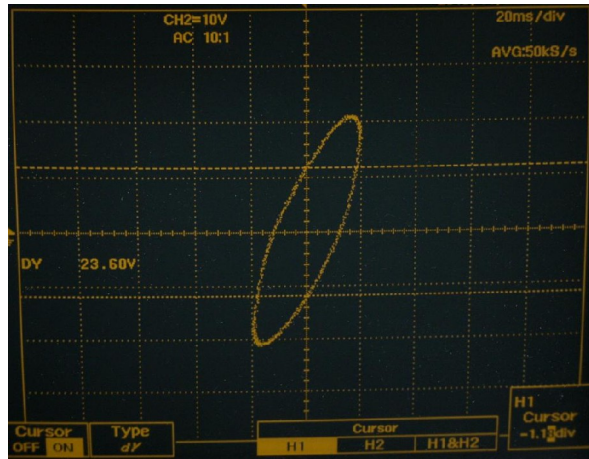


1kHz	25.4 dBV	$THD = \frac{\sqrt{V2^2 + V3^2 + V4^2 + V5^2 + V6^2}}{\sqrt{V1^2 + V2^2 + V3^2 + V4^2 + V5^2 + V6^2}} = 0.92\%$
2kHz	-26dBV	
3kHz	-18dBV	
5kHz	-20dBV	
7kHz	-28dBV	

A questo punto penso che le valvole Electro Harmonix abbiano una impedenza interna più alta di quella dichiarata in quanto per il massimo trasferimento di potenza è necessario che l'impedenza interna dei tubi sia la stessa del trasformatore.

MISURE DI FASE E MODULO, CONFIGURAZIONE PENTODO

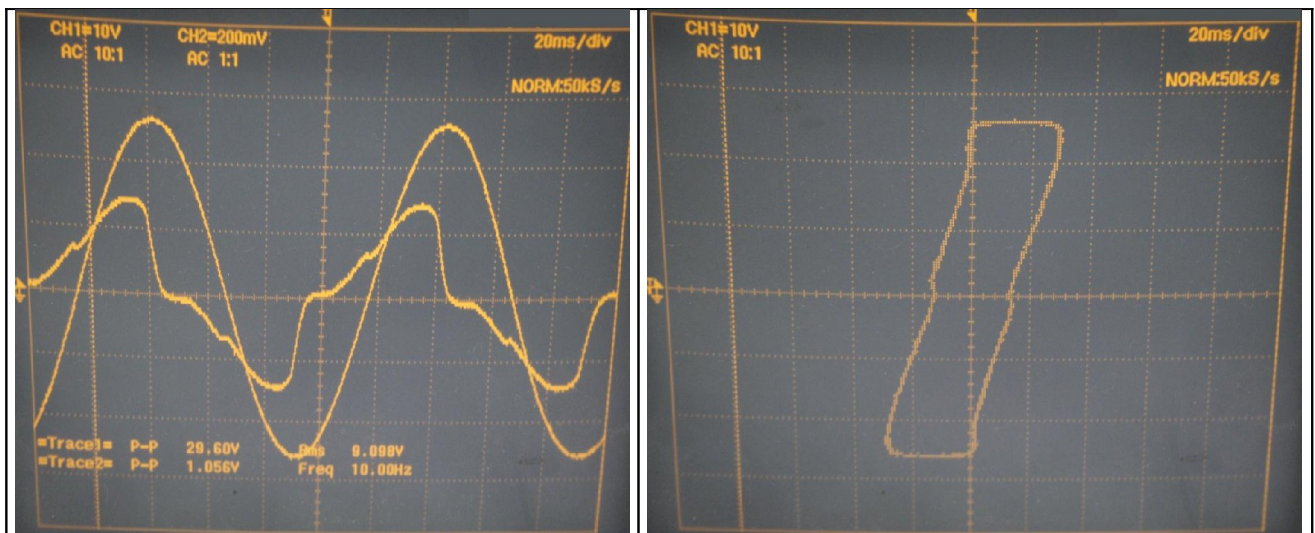
Per misurare la fase tra ingresso e uscita si mette l'oscilloscopio in modalità XY, in questo modo vengono disegnate le **figure di Lissajous** si calcola lo sfasamento tra segnale di ingresso e di uscita:



$\phi = \arcsen\left(\frac{A}{B}\right)$ dove A è l'intersezione dell'ellisse con l'asse Y e B è l'ampiezza dell'ellisse (misurabile attraverso i markers).

Per determinare se lo sfasamento è in anticipo o in ritardo si è usato un filtro passa basso RC che alla frequenza di taglio ha uno sfasamento di 45° in ritardo (-45°) e genera un ellisse ruotato in senso orario.

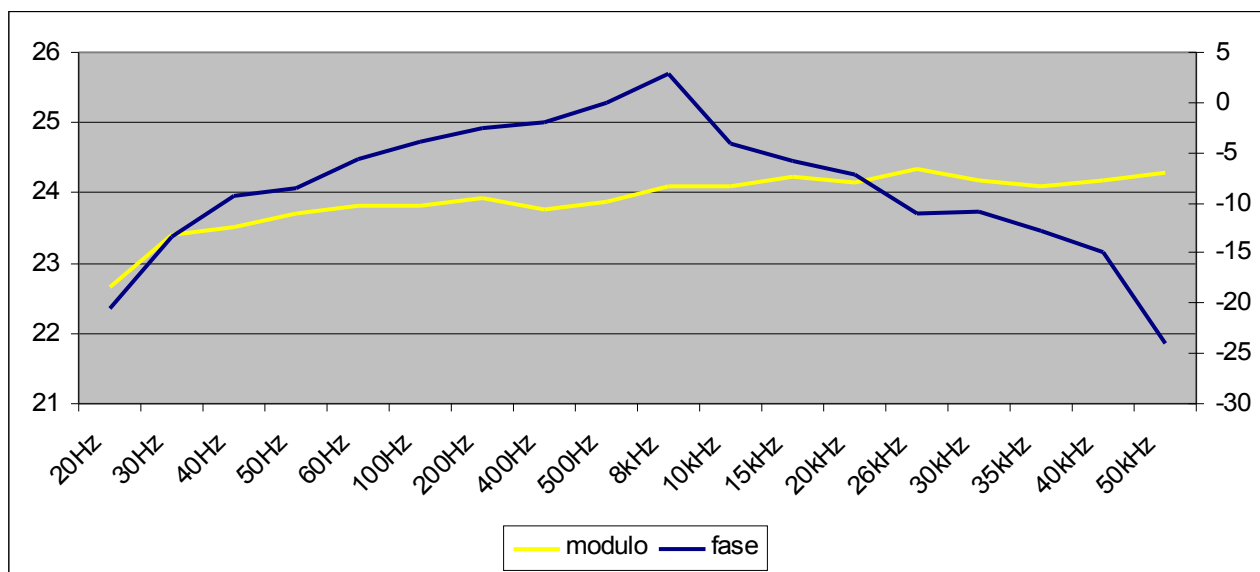
Al di sotto dei 20Hz il segnale diventa molto deformato quindi una misura di fase ha poco senso, anche la figura di Lissajous risulta diversa da un ellisse:



Si setta il generatore di funzione ad una tensione di circa 600mVrms a frequenza di centro banca circa 1kHz in modo da avere sul carico circa 16Vrms, si varia la frequenza da 20Hz a 50kHz:

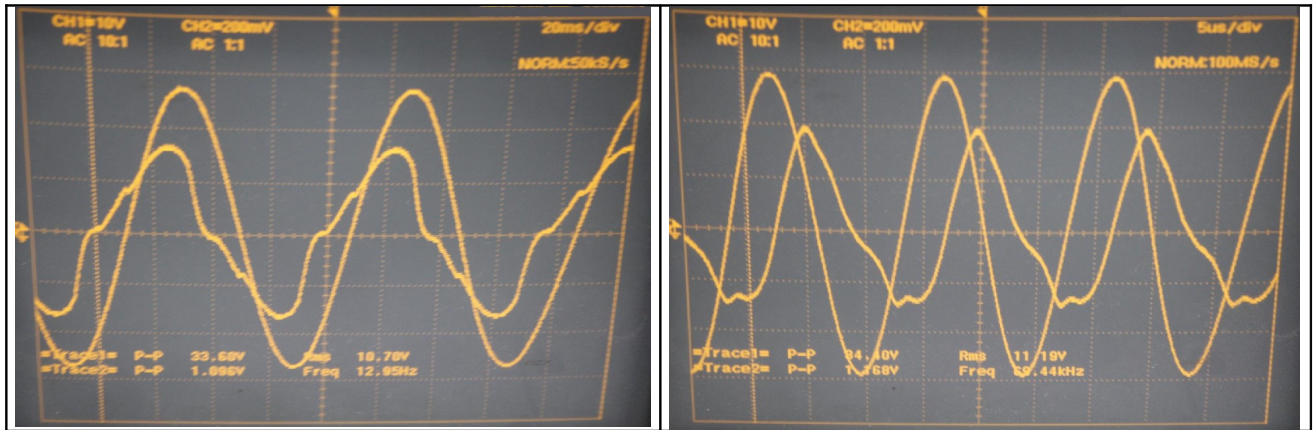
Freq	Mod	Fase	
20Hz	13.6	-20.5	
30Hz	14.8	-13.4	
40Hz	15	-9.3	
50Hz	15.3	-8.5	
60Hz	15.5	-5.7	
100Hz	15.5	-3.9	
200Hz	15.7	-2.5	
400Hz	15.4	-2	
500Hz	15.6	0	
8kHz	16	-2.85	
10kHz	16	-4.1	
15kHz	16.3	-5.8	
20kHz	16.1	-7.2	
26kHz	16.5	-11	
30kHz	16.2	-10.8	
35kHz	16	-12.7	
40kHz	16.2	-15	
50kHz	16.4	-24	
70kHz	11		Frequenza di taglio a -3dB

La figura di Lissajous alla frequenza di taglio è di forma circolare, il che potrebbe indicare uno sfasamento di -90° .



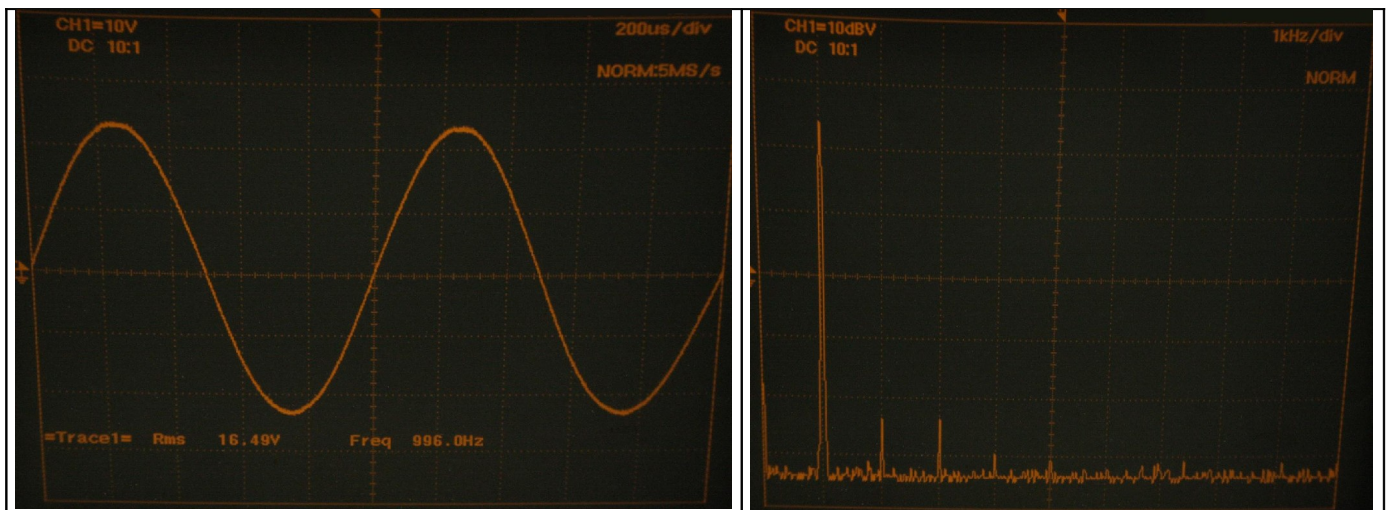
Considerando 15.5Vrms come valore di centro banda, la frequenza di taglio è la frequenza alla quale il modulo vale 11Vrms, la frequenza di taglio bassa si trova a circa 15Hz mentre la frequenza di taglio alta a circa 69kHz.

Ovviamente essendo fuori dalla banda audio, il segnale risulta pesantemente distorto.



MISURE DI POTENZA IN CENTRO BANDA, CONFIGURAZIONE ULTRALINEARE:

Con le valvole di marca Electro Harmonix rilevo la seguente situazione:



La tensione di uscita è di 16.49Vrms cioè circa 35Wrms, oltre la distorsione aumenta notevolmente, lo spettro rileva un THD pari a:

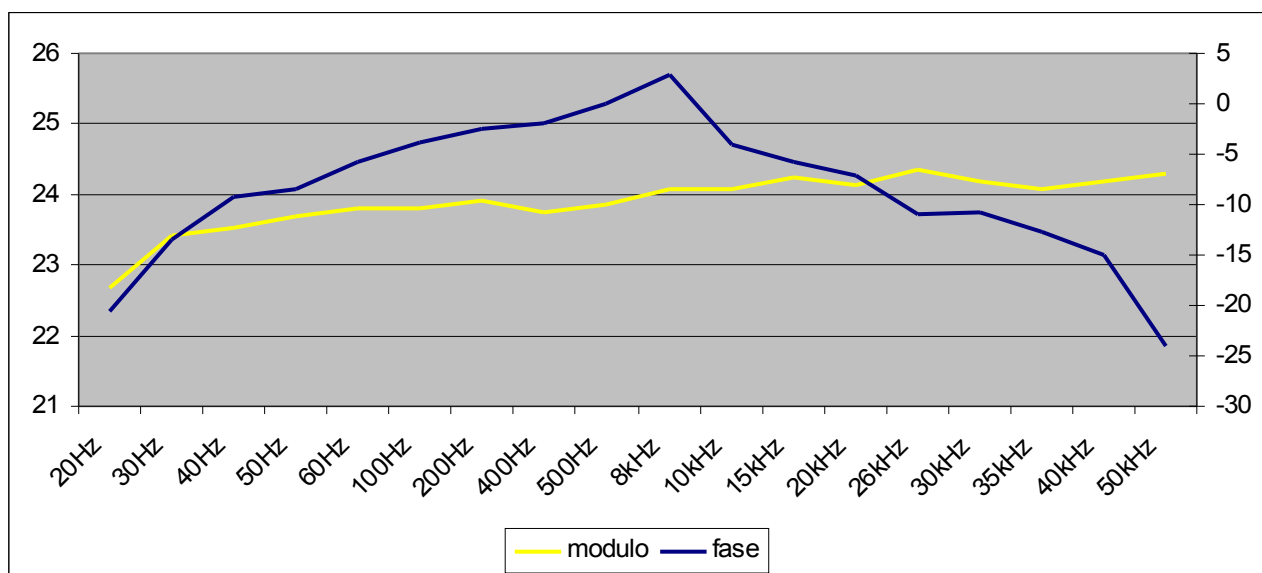
1kHz	24.3 dBV	$THD = \frac{\sqrt{V2^2 + V3^2 + V4^2 + V5^2}}{\sqrt{V1^2 + V2^2 + V3^2 + V4^2 + V5^2}} = 0.57\%$
2kHz	-24dBV	
3kHz	-24dBV	
4KHz	-30dBV	

Con questa configurazione si ha dunque una leggera diminuzione di distorsione ed anche una diversa composizione armonica.

MISURE DI FASE E MODULO CONFIGURAZIONE ULTRALINEARE

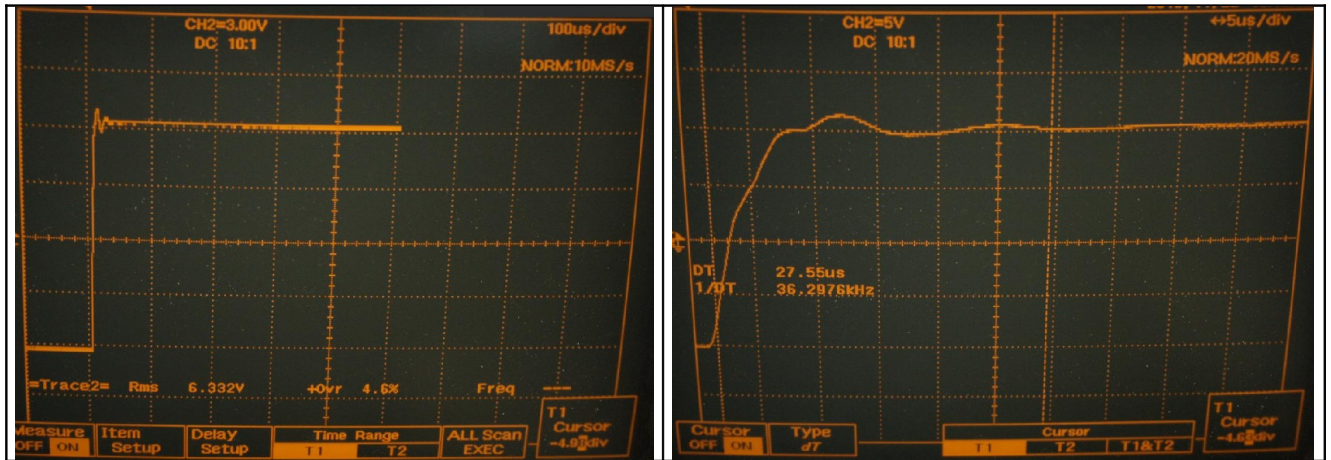
Freq	Mod	Fase	
20Hz	14.7	-19.8°	
30Hz	15.4	-12.5°	
50Hz	16	-7.8°	
100Hz	16.3	0°	
200Hz	16.3	0°	
500Hz	16.5	0°	
1kHz	17	0°	
8kHz	17.4	-3.6°	
13kHz	17	-5.6°	
16kHz	17	-7.4°	
20kHz	17.3	-8.8°	
25kHz	17.4	-9.4°	
30kHz	16.8	-12.7°	
40kHz	16	-17.7°	
50kHz	15	-28°	
70kHz	11		Frequenza di taglio a -3dB

Anche in questo caso la figura di Lissajous alla frequenza di taglio è di forma circolare, il che potrebbe indicare uno sfasamento di -90° .



RISPOSTA ALL'ONDA QUADRA

Applicando un segnale ad onda quadra in ingresso si ha un leggero overshoot:



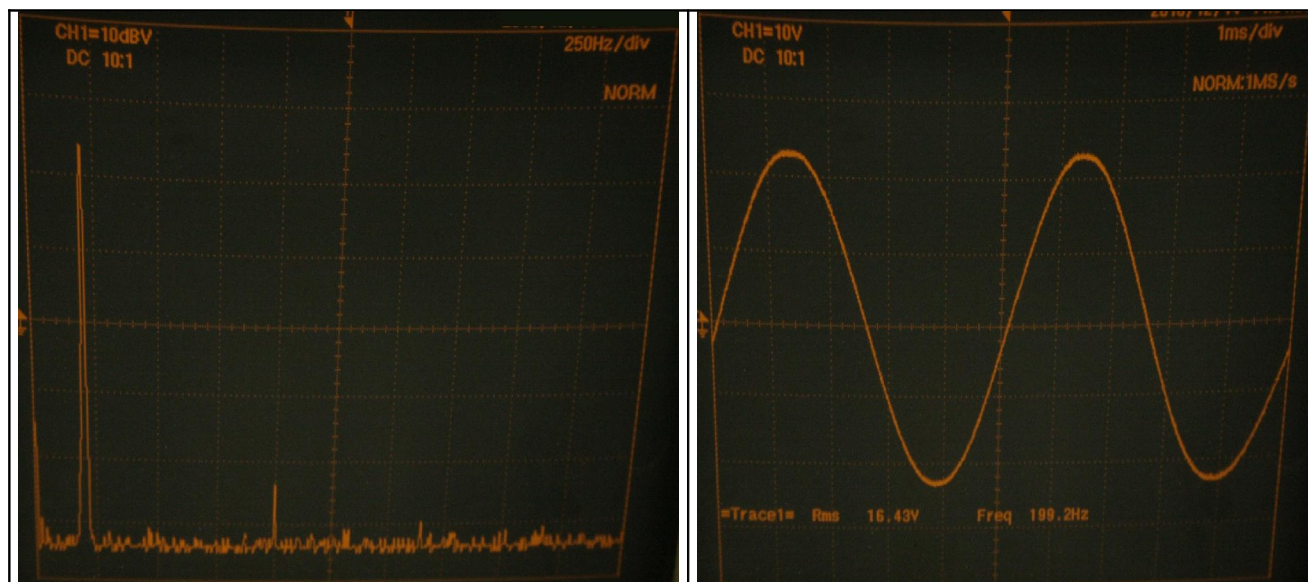
Ingrandendo l'immagine ed utilizzando i cursori si stima un tempo di salita di circa 27us.

L'onda quadra riprodotta a 1kHz è pressochè piatta, da questo si deduce che...

MISURA DELLA DISTORSIONE A 200Hz, CONFIGURAZIONE PENTODO

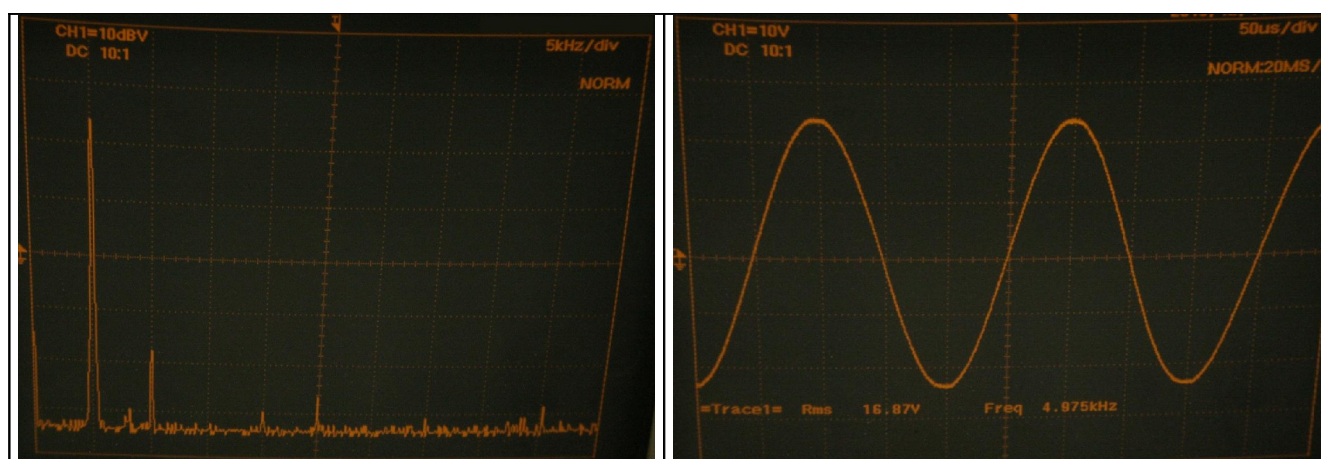
Come per le misure di potenza, si setta l'amplificatore in modo da visualizzare una forma d'onda non tagliata in maniera evidente;

La tensione di uscita è di 16.43Vrms dunque una potenza di 33Wrms:



200Hz	24.4 dBV	$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2}}{\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2}} = 0.3\%$
1kHz	-24dBV	

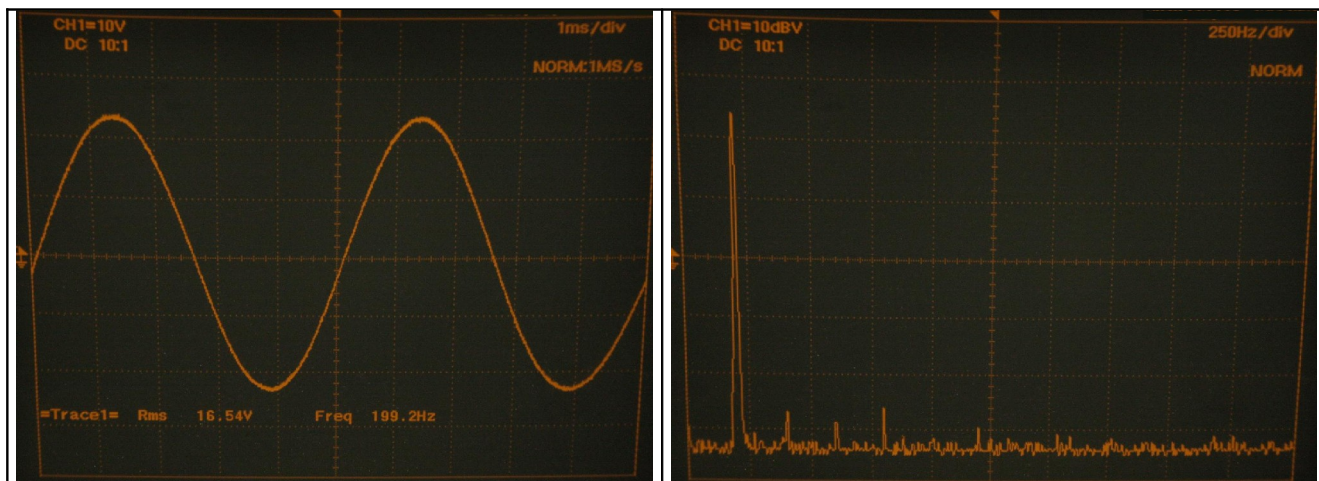
MISURA DELLA DISTORSIONE A 5kHz, CONFIGURAZIONE PENTODO



5kHz	24 dBV	$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2}}{\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2}} = 0.87\%$
10kHz	-18dBV	
20kHz	-30dBV	
25kHz	-26dBV	

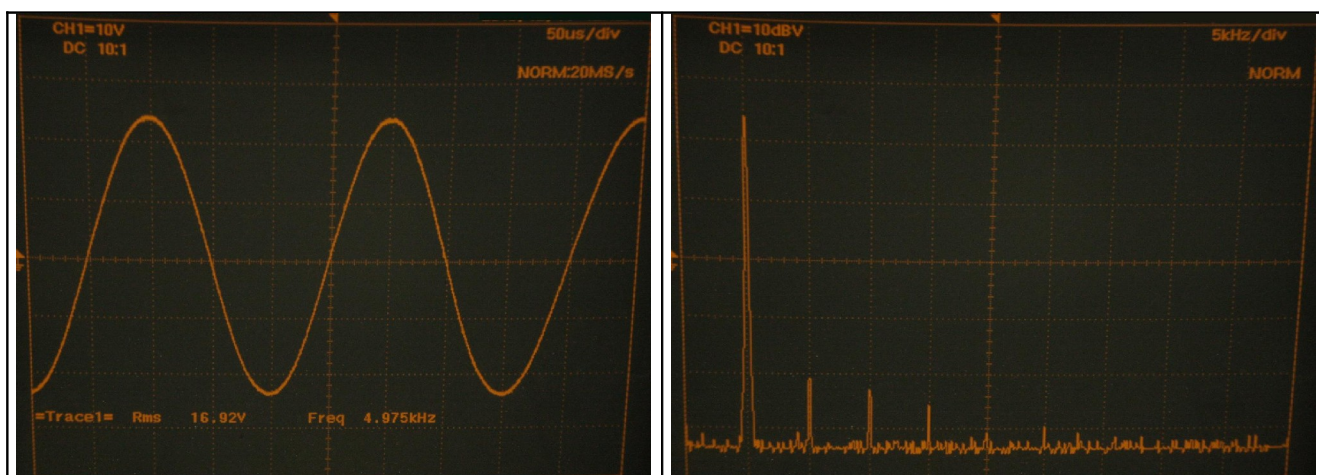
MISURA DELLA DISTORSIONE A 200Hz, CONFIGURAZIONE ULTRALINEARE

La tensione di uscita è di 16.54Vrms che corrisponde ad una potenza di 34Wrms



200Hz	24 dBV	$THD = \frac{\sqrt{V2^2 + V3^2 + V4^2 + V5^2 + V6^2}}{\sqrt{V1^2 + V2^2 + V3^2 + V4^2 + V5^2 + V6^2}} = 0.47\%$
400Hz	-27dBV	
600Hz	-29dBV	
800Hz	-26dBV	

MISURA DELLA DISTORSIONE A 5kHz, CONFIGURAZIONE ULTRALINEARE



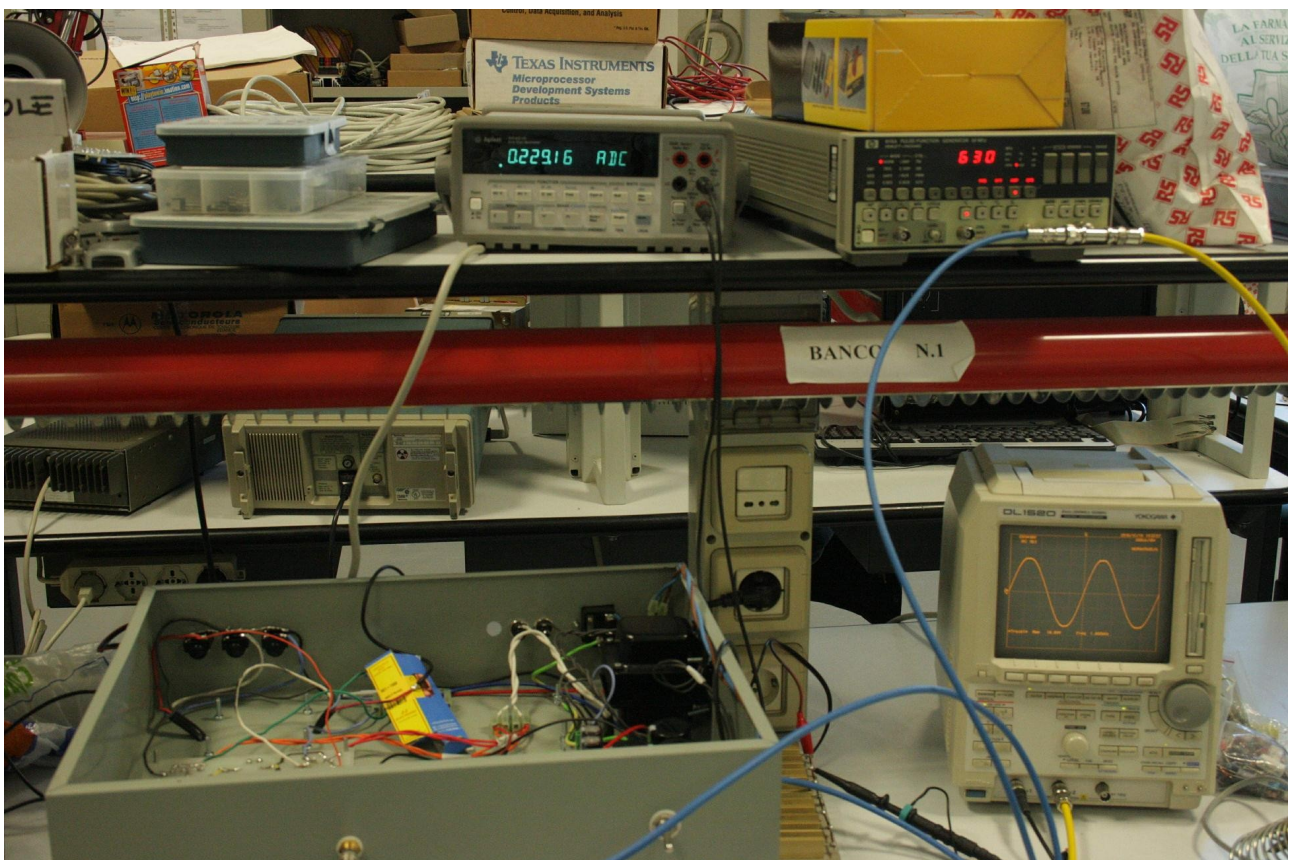
5kHz	24 dBV	$THD = \frac{\sqrt{V2^2 + V3^2 + V4^2 + V5^2 + V6^2}}{\sqrt{V1^2 + V2^2 + V3^2 + V4^2 + V5^2 + V6^2}} = 0.74\%$
10kHz	-21dBV	
20kHz	-23dBV	
30kHz	-30dBV	

La distorsione armonica aumenta all'aumentare della frequenza, tra le due configurazioni la distorsione è quasi dello stesso livello ma cambia la composizione delle armoniche.

Per verificare quale delle due configurazioni sia migliore bisogna fare una prova di ascolto!

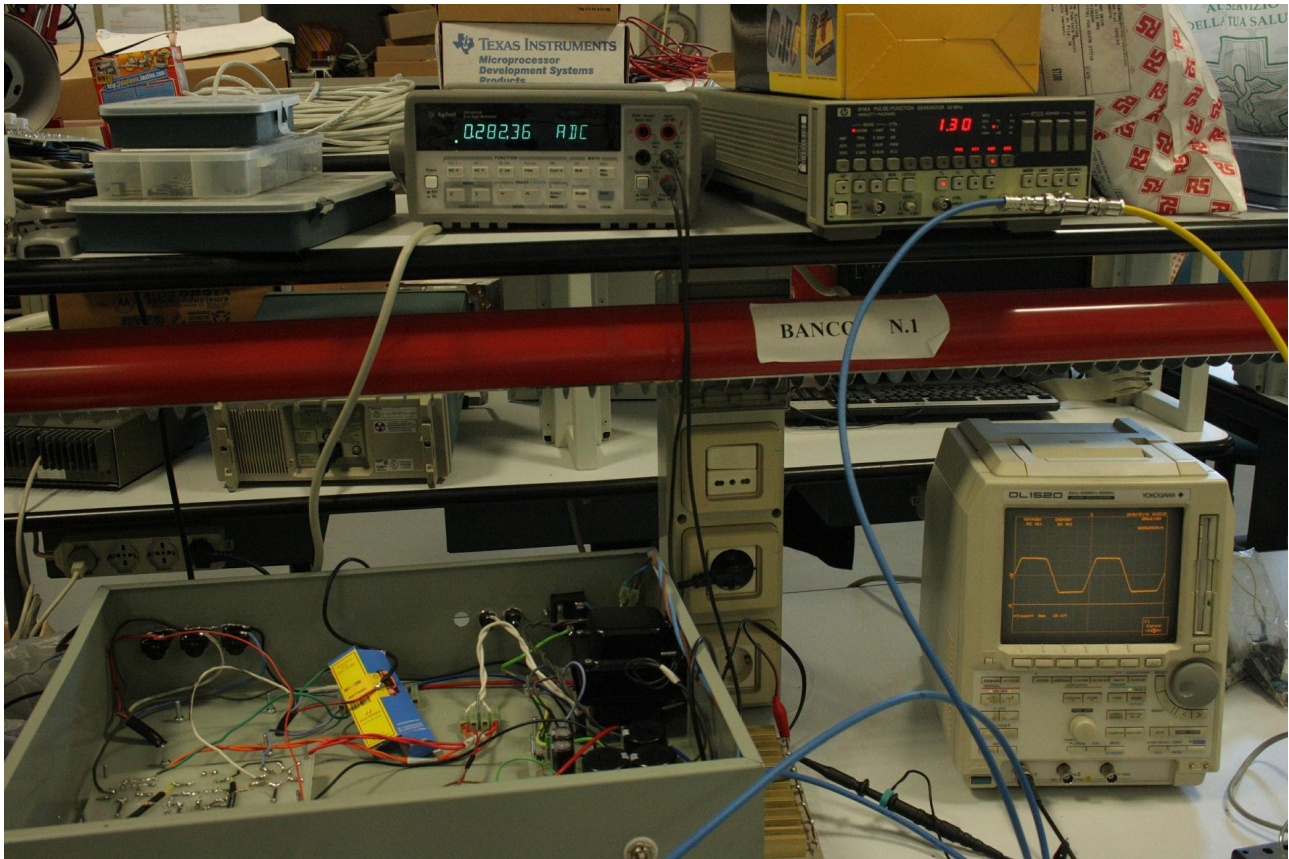
PROVA DI EFFICENZA

L'efficienza di un amplificatore è definita come il rapporto tra la potenza resa e quella assorbita dal circuito che la genera, $\eta = P_{out}/P_{in}$, in questo caso si considera il solo circuito anodico delle finali.



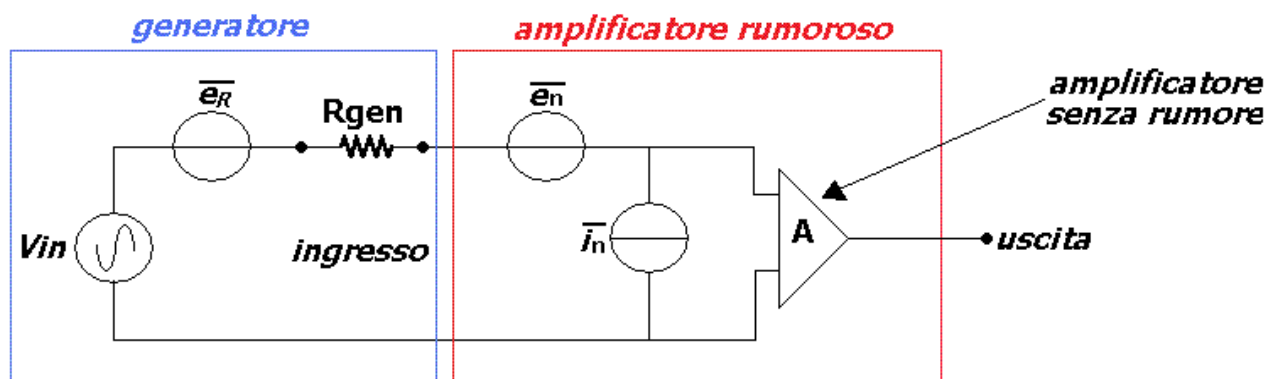
Si regola l'amplificatore con una tensione di uscita di circa 16.8Vrms, cioè circa 35W, la corrente DC assorbita dal circuito anodico delle EL34 è di 0.232A, la tensione anodica è di 375V dunque la potenza assorbita è di 87W, il rendimento del circuito anodico è del 40%.

Portando l'amplificatore in piena saturazione, con una tensione di uscita di 20Vrms, quindi 50Wrms, la corrente assorbita è di 0.28A, la tensione anodica è di 363V dunque la potenza assorbita è di circa 100W ed il rendimento è del 50%.



MISURE DI RUMORE

Per la misura del rumore si usa questo modello:



Si caratterizza il sistema attraverso un amplificatore non rumoroso al cui ingresso si applica un generatore di rumore in tensione (e_n) ed uno in corrente (i_n).

Si definisce inanzitutto la tensione di **rumore termico della resistenza**, dovuta al movimento dei portatori di carica all'interno del materiale conduttore a temperatura diversa dallo zero assoluto: $e_r = \sqrt{4kTBR}$ con k costante di Boltzman $k=1.38 \cdot 10^{-23}$ T la temperatura in kelvi, B la banda di frequenza considerata e R il valore della resistenza.

e_n viene detta **tensione di rumore equivalente in corto circuito**, si misura mettendo in corto l'ingresso dell'amplificatore reale e misurando il segnale di uscita, questo va poi diviso per il guadagno dell'amplificatore.

Per questa misura si usa spesso un filtro passa banda noto e la tensione di rumore (in valore RMS) viene divisa per la radice quadrata della banda passante del filtro.

e_n è in serie con la tensione del generatore di segnale V_{in} .

i_n viene detta **corrente di rumore equivalente a circuito aperto**, è la corrente di rumore che si avrebbe in ingresso all'amplificatore reale se questo fosse lasciato aperto senza un generatore di segnale collegato.

Si misura chiudendo l'ingresso su una resistenza nota R ed andando a vedere la tensione di rumore in uscita che risulterà aumentata del fattore $e_{in}=R*i_n$, questa tensione di rumore va divisa per il guadagno dell'amplificatore e riportata in ingresso, va poi sottratta la tensione di rumore e_n e la tensione di rumore della resistenza,

$$e_N=e_n+R*i_n+e_r \Rightarrow i_n=(e_N-e_n-e_r)/R.$$

i_n scorre in R_{gen} generando un'altra tensione di rumore ovviamente pari a $R_{gen}*i_n$.

Il rumore totale in ingresso può essere espresso come $e_N^2=e_n^2+e_r^2+i_n^2*R_{gen}^2$ in quanto queste tensioni sono espresse in valore efficace (RMS).

Si definisce **figura di rumore** $NF = 10 \log \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}}$ dove (S/N) è il rapporto segnale rumore di ingresso e di uscita ed è espresso in Volt^2 .

Sviluppando la figura di rumore $NF = 10 \log \frac{S_{in} * N_{out}}{S_{out} * N_{in}}$

Conoscendo il guadagno in potenza dell'amplificatore G_p si può scrivere

$$N_{out} = G_p * e_N^2 \Rightarrow NF = 10 \log \frac{S_{in} * G_p * e_N^2}{S_{in} * G_p * e_R^2} \Rightarrow$$

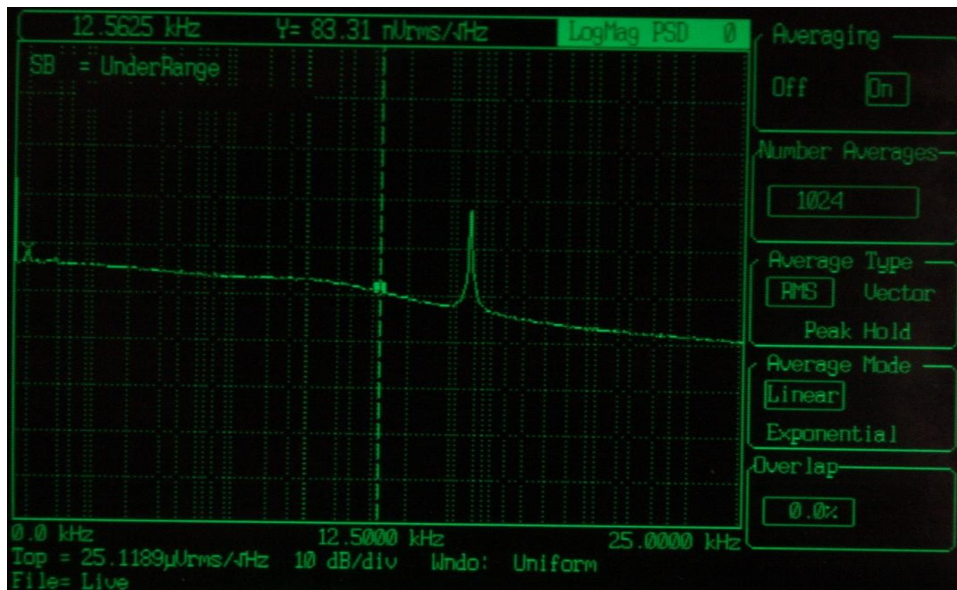
$$NF = 10 \log \frac{e_n^2 + e_R^2 + i_n^2 * R_{gen}^2}{e_R^2} = 10 \log \left(1 + \frac{e_n^2 + i_n^2 * R_{gen}^2}{e_R^2} \right)$$

Si definisce **rapporto segnale rumore** $(S/N) = 10 \log \frac{V_{sig}^2}{e_N^2} = 20 \log \frac{V_{sig}}{e_N}$

Con l'analizzatore di spettro Stanford SR770 è possibile fare queste misure sul rumore in modo diretto in quanto visualizza già la densità spettrale di potenza (PSD).

Questo strumento dichiara una $R_{gen}=5\Omega$ dunque $e_R^2=1.6*10^{-15}$ per la banda audio.

PROVA CON INGRESSO IN CORTO



La prova con ingresso in corto rivela un rumore di tensione che diminuisce all'aumentare della frequenza, il range è da $152 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ a $84 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, dividendo per il guadagno dell'amplificatore (27) si ha $e_n = 5.6 \div 3.1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.
 E' presente un picco nell'intorno dei 15 kHz ma non è dovuto all'amplificatore bensì a qualche spuria che circola nella rete o nell'etere.

PROVA CON INGRESSO CHIUSO SU $R=1\text{M}$



La tensione equivalente di rumore è $e_n = 230 \div 130 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ che scalato del guadagno vale $e_n' = 8.5 \div 4.8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, la corrente equivalente è calcolabile come $i_{in} = e_n' - e_n - e_R / 1 \text{ M}\Omega = 2.9 \div 1.7 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$.

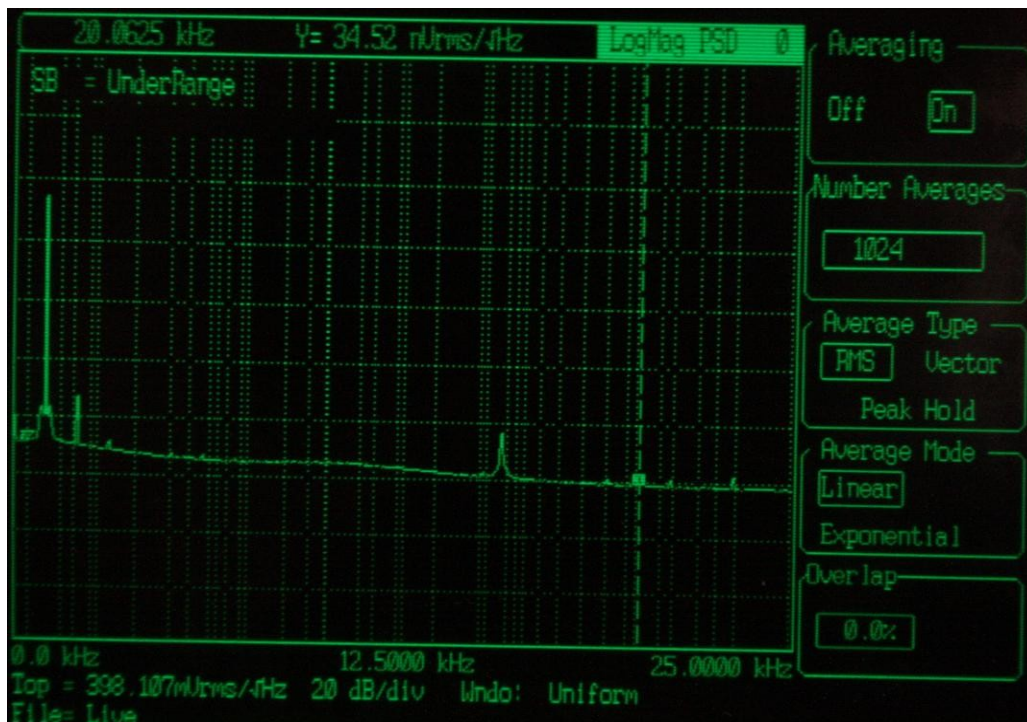
La tensione di rumore equivalente riportata in ingresso è

$$e_N^2 = e_n^2 + e_R^2 + i_n^2 \cdot R_{gen}^2 = 2.89 \cdot 10^{-12} \text{ V}^2/\text{Hz} \Rightarrow e_N = 1.7 \cdot 10^{-6} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}} = 1.7 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$$

La figura di rumore è $NF = 48.2 \text{ dB}$

Il manuale dello strumento suggerisce, per misurare il rumore, di impostare l'uscita su un segnale sinusoidale (100mVpk) da collegare in ingresso all'amplificatore, selezionare la densità spettrale di potenza, con un marker si va a vedere il cosiddetto "noise floor" cioè il valore dell'ampiezza del rumore normalizzato ad 1Hz, nel caso di rumore gaussiano è possibile moltiplicare questo valore per la radice quadrata della banda di frequenze considerate (20Hz-20kHz) per avere il rumore nella banda.

Nell'immagine di sotto si legge una tensione di rumore di circa 34nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ che moltiplicata per la radice quadrata banda di frequenze audio (19'980Hz) restituisce $e_N = 4.8 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$.



Altra misurazione suggerita dal manuale è di chiudere l'ingresso dell'amplificatore con una resistenza di 50 Ω in modo da avere il carico tipico dei generatori di funzione e misurare sul grafico della PSD il valore della tensione di rumore. Dividendo per il guadagno si ha il valore di tensione di rumore equivalente in ingresso.