

Realizzazione sperimentale di un amplificatore in Classe D

Riccardo Beniamino



2021

—
Analisi ed elaborazione dei Segnali
—

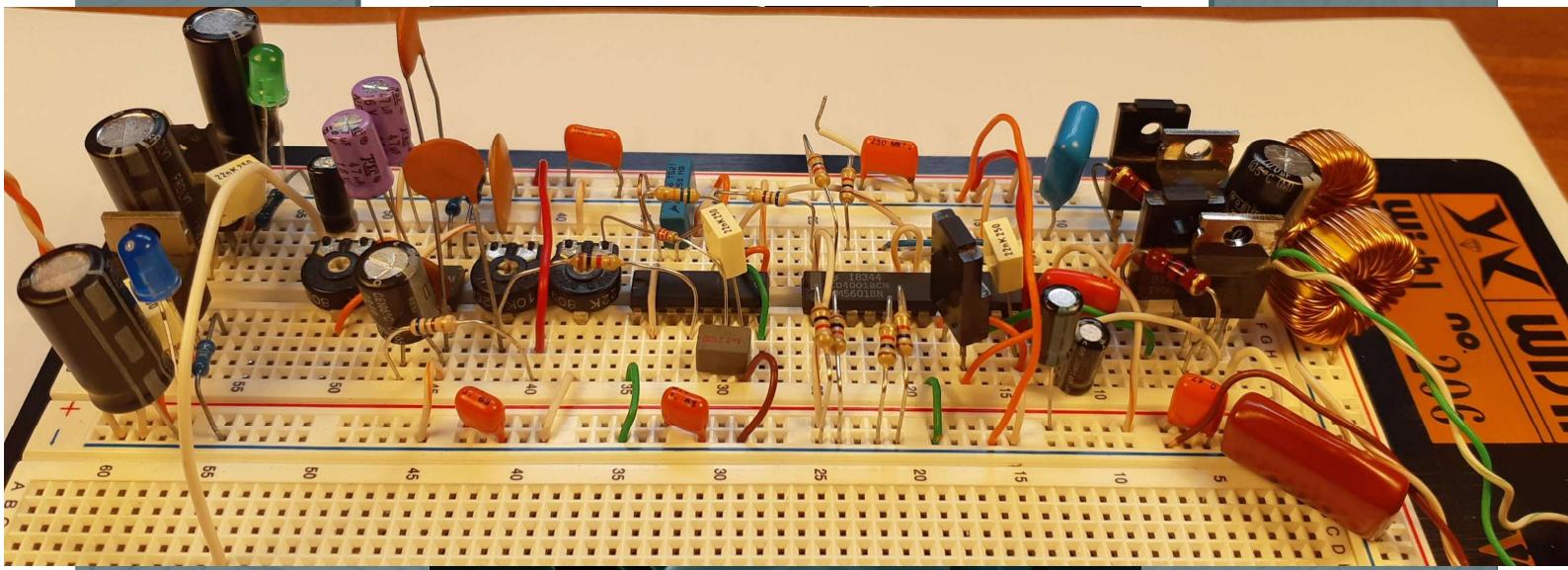
Università degli Studi dell'Aquila

Obiettivo

L'obiettivo di questo progetto è la realizzazione di un amplificatore in Classe D operante nella banda audio 20 – 20'000 Hz, basato sulla tecnica di modulazione di larghezza di impulso (**PWM Pulse Width Modulation**).

Si partirà dall'analisi di più blocchi elementari, confrontando aspetti teorici e pratici, fino ad arrivare al risultato finale.

Con questa idea non ci si vuole soffermare su un unico argomento, ma ne verranno trattati molteplici.





STRUMENTI UTILIZZATI

LISTA

- Oscilloscopio digitale RIGOL DS1054Z (con firmware modificato)*
- Generatore di forme d'onda digitale SIGLENT SDG1032X
- Alimentatore lineare ZURICH DPS-1012M
- Alimentatore a commutazione (PWM anch'esso) RIDEN 6006
- Multimetro digitale FLUKE 87V Ex **
- Multimetro digitale BRYMEN BM257S

Nelle prossime pagine saranno trattati i dati più importanti dell'oscilloscopio e alcuni cenni sul funzionamento.

NOTE

*La modifica del firmware (Opzionale) è basata sul fatto che l'hardware interno del RIGOL DS1054Z è identico al modello superiore DS1104Z l'unica differenza è l'analizzatore logico presente solo in quest'ultimo.

Per motivi di marketing nel primo modello la banda è stata limitata con un filtro software a 50Mhz, con questa modifica è possibile eliminare il filtro ed ottenere il massimo dallo strumento. Questa operazione è da considerarsi a proprio rischio e pericolo.

[Più informazioni qui](#)

**Gli strumenti di misura e in generale qualsiasi sistema fisico non sono tempo-invarianti.

Infatti con il passare degli anni e sotto l'influenza di fattori ambientali come variazioni di temperatura e umidità le tolleranze dei componenti interni variano e di conseguenza aumenta anche l'errore di misura.

Per minimizzare questi errori gli apparecchi dovrebbero essere sottoposti a ricalibrazione periodica tramite confronto con campioni di precisione.

SPECIFICHE IMPORTANTI OSCILLOSCOPIO

Il RIGOL DS1054Z di fabbrica ha:

- Una larghezza di banda analogica di 50 MHz (100 MHz modificato)
- Una frequenza di campionamento massima di 1 GSa/s (Giga Samples al secondo)
- Profondità di memoria pari a 24 Mpts (Mega points)
- Risoluzione verticale pari a 8 bit

I quattro parametri fondamentali di un oscilloscopio sono appunto:

La larghezza di banda analogica che ci dice quanto è in grado l'hardware di poter far passare dei segnali veloci ed in particolare con 50MHz ci si riferisce alla frequenza di taglio a -3dB del nostro oscilloscopio.

La massima frequenza di campionamento 1 GSa/s ci dice quant'è il minimo periodo di campionamento digitale.

La frequenza di campionamento deve essere ben superiore alla banda analogica, infatti per il **teorema del campionamento** sappiamo che per ricostruire correttamente senza problemi di **aliasing** un segnale dobbiamo avere una velocità almeno pari al doppio della massima frequenza che volgiamo acquisire.

Per avere una corretta rappresentazione del segnale di solito si usa un rapporto 10 in questo caso (di fabbrica) il rapporto è addirittura 20 perché abbiamo 50MHz e 1GSa/s.

Volendo fare un esempio pratico, se volgiamo acquisire un segnale che ha una frequenza di 10MHz avremo alla massima frequenza di campionamento 100 punti per ogni periodo, infatti 1GSa/s significa un punto ogni nanosecondo, 10MHz di segnale ha un periodo di 100 nano secondi.

Chiaramente questa prestazione si riferisce al singolo canale, se andiamo ad aumentare l'uso dei canali, verrà scalata di conseguenza.

Il terzo parametro per un oscilloscopio digitale è la **profondità di memoria** cioè la capacità che ha questo strumento di memorizzare questi campioni acquisiti ad alta velocità, tanto più sarà grande la memoria, tanto più potrò fare delle analisi sul mio segnale, quindi degli zoom con dei tempi anche lunghi.

Il quarto ed ultimo parametro è la **Risoluzione verticale**

Gli oscilloscopi digitali come visto prima convertono il segnale analogico in ingresso in un segnale digitale. La risoluzione verticale determina la "granularità" del segnale, in analogia al Quantizzatore che trasforma un insieme infinito di punti in un insieme più o meno grande finito.

La risoluzione verticale dipende dal convertitore **A/D (o ADC)** analogico digitale nell'oscilloscopio. Ad esempio, otto bit forniscono 256 livelli di digitalizzazione (da 2 elevato all'ottava potenza) e con una risoluzione di 10 bit fornisce 1024 livelli diversi.

Un oscilloscopio con otto (come in questo caso) bit darà una traccia su cui i singoli passaggi possono essere visti molto facilmente. Di conseguenza, la maggior parte degli oscilloscopi moderni ha livelli di risoluzione molto elevati. 10 bit è comune anche per gli oscilloscopi entry level, con quelli ad alte prestazioni che offrono 14 bit e alcuni offrono una risoluzione di quindici o sedici bit.

Alcuni oscilloscopi di fascia alta offrono una risoluzione di 14 o 15 bit su tutti gli ingressi, ma possono offrire la risoluzione completa a 16 bit quando è in uso un solo canale. Questo approccio riduce i costi e consentirà all'utente di concentrarsi sulla precisione quando è in uso un solo canale.

Analoghe considerazioni valgono anche per il **generatore di forme d'onda**.

Bisogna però prestare attenzione alla **massima corrente che il generatore può fornire in uscita** che nel caso del Siglent SDG1032X è pari a 200mA, superando questo valore si danneggia lo strumento, per questo motivo è buona norma in alcuni casi quella di utilizzare dei buffer/amplificatori esterni per non danneggiare lo strumento.

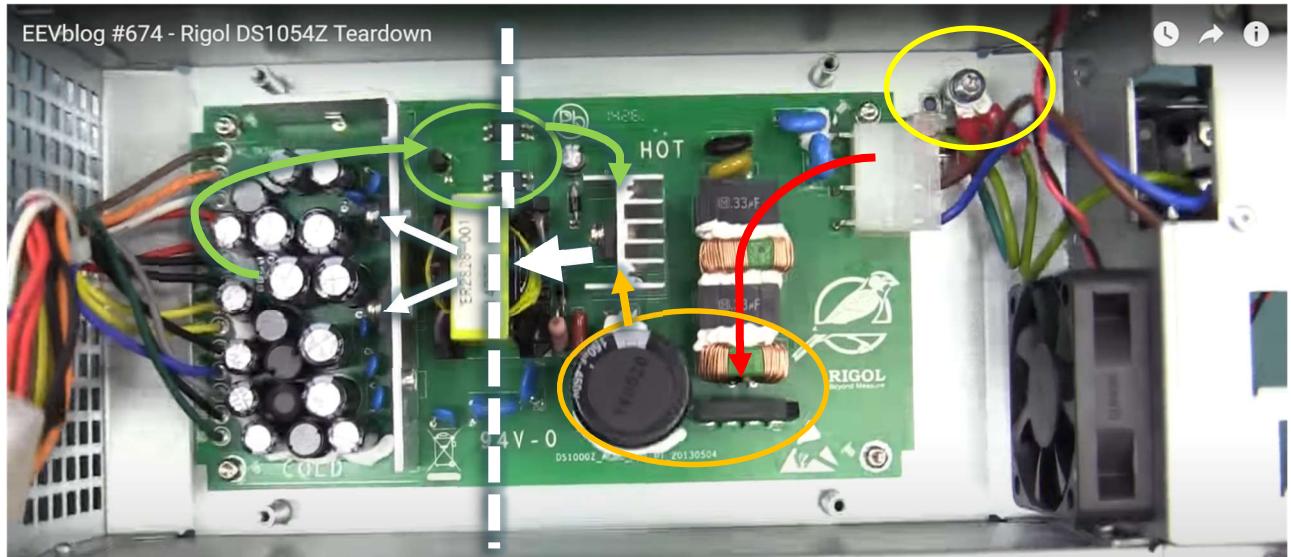
In caso di frequenze dall'ordine dei MHz in su bisogna fare attenzione anche all'impedenza dei cavi, infatti si utilizzano delle terminazioni a 50 ohm per i cavi BNC che diventano delle vere e proprie linee di trasmissione, un adattamento errato dell'impedenza può portare a problemi di riflettometria nei cavi con conseguenti errori di misura e danneggiamento degli strumenti.

Per strumenti particolarmente avanzati, come ad esempio l'oscilloscopio Keysight (prima Agilent e agli albori HP) UXRo704A con banda analogica pari a 70 GHz dal costo di un milione di dollari, sono necessarie delle tecniche eletro statiche dissipative (ESD) come, ad esempio, lo "scaricamento" della carica dei cavi, dato che in quel caso il front-end analogico è molto sensibile e delicato, anche l'ampiezza dei segnali misurabili è molto piccola.

DS1054Z CENNI SUL FUNZIONAMENTO DELL'ALIMENTATORE INTERNO

Fonte delle immagini: [EEVblog](#)

In questa prima immagine è possibile vedere l'alimentatore a commutazione integrato



Partendo da destra verso sinistra si nota il primo dettaglio importante evidenziato in giallo ossia la messa a terra dello strumento con l'impianto elettrico.

Collegamento fondamentale per la sicurezza dell'operatore ma che può essere problematico per alcuni tipi di misure, infatti se non si vogliono avere riferimenti con la massa dell'impianto elettrico bisogna utilizzare, un trasformatore di isolamento da collegare a monte del circuito sotto test, oppure una sonda differenziale, che crea un isolamento galvanico tra il circuito sotto test e il front end dell'oscilloscopio.

Bisogna prestare molta attenzione anche all'attenuazione della sonda, impostata a 1x farà passare il segnale senza attenuazione, a 10x andrà a scalare di un fattore 10, a 100x e 1000x scala di un fattore 100 e 1000 (tipico di sonde per alta tensione), una volta impostata l'attenuazione della sonda prima di effettuare la misura è importante anche impostare correttamente questo valore nel menù dell'oscilloscopio, altrimenti le ampiezze lette saranno errate ed è possibile danneggiare lo strumento.

Per alcuni tipi di segnali veloci però può essere conveniente lasciare la sonda all'attenuazione massima anche se l'ampiezza del segnale è bassa (10x per una sonda classica), in questo modo si ha la banda passante massima attraverso la stessa, che altrimenti funziona un po' come un filtro passa-basso.

La **freccia rossa** indica il percorso della tensione proveniente dalla rete. Abbiamo un segnale sinusoidale con tensione efficace (RMS) pari a 230V e frequenza pari a 50Hz.

La tensione istantanea è pari a: $v(t) = V_{max} \sin(\omega t)$

Con V_{max} si intende l'ampiezza di picco.

Il valore efficace è pari a: $V_{rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_{max}$

$$\text{Infatti: } V_{rms} = \sqrt{\frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi} [V_{max} \sin(\omega t)]^2 dt} = \sqrt{\frac{V_{max}^2}{2}} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}}$$

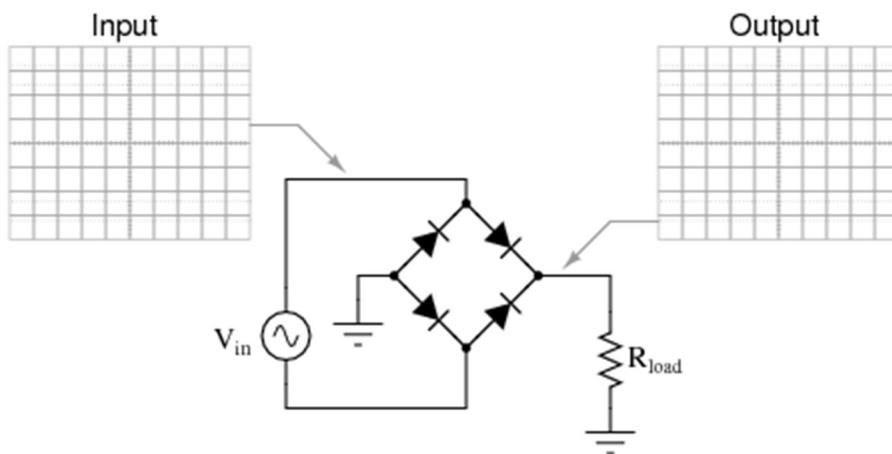
Invertendo la formula otteniamo: $V_{max} = V_{rms} \sqrt{2}$

Quindi la nostra tensione di picco sarà pari a: $230V \sqrt{2} = 325V$

A questo punto arriviamo alla parte evidenziata in **arancione**

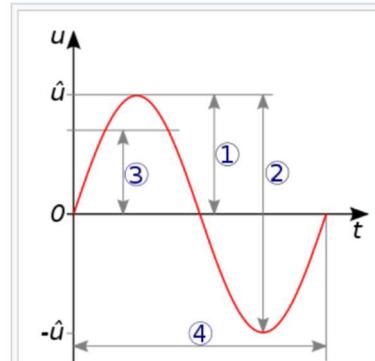
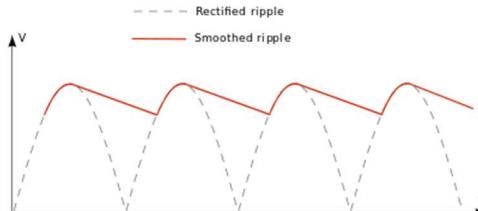
Possiamo osservare un **ponte raddrizzatore a doppia semionda**

e subito dopo un condensatore elettrolitico, questo componente costituito internamente da quattro diodi opportunamente collegati serve a fare il modulo del segnale sinusoidale visto prima, in questa animazione possiamo osservarne il funzionamento:



Bisogna tenere a mente la caduta di tensione pari a circa 0,7V per ogni diodo che comporta un piccolo ritardo nella commutazione e una caduta di 1,4V pari alla caduta della coppia di diodi attiva per ogni semi periodo, entrambi questi fenomeni sono osservabili nel grafico di destra, il condensatore si caricherà con una tensione pari a $325V - 1,4V = 323,6V$.

L'uscita del ponte raddrizzatore a doppia semionda è collegata in parallelo al condensatore elettrolitico (visibile subito a sinistra del ponte raddrizzatore) il compito del condensatore è quello di ridurre il ripple (o ondulazione residua) il più possibile qui possiamo vedere gli effetti del condensatore:



Valori notevoli per una sinusoida:

- 1) Ampiezza di picco (peak)
- 2) Ampiezza picco-picco (peak to peak)
- 3) Valore efficace (RMS)
- 4) Periodo d'onda

Subito dopo il ponte raddrizzatore e il condensatore abbiamo un MOSFET indicato dalla freccia arancione.

Questo componente viene utilizzato come interruttore di potenza per alimentare a intervalli regolari e molto brevi il primario del trasformatore (indicato con la freccia bianca grande) tramite la tecnica PWM.

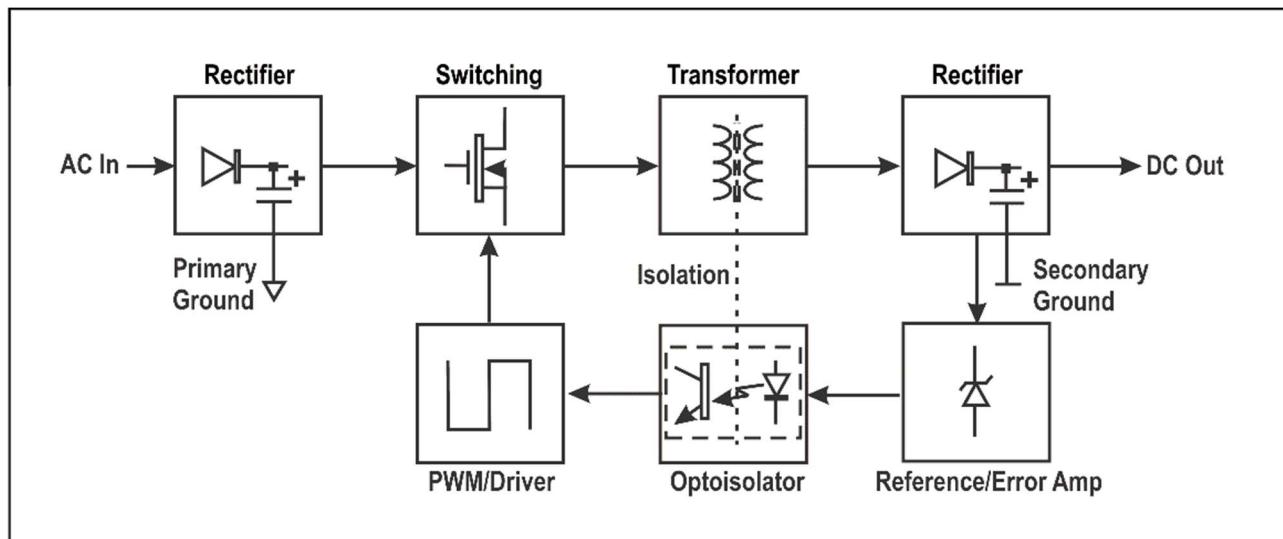
Il duty-cycle viene mantenuto il più basso possibile per avere una buona efficienza energetica dell'alimentatore, in questo modo il MOSFET sarà in conduzione solo per pochi millisecondi e il condensatore avrà tutto il tempo per caricarsi e mantenere un ripple il più basso possibile.

La linea tratteggiata bianca indica l'isolamento formato dal circuito stampato, dal trasformatore e dagli optoisolatori, separa la parte "HOT" ad alta tensione dalla parte "COLD" a bassa tensione.

Andando più a sinistra troviamo due diodi, servono a far passare gli impulsi veloci provenienti dal trasformatore e a caricare il banco di condensatori a valle, fanno in modo che la carica accumulata non si vada a scaricare nel trasformatore stesso nei tempi morti.

Il percorso verde indica la linea di feedback, grazie alla quale si riesce a regolare con precisione il duty-cycle per mantenere costante la tensione di uscita anche in presenza di variazioni del carico e quindi della corrente in uscita.

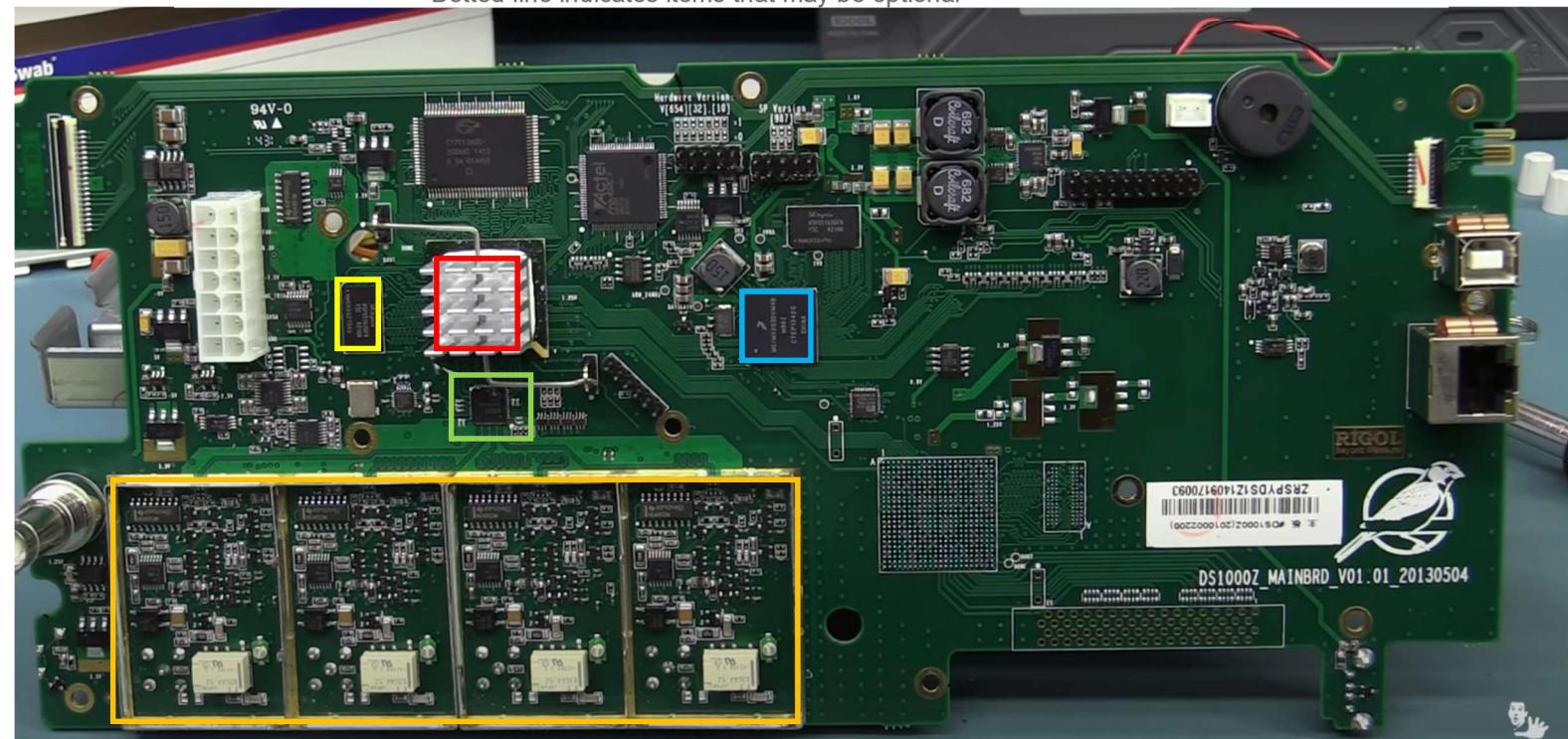
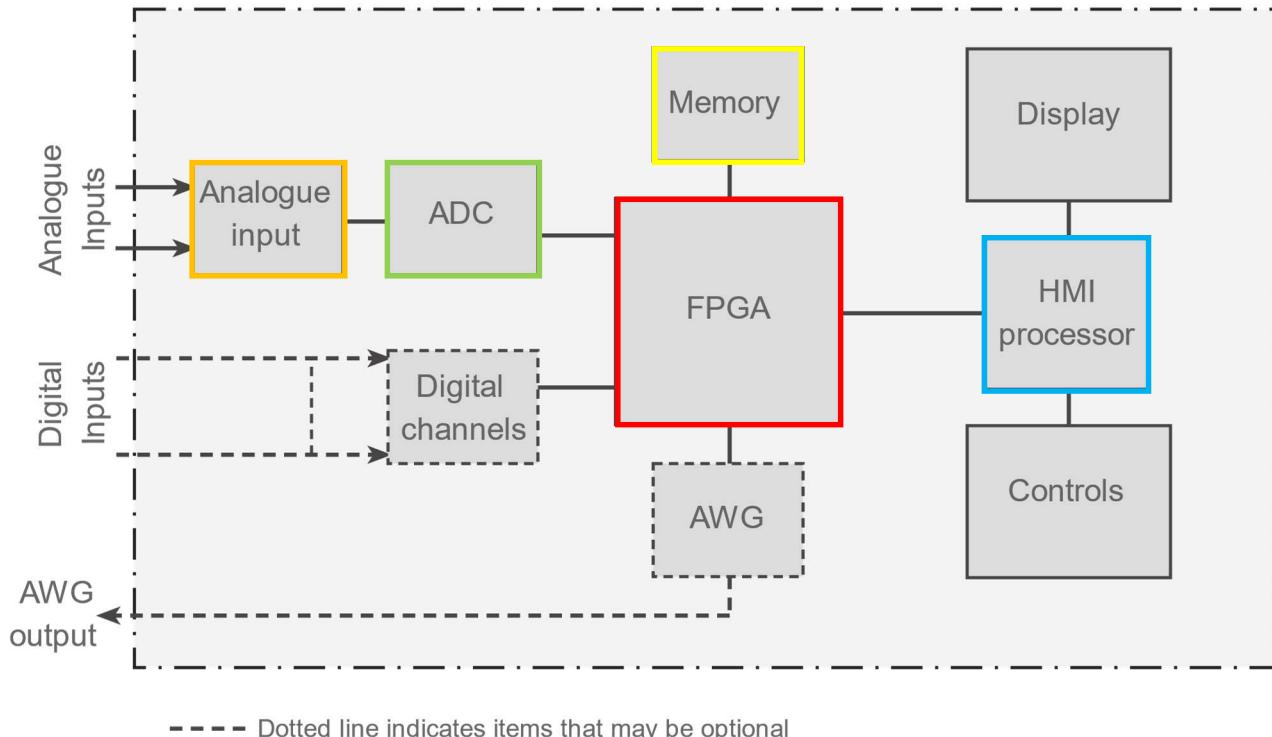
Il funzionamento descritto può essere riassunto dallo schema a blocchi:



Alcuni dettagli sono stati volutamente trascurati non facendo parte della traccia principale, altri verranno trattati nei capitoli successivi.

CENNI SUL FUNZIONAMENTO DELL'OSCILLOSCOPIO DIGITALE

Schema a blocchi e confronto con il DS1054Z



Evidenziato **in arancione** possiamo vedere gli ingressi analogici (**front-end**). Questo stadio ripetuto in quattro parti uguali, una per ogni canale, provvede a:

- Stabilire l'accoppiamento del segnale di tipo continuo o alternato, nel primo caso vengono mantenuti eventuali bias in continua.
- Regolare opportunamente l'ampiezza del segnale e l'impedenza per renderla compatibile con lo stadio successivo, questa operazione è possibile grazie al relè in basso a destra (insieme a un gruppo di partitori) e all'amplificatore programmabile in alto a sinistra, si può notare anche un importante schermatura metallica che funge da gabbia di Faraday per diminuire l'accoppiamento capacitivo e induttivo con potenziali segnali indesiderati provenienti dall'esterno.

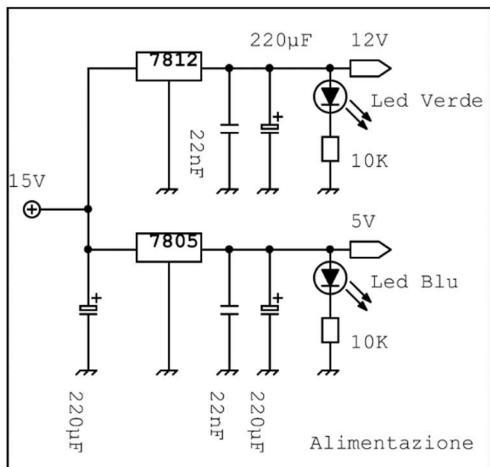
In verde troviamo il convertitore analogico digitale A/D (ADC) che provvede a svolgere tutte le fasi fondamentali di **campionamento, quantizzazione e codifica**.

In rosso è evidenziato un FPGA (*Field Programmable Gate Array*) è sostanzialmente un grande contenitore di porte logiche, che è possibile interconnettere a proprio piacimento mediante delle *lookup table*, attraverso linguaggi di descrizione hardware come *Verilog* e *VHDL*, in questo modo è potenzialmente possibile replicare (in gergo sintetizzare in hardware) qualsiasi sistema utilizzando lo stesso chip.

Viene spesso utilizzato per trattare segnali veloci perché a differenza di un microcontrollore, data la sua natura può svolgere più operazioni parallelizzate ossia in contemporanea.

In questo caso è usato per scrivere e leggere i campioni digitalizzati provenienti dall'ADC nella **memoria** nel minor tempo possibile e inoltre dialoga con il **processore HMI (Human Machine Interface)** che si occupa appunto di gestire tutte le periferiche come il display e i tasti.

INTRODUZIONE AL PROGETTO: ALIMENTAZIONE



In questo primo schema è possibile notare lo stadio di alimentazione della parte logica, composto da due regolatori lineari della famiglia [78xx](#), cinque condensatori di cui tre elettrolitici e due al poliestere.

Grazie a questi componenti è possibile ottenere delle tensioni pari a 12V e 5V rispetto alla massa, senza la necessità di utilizzare due alimentatori, se adeguatamente dissipati possono portare una corrente fino a 1.5A. In questo caso non è stata prevista la dissipazione perché la corrente richiesta dal circuito è molto piccola in media 60mA ma può variare in base alle condizioni di funzionamento.

I condensatori elettrolitici hanno il compito di ridurre le fluttuazioni di tensione a bassa frequenza, quelli al poliestere invece si occupano dell'alta frequenza perché di solito sono molto più veloci a gestire le cariche nelle armature e la resistenza interna è molto più piccola.

Sono presenti due led per indicare il funzionamento con le relative resistenze per limitare la corrente, che in questo caso è al massimo, escludendo la caduta di tensione ai capi del led per semplicità solo: $I = \frac{V}{R} = \frac{12V}{10K\Omega} = 1.2 mA$ Sono led di recente produzione, molto efficienti.

Per la tensione in ingresso è stato scelto il valore di 15V perché il 7812 ha bisogno di una differenza di potenziale pari a circa 3V tra ingresso e uscita per funzionare correttamente. Usare una tensione più alta non avrebbe senso dato che andrebbe a far dissipare inutilmente più potenza a entrambi i regolatori. Il caso peggiore è nel 7805 dato che tra ingresso e uscita abbiamo una differenza di potenziale pari a 10V la potenza che andrà a dissipare è pari a: $P = VI = 10V \cdot 0.037A = 0.37W$ Dove 37mA è la corrente misurata nel ramo dei 5V.

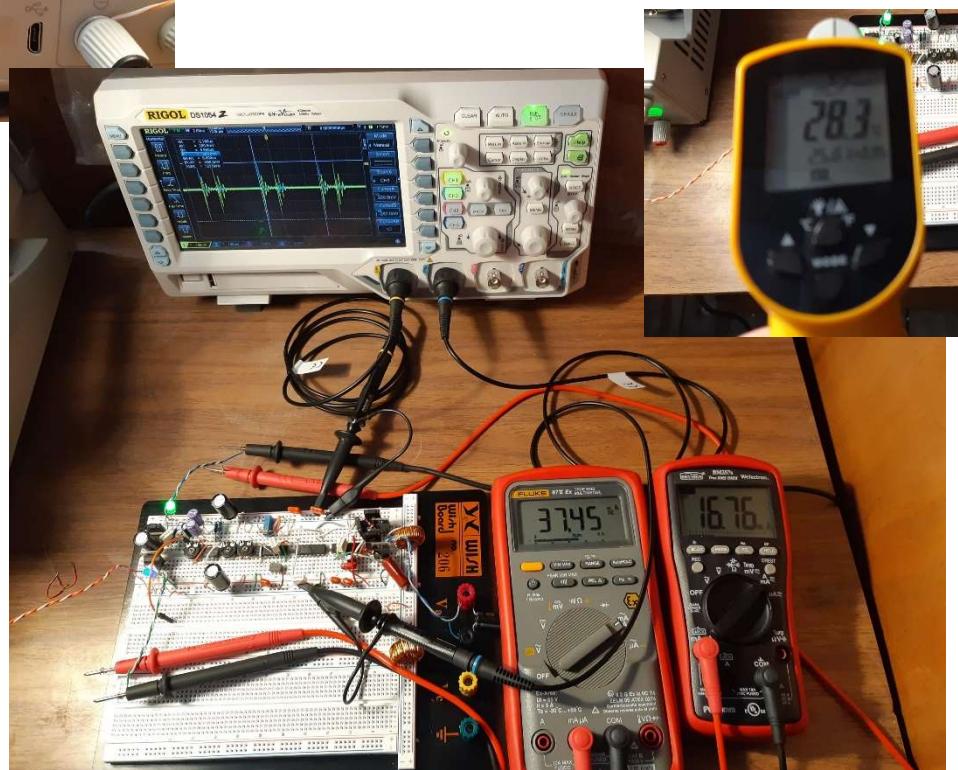


Nell'immagine è possibile vedere la misura delle tensioni in ingresso (15V viola) e in uscita (12V giallo e 5V celeste).



In questa foto i multimetri misurano la corrente in uscita ai due regolatori, abbiamo 37,45mA per il ramo dei 5V e 16,76mA per il ramo dei 12V. Se andiamo a sommare le due correnti otteniamo 54.21mA, quindi 6.79mA finiscono direttamente nei regolatori. Il 7805 a regime raggiunge una temperatura di 28.3 °C questo calore è proprio dato dalla dissipazione di 0.37W

Possiamo notare l'impostazione dell'alimentatore della parte logica. Abbiamo una tensione pari a 15V e una corrente di 61mA all'ingresso del sistema, che quindi richiede meno di un Watt per operare normalmente, per sicurezza la corrente massima è stata limitata a 90 mA così anche in caso di disattenzioni è difficile danneggiare i componenti.

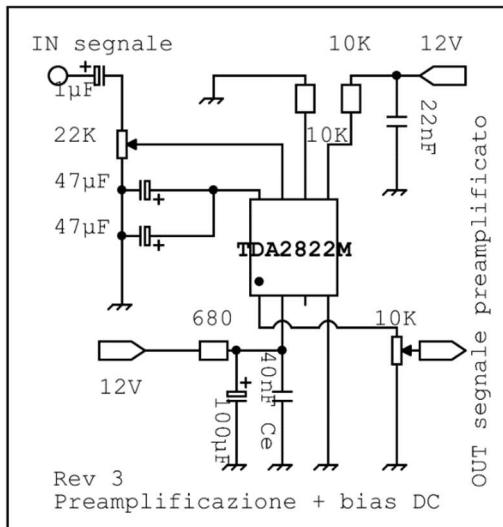


carica/scarica delle capacità di gate degli interruttori di potenza.

Qui l'oscilloscopio è stato collegato alle uscite 5V e 12V ma questa volta con l'accoppiamento in AC, in questo modo eventuali bias in continua vengono trascurati e si può vedere bene il rumore generato dalla gestione dei due mosfet, infatti si notano rispettivamente due spike con ampiezza picco-picco pari a 460mV che corrispondono proprio alla

Questo fenomeno è accentuato dalla breadboard perché per sua natura impone innumerevoli resistenze di contatto e inoltre i collegamenti lunghi e mal distribuiti contribuiscono ad accentuare accoppiamenti capacitivi e induttivi indesiderati. Comunque si tratta di un disturbo molto breve e limitato ed è quindi tollerabile.

PREAMPLIFICAZIONE



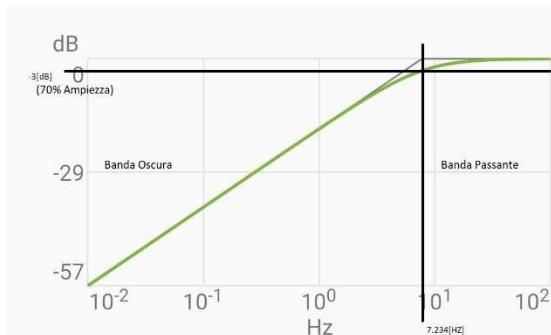
Come sorgente di segnale è stato previsto l'uso di smartphone tablet ecc. Questi dispositivi forniscono un segnale con ampiezza di picco media di circa 100mV con offset nullo. Il [TL494](#) per operare correttamente ha bisogno di un segnale almeno dieci volte più grande e con un bias positivo "sollevato" dallo zero.

Entrambi questi problemi sono stati risolti con un amplificatore [TDA2822M](#). Con il trimmer da 22K è possibile impostare la sensibilità in ingresso, mentre con quello da 10K l'Aampiezza del segnale in uscita e il suo bias (la mancanza di un condensatore di disaccoppiamento è voluta). Le resistenze che si vedono in alto servono a disabilitare il secondo

amplificatore a bordo non utilizzato. Il collegamento dei condensatori da 47uF è quello suggerito dal produttore. Il poliestere da 22nF serve come via di fuga per alta frequenza sull'alimentazione, sarà ricorrente in tutti gli stadi, deve essere posizionato più vicino possibile ai circuiti integrati.

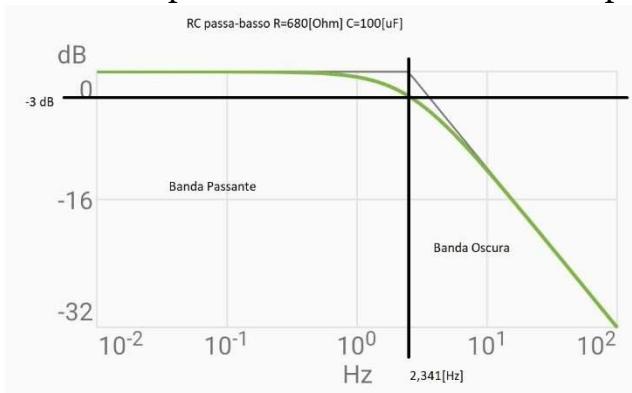
Mentre quello da 1uF insieme al trimmer da 22K è un **filtro CR passa-alto** che è stato introdotto per una questione di disaccoppiamento per proteggere le sorgenti.

La sua **frequenza di taglio** è pari a: $f = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 22 \cdot 10^3[\Omega] \cdot 1 \cdot 10^{-6}[F]} = 7.234[Hz]$

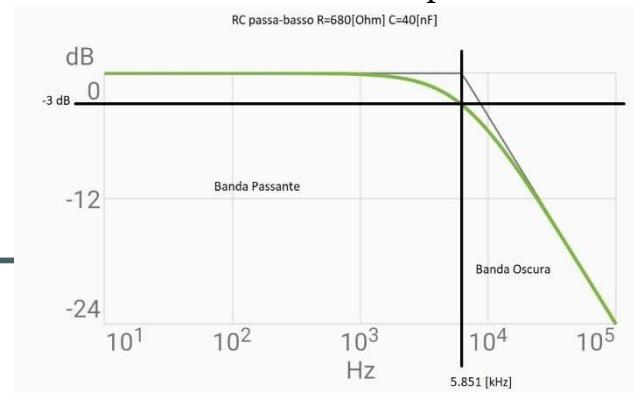


Come si può vedere dall'immagine questo filtro non interviene mai in maniera significativa in quanto la banda audio va da 20Hz in su, invece è utile per eliminare totalmente eventuali segnali continui in accordo con la parte estrema sinistra del grafico, inoltre in questo modo il contenuto informativo del segnale originale non viene alterato.

Nello schema in basso a sinistra è presente un altro filtro **RC passa-basso** che assicura un alimentazione pulita per l'amplificatore TDA2822M composto da una resistenza da 680[Ω] e due condensatori, il primo elettrolitico da 100[μF] e il secondo ceramico (Ce) da 40[nF]. Il condensatore elettrolitico "lento" e con resistenza interna e induttanza parassite tendenzialmente non trascurabili si occupa della bassa frequenza, mentre il ceramico "veloce" dell'alta frequenza. Quindi anche se sono in parallelo e dalla teoria sappiamo che le loro capacità si sommano, in realtà operano in maniera asincrona e possiamo "vederli" come due filtri separati.

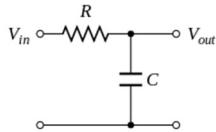


D

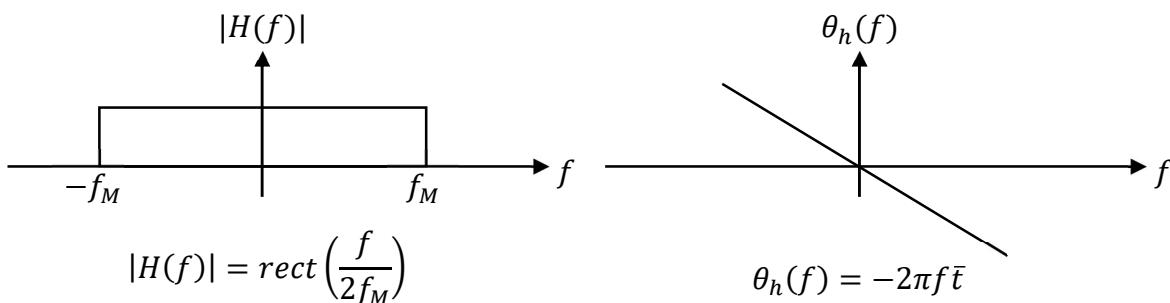


Il condensatore elettrolitico si occupa di fornire un segnale costante pulito come alimentazione, mentre il ceramico attenua tutto il rumore dovuto dal segnale portante (treno di impulsi rettangolari a 125[kHz]) e le sue armoniche.

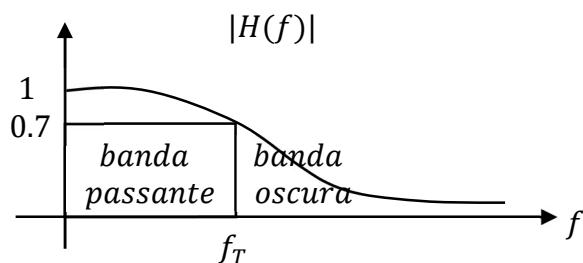
Questi filtri sono sistemi lineari tempo-invarianti (LTI) che lavorano selezionando le componenti in frequenza del segnale di ingresso a seconda della categoria e della frequenza di taglio associata.



Il filtro **passa-basso** RC permette il passaggio di frequenze minori di una specifica frequenza f_M , detta frequenza di taglio superiore, tagliando pertanto le frequenze superiori a quest'ultima. Avendo a che fare con un sistema LTI, è identificabile una risposta in frequenza avente un modulo e una fase nel caso ideale, rispettivamente:

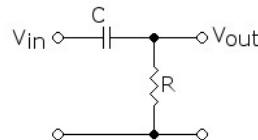


La sua funz. di trasferimento (o risposta in frequenza) è pari a: $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1+j\omega R}$ dove $\omega = 2\pi f$
Il diagramma "reale" del modulo della frequenza è:

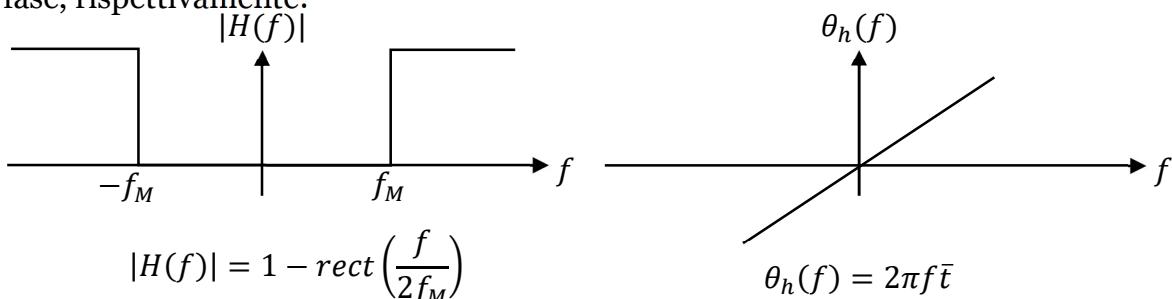


Come si può osservare nel caso reale, la frequenza di taglio non è situata esattamente sul fronte di discesa, ma si trova ad una certa distanza (3dB se si conta il modulo in decibel) dal punto di inizio della discesa, la quale ha una pendenza di -20 dB/dec. Questo è il motivo per cui, nelle misurazioni, una volta superata la frequenza di taglio, il

modulo del segnale in uscita in frequenza risulta attenuato e non nullo.

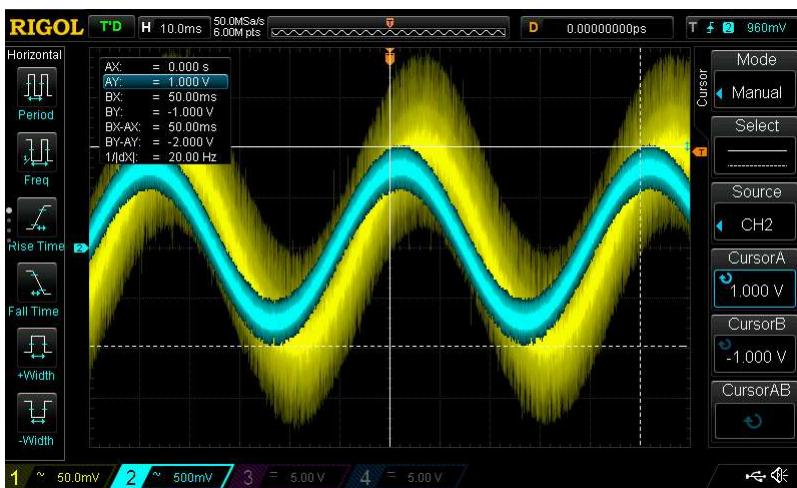


fase, rispettivamente:

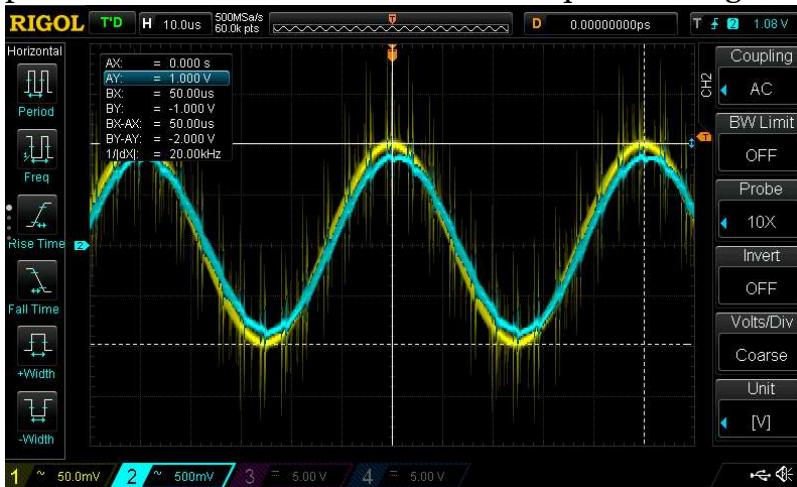


La sua funz. di trasferimento (o risposta in frequenza) è pari a: $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1j\omega}{1+j\omega RC}$ dove $\omega = 2\pi f$
Il diagramma del caso reale è la versione specchiata del passa basso e valgono le stesse

considerazioni tranne ovviamente per la pendenza che stavolta è di +20 dB/dec quindi anche in questo caso il modulo del segnale non sarà zero anche se ci troviamo in una zona inferiore alla frequenza di taglio. La formula per calcolare la frequenza di taglio è la stessa per entrambi i filtri ed è ad inizio capitolo.



passa alto dato che siamo vicini alla frequenza di taglio.



Prova del preamplificatore:
Il canale 1 è collegato all'ingresso, mentre il canale 2 direttamente all'uscita del TDA2822M, accoppiamento in AC.

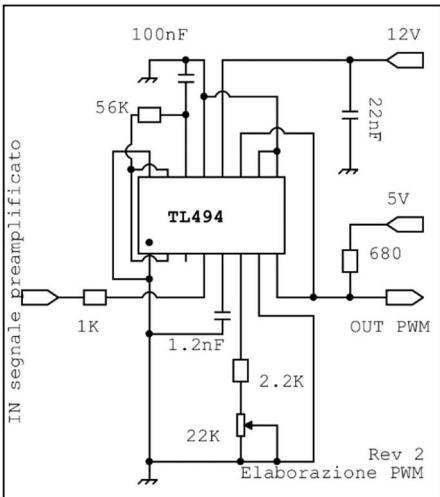
Qui possiamo vedere il comportamento all'estremo inferiore della banda audio, si nota bene il fattore di guadagno 10 (facilmente regolabile fino a 30) e un leggero sfasamento in anticipo di 20° dovuto al filtro

La prova è stata ripetuta all'estremo superiore della banda audio, il guadagno è rimasto 10 o poco meno e lo sfasamento si è annullato.

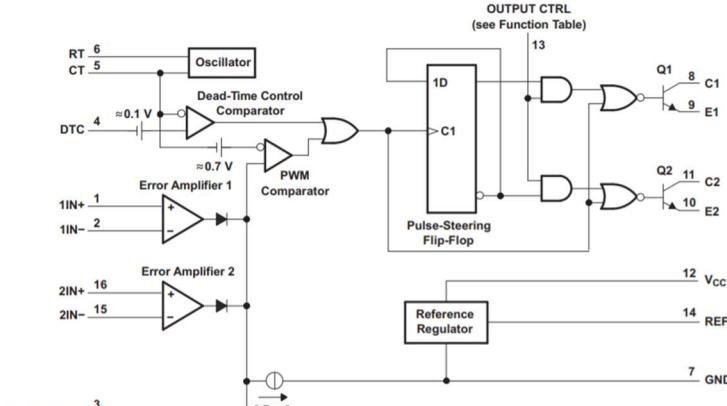
La forma del segnale in uscita questa volta è leggermente modificata dall'amplificatore stesso, in entrambi i casi si notano spike a 125 kHz.

Qui il preamplificatore è stato portato oltre le sue possibilità, infatti oltre il guadagno 30 il contenuto informativo viene totalmente alterato, siamo in distorsione, si nota la non linearità parassita.

ELABORAZIONE



9.2 Functional Block Diagram



Il circuito integrato più importante del progetto è il [TL494](#) a destra possiamo notare la sua costruzione interna. I pin 1 e 16 sono stati portati a gnd mentre il 2 e il 15 sono stati collegati tramite una resistenza da 56K al pin 14 che è un riferimento interno a 5V, il condensatore da 100nF tiene pulita l'uscita. In questo modo ho disabilitato entrambi gli error amplifier e in generale la linea di feedback. Nel pin 4 normalmente usato per la funzione dead time control è stato applicato il segnale proveniente dal preamplificatore. I pin 5 e 6 servono rispettivamente per il collegamento del condensatore e della resistenza da utilizzare come base tempi per l'oscillatore a dente di sega interno, quindi agendo sul trimmer da 22K è possibile regolare la frequenza operativa, la formula per calcolarla è questa: $f_{osc} = \frac{1}{R_T \cdot C_T} = \frac{1}{6.66 \cdot 10^3 [\Omega] \cdot 1.2 \cdot 10^{-9} [F]} = 125 [kHz]$ (*trimmer quasi al massimo*).

La comparazione vera e propria avviene tra il segnale dell'oscillatore interno e il segnale proveniente dal preamplificatore, il risultato sarà proprio il segnale PWM (modulazione di larghezza di impulso).

Nel dominio del tempo, un'onda a dente di sega può essere descritta come:

dente di sega (dentedisega) = $A \cdot \left(\frac{t}{T} - \text{floor}\left(\frac{t}{T}\right) \right)$ dove t è il tempo, T è il periodo e A l'ampiezza

Floor è la funzione che descrive la parte intera.

Ai fini del confronto (Dead-Time Comparator nell'immagine) entrambi i segnali dovrebbero avere gli stessi valori, ipotizziamo 0 e 1. Da qui in poi usiamo il segnale dente di sega come segnale portante.

Quindi per il segnale portante, ampiezza e periodo sono posti rispettivamente:

$$T = \frac{1}{E_{perturbante}}, A = 1$$

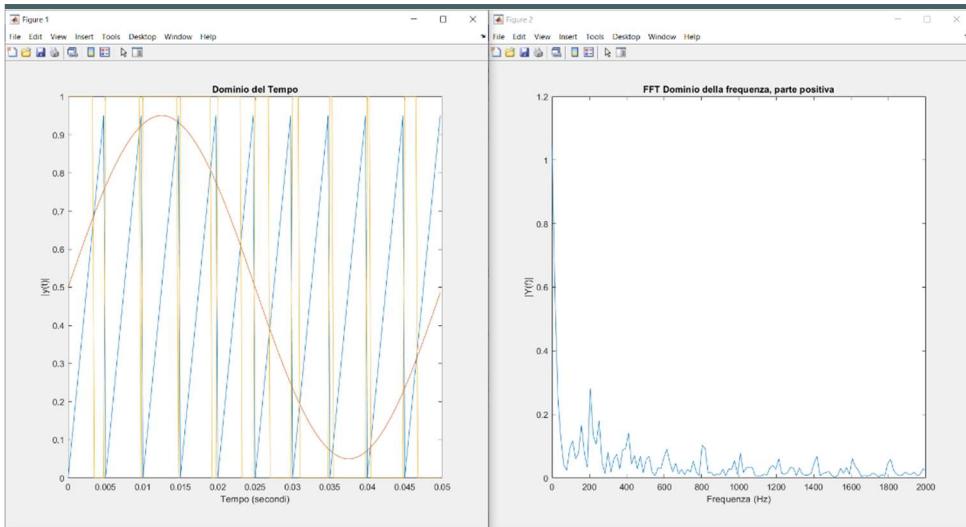
Ora il segnale modulante deve essere compreso tra 0 e 1. Nel caso del $\sin(t)$ questo

Ora il segnale modulante deve essere diventato: $modulante(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\sin(t)$

La funzione del comparatore può essere espressa matematicamente utilizzando la funzione $\text{sgn}(x)$, quindi l'onda modulata in larghezza di impulso diventa:

$$pwm(t) = sgn(modulante(t) - portante(t))$$

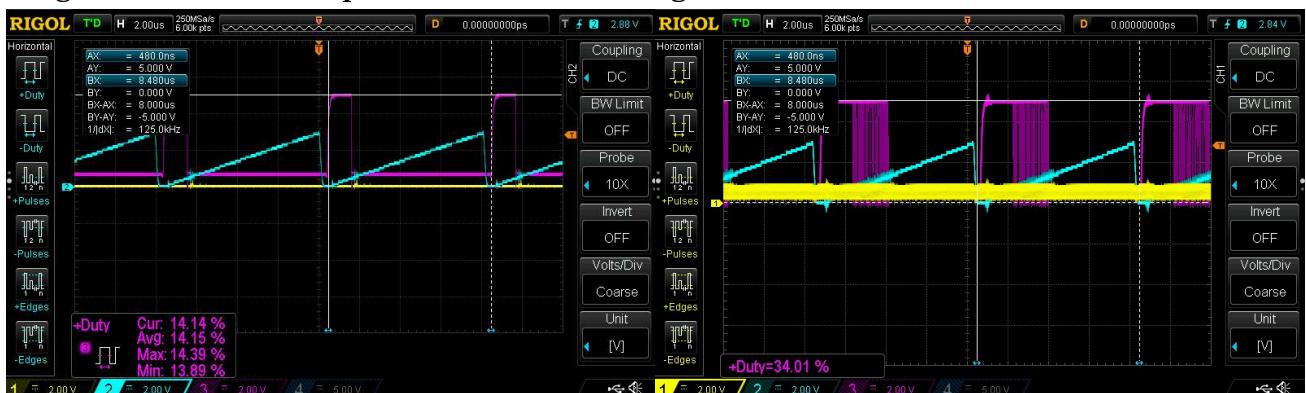
Consultare lo script **MATLAB pwm_v2.m** allegato dove è stata replicata nell'ambiente di calcolo la comparazione tra segnale modulante (sinusoide a 20Hz) e portante (dente di sega a 200Hz).



Come si può notare quando l'ampiezza del segnale modulante è maggiore di quella del segnale portante allora il comparatore (DTC comparator) scatta al livello logico alto, mentre quando l'ampiezza del segnale portante supera quella del

segnale modulante allora il comparatore va al livello logico basso. In questo modo nasce il segnale PWM. Per quanto riguarda lo spettro del segnale PWM si nota la frequenza portante a 200 Hz e le sue armoniche nei multipli.

Notare che in uscita sono presenti due porte logiche AND e due NOR, il pin 13 è a massa quindi le AND daranno in uscita sempre a livello basso. Le NOR ricevono quindi un segnale basso dalle AND e l'altro segnale in ingresso è proprio il PWM, in questo modo però quando entrambi gli ingressi sono bassi le NOR vanno a livello logico alto e quindi invertono il segnale PWM. Questo piccolo problema è stato risolto semplicemente con una resistenza di pull-up da 680 [Ohm] che a sua volta inverte di nuovo il segnale facendolo tornare nella forma originale. Quindi quando i transistor NPN in uscita sono spenti il segnale è alto mentre quando sono accesi il segnale è basso.



Misure sul TL494, collegamenti: canale 1 sorgente di segnale , canale 2 collegato al pin 5 dell'oscillatore a dente di sega, canale 3 out PWM.

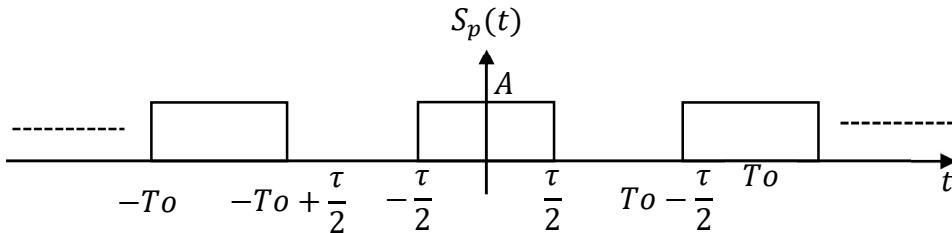
Nel caso reale si è osservato che il TL494 senza segnale in ingresso non scende sotto il 14% di Duty-Cycle, mentre applicando un segnale audio si vede il comportamento nella parte di destra, in accordo con quanto visto nella teoria.

Il Duty-Cycle del treno di impulsi viene variato continuamente in relazione direttamente proporzionale all'ampiezza del segnale modulante. In questo modo l'informazione viaggia soprattutto anche come variazione di potenza del treno di impulsi stesso.

Infatti abbiamo un segnale del tipo: $S_p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A \operatorname{rect}\left(\frac{t-kT_o}{\tau}\right)$

$\frac{\tau}{T_o}$ è detto appunto duty cycle (o tasso di attività). E' un segnale periodico e dunque di potenza.

I parametri del segnale sono i seguenti:



$$Energia: E_{S_p} = \int_{-\infty}^{\infty} |S_p(t)|^2 dt = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{kT_o - \frac{\tau}{2}}^{kT_o + \frac{\tau}{2}} |S(t)|^2 dt = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{kT_o - \frac{\tau}{2}}^{kT_o + \frac{\tau}{2}} A^2 dt \rightarrow \infty$$

$$Potenza: P_{S_p} = \frac{1}{T_o} \int_{-\frac{T_o}{2}}^{\frac{T_o}{2}} |S_p(t)|^2 dt = \frac{1}{T_o} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} |S_p(t)|^2 dt = \frac{1}{T_o} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} A^2 dt = \frac{A^2 \tau}{T_o} = \frac{E_s}{T_o}$$

(con $\tau < T_o$, E_s energia dell'impulso rettangolare di base)

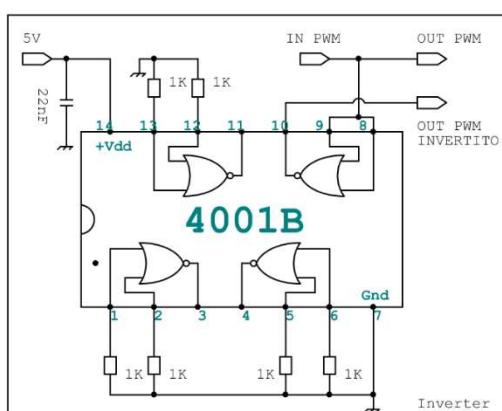
$$Valore efficace: S_e = \sqrt{P_{S_p}} = A \sqrt{\frac{\tau}{T_o}}$$

(valore di un segnale cost con stessa potenza media)

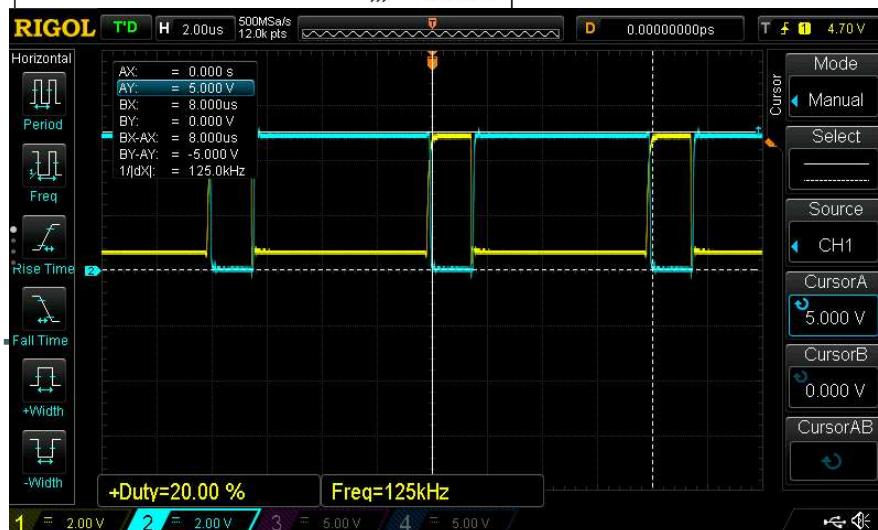
$$Valore medio temporale: S_m = \frac{1}{T_o} \int_{-\frac{T_o}{2}}^{\frac{T_o}{2}} s(t) dt = \frac{1}{T_o} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} A dt = \frac{A\tau}{T_o}$$

Come si nota dalle formule il duty cycle è presente in tutti i casi quindi si intuisce facilmente che una sua modifica nel tempo va a modificare tutti i parametri del segnale.

INVERTER

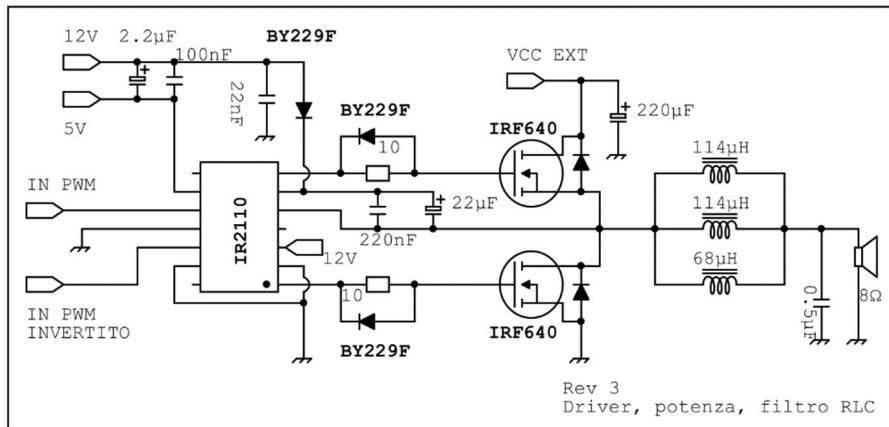


Questo stadio (basato sul [CD4001BCN](#)) si occupa di prendere il segnale PWM e di restituire in uscita lo stesso segnale e una copia negata (o invertita da cui il nome). Infatti la porta logica NOR con gli ingressi in comune si comporta come una NOT quindi quando il segnale in ingresso sarà alto l'uscita sarà bassa e viceversa. Le tre porte logiche NOT avanzanti non sono usate, i rispettivi ingressi sono stati portati a massa per evitare stati indeterminati.



Il canale 1 è stato collegato all'uscita PWM mentre il canale 2 all'uscita PWM invertito. Si nota un leggero offset di 200mV (dovuto alla caduta di tensione dei transistor nel TL494) non crea problemi dato che viene eliminato dal prossimo stadio.

AMPLIFICAZIONE DI POTENZA



Per il comando degli interruttori di potenza si è scelto il circuito integrato [IR2110](#) questo componente assicura una veloce gestione delle capacità di gate dei mosfet facendoli lavorare nelle migliori condizioni, ovvero evitando il più possibile la zona lineare dove questi componenti

andrebbero a dissipare inutilmente molta potenza, invece in questo modo la loro resistenza interna è sempre molto bassa ed abbiamo poche perdite. Realizza anche la funzione di bootstrap ovvero tramite il condensatore da 22uF e quello da 220nF riesce ad usarli per raddoppiare la tensione di comando per il mosfet “alto” della configurazione a mezzo ponte assicurandone una buona accensione, dato che in quel caso il source non è riferito a massa. In fine si occupa di gestire la temporizzazione delle accensioni evitando potenziali accensioni simultanee dei mosfet che sarebbero distruttive.

Sono stati scelti diodi [BY229F](#) e mosfet [IRF640](#) perché particolarmente adatti ad impieghi con segnali veloci, inoltre i mosfet presentano caratteristiche di resistenza interna e tensione favorevoli per questa applicazione.

Quindi i segnali PWM e PWM invertito vanno a comandare rispettivamente il mosfet “alto” e il mosfet “basso” nel mezzo ponte, in questo modo si realizza l’amplificazione di potenza del segnale PWM dove la potenza del segnale sarà direttamente proporzionale al duty cycle come visto prima e all’ampiezza della tensione VCC EXT.

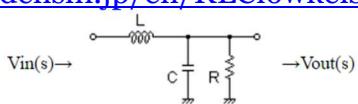
Alla fine troviamo un filtro RLC passa basso (dove R è l’impedenza dell’altoparlante) che si occupa di eliminare tutta la parte di alta frequenza e restituisce il segnale audio amplificato.

Il valore di induttanza e capacità è stato calcolato nel seguente modo:

$$L = \frac{Z}{2\pi f_c} = 32[\mu H] \rightarrow f_c = \frac{Z}{2\pi} = \frac{8\Omega}{2\pi \cdot 32 \cdot 10^{-6}[H]} = 39.8 [kHz] \approx 40 [kHz]$$

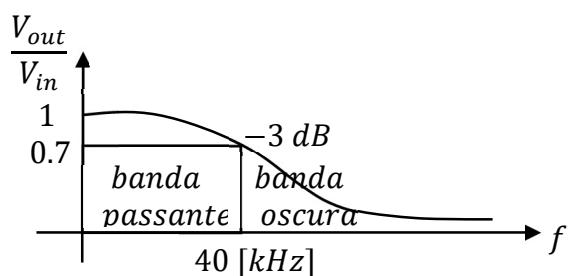
$$C = \frac{1}{2\pi f_c Z} = \frac{1}{2\pi \cdot 39.8 \cdot 10^3 [Hz] \cdot 8[\Omega]} = 0.5 [\mu F]$$

Questo calcolo è stato verificato con il tool online: <http://sim.okawa-denshi.jp/en/RLClawkeisan.htm>



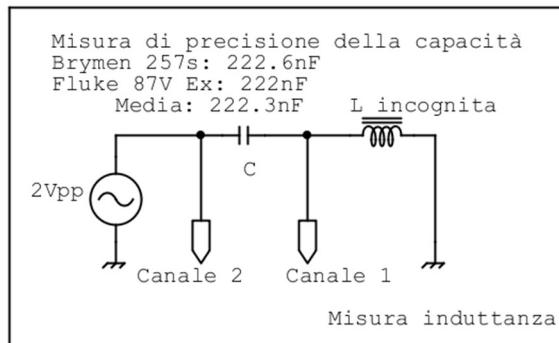
Transfer function

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + s \frac{1}{CR} + \frac{1}{LC}}$$



INDUTTANZA INCOGNITA

Molti componenti usati in questo progetto sono di recupero, inclusi gli induttori del filtro. In questo modo si pone il problema del valore incognito di induttanza degli stessi dato che non hanno alcun valore stampato sul corpo. Non avendo a disposizione un misuratore RLC ho utilizzato il generatore di segnali e l'oscilloscopio per misurare il valore delle induttanze attraverso il “metodo dello sfasamento”.

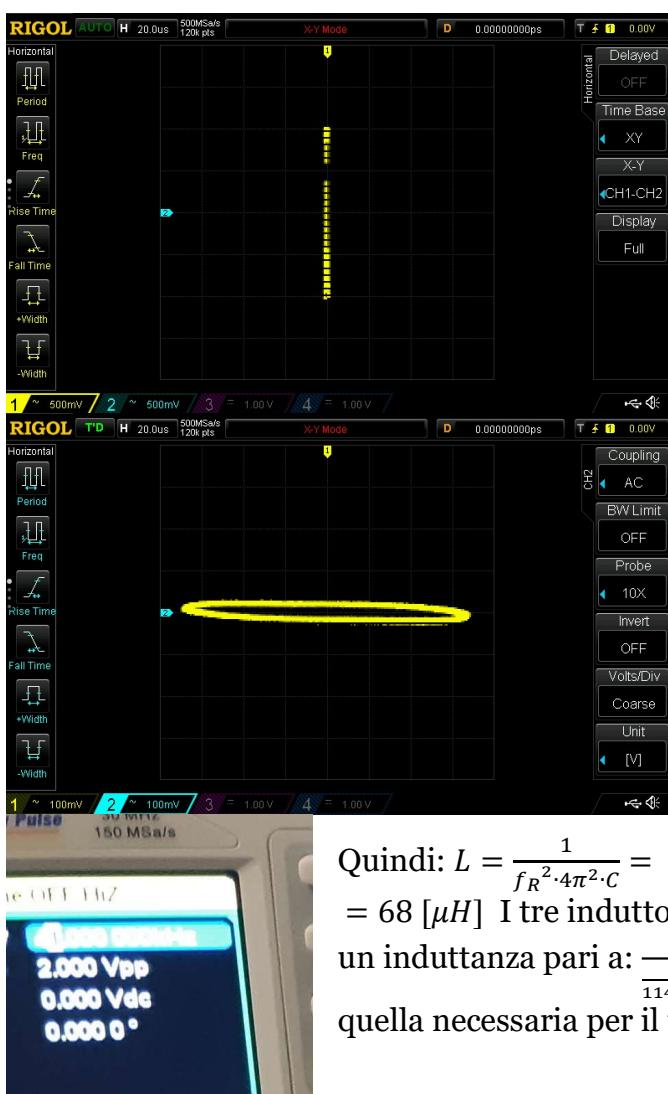


Partendo dalla formula della frequenza di risonanza del circuito LC:

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \rightarrow f_R^2 \cdot 4\pi^2 = \frac{1}{LC} \rightarrow f_R^2 \cdot 4\pi^2 \cdot C = \frac{1}{L} \rightarrow L = \frac{1}{f_R^2 \cdot 4\pi^2 \cdot C}$$

Ora ci resta come incognita solo la frequenza di risonanza, per trovarla non dobbiamo far altro che fornire un segnale sinusoidale al circuito e aumentare gradualmente la frequenza del generatore di segnali fino a trovare un perfetto sfasamento di 90° tra i due canali.

Si consiglia di non superare indicativamente i 6Vpp altrimenti la circuitazione del generatore di funzione è a rischio, soprattutto quando si trova il punto di risonanza.



Per misurare lo sfasamento possiamo affidarci alle funzioni dell'oscilloscopio ma essendo software spesso non sono affidabili. Per rimediare a questo possiamo sfruttare la modalità XY dell'oscilloscopio per determinare con precisione l'angolo di sfasamento.

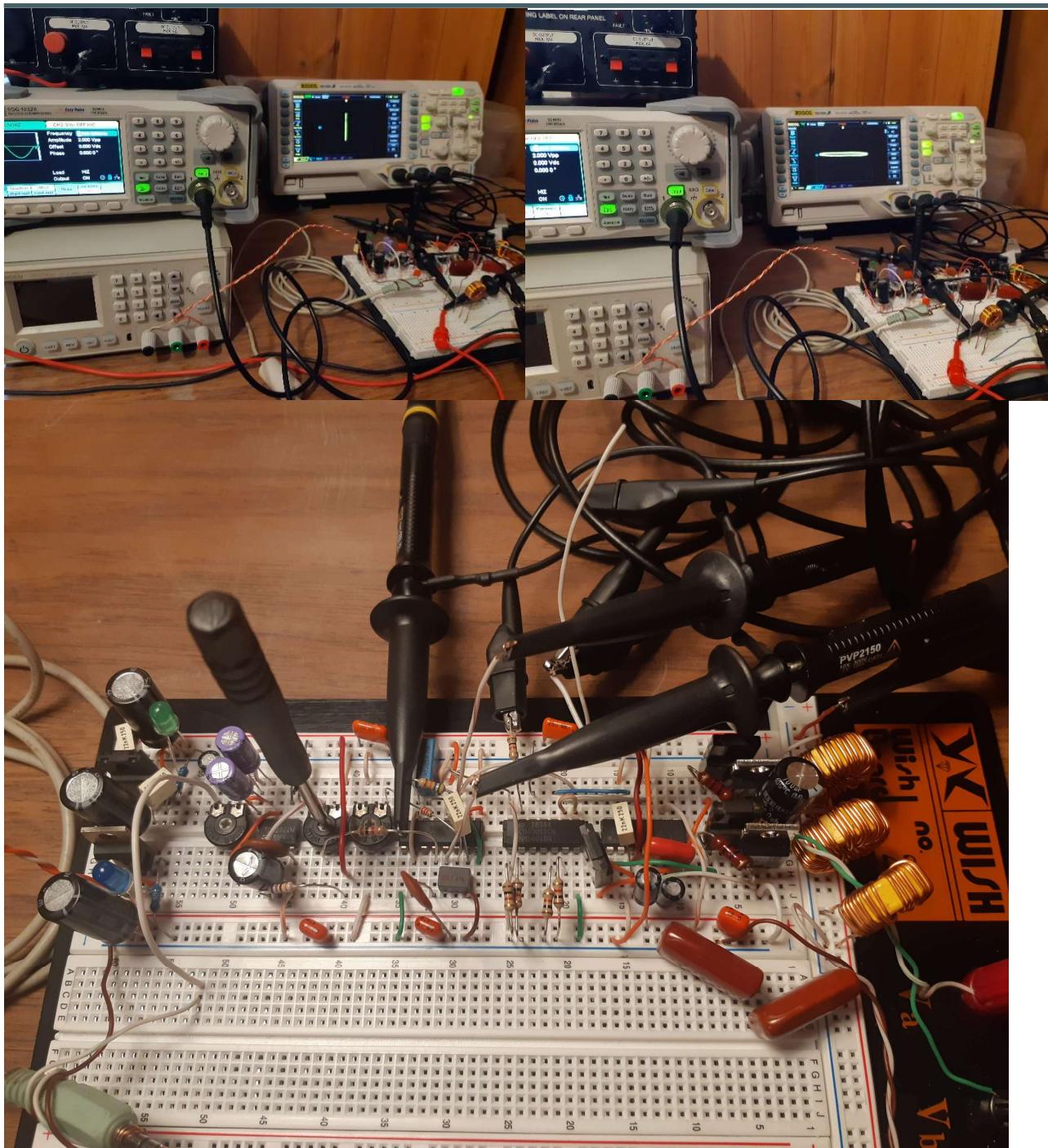
Qui come si può vedere siamo lontani dalla frequenza di risonanza, infatti, prendendo come riferimento l'asse verticale abbiamo un angolo nullo.

Aumentando la frequenza del generatore gradualmente si noterà un aumento di questo angolo fino a raggiungere lo stato nella seconda immagine.

Abbiamo ottenuto il nostro angolo retto rispetto alla verticale. Ora non resta che annotare la frequenza del generatore di funzioni e sostituirla nella formula.

Il generatore è impostato a 41[kHz]

Quindi: $L = \frac{1}{f_R^2 \cdot 4\pi^2 \cdot C} = \frac{1}{(41 \cdot 10^3 [Hz])^2 \cdot 4\pi^2 \cdot 2.223 \cdot 10^{-7} [F]} = 0.000068 [H] = 68 [\mu H]$ I tre induttori in parallelo nella parte di potenza hanno un induttanza pari a: $\frac{1}{\frac{1}{114 [\mu H]} + \frac{1}{114 [\mu H]} + \frac{1}{68 [\mu H]}} = 31 [\mu H]$ molto vicina a quella necessaria per il filtro RLC.



Nella foto è possibile vedere l'ultima versione dell'amplificatore. La frequenza portante è stata portata da 125[kHz] a 250[kHz] semplicemente tarando di nuovo il trimmer dell'oscillatore del TL494 basandomi sul fatto che è quella "standard" per gli amplificatori commerciali di questo tipo. Sperimentalmente non si sono notate differenze significative, tranne che ovviamente un maggiore filtraggio del filtro RLC che taglia a 40[kHz]. Per l'analisi dello spettro ho notato sempre la frequenza portante e le sue armoniche dopodiché ho impostato prima una sinusoide a 100[Hz] (tralasciando la delta nell'origine) e ho notato la sua "delta" nella FFT, dopodiché ho impostato la funzione sweep da 10[Hz] a 200[Hz] con un tempo pari a un secondo e ho notato che quella che prima era una delta adesso è diventato un "lobo" con banda pari a 190[Hz] che equivale proprio alla porzione di banda dello sweep. In questo modo ho capito come viaggia l'informazione nello spettro osservando una piccola "finestra" dato che l'oscilloscopio è lento altrimenti.