



**UNIVERSITÀ
DEGLI STUDI
DI BRESCIA**

Università degli Studi di Brescia

DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE

Corso di Laurea magistrale in Ingegneria Elettronica

PROGETTO DI SISTEMI ELETTRONICI ANALOGICI

**Circuito per la generazione del tono
(sinusoidale a frequenza variabile) per Theremin**

Progetto n°17

Autori:

Luca Brescia

Matricola 706005

Simone Pezzottini

Matricola 89521

Indice

Obiettivo	2
1 Scelta dei componenti	3
1.1 Amplificatori operazionali LF353N, LF356P e uA741	3
1.2 Oscillatore monolitico XR2206	4
1.3 Moltiplicatore analogico AD633	5
2 Scelte progettuali	7
2.1 VCO	7
2.2 Oscillatore sinusoidale di Wien	9
2.3 Moltiplicatore analogico	12
2.4 Filtro LP del quarto ordine	12
2.5 Filtro passa alto del primo ordine con amplificazione	13
2.6 Filtro passa banda passivo	14
3 Risultati sperimentali	16
3.1 XR2206	16
3.2 Oscillatore di Wien	19
3.2.1 Oscillatore quasi di Wien	19
3.2.2 Oscillatore di Wien	21
3.3 Mixer	22
3.4 Filtro passa basso di ordine 4	24
3.5 Filtro passa alto del primo ordine	26
3.6 Theremin	29
4 Conclusioni	33
4.1 MODIFICHE	34

Obiettivo

Realizzazione di un tono a frequenza variabile nello spettro delle frequenze udibili [$20Hz - 20kHz$] utilizzando un VCO e una capacità variabile con il movimento di una mano seguendo lo schema a blocchi mostrato in *Figura 1*. Il segnale modulato avrà un range di frequenze elevato, di conseguenza andrà mixato ad una sinusoide a frequenza determinata, per riportare lo spettro del segnale nel range delle frequenze udibili, e opportunamente filtrato per eliminare le componenti indesiderate.



Figura 1: Schema generale di funzionamento di un circuito per la realizzazione di un tono.

In generale lo schema richiesto per la realizzazione del progetto potrebbe essere il seguente:



Figura 2: Schema a blocchi generale del progetto

Capitolo 1

Scelta dei componenti

I blocchi minimi necessari alla realizzazione di questo progetto sono:

1. Oscillatore sinusoidale a frequenza variabile(controllato in tensione (*VCO*));
2. Moltiplicatore analogico;
3. Oscillatore a frequenza fissata;
4. Filtro passa basso.
5. Filtro passa alto con Amplificazione

La scelta dei componenti è stata fatta considerando le caratteristiche del segnale da generare. In particolare, volendo realizzare uno shift in frequenza, pertanto vi è la necessità di lavorare con integrati con una banda passante adeguata. Avendo a disposizione una serie limitata di componenti si è deciso di utilizzare i seguenti:

1. per l'oscillatore a frequenza variabile si è scelto l'oscillatore monolitico *XR2206* come *VCO*;
2. Il moltiplicatore analogico *AD633* per lo shift frequenziale;
3. L'amplificatore operazionale *LF353N* per la realizzazione dell'oscillatore a ponte di Wien per la generazione della sinusoide di riferimento;
4. L'amplificatore *LF356P* per la realizzazione di filtro passa basso.
5. L'amplificatore *UA741* per la realizzazione dei filtri passa alto.

1.1 Amplificatori operazionali LF353N, LF356P e uA741

La scelta di questi componenti tra quelli disponibili è stata fatta principalmente per le bande bassanti dei dispositivi.

Sono necessari componenti a banda elevata poiché, come risulta dal capitolo 3.3, si deve lavorare con frequenze dell'ordine delle centinaia di kHz.

Infatti le bande in gioco sono di circa *3MHz* per *LF356P* mentre *5MHz* per *LF353N*. Ad esempio, l'*UA741* ha un *GBP* di *1MHz* tipico. I primi due operazionali sono stati scelti per:

1. *LF356N* per l'oscillatore armonica fondamentale
2. *LF353P* per il filtro passa basso del 4o ordine.

Importante osservare che l'*LF356P* ha al suo interno due amplificatori operazionali per cui è stato scelto per la realizzazione del filtro del 4° ordine in modo da ridurre il numero di integrati per la realizzazione del dispositivo. Inoltre, l'*LF353N*, avente una *GBP* maggiore (5MHz), permette di generare sinusoidi con un range di frequenze maggiore; altro motivo per cui si sono scelti i componenti come spiegato sopra. L'*UA741* viene impiegato come filtro attivo passa alto del primo ordine (*ecomplificatore finale*) per togliere le componenti inferiori a 20Hz come richiesto dal progetto e sfruttare contemporaneamente la banda passante ridotta del dispositivo al fine di attenuare le alte frequenze indesiderate.

I motivi per cui le frequenze in gioco risultino essere elevate sono indicate nel capitolo 3.3.



Figura 1.1: PinOut dei tre Amplificatori Operazionali usati

1.2 Oscillatore monolitico XR2206

Si è scelto di utilizzare *XR2206* perché permette la generazione di diverse forme d'onda sinusoidali, onde quadre, rampe, onde triangolari ed impulsi garantendo un'alta precisione, stabilità e una bassa distorsione. L'ampiezza e la frequenza dei segnali in uscita sono direttamente modulabili dall'integrato, gestendo opportunamente gli ingressi. La gamma di frequenze generabili va da 0.01 Hz a 1 MHz , quindi perfetto per le specifiche richieste dal progetto. In *Figura 1.2* è mostrato lo schema a blocchi del componente.



(a) Schema dei collegamenti interni

PIN DESCRIPTION

Pin #	Symbol	Type	Description
1	AMSI	I	Amplitude Modulating Signal Input.
2	STO	O	Sine or Triangle Wave Output.
3	MO	O	Multiplier Output.
4	VCC		Positive Power Supply.
5	TC1	I	Timing Capacitor Input.
6	TC2	I	Timing Capacitor Input.
7	TR1	O	Timing Resistor 1 Output.
8	TR2	O	Timing Resistor 2 Output.
9	FSK1	I	Frequency Shift Keying Input.
10	BIAS	O	Internal Voltage Reference.
11	SYNCO	O	Sync Output. This output is an open collector and needs a pull up resistor to VCC.
12	GND		Ground pin.
13	WAVEA1	I	Wave Form Adjust Input 1.
14	WAVEA2	I	Wave Form Adjust Input 2.
15	SYMA1	I	Wave Symmetry Adjust 1.
16	SYMA2	I	Wave Symmetry Adjust 2.

(b) Descrizione in dettaglio dei pin

Figura 1.2: Schema a blocchi dell'oscillatore monolitico XR2206

La frequenza di oscillazione può essere determinata agendo sulla capacità o sulla resistenza equivalente collegate ai pin opportuni del componente, come riportato nel capitolo 2.

1.3 Moltiplicatore analogico AD633

La scelta del moltiplicatore analogico AD633 è stata obbligata in quanto tra i componenti a disposizione non vi erano altre proposte. Tuttavia, garantisce delle buone prestazioni permettendo di restare nelle specifiche di progetto. Infatti, possiede elevate impedenze d'ingresso sia sugli ingressi differenziali X e Y , che sull'ingresso sommatore Z , una bassa impedenza d'uscita che permette quindi di disaccoppiare la parte a monte del circuito con quella che si trova a valle e lavora con una larghezza di banda pari ad 1 MHz e uno slew rate pari a $20\text{ V}/\mu\text{S}$. La Figura 1.3 mette in evidenza che il componente inizia ad attenuare il segnale ad una frequenza inferiore rispetto alla banda passante teorica indicata, tagliando intorno ai 500 kHz . Dal punto di vista teorico, questo non impone una limitazione ai fini del progetto.

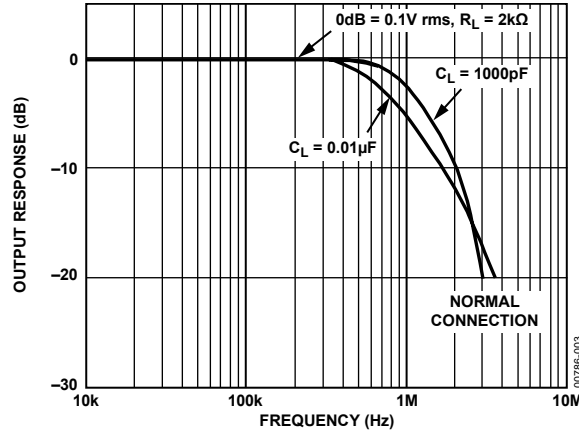


Figura 1.3: Banda passante del moltiplicatore analogico AD633

La Figura 1.4 mostra sia il pinout che lo schema blocchi interno dell'AD633. Il segnale in uscita dal mixer si calcola con la seguente equazione:

$$W = \frac{(X1 - X2)(Y1 - Y2)}{10[V]} + Z \quad (1.1)$$

L'Equazione 1.1 ci dice che il segnale viene attenuato di un fattore 10, quindi sarà necessaria una compensazione negli stadi successivi come viene mostrato nella Sezione 3.5.

Analizzando il caso che gli ingressi $X2$, $Y2$ e Z collegati a massa, ovvero che diano contributo nullo. L'Equazione 1.1 diventa:

$$W = \frac{X1 * Y1}{10[V]} \quad (1.2)$$

Considerando che i due ingressi siano sinusoidali:

$$X1 = A \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \quad (1.3)$$

$$Y1 = B \sin(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (1.4)$$

$$W = \frac{AB}{2} [\cos((\omega_1 - \omega_2)t + (\varphi_1 - \varphi_2)) - \cos((\omega_1 + \omega_2)t + (\varphi_1 + \varphi_2))] \frac{1}{10[V]} \quad (1.5)$$

Aggiungendo l'ipotesi che le due sinusoidi abbiano fase nulla, l'Equazione 1.5 diventa:

$$W = \frac{AB}{2} [\cos((\omega_1 - \omega_2)t) - \cos((\omega_1 + \omega_2)t)] \frac{1}{10[V]} \quad (1.6)$$

Dunque, all'uscita del mixer si avrà un segnale dato dalla combinazione delle due sinusoidi in ingresso, le cui componenti spettrali saranno date una dalla somma delle componenti spettrali delle delle singole e l'altra dalla loro differenza. Quindi, inserendo un opportuno filtro passa basso, si va a selezionare solo la componente spettrale d'interesse ovvero quella compresa tra 20 Hz e 20 kHz.



Figura 1.4: PinOut e schema a blocchi dell'AD633

Capitolo 2

Scelte progettuali

Nella realizzazione di questo progetto si deve prestare particolare attenzione allo spettro delle frequenze del segnale di uscita. Nello specifico, si deve valutare la distorsione armonica totale (*THD*) del segnale di uscita osservando quanto le armoniche a frequenza diversa da quella desiderata, anche generate da disturbi intrinseci del sistema, influiscano sovrapponendosi all'armonica a frequenza desiderata. Per ridurre l'effetto delle armoniche a frequenza esterna alla banda udibile si è scelto di introdurre cascate di filtri passa alto e passa basso in modo da creare un insieme di filtri passa-banda che producano un effetto accettabile per l'esperienza. Di seguito è riportato lo schema a blocchi del sistema:

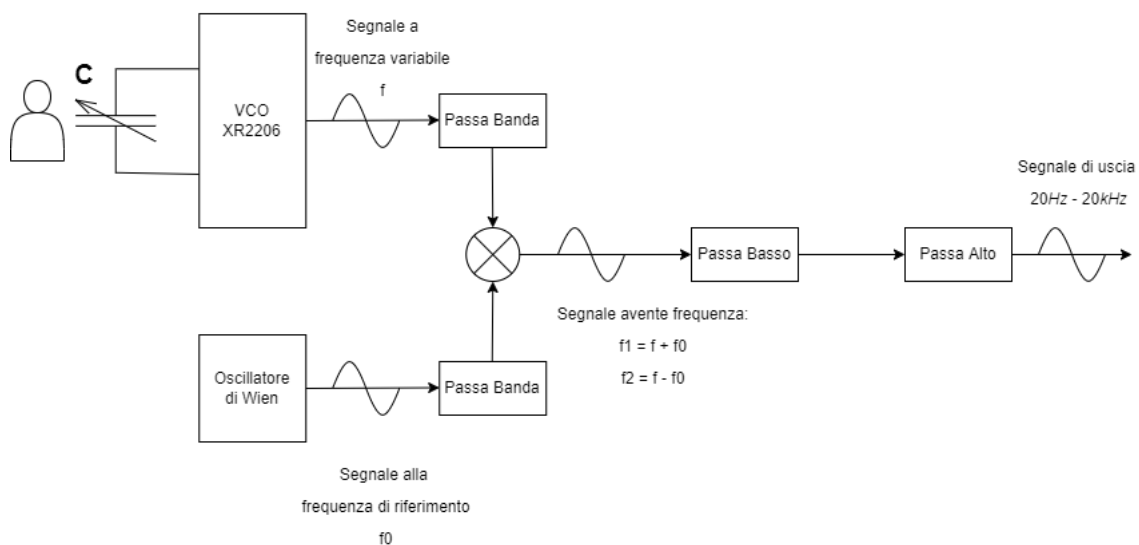


Figura 2.1: Schema a blocchi del sistema realizzato

Nelle *Sezioni 2.1 2.2 1.3 2.4* vengono analizzate singolarmente le scelte effettuate per ogni singolo blocco del sistema.

2.1 VCO

Il VCO, *Voltage Controlled Oscillator*, è un generatore di segnali che modifica la frequenza di oscillazione del segnale generato in funzione della tensione applicata al suo ingresso.

In relazione all'integrato utilizzato, il cui schema interno è riportato in figura *Figura 2.2*, la frequenza di oscillazione f_0 viene controllata da una capacità esterna C , detta capacità di *timing* collegata tra i *pin5* e *pin6* e dalla resistenza R posta in ingresso ai *pin7* e *pin8*. Essa viene calcolata come:

$$f_0 = \frac{1}{RC} \quad (2.1)$$

Regolando il valore di R , dato dalla somma di $R_1 + 1k\Omega$, e di C , si imposta a piacere la frequenza di oscillazione. Nel progetto si è scelto di utilizzare una resistenza R fissa in quanto si ha una capacità variabile per la regolazione della frequenza.



Figura 2.2: Schema a blocchi interno dell'oscillatore monolitico XR2206

Come consigliato da datasheet, per garantire una buona stabilità in temperatura, si è scelto di utilizzare valori di R compresi tra $4k\Omega < R < 200k\Omega$ e valori di C compresi tra $1\mu F < C < 100\mu F$.

Avendo una capacità variabile, in quanto dipendente dalla posizione della mano dell'utente e dalla geometria dell'antenna realizzata, si è scelta una R di $100k\Omega$ per cercare di rispettare, almeno in parte, il range fornito dal datasheet per garantire una buona stabilità in temperatura.

2.2 Oscillatore sinusoidale di Wien

Per la realizzazione di un segnale sinusoidale a frequenza fissata si è scelto di utilizzare un oscillatore in configurazione a ponte di Wien auto-avviante, il cui schema è riportato in *Figura 2.3*



Figura 2.3: Schema generale di un oscillatore a ponte di Wien auto-avviante. A sinistra lo schema utilizzato per il progetto.

Analizzando la *f.d.t* del circuito, riportata nell'equazione 2.2 si osserva che il prodotto $A \cdot B$ deve essere 1, ovvero che sia soddisfatta la condizione di risonanza $\omega = \omega_0$.

$$T(j\omega) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{3 + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \quad (2.2)$$

Il blocco di forward A è rappresentato dal guadagno del circuito ovvero:

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.3)$$

Mentre, in presenza di R e C di valore unico, il blocco di feedback B è rappresentato dall'equazione:

$$B = \frac{1}{3 + j\omega RC - j\frac{1}{\omega RC}} \quad (2.4)$$

Da questo si possono avere tre casi:

1. $T(j\omega) < 1$: si ha una situazione stabile, in cui i segnali tendono a zero. Perché si hanno due poli complessi coniugati a parte reale negativa, che danno origine ad una sinusoide smorzata esponenzialmente.

2. $T(j\omega) > 1$: si ha una situazione instabile, dove ogni disturbo con contributo spettrale vicino ad ω_0 viene amplificato rigenerativamente. Pertanto l'amplificatore operazionale satura. Questo avviene perché si hanno due poli complessi coniugati a parte reale positiva, che danno origine ad una sinusoide con ampiezza crescente esponenzialmente.
3. $T(j\omega) = 1$: si ha una situazione di stabilità. Perché si hanno due poli complessi coniugati a parte reale nulla, immaginari puri, che danno origine ad una sinusoide con ampiezza costante.

Per l'innescio delle oscillazioni è necessario che il guadagno ad anello aperto sia inizialmente $A \cdot B > 1$ ed $A > 3$ per poi assestarsi a $A \cdot B = 1$ ed $A = 3$. La tecnica più semplice consiste nel disporre due diodi in antiparallelo lungo l'anello di retroazione dell'amplificatore operazionale. Quando V_O è bassa i diodi presentano un'alta resistenza differenziale mentre all'aumentare di V_O essa diminuisce.

Per rispettare le condizioni di lavoro imposte, il guadagno A deve essere posto, circa, all'85% del suo valore nominale ($A=2,5 - 2,55$) così si fa in modo che $A > 3$ all'avvio che poi si riduce ad $A=3$ a regime.

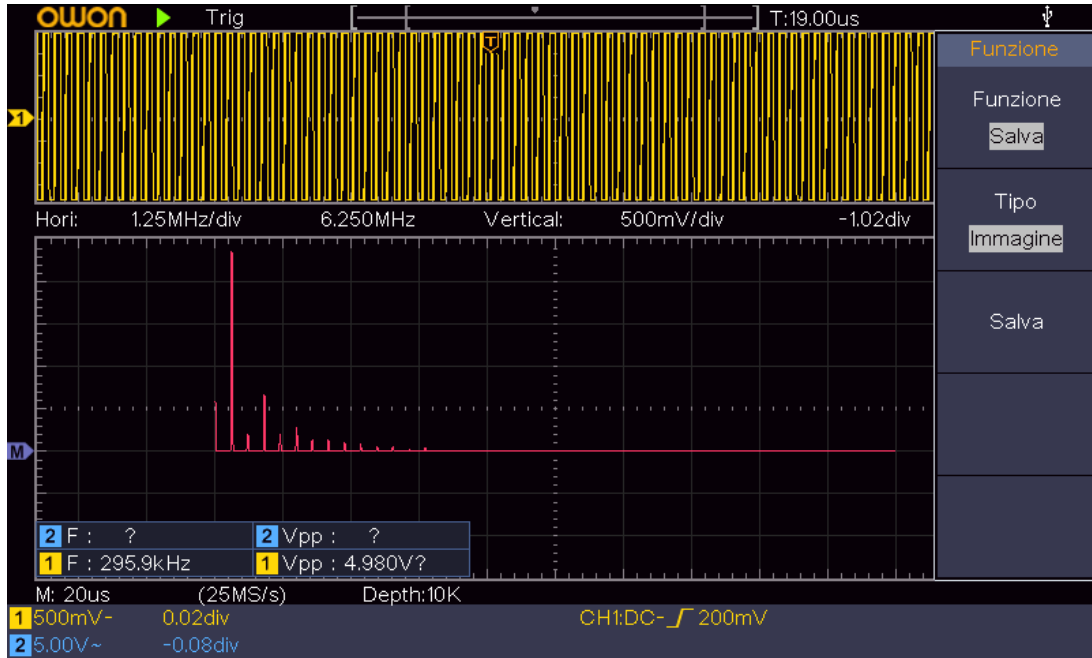


Figura 2.4: FFT della sinusoide a 295kHz in uscita dall'oscillatore acquisita tramite oscilloscopio

La frequenza di oscillazione si ottiene con l'Equazione 2.5:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.5)$$

Per la valutazione della distorsione della sinusoide ottenuta si utilizza il calcolo del THD riportato nell'Equazione 2.6:

$$THD(\%) = 100 \cdot \frac{\sqrt{\sum_2^\infty V_n^2}}{V_1} \quad (2.6)$$

Tutti i valori di tensione devono essere in RMS:

$$V_{RMS} = \frac{V}{\sqrt{2}} \quad (2.7)$$

La presenza di un THD più o meno accettabile è indice di un andamento sinusoidale in uscita più o meno ideale, ossia avente una fft che presenta una sola riga spettrale. L'aggiunta di nuove armoniche può essere causata dalla sensibilità alle temperature dell'oscillatore di Wien, che porta anche ad una variazione delle ampiezze. Un'altra possibile fonte di disturbi e/o distorsioni è la saturazione dell'amplificatore utilizzato per realizzare l'oscillatore, bisogna quindi essere sempre attenti a non portare l'amplificatore a saturare il segnale.

2.3 Moltiplicatore analogico

Come segue dalla teoria dei segnali, alla moltiplicazione di due segnali nei tempi corrisponde la convoluzione degli stessi in frequenza. Questo porta ad ottenere due sinusoidi centrate a frequenza $\omega_1 + \omega_2$ e $\omega_1 - \omega_2$.

In *Figura 2.5* viene mostrato il risultato ottenuto moltiplicando una sinusoide ottenuta precedentemente con l'oscillatore di Wien, illustrato nella *Sezione 2.2*, avente una ω_0 di $45kHz$, e una sinusoide generata dal generatore di funzione ad una frequenza di $20kHz$.

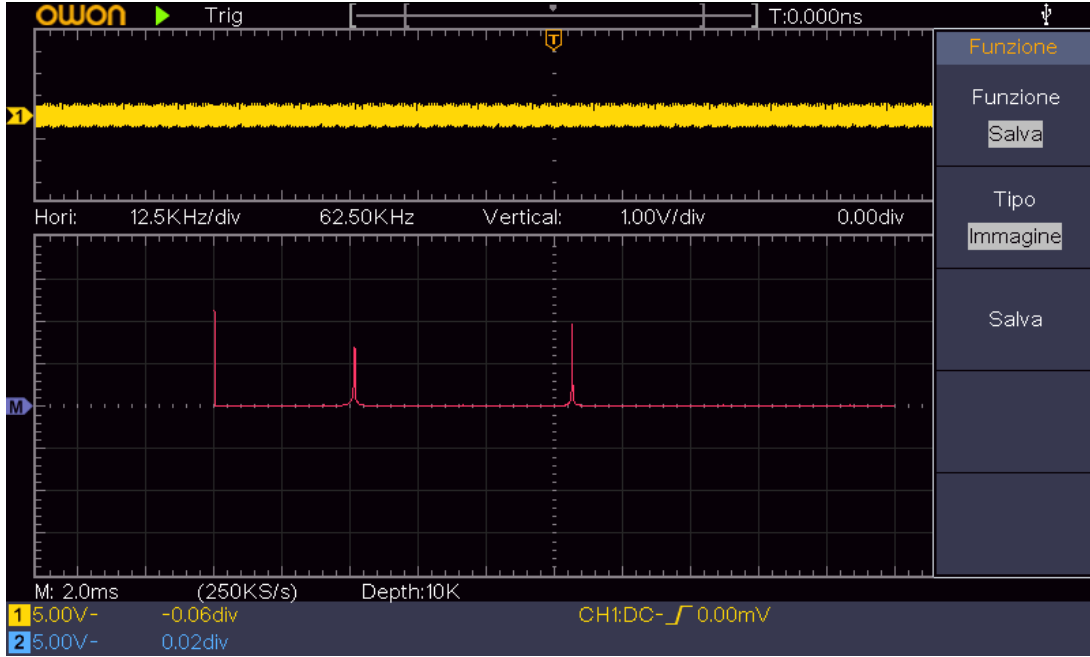


Figura 2.5: FFT del segnale in uscita dall'AD633, con test tra Oscillatore di Wien avente $\omega_0 = 45kHz$ 12V picco e generatore di funzione con segnale 20 KHz e 2.5V picco.

Essendo i due segnali di 20kHz e 45kHz rispettivamente, dalla *Figura 2.5* si può notare come vengano generate due sinusoidi aventi armoniche fondamentali a $(45 - 20)kHz$ e $(45 + 20)kHz$. Inoltre, le ampiezze misurate risultano comparabili con i risultati teorici in quanto l'ampiezza di picco dei due segnali è di 12V e 2.5V rispettivamente, che vengono moltiplicati tra loro e scalati di un fattore 10, come specificato nel datasheet del componente. Sempre in riferimento alla *Figura 2.5* si può notare anche come le due ampiezze non siano uguali: questo è un errore dovuto alla non-linearità del componente. Tuttavia, per la nostra applicazione questo errore è irrilevante in quanto interessa maggiormente la componente frequenziale del segnale.

2.4 Filtro LP del quarto ordine

Il prodotto di due sinusoidi del mixer porterà in uscita due sinusoidi a frequenze diverse ovvero una sarà $\omega_{wien} + \omega_{VCO}$ e l'altra a $\omega_{wien} - \omega_{VCO}$. Per rientrare nelle specifiche di progetto, è stato necessario introdurre un filtro passa-basso che permetta di ottenere in uscita al sistema solo la componente armonica $\omega_{wien} - \omega_{VCO}$.

Volendo realizzare un filtro molto selettivo e, avendo il componente *LF353P* al suo interno due amplificatori, si è scelto di utilizzare un filtro attivo di ordine 4, realizzandolo tramite un filtro di Chebychev con due celle Sallen-Key in casacata.

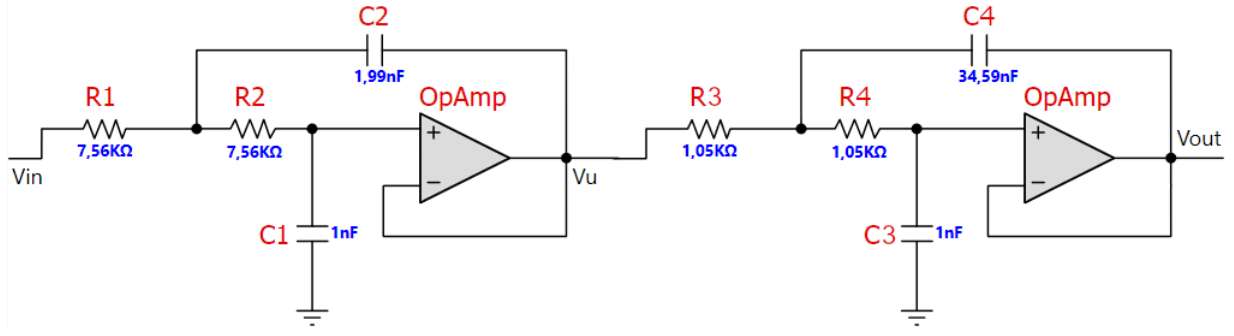


Figura 2.6: Filtro attivo di ordine 4.

La risposta in frequenza teorica del filtro risulta essere in modulo quella riportata nel diagramma di Bode mostrato in *Figura 2.7*.

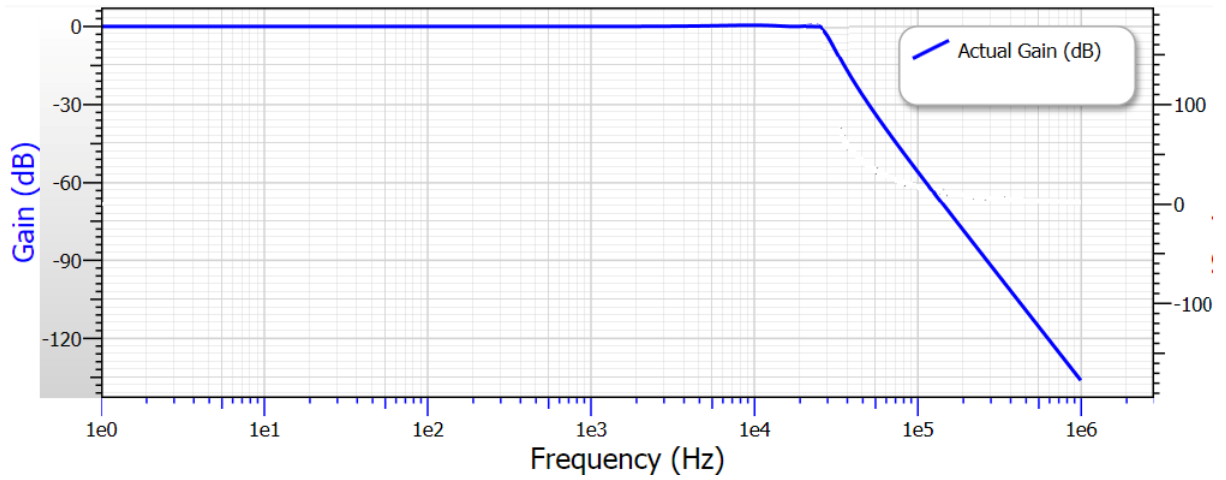


Figura 2.7: Diagramma di Bode del modulo del filtro.

La funzione di trasferimento del filtro del quarto ordine può essere vista come il prodotto in cascata delle funzioni di trasferimento delle due celle Sallen-Key del secondo ordine.

La funzione della prima cella risulta:

$$H_1(s) = \frac{V_{in}}{V_u} = \frac{1}{1 + sC_1(R_1 + R_2) + s^2C_1C_2R_1R_2} \quad (2.8)$$

Mentre la funzione di trasferimento della seconda cella risulta essere:

$$H_2(s) = \frac{V_u}{V_{out}} = \frac{1}{1 + sC_3(R_3 + R_4) + s^2C_3C_4R_3R_4} \quad (2.9)$$

La funzione di trasferimento totale del filtro sarà quindi data dal prodotto delle due *Equazioni 2.8 e 2.9*:

$$H(s) = H_1(s)H_2(s) = \frac{V_{in}}{V_u} \frac{V_u}{V_{out}} = \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (2.10)$$

2.5 Filtro passa alto del primo ordine con amplificazione

Come mostrato nello schema riportato in figura 2.1, il sistema presenta come ultimo blocco un filtro passa alto, per tagliare tutte le frequenze inferiori ai 20 Hz, come da specifica. Inoltre, oltre a filtrare le basse frequenze si effettua anche un'amplificazione per compensare il fattore di attenuazione introdotto dal mixer.

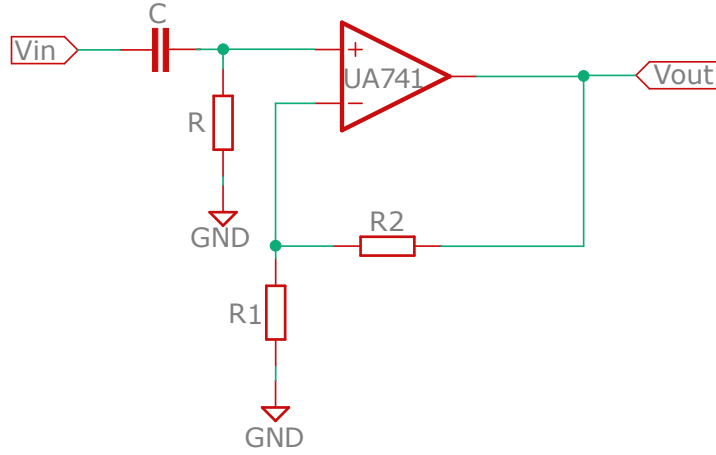


Figura 2.8: Schematico del filtro passa alto attivo del primo ordine, con guadagno per compensare l'attenuazione introdotta dal mixer. Posto in uscita dal filtro passa basso del quarto ordine.

La funzione di trasferimento del filtro può essere vista come il prodotto di due diversi blocchi. Il blocco di guadagno non invertente riportato nell'equazione 2.11, ovvero il blocco di retroazione. Che per compensare il fattore di attenuazione introdotto dal mixer il guadagno dovrà essere pari a 10.

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.11)$$

Il secondo blocco invece comprende la parte di filtraggio e la sua funzione di trasferimento è quella riportata nell'equazione 2.12.

$$H(j\omega) = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \quad (2.12)$$

Moltiplicando l'equazione 2.11 con l'equazione 2.12 e passando nel dominio di Laplace, ovvero ponendo $j\omega = s$, si ottiene la funzione di trasferimento complessiva del filtro attivo riportata nell'equazione 2.13.

$$H(s) = \frac{sRC}{1 + sRC} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (2.13)$$

La frequenza di taglio si ottiene con la formula riportata nell'equazione 2.14

$$f_t = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.14)$$

Imponendo una C pari a $47nF$, per ottenere una f_t pari a $20 Hz$, si deve avere una R pari a $169.3k\Omega$.

2.6 Filtro passa banda passivo

Anche se nello schema riportato in figura 2.1 i filtri passa banda vengono posti all'inizio, sono stati messi come ultima sezione in quanto la loro necessità si è presentata solo dopo una prima analisi dei segnali in uscita dall'XR2206 ed all'oscillatore riportato nella sezione 3.2.1. Visto che i due segnali impiegati nelle misurazioni presentavano delle componenti in continua, soprattutto il segnale in uscita dall'XR2206 che introduce un offset per garantire l'oscillazione con un'alimentazione singola, come spiegato nella sezione 1.2; mentre l'oscillatore nella sezione 3.2.1 si

presentava con un pessimo THD dovuto alla presenza di diverse armoniche indesiderate. Quindi, al fine di evitare la comparsa di più armoniche indesiderate in uscita dal mixer si è deciso di introdurre il filtro passa banda passivo riportato in figura 2.9.

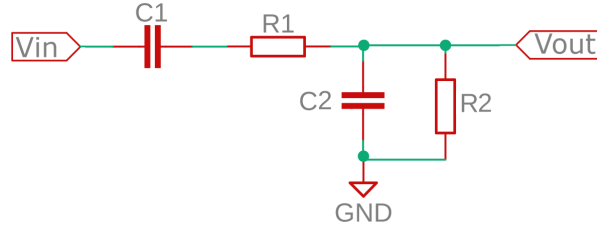


Figura 2.9: Schematico del filtro passa banda passivo meso in uscita dal XR2206 e in uscita all'oscillatore riportato nel paragrafo 3.2.1

La funzione di trasferimento del filtro è riportata nell'equazione 2.15.

$$H(s) = \frac{\frac{s}{C_2 R_1}}{s^2 + s\left(\frac{1}{C_2 R_2} + \frac{1}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_2 R_1}\right) + \frac{1}{C_2 R_2 C_1 R_1}} \quad (2.15)$$

Si possono notare due poli il primo in kHz e il secondo in kHz e di uno zero nell'origine. Questi garantiscono il filtraggio della continua come desiderato ed una prima attenuazione delle frequenze oltre il valore massimo che consente di demodulare in uscita la sinusoide con la frequenza compresa nell'intervallo imposto dalle specifiche.

Si può notare la presenza di un partitore di tensione. Per evitare un'attenuazione del segnale si è deciso di porre R_2 molto maggiore di R_1 in modo che l'equazione del partitore di tensione, riportato nell'equazione 2.16, diventi l'equazione 2.17.

$$V_{out} = V_{in} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.16)$$

$$V_{out} \sim V_{in} \text{ se } R_1 \gg R_2 \quad (2.17)$$

Capitolo 3

Risultati sperimentali

3.1 XR2206

Per la realizzazione della sinusoide a frequenza variabile si è fatto riferimento al datasheet del componente scegliendo come valori di partenza quelli mostrati in esempio. La capacità variabile è stata realizzata con un supporto rigido e della carta di alluminio creando una struttura simile ad una bandiera. Il tutto è stato collegato come mostrato in *Figura 3.1*.



Figura 3.1: Foto dell'antenna utilizzata come capacità variabile

Le prestazioni ottenute con questo tipo di antenna sono mostrate in *Figura 3.2* e in *Figura 3.3*. Dalle figure si può osservare le sinusoidi in uscita dall'XR2206 in presenza dell'antenna a bandiera e in assenza della mano dell'utente, ovvero l'oscillazione a "riposo" dell'oscillatore. È importante notare come dalla *Figura 3.3* venga evidenziata l'attenuazione e lo sfasamento del segnale dovuti all'effetto del filtro passa banda. Tuttavia, il filtro migliora le prestazioni di uscita dell'oscillatore. Infatti, già dalla *Figura 3.2* si può apprezzare la buona riuscita del sistema in termini di segnale sinusoidale generato. Prestazioni che possono essere quantificate con un'analisi di tipo spettrale.

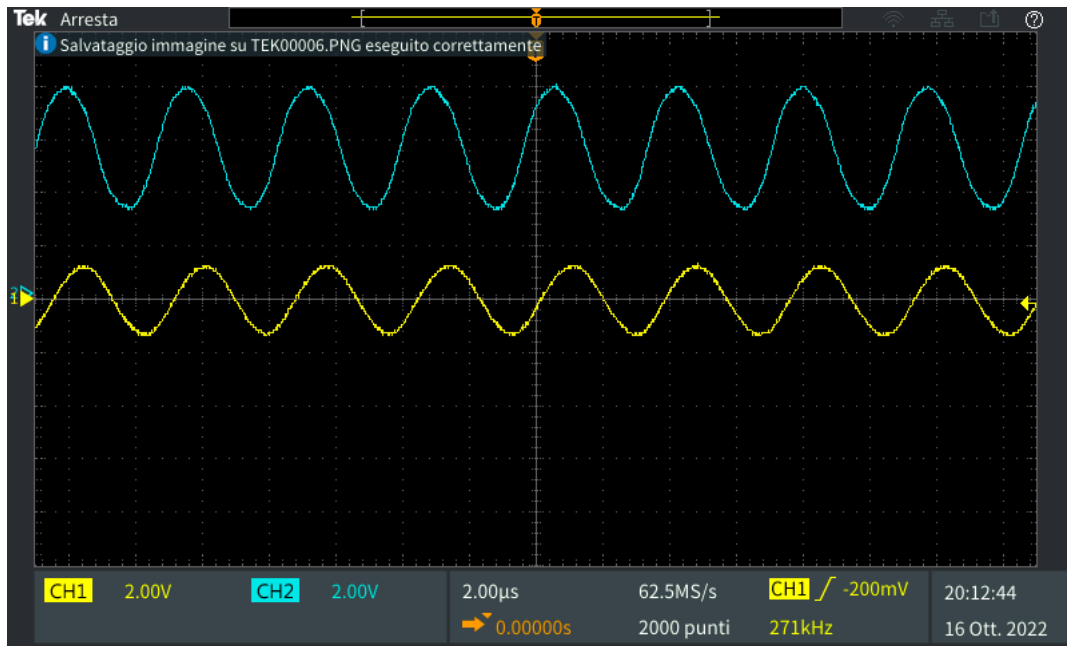


Figura 3.2: Confronto tra i segnali in uscita dall'oscillatore monolitico XR2206 prima (in bianco) e dopo (in giallo) il fitro LP in cascata.

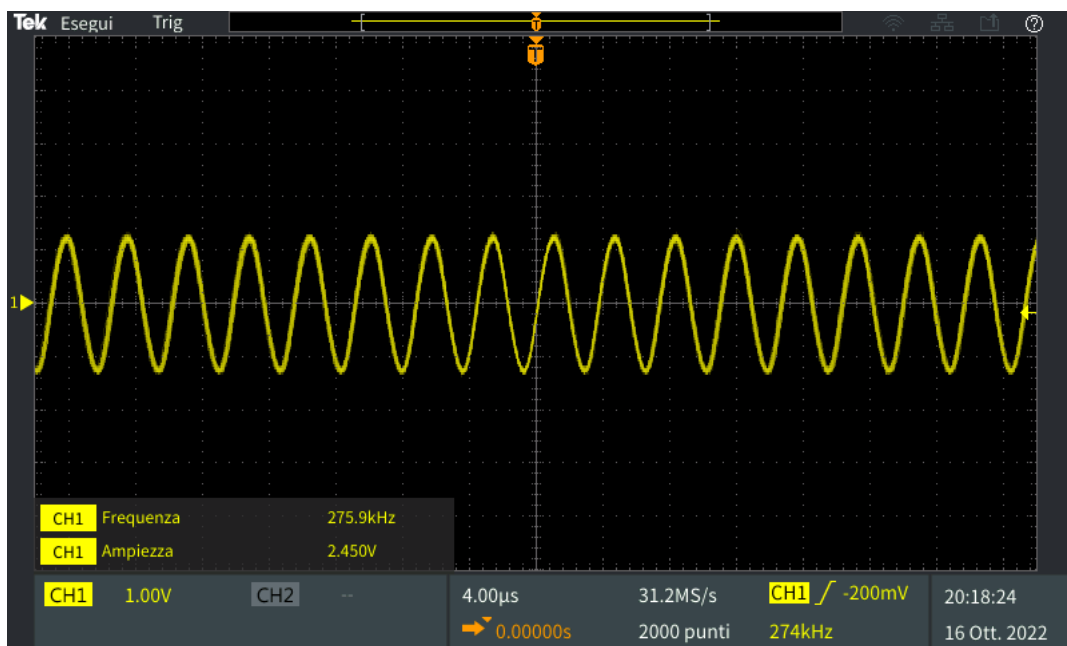


Figura 3.3: Segnale in uscita dal blocco XR2206 + LP.

La figura 3.4 mostra la *FFT* in uscita dall'XR2206 prima del filtro (segnale in bianco) e

dopo il filtro (segnale in giallo). I due segnali oscillano alla stessa frequenza fondamentale e sono stati visualizzati con scala differente per poterne apprezzare l'intera riga spettrale. Si nota che l'armonica dopo il filtro (in giallo) presenta un miglioramento del THD rispetto a quella non filtrata (in bianco) in quanto le armoniche a frequenza diversa dalla fondamentale vengono attenuate, anche se la riduzione in ampiezza interessa anche la fondamentale. La tabella 3.1 mostra i valori numerici ottenuti dal calcolo del THD sostituendo i valori numerici delle ampiezze del segnale risultante nell'*Equazione 2.6*.

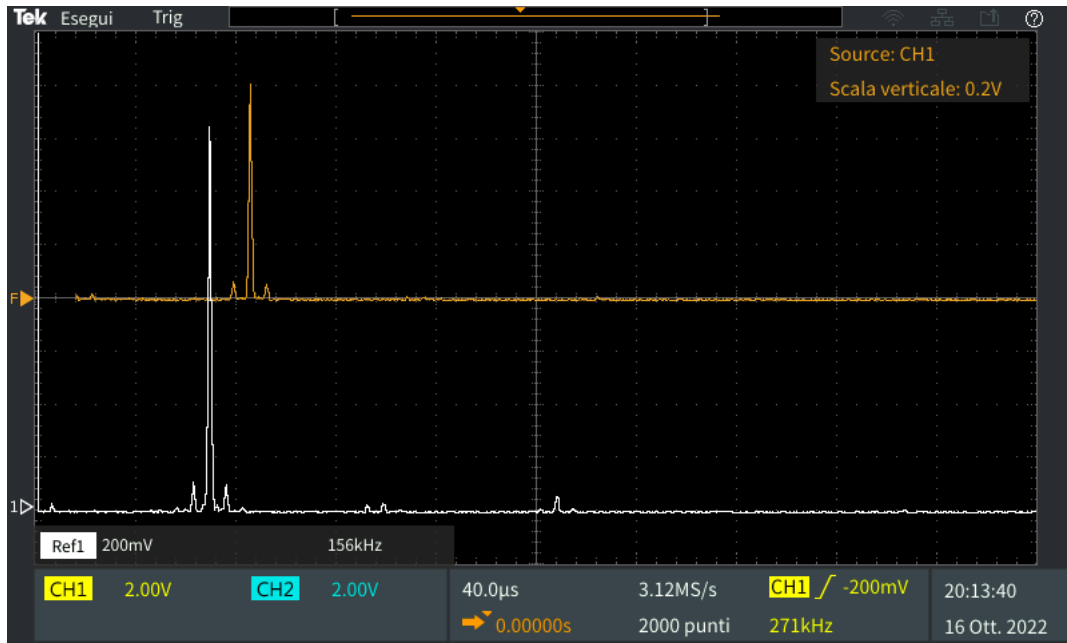


Figura 3.4: Confronto tra le FFT del segnale in uscita dall'oscillatore monolitico XR2206 prima e dopo il filtro LP in cascata.

Armonica	Ampiezza [mV]	THD (%)
Fondamentale	800	7.071
2 ^a armonica	40	
3 ^a armonica	40	

Tabella 3.1: Misure in ampiezza delle componenti armoniche e calcolo del THD della sinusoide in scita dall'XR2206 filtrata dal filtro passa-banda

3.2 Oscillatore di Wien

3.2.1 Oscillatore quasi di Wien

In figura 3.5 è riportato il circuito finale utilizzato per la realizzazione dell'oscillatore di Wien.

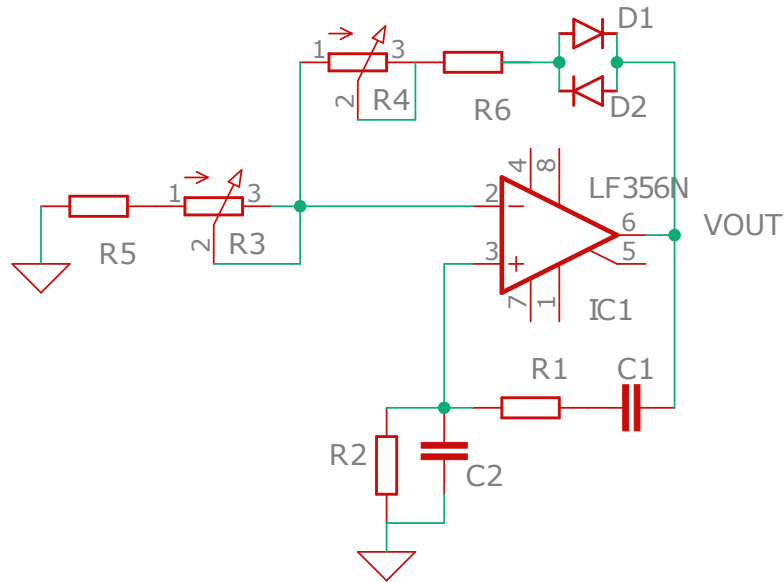


Figura 3.5: Schematico dell'oscillatore di Wien utilizzato

Si può notare che sono stati aggiunti due potenziometri, $R3$ e $R4$ rispettivamente, del valore $1k\Omega$, in serie alle resistenze $R5$ e $R6$, del valore di $1k\Omega$. Tale scelta è stata fatta per accordare l'oscillazione del segnale e ridurre quindi la distorsione armonica. Tuttavia si è notato che la presenza di questi ultimi può portare alla perdita dell'oscillazione stessa, in quanto se i due potenziometri hanno valori simili viene meno la condizione di oscillazione del circuito. Grazie ai potenziometri si ha la possibilità di sbilanciare il ponte rendendo possibile l'avviarsi dell'oscillatore ottenendo un'oscillazione continua e con una possibilità di regolare le caratteristiche del segnale generato.



Figura 3.6: Confronto tra i segnali in uscita dall'oscillatore di Wien prima e dopo il filtro BP in cascata.

La figura 3.6 mostra l'uscita dell'oscillatore di Wien. In azzurro si può notare che la sinusoide satura sulla semionda negativa e le pendenze di salita a discesa sono differenti. Questo accade quando il valore di resistenza utilizzato dei potenziometri è comparabile. La saturazione del segnale di uscita dell'integrato porta all'introduzione di altre armoniche oltre alla fondamentale, come mostrato dal segnale in bianco mostrato in *Figura 3.7*. Per risolvere questo problema è stato aggiunto un filtro passivo all'uscita dell'oscillatore. Il filtro è di tipo passa banda formato da un condensatore per tagliare la continua, seguito da un passa basso RC ($R = 7.5k\Omega$; $C = 100pF$; $f_c = 212kHz$). L'aggiunta di questo filtro porta un notevole miglioramento del segnale di uscita. Tale miglioramento è osservabile sia in *Figura 3.6* (sinusoide in giallo), dove si può notare l'assenza di saturazione delle semionde e fronti di salita e discesa pressoché identici, che in *figura 3.7* dove si può notare la notevole riduzione delle armoniche nello spettro del segnale.

Tuttavia, l'aggiunta di un filtro di questo tipo porta ad un'attenuazione anche dell'armonica fondamentale e ad uno sfasamento di 90° in ritardo rispetto alla sinusoide originale. L'attenuazione è dovuta alla scelta della frequenza di taglio del filtro ($212kHz$), che quindi inizierà a tagliare circa $20/30kHz$ prima della fondamentale dell'oscillatore di Wien che è generata a $245kHz$. Lo sfasamento invece è dovuto al filtro del primo ordine passivo.

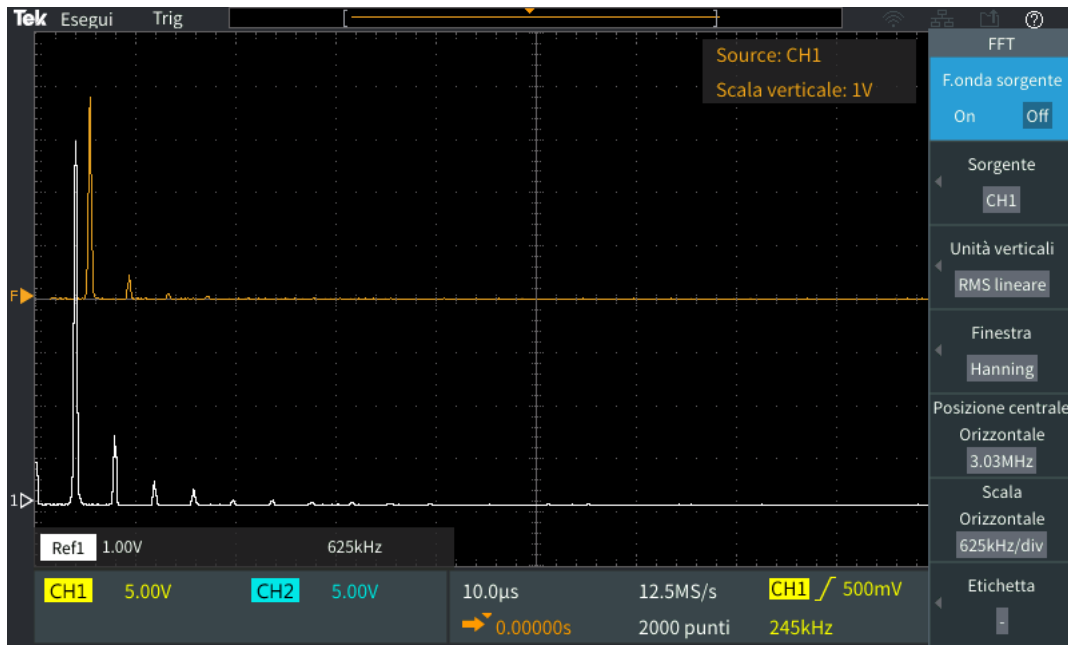


Figura 3.7: Confronto tra le FFT del segnale in uscita dall'oscillatore di Wien prima e dopo il filtro BP in cascata.

Un altro riscontro lo si ha con il calcolo del *THD* del segnale in uscita dall'oscillatore il cui risultato ottenuto l'*Equazione 2.6* è mostrato nella *Tabella 3.2*. Invece, nella tabella 3.3 è riportato il valore del *THD* ottenuto sempre dall'*Equazione 2.6* riferito al segnale risultante in uscita al filtro passa banda passivo. Confrontando i due risultati ottenuti, si può osservare un effettivo miglioramento del *THD* della sinusoide di riferimento.

Armonica	Ampiezza [mV]	THD (%)
Fondamentale	6800	19.96
2 ^a armonica	1200	
3 ^a armonica	600	
4 ^a armonica	200	
5 ^a armonica	50	

Tabella 3.2: Ampiezza delle armoniche del segnale in uscita dall'oscillatore di Wien.

Armonica	Ampiezza [mV]	THD (%)
Fondamentale	3800	10.61
2 ^a armonica	400	
3 ^a armonica	50	

Tabella 3.3: Ampiezze delle armoniche del segnale filtrato con il filtro passa basso in cascata all'oscillatore di Wien.

3.2.2 Oscillatore di Wien

In figura (PORCO DUE) è riportato lo schematico dell'oscillatore di Wien utilizzato per generare la sinusoide di riferimento alla frequenza di 158755522 kHz . La frequenza è stata ottenuta sostituendo nell'equazione 2.5 il valore di C pari a 330 pF e una R pari a $2 \text{ k}\Omega$.

IMMAGINE

L'oscillatore è stato montato prima su una breadboard, dove si può notare la sinusoide in uscita in figura 3.8 e la sua FFT in figura 3.9.

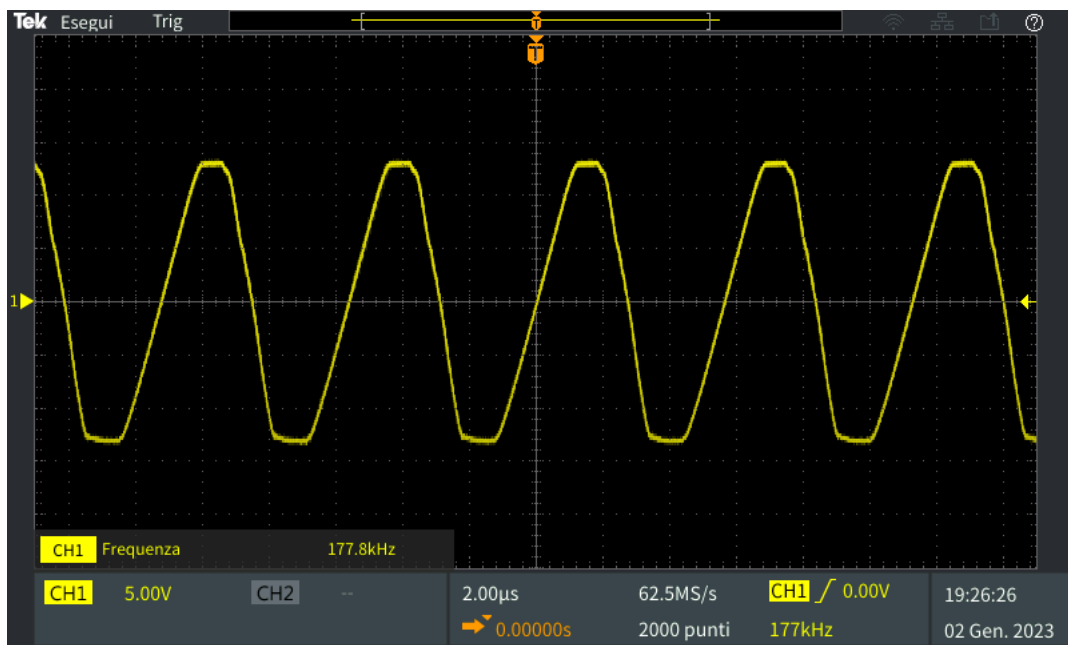


Figura 3.8: Sinusoide in uscita dall'oscillatore di Wien montato su breadboard

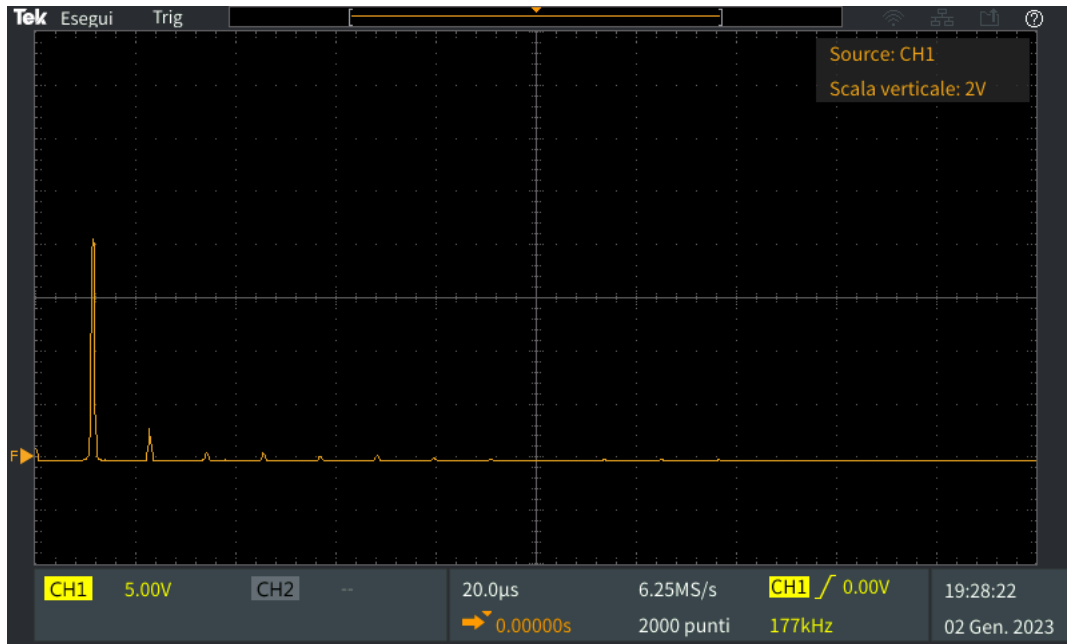


Figura 3.9: FFT della sinusoide in uscita dall'oscillatore di Wien montato su breadboard

Successivamente si è calcolato il *THD* della sinusoide e i risultati sono riportati nella tabella CIAOBELLO

Tabella

Si è spostato il circuito su basetta millefori. Ottenendo il segnale riportato in figura ZIOBESTIA, la cui *FFT* è riportata in figura ZIOBESTIA2 e il *THD* riportato in tabella ZIOBESTIONE.

Immagine

Immagine

Tabella

Si può notare che i due segnali, quello in figura 3.8 e quello in figura ZIOBESTIA presentano una frequenza di oscillazione differente, la prima di circa 177 kHz e la seconda di 245 kHz . Questo è dovuto alle capacità parassite introdotte dalla breadboard che aggiungono un offset capacitivo pari a circa 88 pF .

3.3 Mixer

L'*AD633* rappresenta il blocco del mixer nel nostro sistema. Il suo compito è moltiplicare tra loro le due sinusoidi in ingresso. Le sinusoidi interessate sono quella di riferimento dell'oscillatore di Wien e quella in uscita dal VCO. Quest'ultima sarà variabile e dipenderà dalla distanza della mano rispetto all'altro estremo della capacità variabile (bandiera in alluminio).

Una delle problematiche riscontrate durante l'utilizzo del mixer è stata la manifestazione di un offset del segnale dovuto all'impossibilità degli ingressi di scaricare le correnti di bias verso massa. Questo ha portato alla comparsa di offset negativo e alla cancellazione delle altre armoniche in uscita.

La soluzione si è trovata inserendo una resistenza di valore $680\text{ k}\Omega$ agli ingressi del mixer, creando un percorso verso massa per le correnti di bias. La scelta di tale valore è dovuta al compromesso tra l'ingresso ad alta impedenza dell'*AD633* e il partitore formato con la resistenza del filtro. La scelta di un valore errato produrrebbe un'attenuazione indesiderata del segnale di ingresso al mixer. Il resistore scelto evita l'attenuazione del segnale e salvaguarda l'alta impedenza del componente. Il risultato che si è ottenuto è mostrato in *Figura 3.10*, dove è

possibile osservare le due armoniche fondamentali generate dal prodotto delle due sinusoidi, esattamente come ci si aspetta dalla teoria.

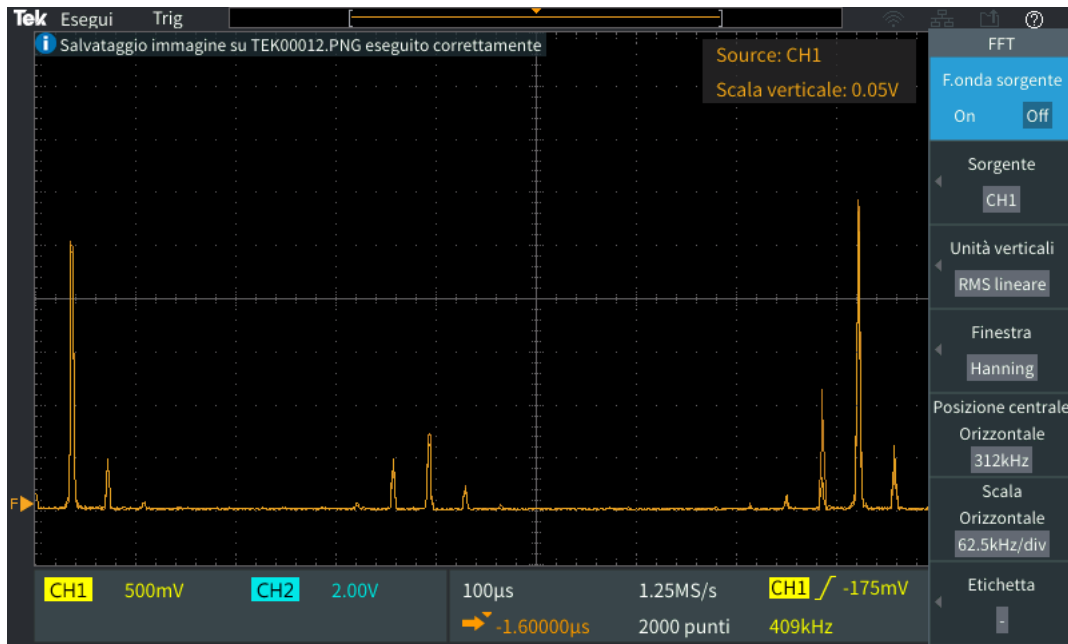


Figura 3.10: FFT in uscita dal mixer AD633 senza filtraggio

3.4 Filtro passa basso di ordine 4

In uscita dal mixer è stato necessario inserire un filtro passa basso per eliminare le frequenze superiori ai $20kHz$, come richiesto da specifica di progetto. Esso è necessario per eliminare le componenti date dalla somma delle frequenze in uscita al mixer risultanti dell'Equazione 1.2. Infatti, dati due segnali del tipo $V_1 = A_1 \cdot \sin(\omega_1 t)$ e $V_2 = A_2 \cdot \sin(\omega_2 t)$, il segnale risultante dalla moltiplicazione analogica tra i due sarà dato dall'equazione 3.1:

$$V_m = V_1 \cdot V_2 = \frac{A_1 A_2}{2} [\sin((\omega_1 + \omega_2)t) + \sin((\omega_1 - \omega_2)t)] \quad (3.1)$$

La figura 3.11 mostra il comportamento in frequenza dell'*LF353P*, ovvero il componente utilizzato per la realizzazione del filtro passa basso di ordine quattro.

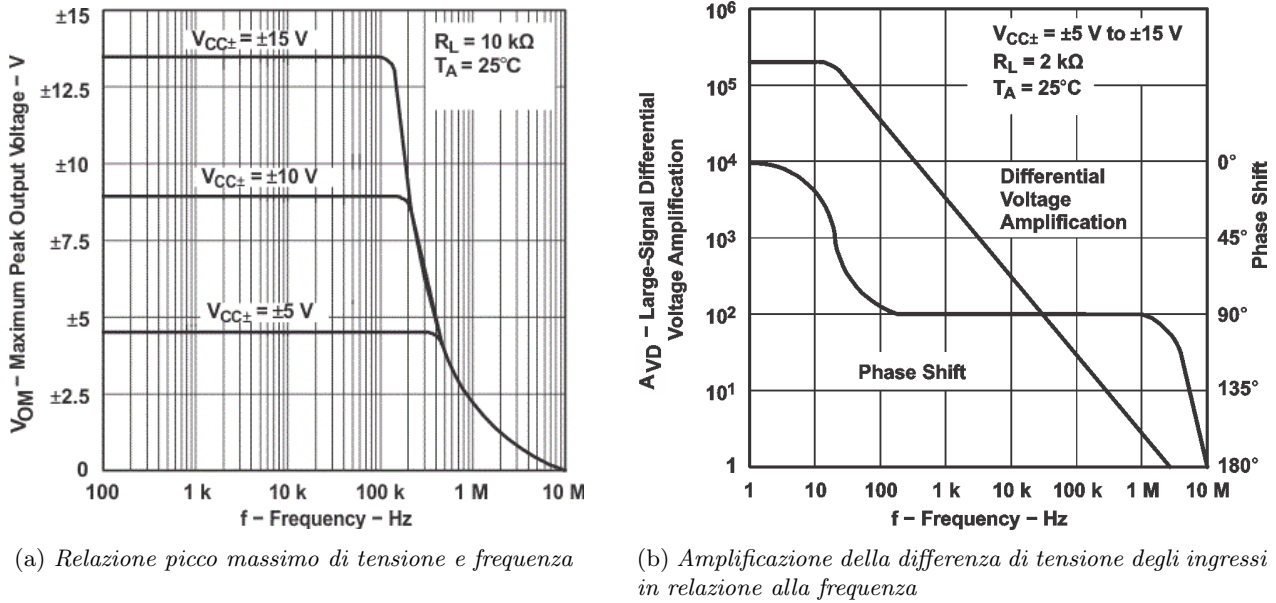


Figura 3.11: Diagrammi di bode del componente LF353P in anello aperto

La scelta di un filtro del quarto ordine è stata fatta sia per garantire un'attenuazione sufficiente delle armoniche successive ai $20KHz$ sia perché l'*LF356P* contiene al suo interno due operazionali. Quindi per evitare di lasciare flottanti dei pin che sarebbero potuti diventare una fonte aggiuntiva di rumore, si è deciso di utilizzare il componente al meglio delle possibilità. L'andamento del filtro ottenuto è mostrato in *Figura 3.12*, la quale mostra che le scelte progettuali sono state corrette, in quanto i dati sperimentali rispecchiano l'andamento teorico del filtro. Come si può osservare in *Figura 3.12* i due andamenti sono molto simili.

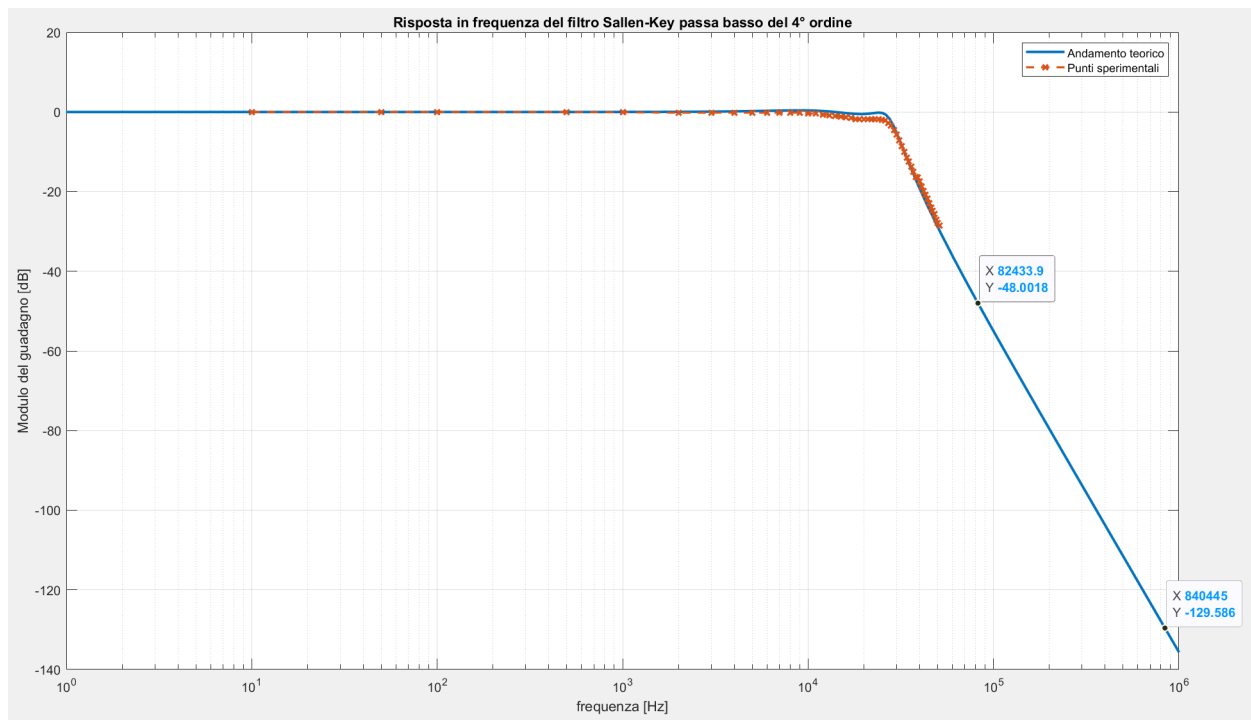


Figura 3.12: Diagramma di Bode del filtro Sallen-Key del 4° ordine

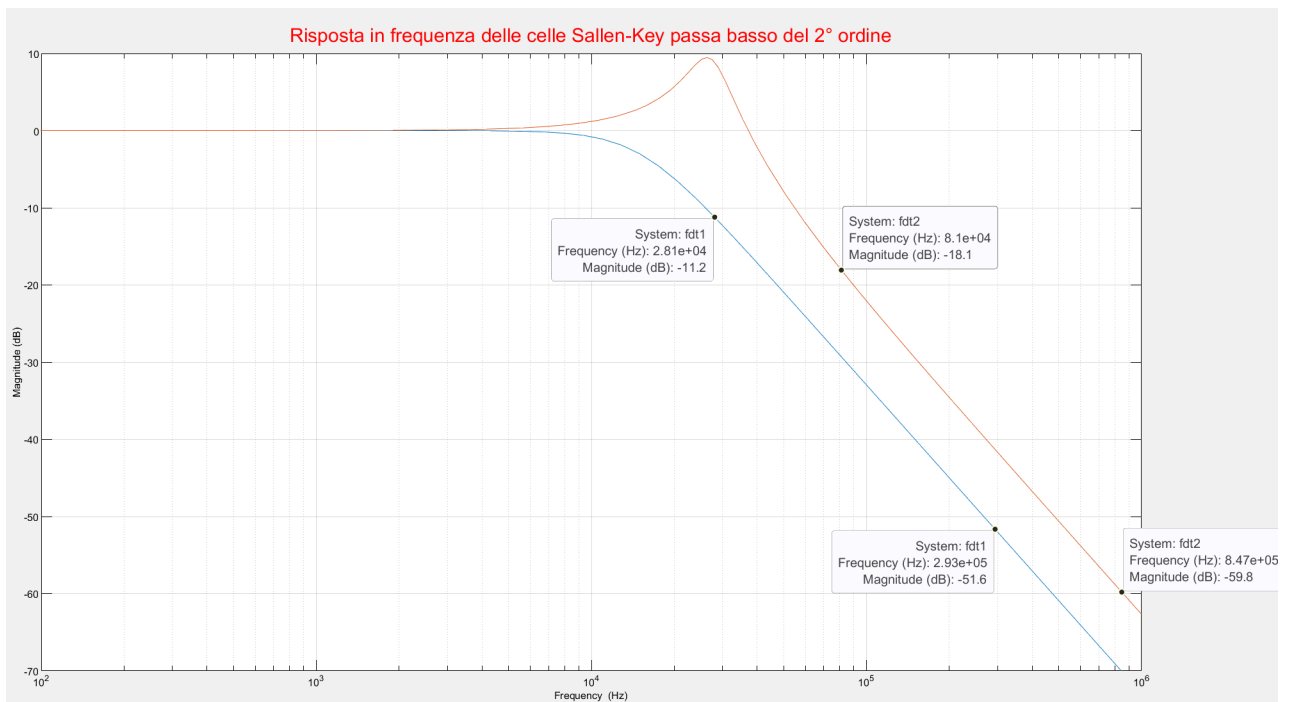


Figura 3.13: Diagramma di Bode delle celle Sallen-Key del 2° ordine, che compongono il filtro del 4° ordine

3.5 Filtro passa alto del primo ordine

Per eliminare la componente in continua in uscita dal mixer analogico è necessario un filtro passa alto. L'elemento disaccoppiante più semplice da poter inserire è una capacità, tra uscita del mixer e l'uscita del sistema completo. Dovendo rispettare da specifiche una frequenza minima del segnale di uscita di 20Hz si è deciso di optare per la realizzazione di un filtro passa alto con frequenza di taglio di 20Hz . Tuttavia si è scelto di utilizzare un filtro attivo per recuperare l'attenuazione di fattore 10 imposta dall'*AD633*, oltre che per disaccoppiare il circuito dal carico.

Da datasheet il prodotto banda guadagno (*GBP*) dell'*uA741* risulta essere di 1MHz in anello aperto. Tuttavia, utilizzando un guadagno di fattore 10 in anello chiuso, la banda passante del componente è ridotta a 100kHz . In questo modo è possibile ottenere un filtro passa banda con banda pari a $20\text{Hz} - 100\text{kHz}$. Questo aiuta ad attenuare ulteriormente tutte le componenti in alta frequenza. Come mostra la *Figura 3.14*, l'ampiezza massima del segnale in uscita dal componente viene ridotta per le alte frequenze. Ciò implica che l'uscita finale del sistema oscillerà con un ampiezza massima di $\pm 6\text{V}$.

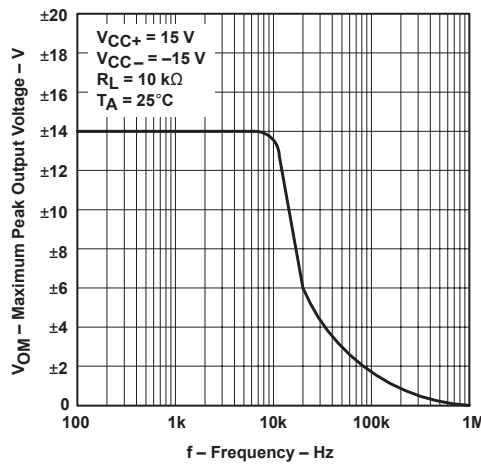


Figura 3.14: Ampiezza massima del segnale di uscita in relazione alla sua frequenza

Un'altro parametro importante da tenere in considerazione è il *THD* che da datasheet risulta essere solo dello 0.06% del segnale in ingresso. Quindi l'utilizzo di questo componente non introduce distorsione armonica significativa al sistema visti i valori esposti in precedenza.

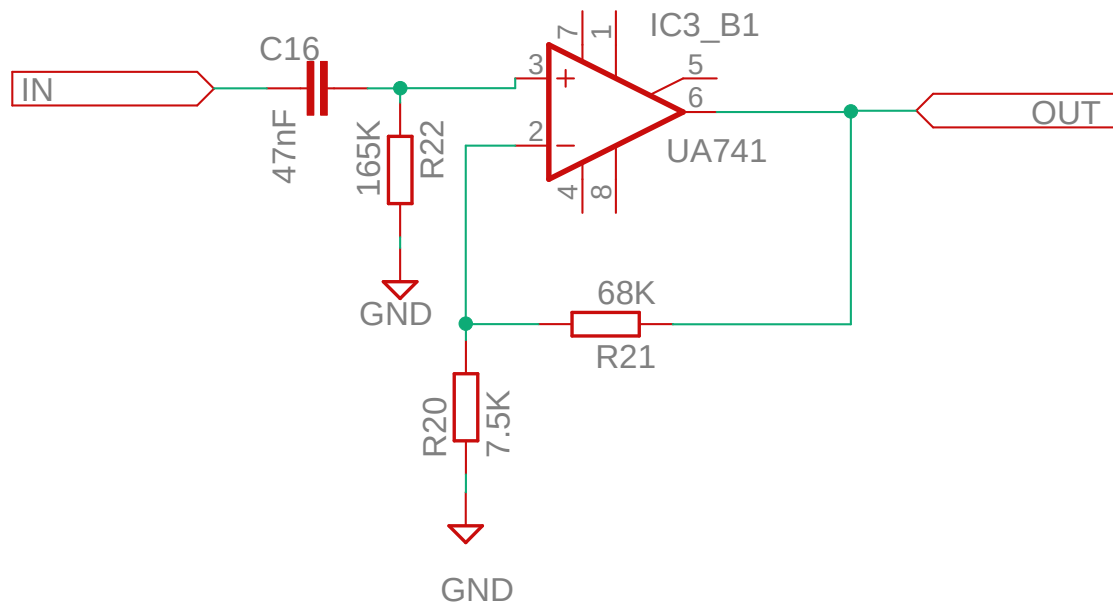


Figura 3.15: Schema del filtro attivo passa alto del primo ordine

In *Figura 3.16* si può notare come il filtro teorico (mostrato in blu) e quello sperimentale (mostrato in rosso) abbiano un andamento simile, ma non siano sovrapposti. Il filtro sperimentale rispetta la specifica di progetto del limite inferiore di banda passante di 20Hz . Possiamo dire che il filtro attenua il segnale con frequenze inferiori a 1Hz in quanto si trova ad un valore di -20dB . Per quanto riguarda le frequenze comprese tra 1Hz e 20Hz è vero dire che risultano amplificate, ma di un valore inferiore rispetto alla banda passante del filtro. Questo non risulta essere un problema poiché i due stadi precedenti, *LP4* e il *mixer*, attenuano il prodotto delle sinusoidi in ingresso al filtro di un valore 20. Pertanto le armoniche fuori dalla banda passante del filtro passa alto risultano comunque attenuate. Il risultato finale è riportato in *Figura 3.19*.

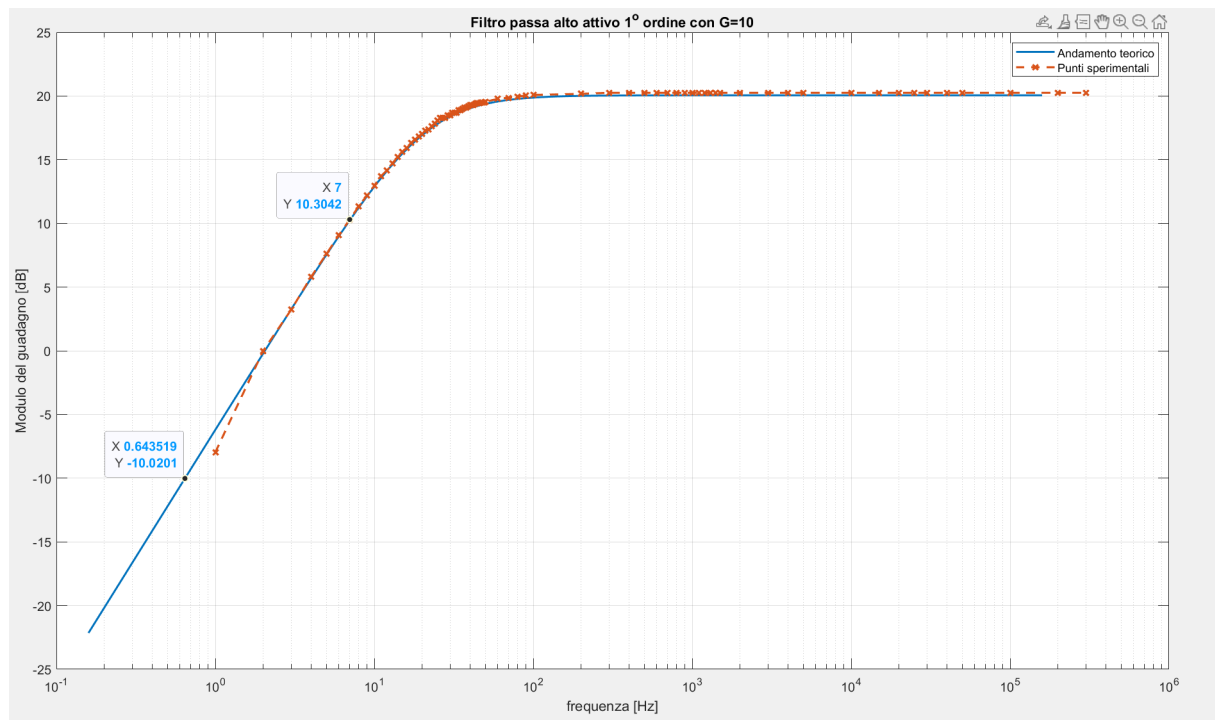


Figura 3.16: Diagramma di Bode del filtro passa alto del 1° ordine

3.6 Theremin

In *Figura 3.17* è riportato lo schema circuitale completo del Theremin. Si possono osservare i vari blocchi introdotti nei capitoli precedenti e come vengono posti in relazione tra loro.

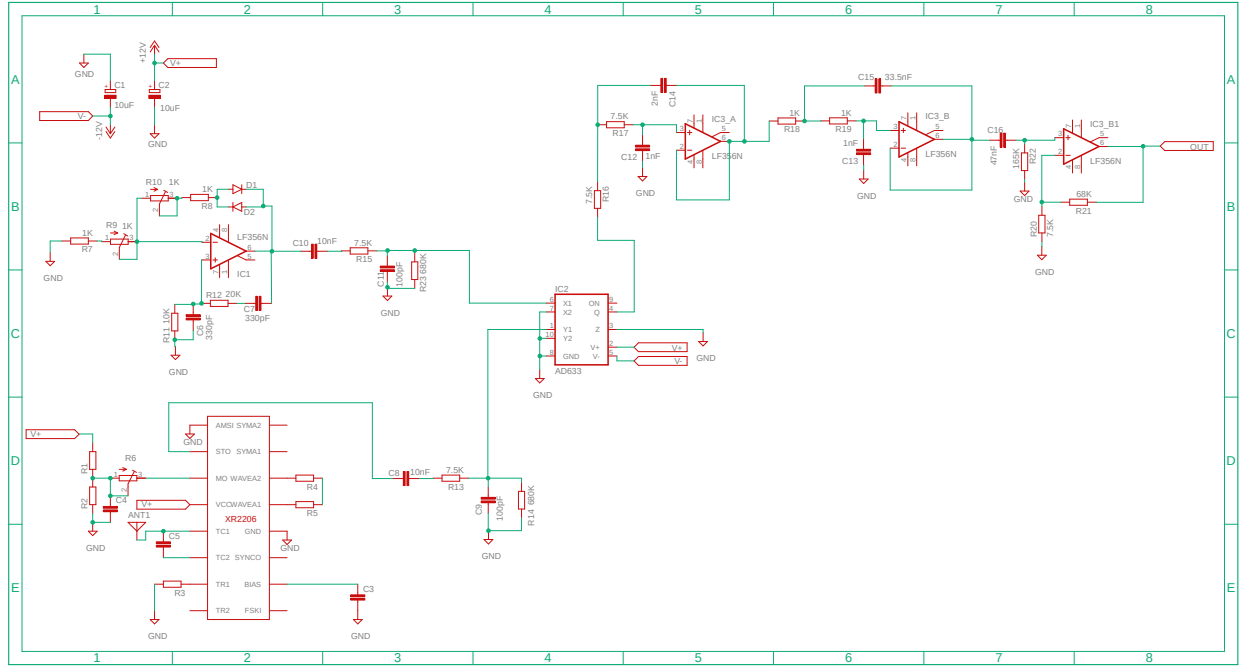


Figura 3.17: Schematico completo del circuito realizzato

La scelta delle frequenze operative nell'ordine del centinaio di kHz è stata obbligata per poter avere una risoluzione accettabile in frequenza avvicinando la mano alla capacità variabile collegata al VCO. Come si è visto nelle sezioni precedenti e come è riportato nella *Figura 3.7* e in *Figura 3.4*.

Necessario è stato l'inserimento del filtro passa basso del quarto ordine in cascata al mixer. Questo ha portato ad un notevole miglioramento del *THD* del segnale in uscita, come mostra la *FFT* riportata in *Figura 3.18*, nella quale si può notare la presenza di una singola armonica. L'oscilloscopio utilizzato non ha permesso di rilevare altre armoniche con la scala impostata, quindi non è stato possibile valutare il *THD* del segnale.

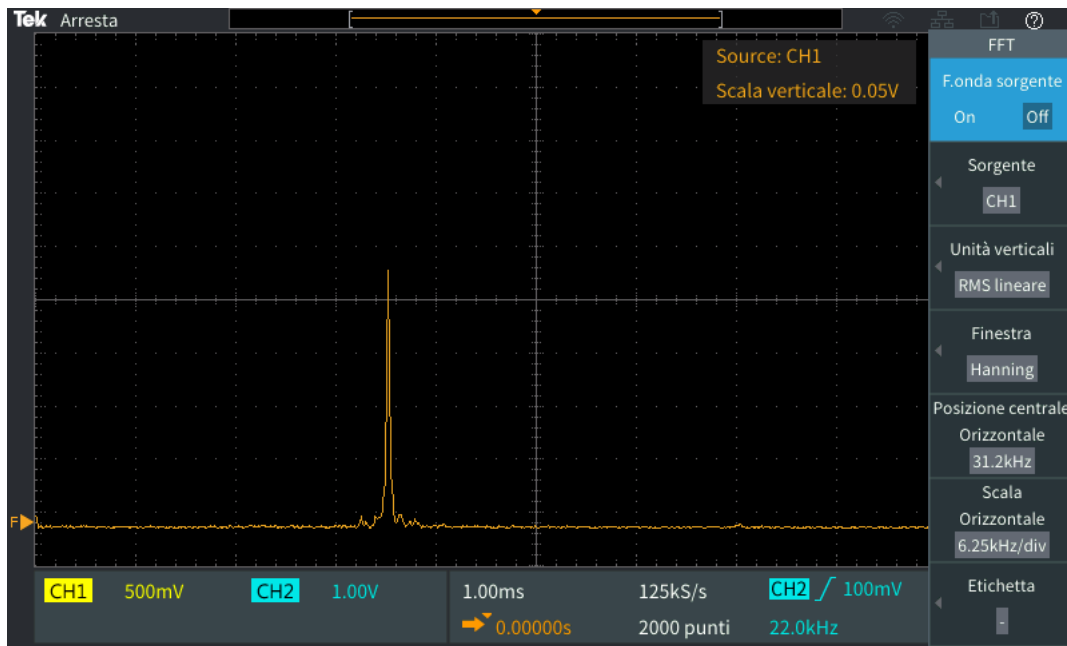


Figura 3.18: FFT in uscita dall'AD633 dopo il Filtro passa basso del quarto ordine

L'aggiunta del filtro attivo passa alto è stato introdotto per tagliare la componente continua e le armoniche inferiori ai 20Hz . In *Figura 3.19* è possibile osservare l'uscita complessiva del sistema.

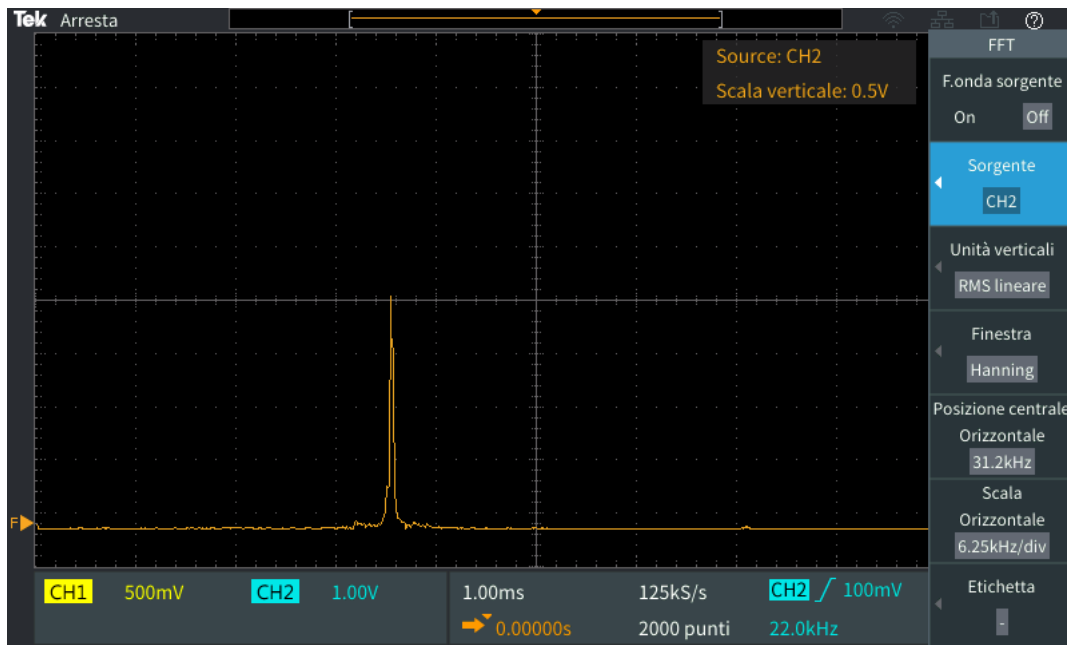


Figura 3.19: FFT della sinusoide in uscita dal sistema

È importante notare come in relazione alla *Figura 3.18* l'introduzione del filtro passa alto non abbia portato un miglioramento apprezzabile al sistema. Tuttavia si può notare che la sinusoide in uscita al filtro passa basso del quarto ordine, indicata in colore giallo, abbia delle componenti in alta frequenza evidenziate dagli spikes che si vedono sovrapposti alla sinusoide principale. Tali spikes, vengono eliminati dallo stadio successivo, ovvero il passa alto attivo. Questo accade perchè il passa alto è stato realizzato utilizzando l'amplificatore operazionale UA741. Questo tipo di operazionale ha un rapporto guadagno banda (GBP) che cala la banda passante in relazione al guadagno impostato dall'amplificatore, come spiegato nella *Sezione*

1.1. Questo componente dunque agisce da filtro passa basso per costruzione. Utilizzandolo per realizzare un filtro passa alto attivo si ottiene un filtro passa banda, come somma dei due effetti, che va selezionare una banda passante di frequenze non attenuate.

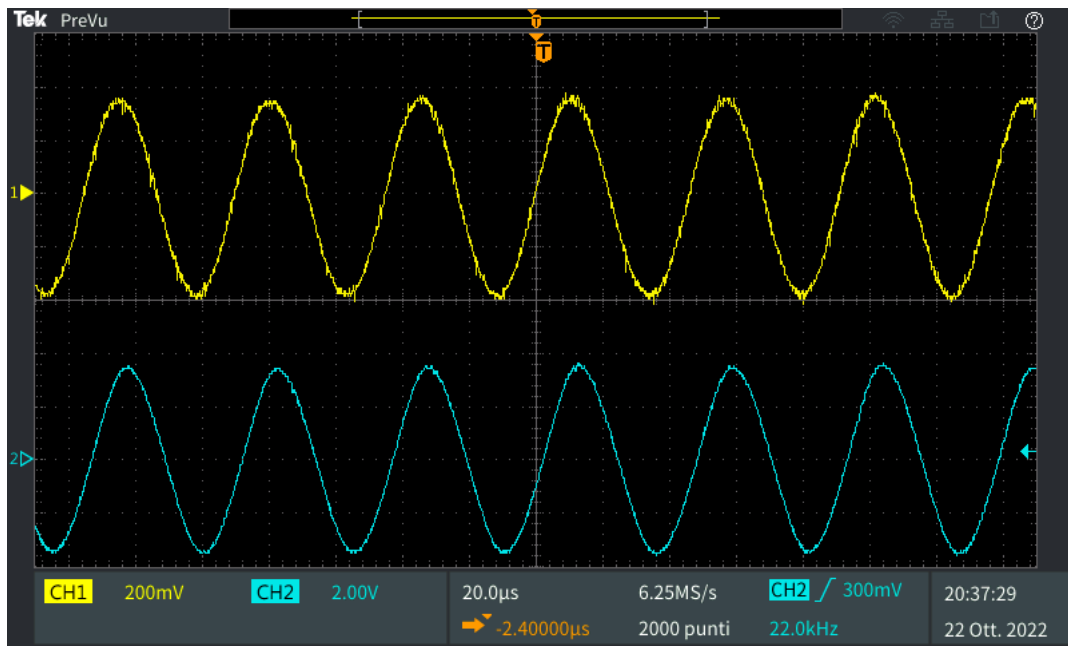


Figura 3.20: Sinusoidi in uscita dall'AD633 senza e con il filtro passa alto

La variazione di frequenza si manifesta con l'avvicinamento o l'allontanamento della mano dell'utente dalla bandiera, che compone l'altra faccia della capacità variabile. La variazione di capacità determinata dalla posizione della mano determina quindi la variazione di frequenza. In origine avevamo deciso di utilizzare una frequenza di riferimento di $45kHz$ per poi variare il segnale generato dal VCO a frequenza che andassero da circa $45kHz$ a circa $45kHz$. Tuttavia, è stato immediatamente riscontrato il problema della sensibilità, ovvero si è osservato come le uniche variazioni di frequenza apprezzabili si ottenessero quando la mano era posta a contatto con l'antenna o se quest'ultima fosse completamente assente. Si riusciva dunque a coprire una piccolissima parte del range richiesto dal progetto senza però ottenere le variazioni volute. Perciò, si è deciso di alzare le frequenze operative, portando il riferimento in uscita dall'oscillatore di Wien ad un valore di $245kHz$ come mostrato in *Figura 3.6*. Questo ha porta a dover aumentare anche il range di frequenze del VCO portando così gli estremi da un'oscillazione di $275kHz$ senza la presenza della mano a circa $250kHz$ con la presenza della mano ad una distanza minima ove la mano risultasse quasi a contatto con l'antenna. In questo caso, si è riscontrato un netto miglioramento della sensibilità nella variazione della frequenza rispetto alla distanza della mano. Nella *Tabella 3.4* sono mostrati i risultati sperimentali ottenuti misurando la frequenza di oscillazione del segnale di uscita in relazione alla distanza della mano dalla bandiera.

Distanza [cm]	Frequenza [kHz]
15	272
14	272
13	273
12	273
11	272
10	272
9	272
8	271
7	269
6	270
5	267
4	265
3	260
2	259
1	249
0	244

Tabella 3.4: Relazione distanza della mano dell'utente dall'antenna - frequenza di oscillazione della sinusoide prodotta

Capitolo 4

Conclusioni

In conclusione, il circuito realizzato rispetta le specifiche di progetto, in quanto testando con un generatore di funzione i filtri, in uscita essi garantiscono il passaggio di sinusoidi con frequenza compresa tra 20Hz e 20kHz . Osservando la *Tabella 3.4* si può osservare che i limiti inferiore e superiore concordano con la scelta di un'oscillazione di 245kHz per l'oscillatore di Wien. Infatti, l'uscita complessiva del sistema oscilla tra 22kHz in assenza della mano, fino a 1kHz quando la mano è in prossimità dell'antenna. Il risultato non è ottimo ma abbastanza soddisfacente visti i limiti fisici dovuti agli strumenti a disposizione. Infatti, il limite inferiore di oscillazione del sistema è dovuto soltanto ai disturbi generati dall'antenna quando la mano è molto vicina (circa 2cm di distanza). Le frequenze nell'ordine delle centinaia di kHz permettono di avere delle variazioni apprezzabili sulla frequenza in uscita al sistema. Ovvero la riduzione della frequenza della sinusoide risulta proporzionale alla distanza della mano dall'antenna. Non sono stati imposti vincoli sulla risoluzione, principale tallone d'Achille del sistema realizzato. La risoluzione infatti non risulta costante, inoltre man mano ci si avvicina con la mano all'antenna il sistema risulta meno sensibile. Infatti, non è possibile rilevare variazioni inferiori al kHz . Il problema della risoluzione potrebbe essere risolto migliorando il sistema utilizzato per la realizzazione della capacità variabile. Inoltre, aumentando la frequenza di oscillazione dell'*XR2206* è possibile ottenere una sensibilità maggiore poiché per aumentare la frequenza di oscillazione è necessario utilizzare capacità molto piccole (dell'ordine del pF) confrontabili con la capacità formata tra antenna e mano. Questo fa in modo di attuare una variazione di capacità molto incisiva per la generazione del segnale, il quale avrà una risoluzione maggiore.

4.1 MODIFICHE

Risistemare il ponte di wien, rifare le immagini dello spettro e del THD Sistemare il grafico dei filtri

- studio e progetto dei filtri passa banda passivi
- come funziona il VCO dell/XR e il sine shaper

Elenco delle figure

1	Schema generale di funzionamento di un circuito per la realizzazione di un tono.	2
2	Schema a blocchi generale del progetto	2
1.1	PinOut dei tre Amplificatori Operazionali usati	4
1.2	Schema a blocchi dell'oscillatore monolitico XR2206	5
1.3	Banda passante del moltiplicatore analogico AD633	5
1.4	PinOut e schema a blocchi dell'AD633	6
2.1	Schema a blocchi del sistema realizzato	7
2.2	Schema a blocchi interno dell'oscillatore monolitico XR2206	8
2.3	Schema generale di un oscillatore a ponte di Wien auto-avviante. A sinistra lo schema utilizzato per il progetto.	9
2.4	FFT della sinusoide a 295kHz in uscita dall'oscillatore acquisita tramite oscilloscopio	10
2.5	FFT del segnale in uscita dall'AD633, con test tra Oscillatore di Wien avente $\omega_0 = 45\text{kHz}$ 12V picco e generatore di funzione con segnale 20 Khz e 2.5V picco. . .	12
2.6	Filtro attivo di ordine 4.	13
2.7	Diagramma di Bode del modulo del filtro.	13
2.8	Schematico del filtro passa alto attio del primo ordine, con guadagno per compensare l'attenuazioen itordotta dal mixer. Posto in uscita dal filtro passa basso del quarto ordine.	14
2.9	Schematico del filtro passa banda passivo meso in uscita dal XR2206 e in uscita all'oscillatore riportato nel paragrafo 3.2.1	15
3.1	Foto dell'antenna utilizzata come capacità variabile	16
3.2	Confronto tra i segnali in uscita dall'oscillatore monolitico XR2206 prima (in bianco) e dopo (in giallo) il fitro LP in cascata.	17
3.3	Segnale in uscita dal blocco XR2206 + LP.	17
3.4	Confronto tra le FFT del segnale in uscita dall'oscillatore monolitico XR2206 prima e dopo il filtro LP in cascata.	18
3.5	Schematico dell'oscillatore di Wien utilizzato	19
3.6	Confronto tra i segnali in uscita dall'oscillatore di Wien prima e dopo il fitro BP in cascata.	19
3.7	Confronto tra le FFT del segnale in uscita dall'oscillatore di Wien prima e dopo il filtro BP in cascata.	20
3.8	Sinusoide in uscita dall'oscillatore di Wien montato si breadboard	21
3.9	FFT della sinusoide in uscita dall'oscillatore di Wien montato si breadboard . .	22
3.10	FFT in uscita dal mixer AD633 senza filtraggio	23
3.11	Diagrammi di bode del componente LF353P in anello aperto	24
3.12	Diagramma di Bode del filtro Sallen-Key del 4° ordine	25
3.13	Diagramma di Bode delle celle Sallen-Key del 2° ordine, che compongono il filtro del 4° ordine	25

3.14	Ampiezza massima del segnale di uscita in relazione alla sua frequenza	26
3.15	Schema del filtro attivo passa alto del primo ordine	27
3.16	Diagramma di Bode del filtro passa alto del 1° ordine	28
3.17	Schematico completo del circuito realizzato	29
3.18	FFT in uscita dall'AD633 dopo il Filtro passa basso del quarto ordine	30
3.19	FFT della sinusoide in uscita dal sistema	30
3.20	Sinusoidi in uscita dall'AD633 senza e con il filtro passa alto	31

Elenco delle tabelle

3.1	Misure in ampiezza delle componenti armoniche e calcolo del THD della sinusoide in scita dall'XR2206 filtrata dal filtro passa-banda	18
3.2	Ampiezza delle armoniche del segnale in uscita dall'oscillatore di Wien.	20
3.3	Ampiezze delle armoniche del segnale filtrato con il filtro passa basso in cascata all'oscillatore di Wien.	21
3.4	Relazione distanza della mano dell'utente dall'antenna - frequenza di oscillazione della sinusoide prodotta	32