



**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

<b>Obiettivo</b>	<b>2</b>
<b>1 Scelta dei componenti</b>	<b>3</b>
1.1 Amplificatori operazionali LF353N, LF356P e uA741 . . . . .	3
1.2 Oscillatore monolitico XR2206 . . . . .	4
1.3 Moltiplicatore analogico AD633 . . . . .	5
<b>2 Scelte progettuali</b>	<b>7</b>
2.1 VCO . . . . .	7
2.2 Oscillatore sinusoidale di Wien . . . . .	9
2.3 Moltiplicatore analogico . . . . .	11
2.4 Filtro LP del quarto ordine . . . . .	11
<b>3 Risultati sperimentali</b>	<b>13</b>
3.1 XR2206 . . . . .	13
3.2 Oscillatore di Wien . . . . .	16
3.3 Mixer . . . . .	18
3.4 Filtro passa basso di ordine 4 . . . . .	19
3.5 Filtro passa alto del primo ordine . . . . .	20
3.6 Theremin . . . . .	23
<b>4 Conclusioni</b>	<b>27</b>

# 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 controllato in tensione (*VCO*);
2. Moltiplicatore analogico;
3. Oscillatore a frequenza fissata;
4. Filtro passa basso.
5. Prova di una modifica.

La scelta dei componenti è stata fatta considerando le caratteristiche del segnale da generare. In particolare, volendo realizzare uno shift in frequenza, 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. 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 di una 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 ( $5\text{MHz}$ ), 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 (*ecome amplificatore finale*) per togliere le componenti inferiori a  $10\text{Hz}$  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.

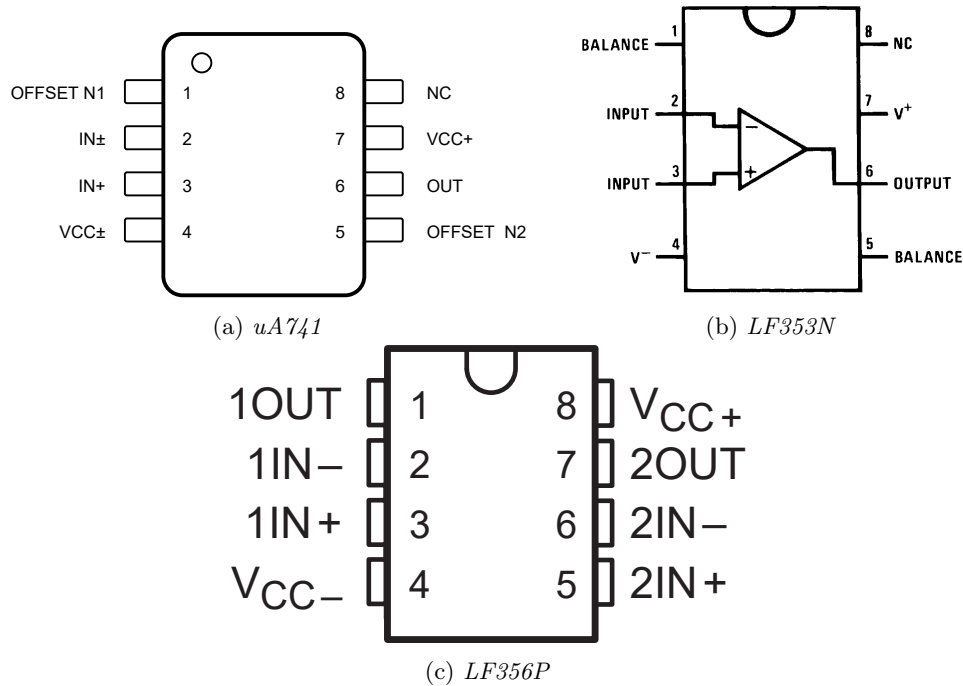


Figura 1.1: PinOut dei tre Amplificatori Operazionali usati

## 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  $0.01\text{ Hz}$  a  $1\text{ MHz}$ , 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  $1\text{ MHz}$  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  $500\text{ kHz}$ . Dal punto di vista teorico, questo non impone una limitazione ai fini del progetto.

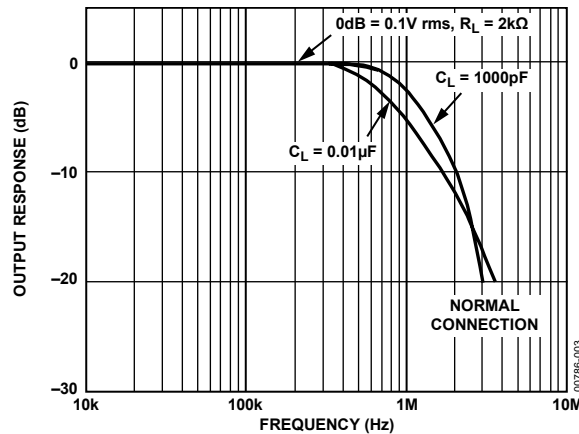


Figura 1.3: Banda passante del moltiplicatore analogico AD633

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:

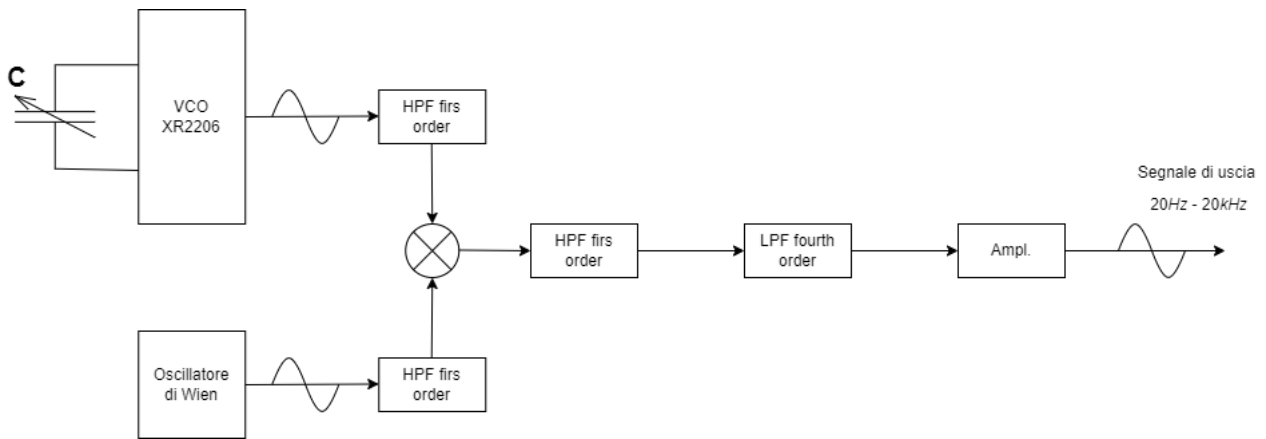


Figura 2.1: Schema a blocchi del sistema realizzato

Nelle *Sezioni 2.1 2.2 2.3 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.

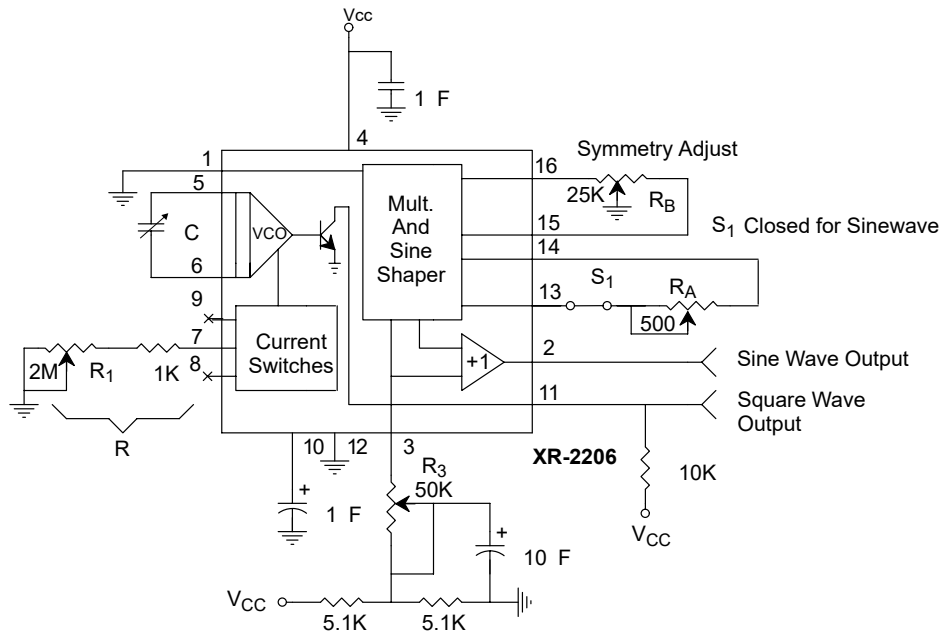


Figura 2.2: Schema a blocchi interno dell'oscillatore monolitico XR2206

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*

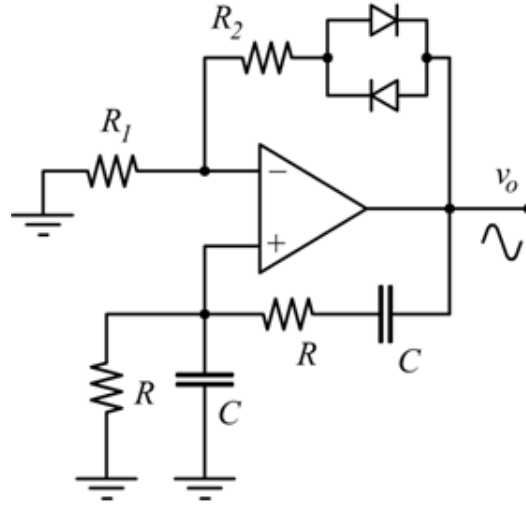


Figura 2.3: Schema generale di un oscillatore a ponte di Wien auto-avviante.

Analizzando la *f.d.t* del circuito si osserva che il prodotto  $A \cdot B$  deve essere 1, quindi un numero reale. Il blocco di forward  $A$  è rappresentato dal guadagno del circuito ovvero:

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.2)$$

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

$$B = \frac{1}{3 + j\omega CR - j\frac{1}{\omega CR}} \quad (2.3)$$

Per l'innesco 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  $A$  può 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.

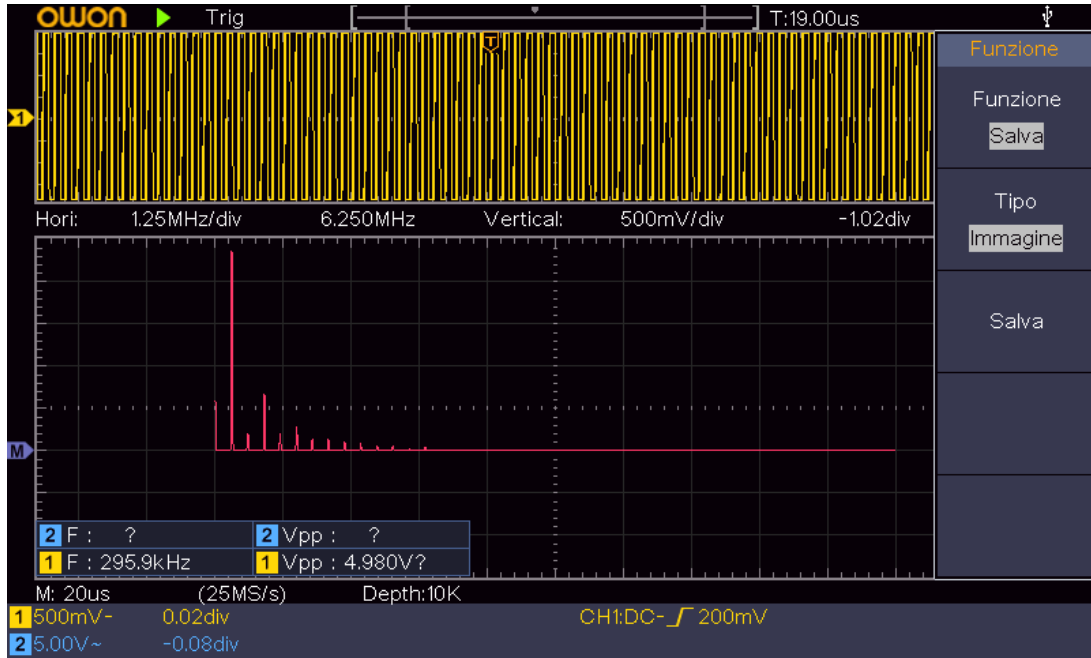


Figura 2.4: FFT della sinusoide a 295kHz in uscita dall'oscillatore acquisita tramite oscilloscopio

Per la valutazione della distorsione della sinusoide ottenuta si utilizza il calcolo del THD riportato nell'*Equazione 2.4*:

$$THD(\%) = 100 \cdot \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \quad (2.4)$$

Tutti i valori di tensione devono essere in RMS:

$$V_{RMS} = \frac{V}{\sqrt{2}} \quad (2.5)$$

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 la sinusoide ottenuta precedentemente *Sezione 2.2* con l'oscillatore di Wien, avente una  $\omega_0$  di  $45kHz$ , e una sinusoide generata dal generatore di funzione ad una frequenza di  $20kHz$ .

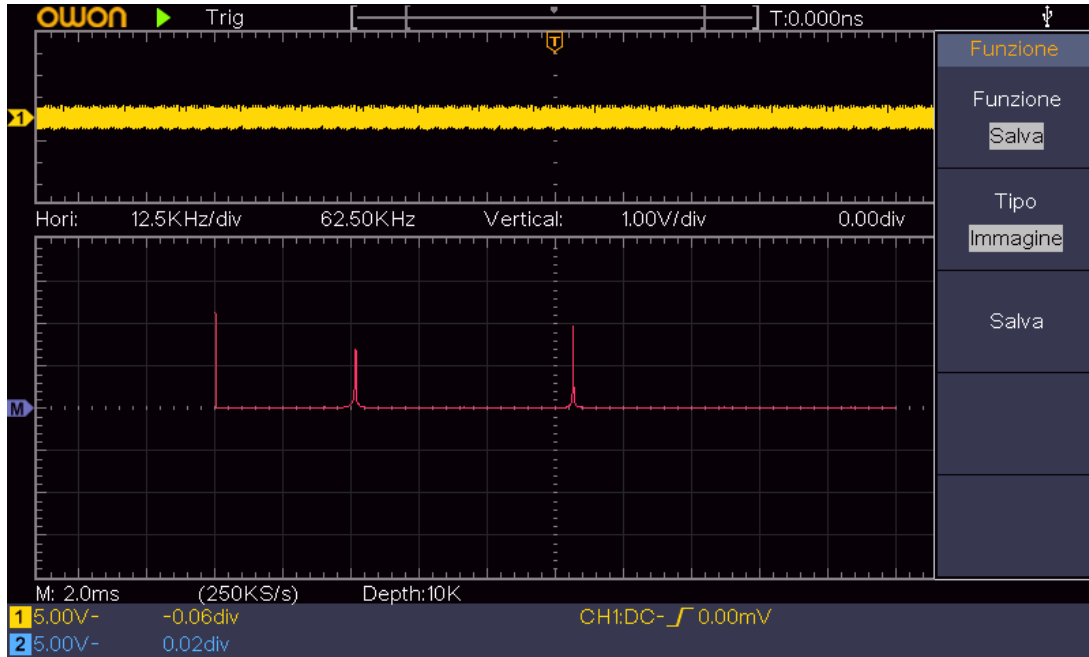


Figura 2.5: FFT del segnale in uscita dall'AD633, con test tra Oscillatore di Wien avente  $\omega_0 = 45kHz$  12V picco e generatore di funzione con segnale 20 KHz e 2.5V picco.

Essendo i due segnali in gioco di 20kHz e 45kHz, 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 in gioco è di 12V e 2.5V rispettivamente, che vengono moltiplicati tra loro e divise 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 armonica 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.

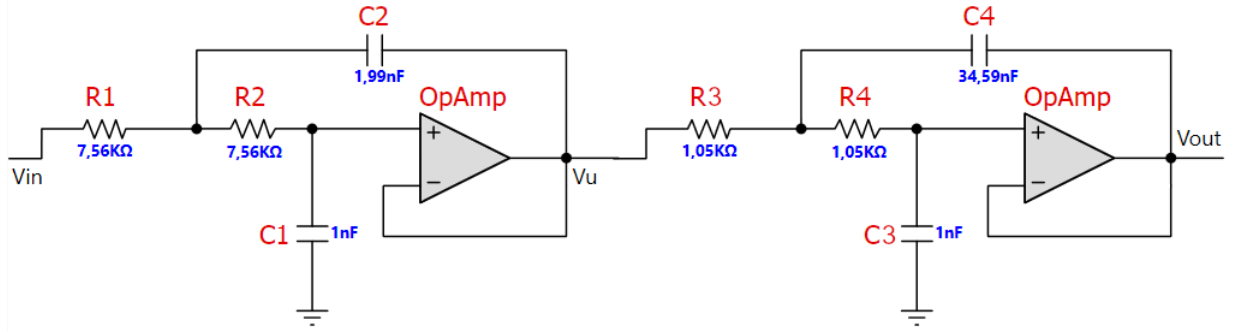


Figura 2.6: Filtro attivo di ordine 4.

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

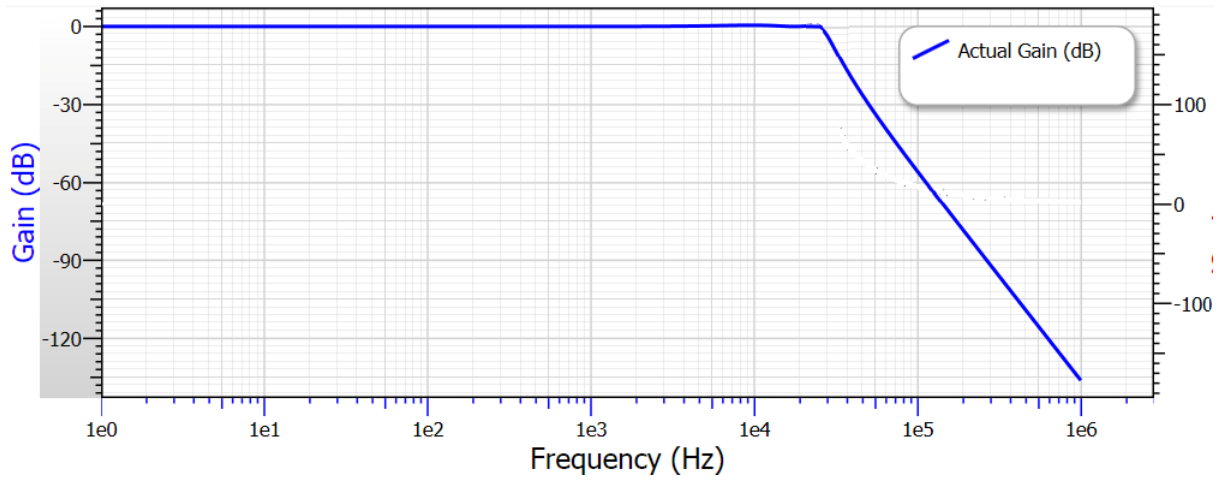


Figura 2.7: Diagramma di Bode del modulo del filtro.

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:

$$H_1(s) = \frac{V_{in}}{V_u} = \frac{1}{1 + sC_1(R_1 + R_2) + s^2C_1C_2R_1R_2} \quad (2.6)$$

Mentre la funzione di trasferimento della seconda cella risulta essere:

$$H_2(s) = \frac{V_u}{V_{out}} = \frac{1}{1 + sC_3(R_3 + R_4) + s^2C_3C_4R_3R_4} \quad (2.7)$$

La funzione di trasferimento totale del filtro sarà quindi data dal prodotto delle due *Equazioni 2.6 e 2.7*:

$$H(s) = H_1(s)H_2(s) = \frac{V_{in}}{V_u} \frac{V_u}{V_{out}} = \frac{V_{in}}{V_{out}} \quad (2.8)$$

## Capitolo 3

# Risultati sperimentali

### 3.1 XR2206

Per la realizzazione dell'armonica 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, ma non vi è la presenza della mano nelle vicinanze. Ovvero l'oscillazione base d'uscita.

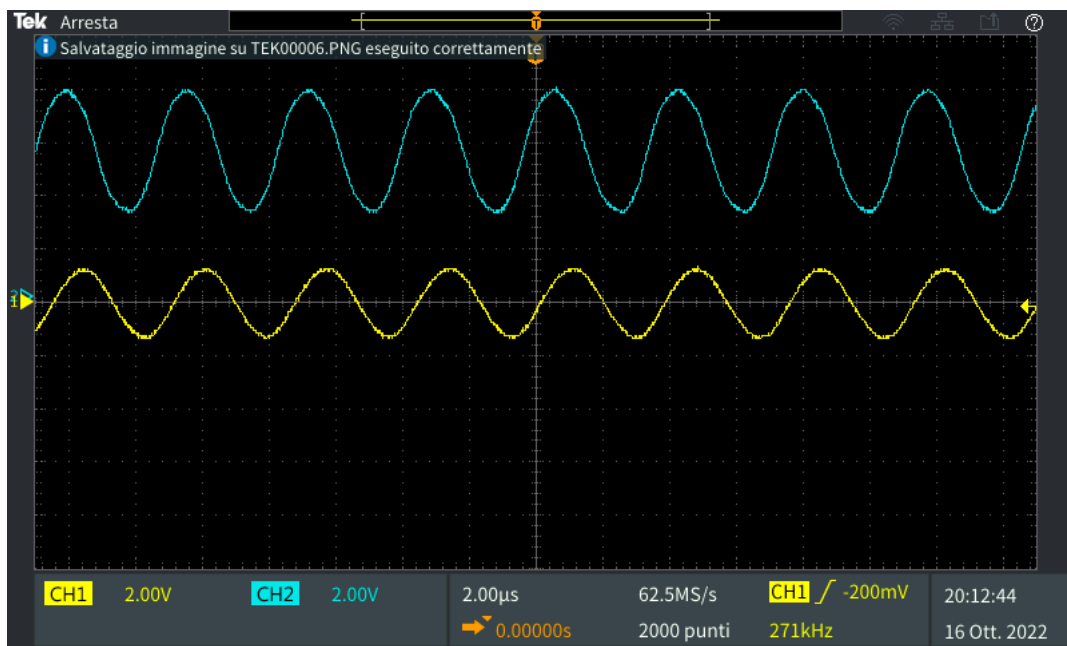


Figura 3.2: Confronto tra i segnali in uscita dall'oscillatore monolitico XR2206 prima e dopo il fitro LP in cascata.

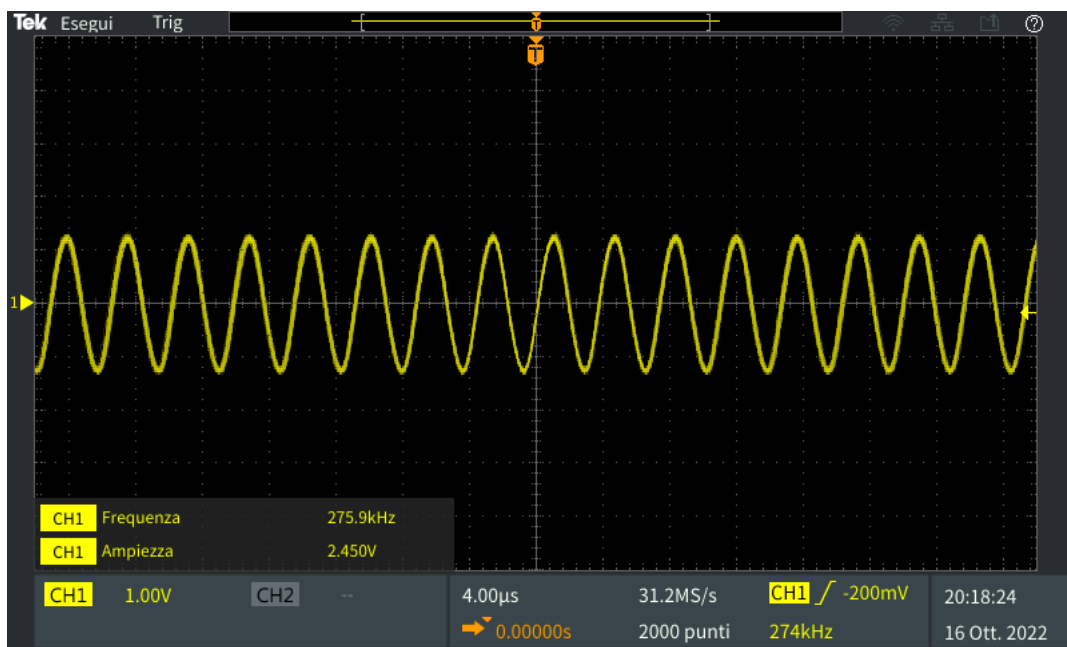


Figura 3.3: Segnale in uscita dal blocco XR2206 + LP.

La figura 3.4 mostra la FFT in uscita dall'XR2206 prima del filtro (bianco) e dopo il filtro (giallo). Le due armoniche sono alla stessa frequenza, sono state visualizzate con scala differente per migliorarne la visualizzazione. Si nota che l'armonica dopo il filtro presenta un miglioramento del THD rispetto a quella non filtrata, anche se si ha una notevole riduzione in ampiezza. La tabella 3.1 mostra i valori calcolati.

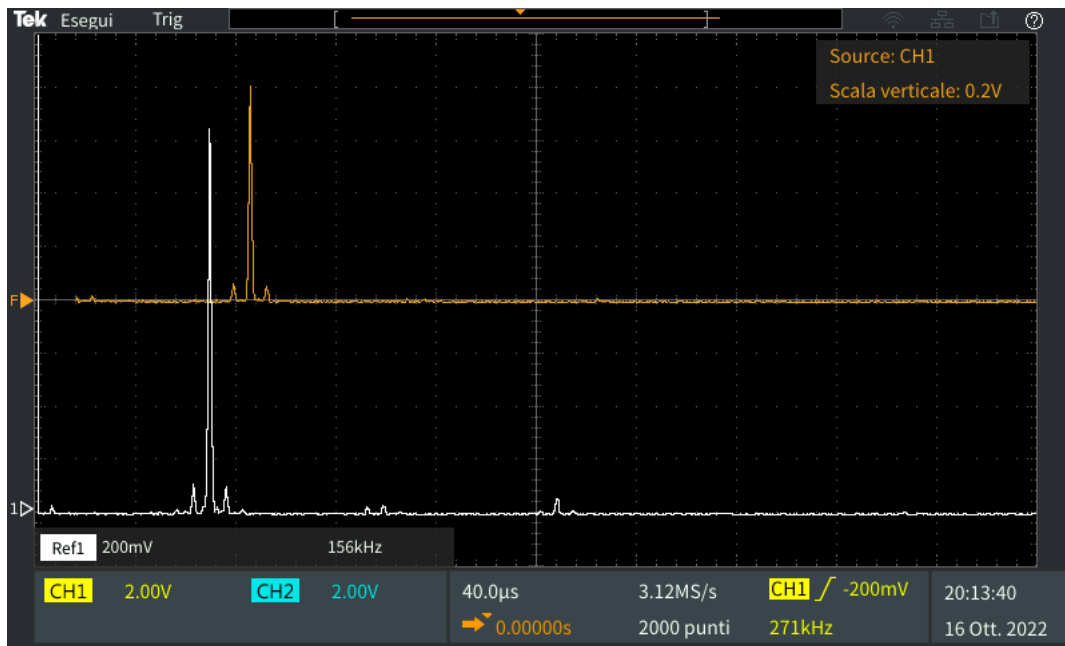


Figura 3.4: Confronto tra le FFT del segnale in uscita dall'oscillatore monolitico XR2206 prima e dopo il filtro LP in cascata.

Armonica	Ampiezza [mV]	THD (%)
Fondamentale	800	7.071
2 <sup>a</sup> armonica	40	
3 <sup>a</sup> armonica	40	

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



## 3.2 Oscillatore di Wien

Il circuito finale utilizzato per realizzare l'oscillatore di Wien è quello riportato in figura 3.5.

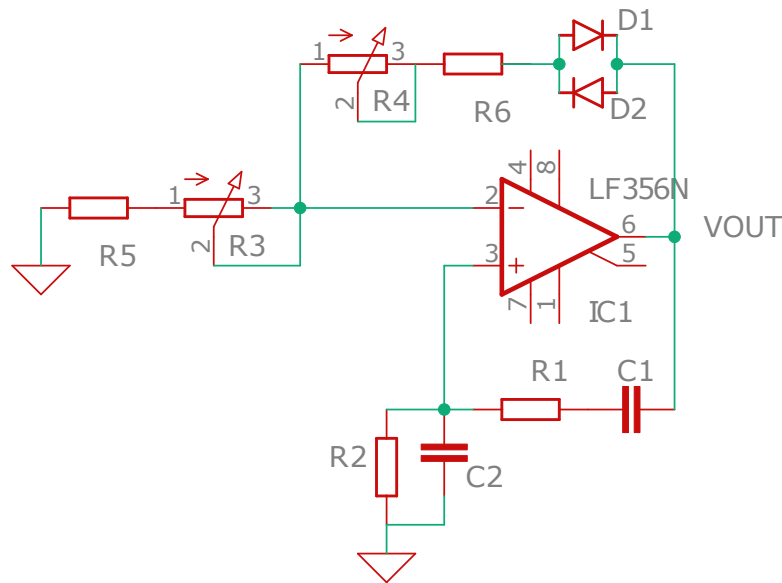


Figura 3.5: Schematico dell'oscillatore di Wien utilizzato

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 l'oscillazione scompare. Grazie ai potenziometri, si ha la possibilità di sbilanciare il ponte rendendo possibile l'avviarsi dell'oscillatore ottenendo un'oscillazione stabile e con una possibilità di regolazione.

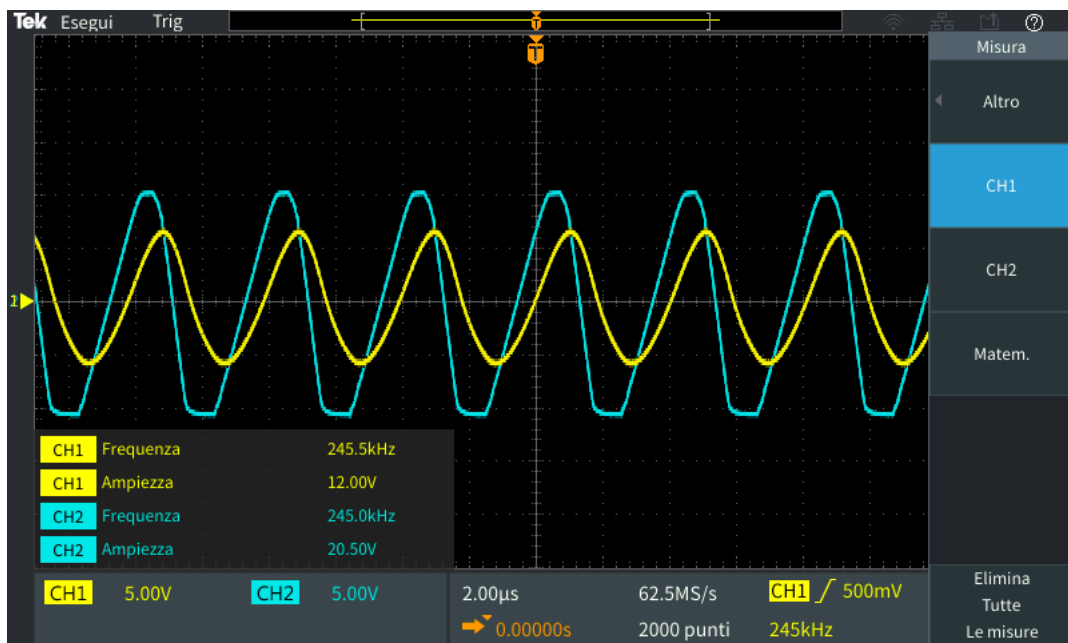


Figura 3.6: Confronto tra i segnali in uscita dall'oscillatore di Wien prima e dopo il fitro BP in cascata.

La figura 3.6 mostra l'uscita dell'oscillatore di Wien. In azzurro si può notare che la sinusoide satura sulla parte negativa e la pendenza di salita a discesa sono differenti, questo è dovuto allo

sbilanciamento dei due potenziometri. L'insieme di questi due fattori porta all'introduzione di altre armoniche oltre alla fondamentale, come mostrato in bianco nella figura 3.7. Per risolvere il problema è stato aggiunto un filtro passivo all'uscita dell'oscillare. 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 del filtro porta un sostanziale miglioramento della sinusoide d'uscita. Il miglioramento è visibile sia in figura 3.6, sinusoide gialla, dove si vede l'assenza di saturazione e fronti di salita e discesa pressoché identici, che in figura 3.7 dove di nota la notevole riduzione delle armoniche nello spettro del segnale.

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

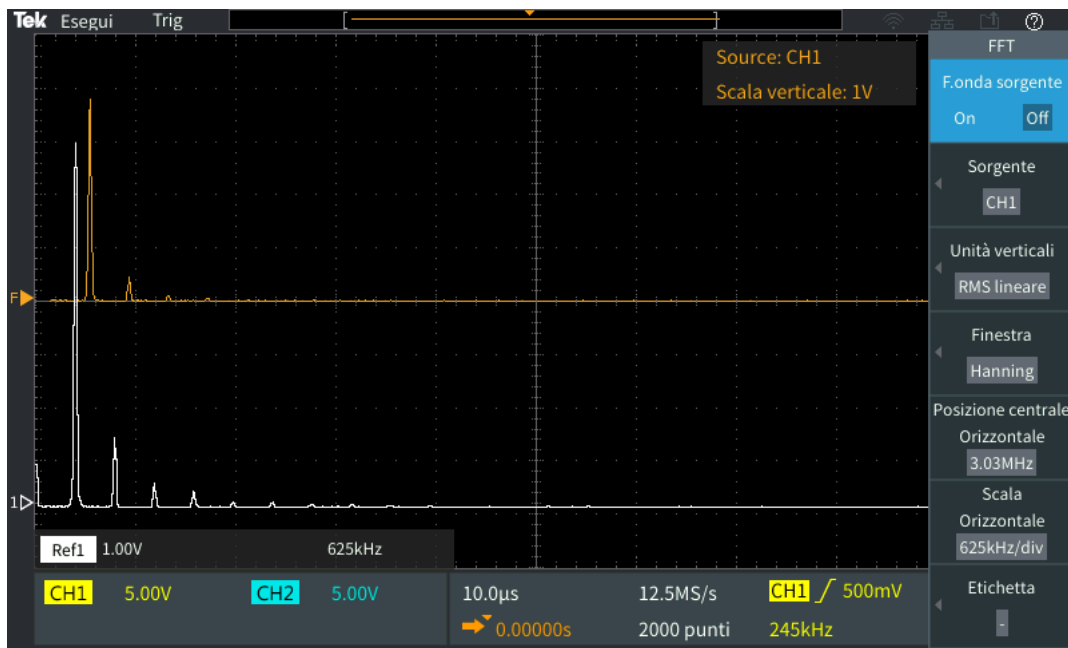


Figura 3.7: Confronto tra le FFT del segnale in uscita dall'oscillatore di Wien prima e dopo il filtro BP in cascata.

Un altro riscontro lo si ha con il calcolo del *THD* del segnale in uscita dall'oscillatore. Il risultato calcolato con l'equazione 2.4. Dalla tabella 3.2 dove si mostra il valore del *THD* del segnale in uscita dall'oscillatore. Nella tabella 3.3 è riportato il valore del *THD* dopo il filtro passa banda passivo. Si nota un effettivo miglioramento del *THD* della sinusoide di riferimento.

Armonica	Ampiezza [mV]	THD (%)
Fondamentale	6800	19.96
2 <sup>a</sup> armonica	1200	
3 <sup>a</sup> armonica	600	
4 <sup>a</sup> armonica	200	
5 <sup>a</sup> 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 <sup>a</sup> armonica	400	
3 <sup>a</sup> armonica	50	

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

### 3.3 Mixer

L'AD633 rappresenta il blocco del mixer nel nostro sistema. Il suo compito è fare il prodotto tra due sinusoidi in ingresso. Le due sinusoidi 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 (banderuola in alluminio). Il circuito dell'oscillatore è mostrato in figura xxxx

Una delle problematiche riscontrate durante l'utilizzo del mixer è stata la comparsa di un offset in continua dovuto all'impossibilità degli ingressi di scaricare le correnti di bias, correnti in continua, verso massa. Questo ha portato alla comparsa di offset negativo e allo smorzamento delle altre armoniche presenti in uscita, come mostra la figura xyz.

Il problema è stato risolto ponendo una resistenza di valore  $680k\Omega$  agli ingressi del mixer e portandoli verso massa. La scelta di tale valore è stata condizionata dal fatto che si deve garantire un compromesso tra l'ingresso ad alta impedenza dell'AD633 e il partitore che si forma con la resistenza del filtro che produrrebbe un'attenuazione del segnale in ingresso. Il resistore scelto evita un'attenuazione del segnale e salvaguarda l'alta impedenza del componente. Il risultato è mostrato in 3.8. Dove è possibile vedere le due armoniche fondamentali che vengono a formarsi dal prodotto di due sinusoidi, esattamente come ci si aspetta dalla teoria.

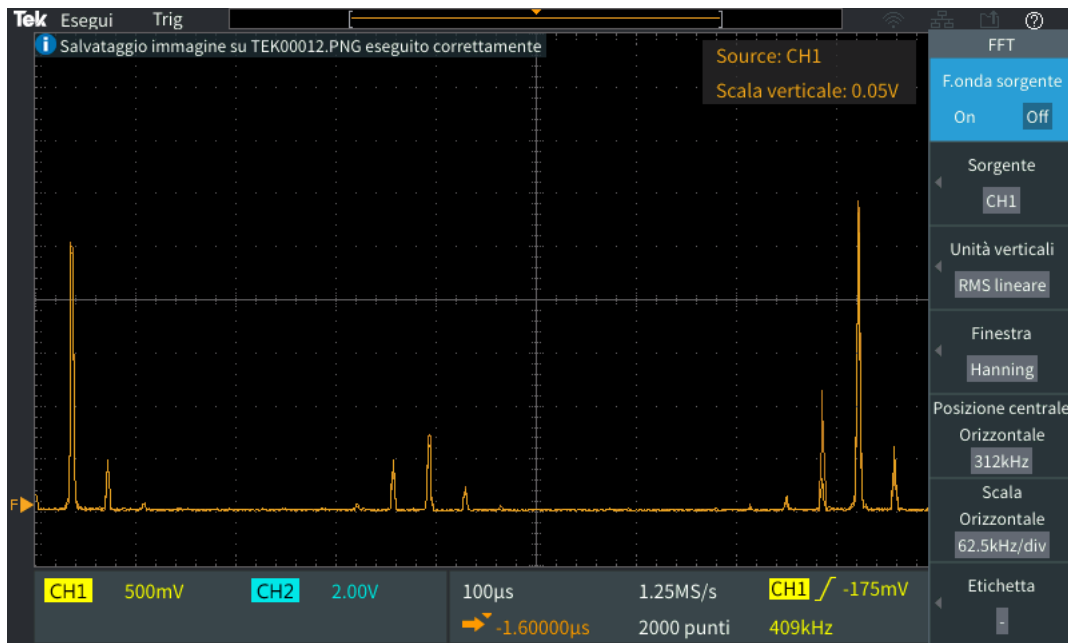


Figura 3.8: FFT in uscita dal mixer AD633 senza filtraggio

### 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  $20\text{KHz}$ , come richiesto da specifica di progetto. Esso è necessario per eliminare le componenti date dalla somma delle frequenze in uscita al mixer risultanti dall'equazione. 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 3.9 mostra il comportamento in frequenza dell'LF353P, ovvero il componente utilizzato per la realizzazione del filtro passa basso di ordine quattro.

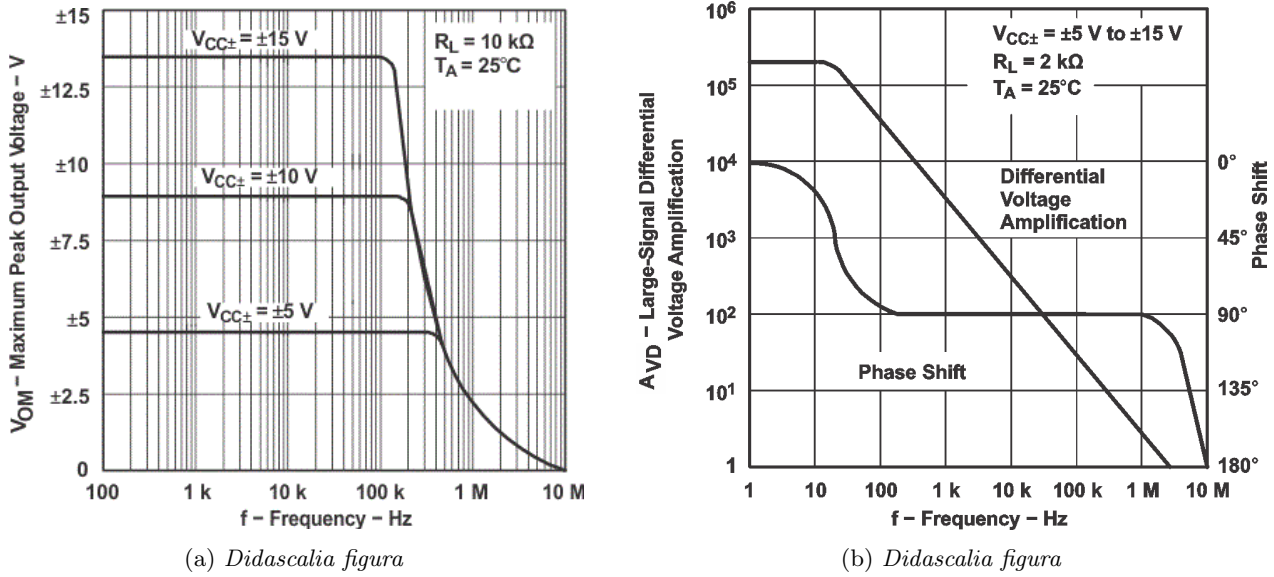


Figura 3.9: Diagrammi di bode del componente LF353P in anello aperto

La scelta di un filtro del quarto ordine è stata fatta sia per garantire un'attenuazione sufficiente delle armoniche successive ai  $20\text{KHz}$  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 3.10, 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 3.10 i due andamenti sono molto simili.

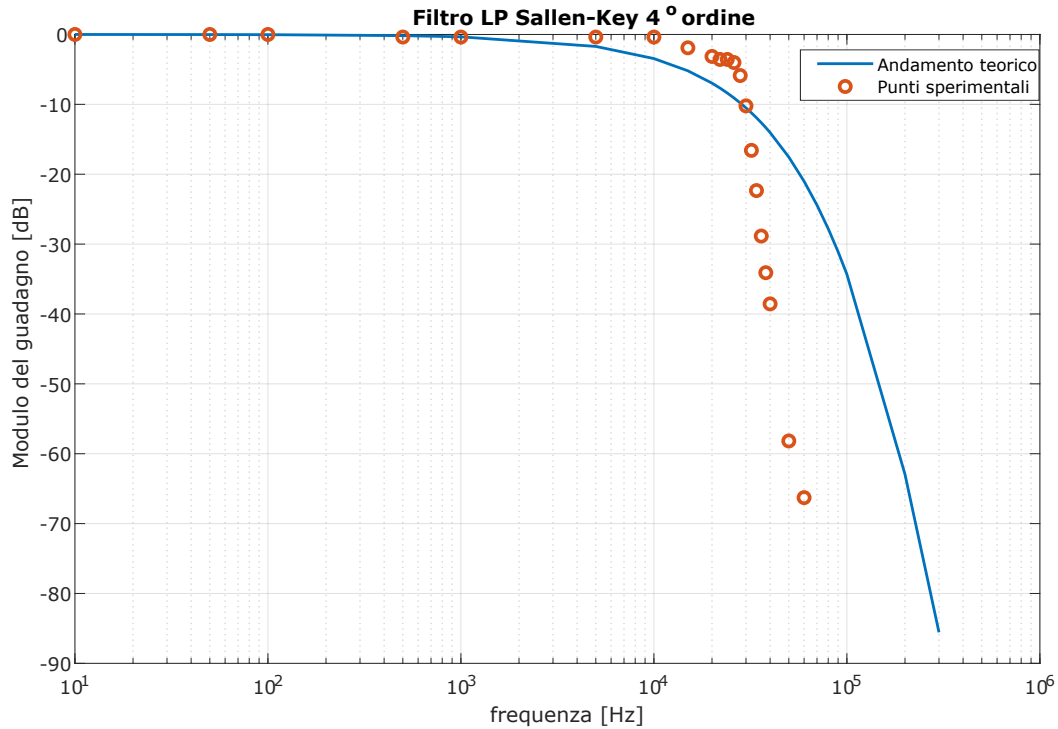


Figura 3.10: Diagramma di Bode del filtro Sallen-Key del 4° ordine

### 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 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  $20\text{Hz}$  si è deciso di optare per la realizzazione di un filtro passa alto con frequenza di taglio di  $20\text{Hz}$ . 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 dell'uA741 risulta essere di  $1\text{MHz}$  in anello aperto. Tuttavia, utilizzando un guadagno di 10 in anello chiuso la banda passante del componente è ridotta a  $100\text{KHz}$ . Così si va ad ottenere un filtro passa banda effettivo con banda pari a  $20\text{Hz} - 100\text{KHz}$ . Questo agita ad attenuare ulteriormente tutte le componenti in alta frequenza. Come mostra la figura 3.11, l'ampiezza massima del segnale in uscita dal componente viene ridotta per le alte frequenze. Ciò comporta che l'uscita finale del sistema potrà oscillare tra  $\pm 6\text{V}$ .

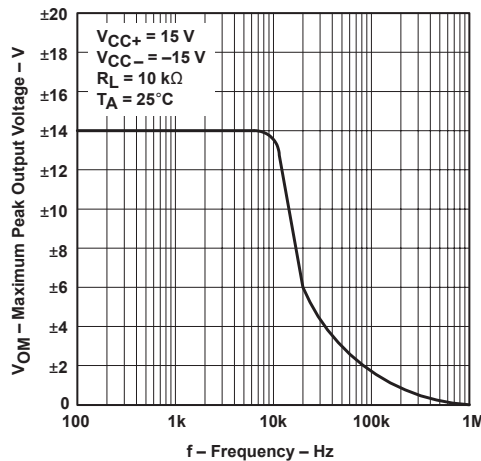


Figura 3.11: Ampiezza massima del segnale di uscita in relazione alla sua frequenza

Altro parametro importante è il *THD* che da datasheet risulta essere dello *0.06%* del segnale in ingresso. Quindi non introduce distorsione armonica apprezzabile al sistema.

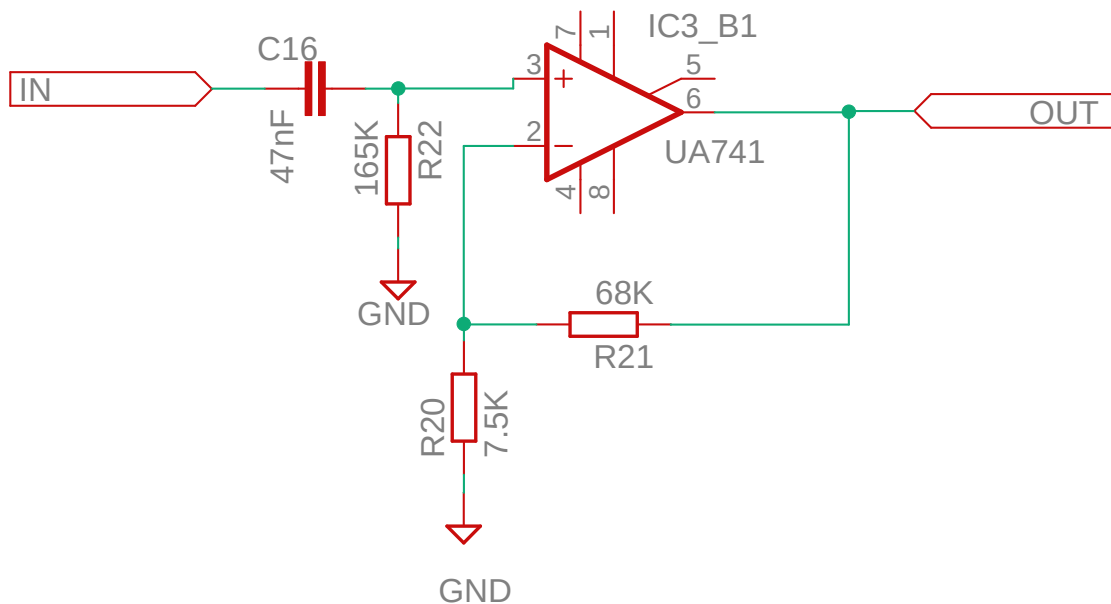


Figura 3.12: Schema del filtro attivo passa alto del primo ordine

In figura 3.13 si può notare come il filtro teorico (in blu) e quello sperimentale (in rosso) abbiano un andamento simile, ma non siano sovrapposti. Il filtro sperimentale rispetta le specifiche di progetto ovvero il taglio ad *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* vero che risultano amplificate, ma di un valore inferiore rispetto alla banda passante del filtro. Questo non risulta essere un problema dato che i due stadi precedenti, LP4 e il mixer, attenuano il prodotto delle sinusoidi in ingresso al blocco del mixer 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 3.16.

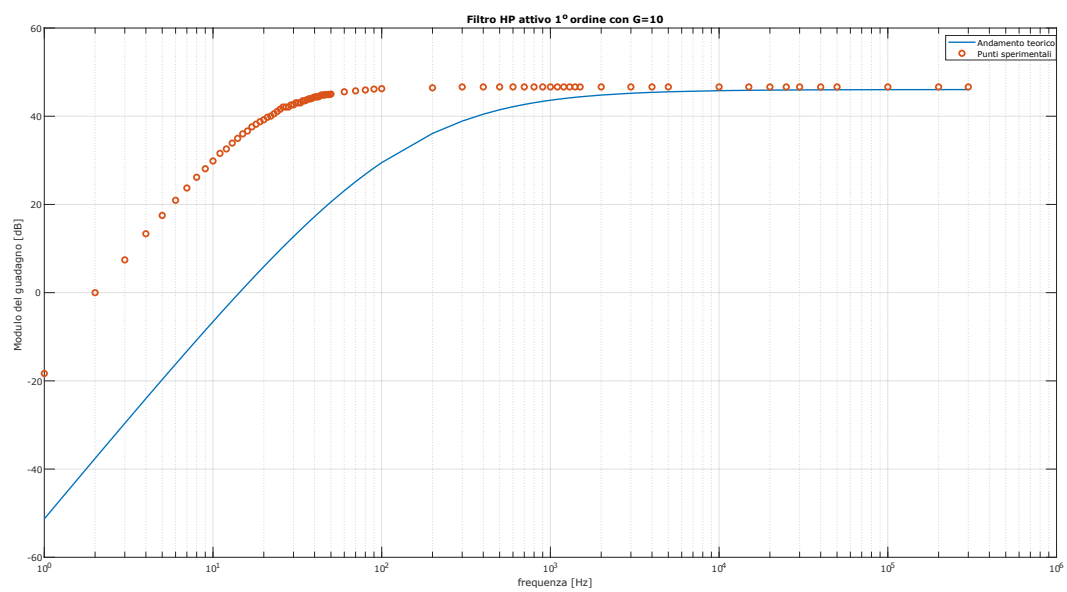


Figura 3.13: Diagramma di Bode del filtro passa alto del 1° ordine

### 3.6 Theremin

In Figura 3.14 è riportato lo schema circuitale completo del Theremin. Si possono vedere i vari blocchi spiegati nei capitoli precedenti come vengo fatti comunicare tra loro.

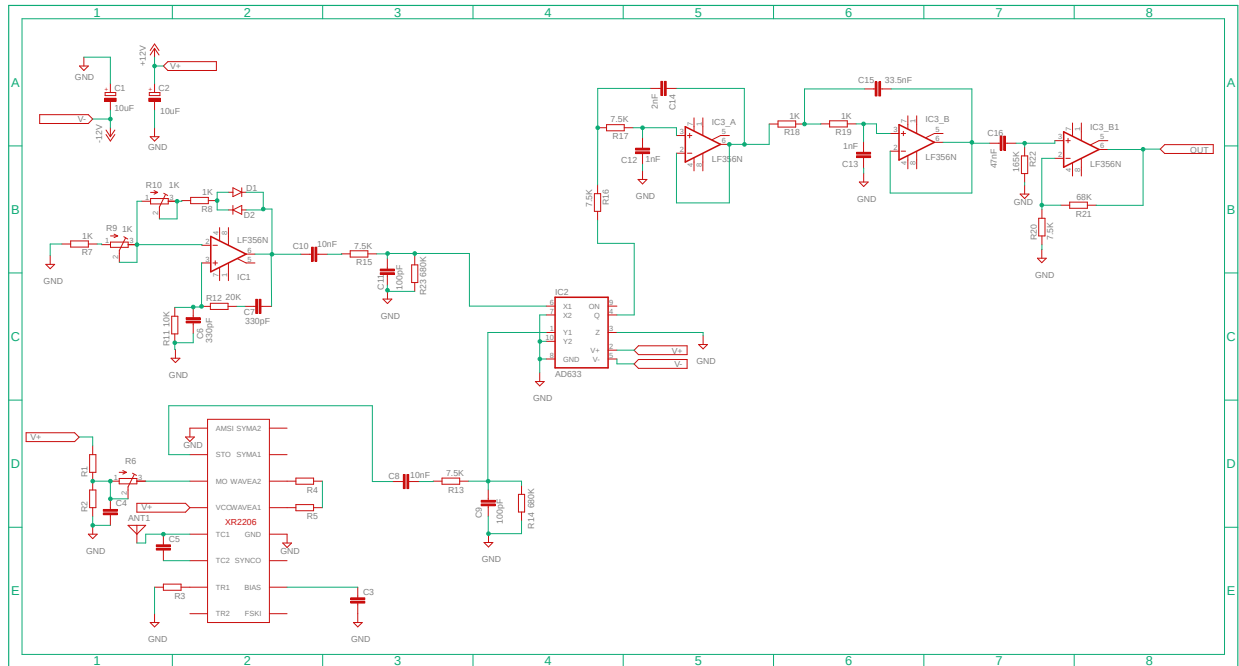


Figura 3.14: Schematico completo del circuito realizzato

La scelta delle frequenze operative nell'ordine delle centinaia 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.

Altro passo obbligato 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 3.15. Nella quale si può notare la presenza di una singola armonica. Ovvero l'oscilloscopio utilizzato non ha permesso di rilevare altre armoniche con la scala impostata. Quindi non c'è stato bisogno di calcolare il *THD* del segnale.



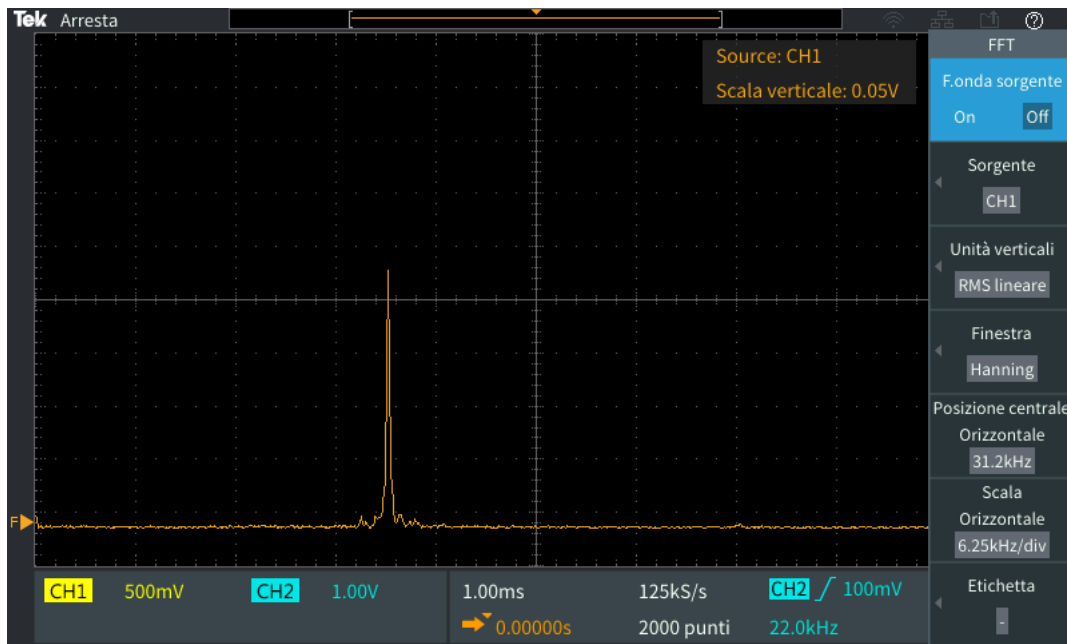


Figura 3.15: FFT in uscita dall'AD633 dopo il Filtro passa basso del quarto ordine

L'aggiunta del filtro attivo passa alto è stato introdotto per tagliare la continua e le armoniche inferiori ai  $20\text{Hz}$ . In figura 3.16.

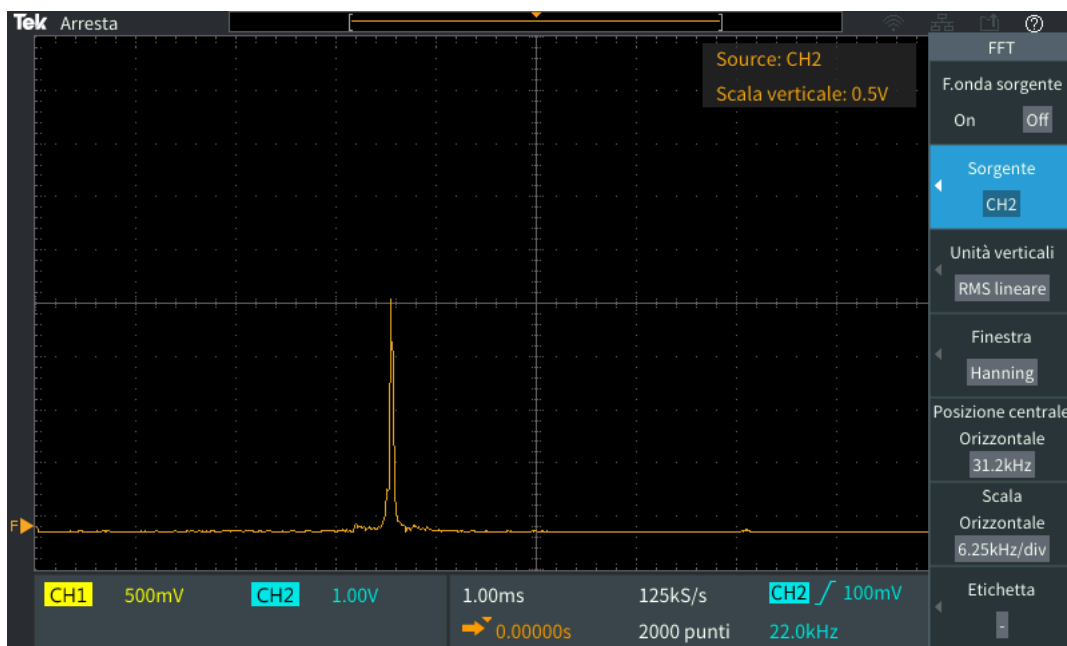


Figura 3.16: FFT della sinusoide in uscita dal sistema

La differenza tra le due *FFT* è poco apprezzabile, ma dalla figura 3.17 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 evienziate 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 operazione 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.

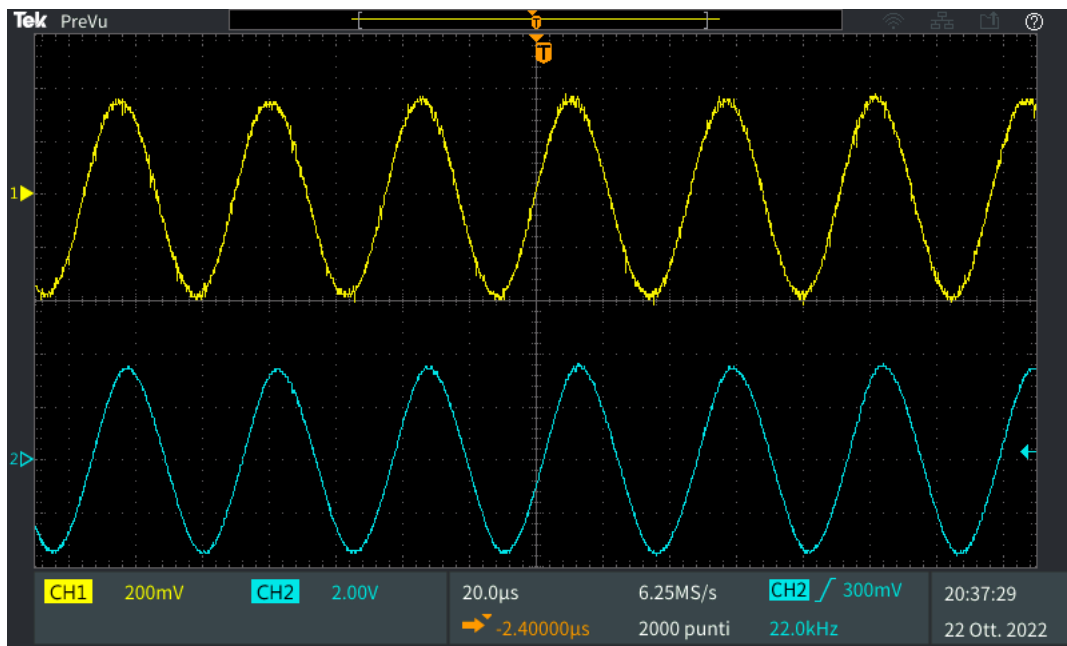


Figura 3.17: Sinusoidi in uscita dall'AD633 senza e con il filtro passa alto

La variazione di frequenza si manifesta con l'avvicinamento o l'allontanamento della mano dell'utente dalla bandiera, che rappresenta l'altra faccia della capacità variabile. La variazione di capacità determinata dalla posizione della mano determina quindi la variazione di frequenza. Come primo tentativo avevamo deciso di utilizzare una frequenza di riferimento di  $45\text{KHz}$  per poi far variare il segnale generato dal VCO a frequenza che andasse da circa  $45\text{KHz}$  a circa  $45\text{KHz}$ . Tuttavia, è stato riscontrato subito il problema della sensibilità. Ovvero si è visto che le uniche variazioni di frequenza apprezzabili si avevano quando la mano era a contatto con l'antenna o se questa era assente. Senza però portare le variazioni volute, si andava a coprire una piccolissima parte del range richiesto dal progetto. Quindi, si è deciso di alzare le frequenze operative, portando il riferimento in uscita dall'oscillatore di Wien ad un valore di  $245\text{KHz}$  come mostrato in figura 3.6. Questo ha portato a dover aumentare anche il range di frequenze del VCO portando così gli estremi da un'oscillazione di  $275\text{KHz}$  senza mano a circa un  $250\text{KHz}$  con la mano ad una distanza minima ove la mano risulta a contatto con l'antenna. Questa volta si è riscontrato un netto miglioramento della sensibilità nella variazione della frequenza rispetto alla distanza della mano.

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 generatore di funzione i filtri in uscita garantiscono il passaggio di sinusoidi con frequenza compresa tra  $20\text{Hz}$  e  $20\text{kHz}$ . Le frequenze nell'ordine delle centinaia di  $\text{kHz}$  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. La risoluzione non risulta costante, inoltre man mano ci si avvicina con la mano all'antenna risulta essere minore. Inoltre, non è possibile rilevare variazioni inferiori a  $\text{kHz}$ . Il problema della risoluzione potrebbe essere risolto aumentando le frequenze in gioco e migliorando l'antenna utilizzata come faccia della capacità variabile. Bene questo progetto si conclude qui, *grazie a tutti!*