

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA
DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA DELL'INFORMAZIONE
TESI DI LAUREA

ANALISI, SIMULAZIONE E PROGETTAZIONE DI UN THEREMIN

RELATORE: Ch.mo Prof. Meneghesso Gaudenzio

LAUREANDO: *Fregolent Manuel*

Padova, 25 Settembre 2018

Indice

Indice	1
1 Introduzione	1
2 Struttura e modello dello strumento	3
2.1 Funzionamento del theremin	3
2.2 Schema a Blocchi	5
2.3 Modello dell'antenna	6
3 Oscillatori in radiofrequenza	9
3.1 Struttura di un oscillatore	9
3.2 Oscillatori a transistor	10
3.3 Struttura dell'oscillatore Clapp	11
3.4 Simulazione dell'oscillatore Clapp	13
3.4.1 Verifica delle condizioni di Barkhausen per la fase	13
3.4.2 Innesco dell'oscillazione	15
3.4.3 Frequenza di Oscillazione	17
4 Generazione del suono	18
4.1 Generazione del suono tramite somma e rilevatore di inviluppo	18
4.1.1 Principio di funzionamento	18
4.1.2 Sommatore Capacitivo	19
4.1.3 Simulazione del sommatore	20
4.1.4 Rilevatore di Inviluppo	21
4.1.5 Simulazione del primo generatore del suono completo	26
4.2 Generazione del suono tramite mixer e filtraggio	28
4.2.1 Principio di funzionamento	28

INDICE

4.2.2	Circuito Mixer	29
4.2.3	Filtro di II ordine Sallen-Key	29
4.2.4	Simulazione del suono	31
4.3	Confronto tra i due approcci	32
5	Controllo del volume	33
5.1	Oscillatore per il controllo del volume	33
5.2	Convertitore Frequenza - Tensione	34
5.2.1	Filtro di IV ordine	34
5.2.2	Rilevatore di picco	36
5.2.3	Condizionamento della tensione continua	36
5.3	Amplificatore controllato in tensione	37
5.3.1	Resistenza equivalente del JFET	38
5.3.2	Controllo del guadagno del VCA	39
5.4	Simulazione del circuito di controllo del volume	40
6	Applicazioni	42
6.1	Trasduttore di umidità	42
6.2	Interfaccia per gesture	44
7	Conclusione	46
	Bibliografia	47

Capitolo 1

Introduzione

Il Theremin, uno dei più antichi strumenti musicali elettronici, nasce nei laboratori del fisico sovietico Leon Theremin, durante alcuni esperimenti di misura della densità di gas nel vuoto. Theremin si accorse che avvicinando le mani ad alcuni apparati sperimentali di sua creazione si generavano dei suoni di frequenza dipendente dalla vicinanza delle mani ai circuiti. Questa idea di base venne sviluppata creando un apposito circuito basato su valvole termoioniche che riuscisse a controllare questo effetto.

In questa tesi si discute la progettazione e simulazione di questo apparecchio, cercando di imitarne le caratteristiche fondamentali ma basandosi su una implementazione più moderna, basata principalmente su transistor ed operazionali. Durante il progetto si cercherà di evitare l'utilizzo di circuiti integrati, in modo da poter simulare con cura ogni aspetto dello schema elettrico e nel contempo comprendere a fondo il funzionamento.

Nel **Capitolo 2** si discute la struttura e funzionamento generale dello strumento, analizzando lo schema a blocchi.

Nel **Capitolo 3** sono riportati i fondamenti della teoria sugli oscillatori sinusoidali, focalizzando l'attenzione su quelli a transistor (in particolare in configurazione Clapp). L'oscillatore fondamentale per la progettazione del theremin è stato analizzato in questo capitolo.

Nel **Capitolo 4** è discussa la generazione del suono dello strumento, analizzando due diversi approcci e comparandoli.

Nel **Capitolo 5** è discusso il controllo del volume dello strumento.

Nel **Capitolo 6** verranno discusse due applicazioni alternative, come trasdut-

1. *INTRODUZIONE*

tore di umidità e come input per controllo di gesture al computer.

Capitolo 2

Struttura e modello dello strumento

2.1 Funzionamento del theremin

Il theremin costituisce uno dei primi strumenti musicali elettronici che non prevedono il contatto delle mani dell'esecutore dello strumento.

L'interfaccia tra strumento e musicista è composta da due antenne: una dritta di forma cilindrica verticale per il controllo della frequenza del suono ed una curva, cilindrica, orizzontale per il controllo del volume.

La frequenza del suono cresce avvicinandosi all'antenna verticale, mentre il volume decresce (fino ad arrivare a spegnersi) avvicinandosi all'antenna di controllo del volume.

Nei theremin commerciali sono presenti anche alcuni potenziometri che permettono di modificare leggermente il timbro e l'intonazione dello strumento, che non saranno trattati nella presente tesi.

2. STRUTTURA E MODELLO DELLO STRUMENTO



Figura 2.1: Foto del theremin *Etherwave*, dell'azienda *MOOG* ©

2.2 Schema a Blocchi

Si inizia l'analisi dello strumento musicale considerando il suo schema a blocchi in Figura 2.2.

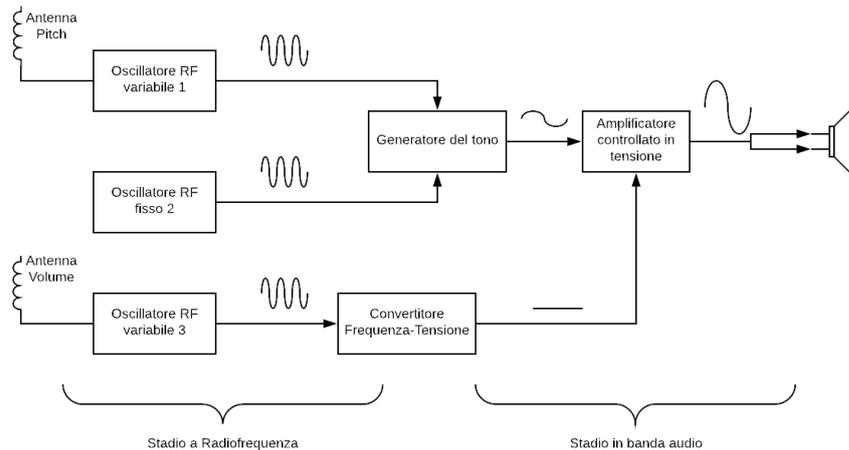


Figura 2.2: Schema a Blocchi del Theremin

Il nucleo centrale del Theremin è costituito dai 3 oscillatori in radio frequenza.

Gli oscillatori 1 e 2 costituiscono il controllo della nota emessa dallo strumento. L'oscillatore 1 (OSC1) è un generatore sinusoidale a frequenza variabile. L'oscillatore 2 (OSC2) è un generatore sinusoidale progettato in modo da dare in uscita la stessa frequenza di OSC1 a vuoto (ossia quando le mani dell'esecutore sono lontane dallo strumento) ed una frequenza leggermente più bassa quando le mani sono più vicine.

Il secondo blocco, generatore del tono si può basare su due diversi circuiti. Il primo è composto da un semplice sommatore che somma la tensione di uscita dei due oscillatori sinusoidali e genera un segnale modulato in ampiezza (secondo le formule di prostaferesi), seguito da un demodulatore AM (rilevatore di involuppo), in grado di ricostruire un segnale sinusoidale con frequenza pari alla differenza di frequenze dei due oscillatori.

Il secondo circuito è composto da un mixer, ossia una rete basata su transistor in grado di eseguire il prodotto tra due segnali variabili. Il segnale risultante sarà composto da due armoniche: la prima ad una frequenza pari alla somma delle due frequenze degli oscillatori sinusoidali e la seconda ad una frequenza pari alla

differenza delle stesse.

Nel capitolo 4 verranno sperimentate e simulate entrambe le possibilità e verrà decisa la migliore.

Per implementare il controllo del volume si utilizza un ulteriore oscillatore variabile (numero 3 in Figura 2.2). La variazione di frequenza di questo circuito è convertita in una tensione continua attraverso un convertitore frequenza-tensione. Questo segnale in continua comanda un amplificatore controllato in tensione, in modo da poter variare l'ampiezza dell'onda prodotta allo stadio precedente.

2.3 Modello dell'antenna

Una parte importante del Theremin sono le due antenne connesse agli oscillatori sinusoidali. E' necessario per l'analisi trovare un modello elettrico per trattare il sistema mano-antenna in modo semplice, possibilmente con componenti elettrici utilizzabili in un simulatore.

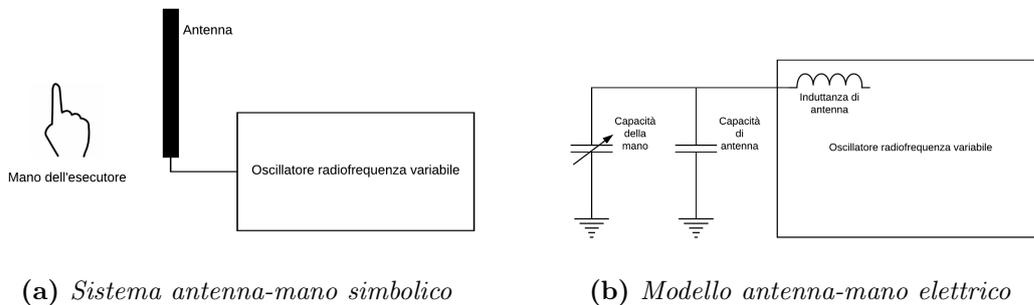


Figura 2.3: Modello simbolico ed elettrico del sistema mano-antenna

Un modello che approssima bene la situazione in esame è quello che considera la mano dell'esecutore come un piano di massa posto in vicinanza all'antenna (di forma cilindrica).

Sono definite le capacità:

- C_{tot} , capacità totale dell'antenna
- $C_{antenna}$, capacità intrinseca dell'antenna (senza oggetti vicini)
- $C_{mano}(x)$ la capacità addizionale che dipende dalla distanza x della mano dell'esecutore

Si trova quindi:

$$C_{tot} = C_{antenna} + C_{mano}(x) \quad (2.1)$$

Il modello antenna-piano di massa è descritto in [3, 4]. La capacità intrinseca dell'antenna vale:

$$C_{antenna} = \frac{2\pi\epsilon_0 h}{\ln\left(\frac{2h}{d}\right) - k} \quad (2.2)$$

dove:

- $\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12} F/m$ è la permeabilità elettrica del vuoto
- h è l'altezza dell'antenna
- d è il diametro dell'antenna
- k è una costante che dipende dall'altezza dell'antenna dal suolo. Solitamente si trova che $k \approx 0.4$ [3]

Considerando un'antenna cilindrica di 2.5cm di diametro e 65cm di altezza (misure tipiche per un theremin) troviamo $C_{antenna} = 10.17 pF$

La parte di capacità variabile $C_{mano}(x)$ è modellata dalla seguente equazione:

$$C_{mano}(x) = \frac{\pi\epsilon_0 h}{10 \ln\left(\frac{4x}{d}\right)} \quad (2.3)$$

Utilizzando MATLAB si può trovare il grafico in Figura 2.4, che descrive come cambia la capacità in funzione della distanza della mano. Si considera che durante l'esecuzione il musicista possa muovere la mano tra 5cm e 30cm di distanza dall'antenna.

In definitiva, il modello circuitale che utilizzeremo per la progettazione del theremin sarà un parallelo di un condensatore fisso di capacità 10.7 pF ed un condensatore variabile di capacità compresa tra 0 pF e 0.4 pF.

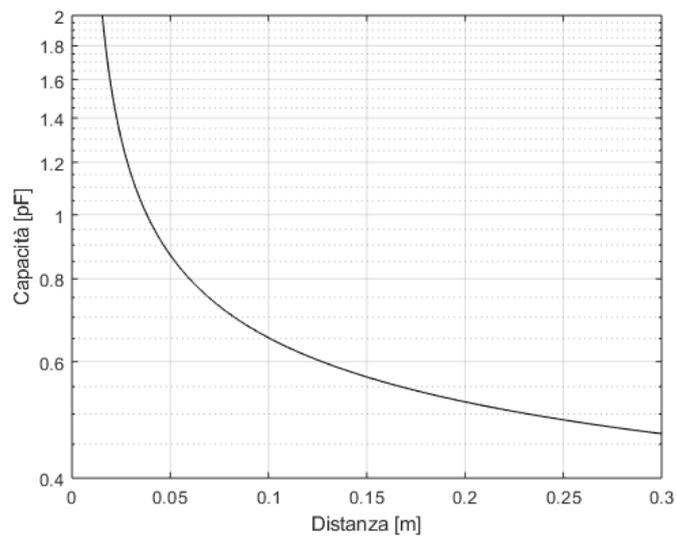


Figura 2.4: Capacità della mano vs Distanza

Capitolo 3

Oscillatori in radiofrequenza

3.1 Struttura di un oscillatore

Sin dagli albori dell'elettronica è apparsa l'esigenza di costruire dei circuiti in grado di generare dei segnali periodici di riferimento, come ad esempio onde quadre, triangolari e sinusoidali. Le applicazioni sono veramente numerose, dalla temporizzazione di dispositivi digitali alla creazione di portanti in radiofrequenza.

I generatori di onde quadre o rettangolari si ottengono come applicazione dei circuiti astabili. Da questa famiglia si riescono a ricavare anche generatori triangolari, mediante circuiti integratori.

Generare un segnale sinusoidale non è semplice come altre classi di segnali, perché sono necessari circuiti più complicati, in genere retroazionati, che riescono ad isolare ed amplificare una sola armonica.

Lo schema a blocchi in figura 3.1 rappresenta la configurazione base per un oscillatore sinusoidale. Una parte fondamentale di questo circuito è la retroazione

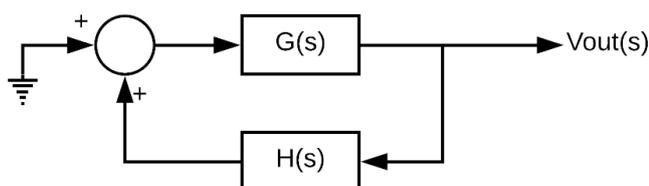


Figura 3.1: Schema a blocchi di un oscillatore sinusoidale

3. OSCILLATORI IN RADIOFREQUENZA

positiva, che serve ad autosostenere la sinusoida durante le oscillazioni.

Si analizzano ora le condizioni che bisogna soddisfare per fare in modo che il sistema oscilli alla frequenza desiderata.

Dalla teoria dei sistemi si conosce l'espressione analitica della funzione di trasferimento di un sistema retroazionato.

$$F(s) = \frac{G(s)}{1 - G(s)H(s)} = \frac{G(s)}{1 - L(s)} \quad (3.1)$$

Dove $L(s) = G(s)H(s)$.

Per ottenere oscillazioni alla pulsazione ω_0 è necessario che il denominatore della funzione di trasferimento abbia dei poli in $s = j\omega_0$. Imponiamo questa condizione nell'equazione 3.1:

$$1 - L(s)|_{s=j\omega_0} = 1 - L(j\omega_0) = 0 \quad (3.2)$$

Che ha soluzione:

$$L(j\omega_0) = +1 \quad (3.3)$$

La funzione $L(j\omega)$ è definita sul campo complesso, quindi la soluzione di questa equazione è rappresentata da una coppia di condizioni, dette *Condizioni di Barkhausen*, che corrispondono a:

- $\angle L(j\omega_0) = 2k\pi, k \in \mathbb{Z}$
- $|L(j\omega_0)| = 1$

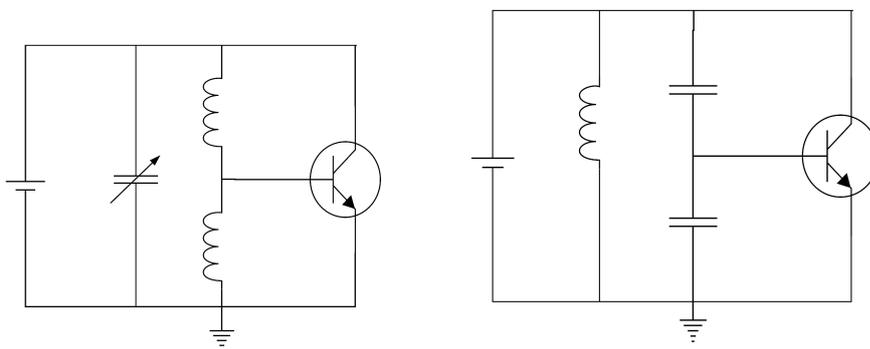
3.2 Oscillatori a transistor

Per costruire un oscillatore sono necessarie una rete di amplificazione ed una di sfasamento (corrispondenti rispettivamente alle condizioni di Barkhausen per guadagno e fase), che possiamo costruire con diversi approcci:

- Rete di sfasamento RC con Amplificatore Operazionale: questa soluzione offre dei circuiti abbastanza semplici (ad esempio osc. a Ponte Wien, osc. a sfasamento) ma non è utilizzabile a frequenze molto alte (in generale inferiori al MHz) proprio a causa dell'utilizzo dell'operazionale.
- Oscillatore LC a transistor (FET o BJT). In questo caso la frequenza che si può raggiungere è molto più alta

Gli oscillatori a transistor si basano sull'utilizzo di BJT o FET come elemento di amplificazione dell'onda sinusoidale.

Due tipici schemi di oscillatori a transistor sono il Colpitts (in cui la parte di retroazione è realizzata con un partitore capacitivo ed un induttore, in figura 3.2b) e l'Hartley (basato su partitore induttivo e un condensatore variabile per l'accordatura 3.2a).



(a) *Schema base per un oscillatore Hartley* (b) *Schema base per un oscillatore Colpitts*

Figura 3.2: Schemi base di oscillatori

Dagli schemi base precedenti si possono ricavare altri circuiti oscillatori, tra cui l'oscillatore Clapp, su cui è basata l'implementazione del theremin discussa nella presente tesi.

3.3 Struttura dell'oscillatore Clapp

L'oscillatore di tipo Clapp si basa su alcune modifiche apportate ad un Colpitts. Per migliorare la stabilità in frequenza si aggiunge un condensatore in serie all'induttore. Questo condensatore supplementare può essere anche variabile, in modo da poter modulare la frequenza in uscita.

E' stato scelto questo tipo di schema perché la serie induttore-condensatore variabile rispecchia il modello di antenna e capacità della mano dell'esecutore esaminato nel Capitolo 2.3 .

In Figura 3.3 è rappresentato il circuito di base utilizzato nell'analisi preliminare dell'oscillatore. Verrà utilizzato *NI Multisim* come software di simulazione.

3. OSCILLATORI IN RADIOFREQUENZA

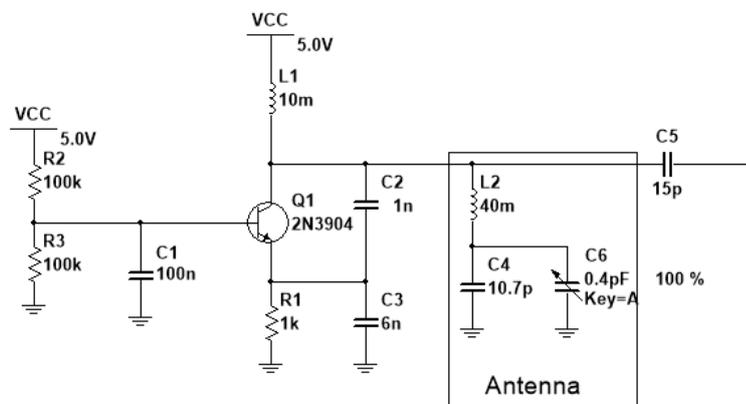


Figura 3.3: Circuito Oscillatore Clapp

Nello schema di Figura 3.3 sono presenti componenti aggiuntivi rispetto alla versione base dell'oscillatore. Le resistenze R_2 e R_3 servono a polarizzare correttamente il transistor, portando la base (in regime del grande segnale) ad una tensione di $\frac{V_{CC}}{2}$. L'induttore L_1 è necessario per l'innescio dell'oscillatore, ossia il passaggio dallo stato di equilibrio instabile iniziale allo stato di oscillazione. I condensatori C_2 e C_3 costituiscono il partitore capacitivo (derivato dallo schema Colpitts) mentre la resistenza R_1 (posizionata tra l'emettitore del transistor e la massa) è necessaria per migliorare le prestazioni del circuito, rendendo trascurabile il β del transistor, come in un amplificatore ad emettitore comune. Da [6] troviamo la formula chiusa per il calcolo della frequenza di oscillazione di un Oscillatore Clapp:

$$f_{out} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_2} \cdot \left(\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4 + C_6} \right)} \quad (3.4)$$

Come discusso nel precedente capitolo, C_4 e C_6 rappresentano rispettivamente le capacità intrinseca dell'antenna e la capacità supplementare introdotta dal musicista.

Implementando in *MATLAB* l'Equazione 2.3 è possibile ricavare la frequenza di oscillazione al variare della distanza della mano. Il grafico è riportato in Figura 3.4.

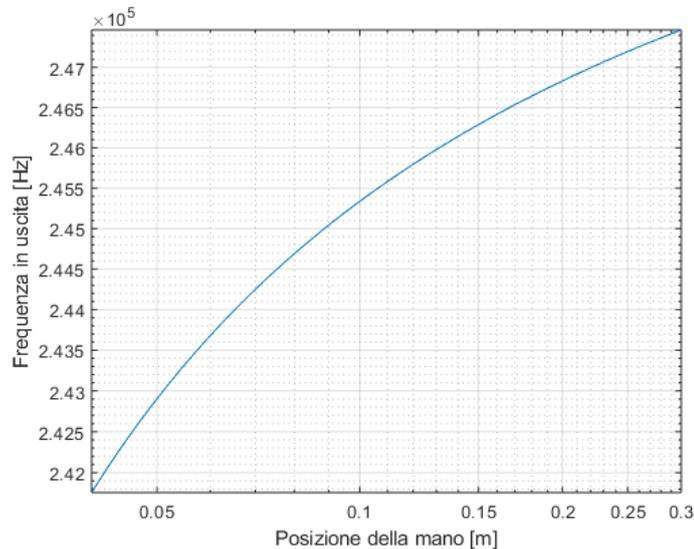


Figura 3.4: Frequenza di oscillazione dell'oscillatore Clapp

3.4 Simulazione dell'oscillatore Clapp

In questo capitolo verranno proposti i risultati della simulazione dell'oscillatore Clapp.

In particolare è stato studiato il comportamento dell'oscillatore durante l'innescio iniziale, durante il funzionamento normale, con la misura del range di frequenze di uscita e la verifica delle condizioni di Barkhausen.

3.4.1 Verifica delle condizioni di Barkhausen per la fase

Riprendiamo le condizioni di Barkhausen definite in Equazione 3.1. L'oscillatore funziona se lo sfasamento tra l'onda all'uscita e quella riportata all'ingresso dalla retroazione è pari a 0 rad.

Nello schema in Figura 3.3 è considerato come ingresso la tensione V_{BE} del transistor Q1.

L'oscillatore Clapp sfrutta un transistor in configurazione di emettitore comune (con resistenza di emettitore). Di conseguenza il segnale in uscita risulta sfasato di π radianti rispetto al segnale all'ingresso.

La verifica delle condizioni è stata realizzata utilizzando lo strumento *oscilloscopio* di *Multisim*, come indicato nello schema di Figura 3.5.

3. OSCILLATORI IN RADIOFREQUENZA

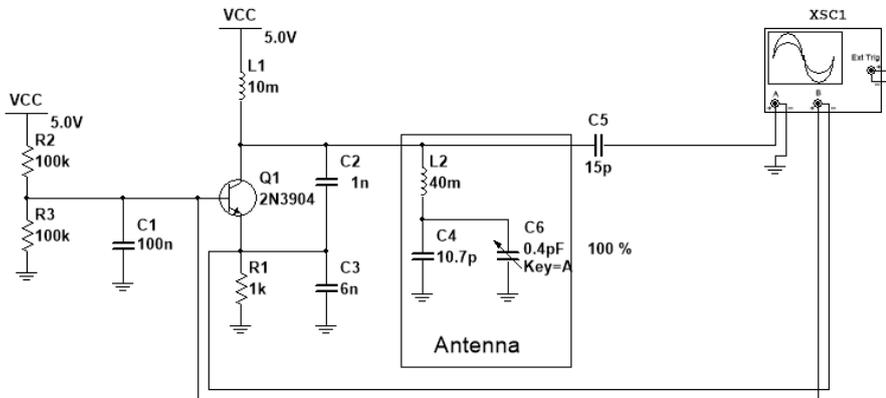


Figura 3.5: Circuito di verifica delle condizioni di Barkhausen

Il primo canale dell'oscilloscopio (colore blu in Figura 3.6) è stato utilizzato per misurare la tensione di uscita del circuito, mentre il secondo canale (colore rosso) per la tensione di ingresso V_{BE} .

Da Figura 3.6, possiamo verificare che lo sfasamento tra ingresso e uscita è pari a π radianti, che sommati ai π radianti introdotti dal transistor in configurazione di emettitore comune risulta uno sfasamento totale di 0 radianti. La Condizione di Barkhausen sulla fase è verificata.

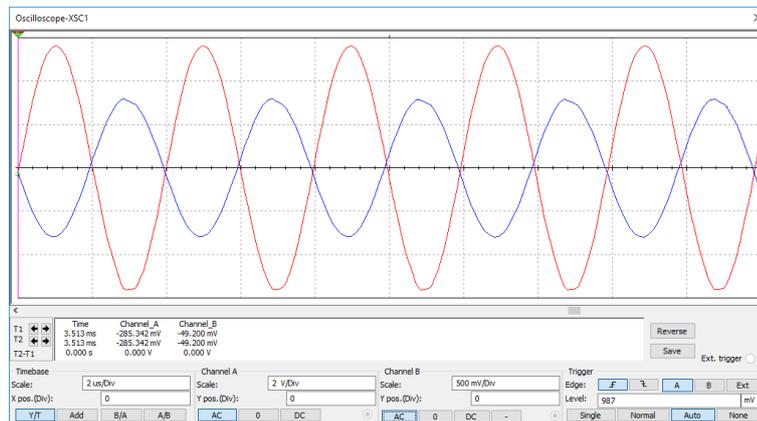


Figura 3.6: Oscilloscopio con verifica dello sfasamento tra le onde di uscita e ingresso

Analizzando i risultati della simulazione è possibile calcolare il guadagno della rete di retroazione. Risulta che l'ampiezza della sinusoide di uscita è di 5.624V, mentre quella misurata dopo il blocco di retroazione è di 0.787V.

$$A_{feedback} = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} = \frac{0.787V}{5.624V} = 0.14 \quad (3.5)$$

Si procede ora alla misura del guadagno della parte di amplificazione. La misura al simulatore è stata effettuata sollecitando l'ingresso V_{BE} con una sinusoide pari alla frequenza di oscillazione e di ampiezza 200mV e misurando l'ampiezza della sinusoide in uscita.

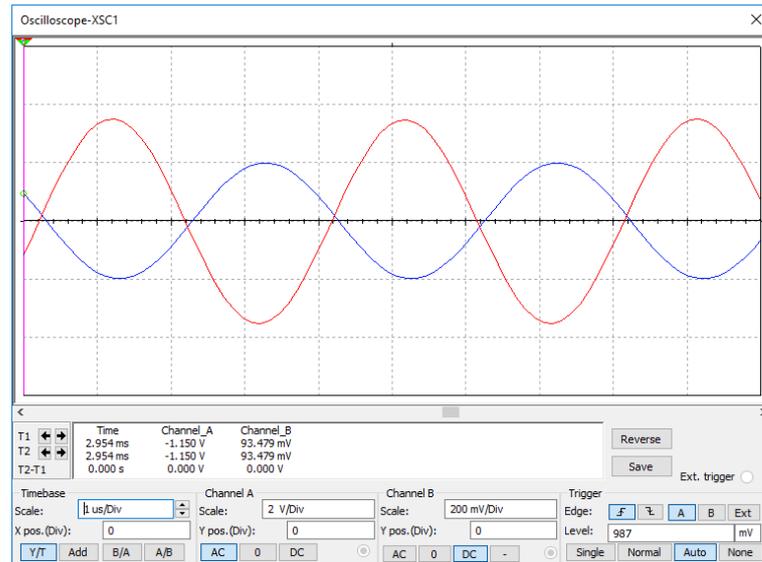


Figura 3.7: Oscilloscopio con verifica delle condizioni di Barkhausen per il guadagno

Risulta che l'ampiezza dell'onda in uscita è 3.47V.

$$A = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{3.47V}{0.2V} = 17.35 \quad (3.6)$$

Per rispettare le condizioni di Barkhausen, il guadagno di anello aperto, ossia il prodotto $A \cdot A_{feedback}$ deve essere pari ad 1.

$$A \cdot A_{feedback} = 17.35 \cdot 0.14 = 2.4 \quad (3.7)$$

Inaspettatamente risulta che la seconda condizione di Barkhausen non è rispettata, anche se il circuito in analisi oscilla correttamente.

Questo caso in pratica si verifica spesso e molte volte il progettista si accontenta che il guadagno di anello aperto sia vicino all'unità.

3.4.2 Innescò dell'oscillazione

La prima fase dopo l'accensione di un circuito oscillatore è detta innescò. In un breve lasso di tempo, che verrà misurato durante la simulazione, il circuito passa

3. OSCILLATORI IN RADIOFREQUENZA

da uno stato di oscillazioni incontrollate alle oscillazioni stabili.

Come già accennato nel capitolo precedente, la fase di innesco è supportata dall'induttore L_1 . Per $t = 0$ l'induttore si può modellare come un cortocircuito. La bassa impedenza tra alimentazione e collettore del transistor garantisce che nella fase iniziale ci sia un guadagno elevato in grado di amplificare il rumore termico ed iniziare le oscillazioni.

Quando il circuito comincia ad oscillare, l'impedenza dell'induttore aumenta ed il guadagno si stabilizza per mantenere le oscillazioni.

La misura è stata effettuata utilizzando *Transient Analysis* fornita dal software *Multisim*.

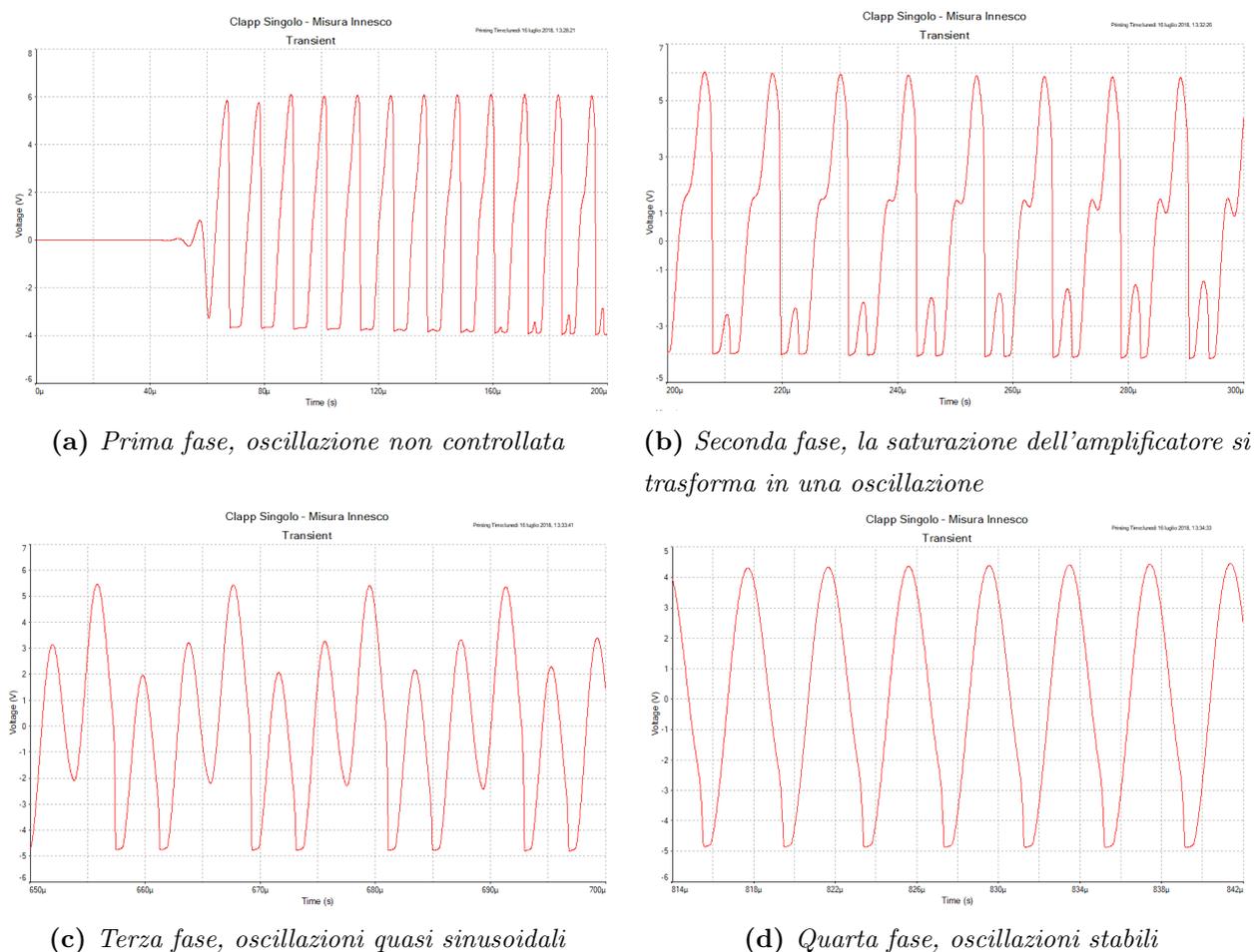


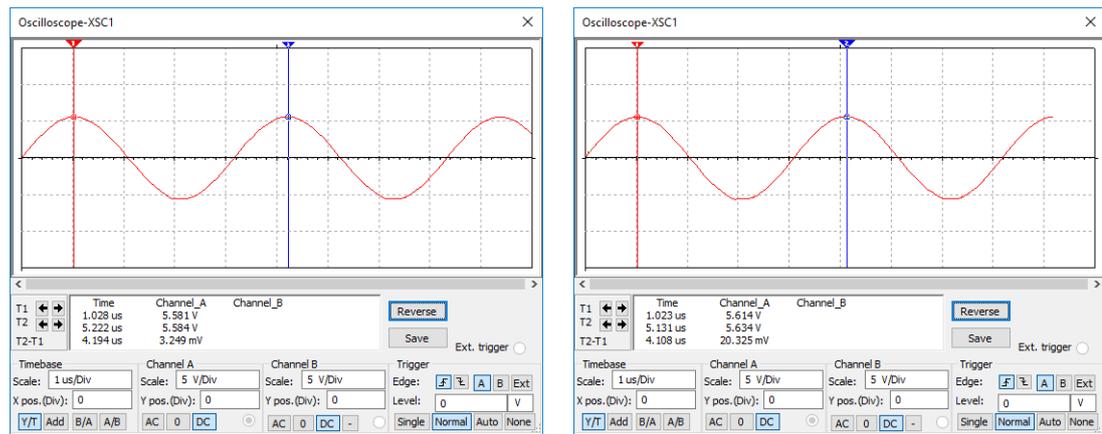
Figura 3.8: Quattro fasi dell'innesco dell'oscillatore

Il tempo totale impiegato dal circuito per accendersi ed andare in oscillazione è stato misurato (grafico di figura 3.8d) in circa 850 us, praticamente trascurabile.

3.4.3 Frequenza di Oscillazione

La misura della frequenza di oscillazione è necessaria per stabilire se il dimensionamento dei componenti dell'oscillatore è corretto.

Questa misura è stata effettuata sempre utilizzando lo strumento Oscilloscopio di *Multisim*, il risultato è riportato in Figura 3.9



(a) Misura della frequenza minima

(b) Misura della frequenza massima

Figura 3.9: Misura della frequenza di oscillazione massima e minima per l'oscillatore

Il minimo periodo di oscillazione misurato corrisponde a $T_1 = 4.194\mu s$, mentre il massimo è di $T_2 = 4.108\mu s$. Le relative frequenze di oscillazione sono quindi:

$$f_1 = \frac{1}{T_1} = \frac{1}{4.194} = 238.44\text{kHz} \quad (3.8)$$

$$f_2 = \frac{1}{T_2} = \frac{1}{4.108} = 243.43\text{kHz} \quad (3.9)$$

La differenza tra queste due frequenze corrisponde alla massima frequenza raggiungibile dallo strumento musicale.

$$\Delta f = f_1 - f_2 = 243.43 - 238.44 = 5\text{kHz}. \quad (3.10)$$

Il risultato di Equazione 3.10 è ottimo in quanto corrisponde ad una nota con frequenza abbastanza acuta ma ancora apprezzabile dall'orecchio umano.

Capitolo 4

Generazione del suono

Come già anticipato nel Capitolo 2, il suono generato dal Theremin nasce dalla differenza di frequenza tra due generatori sinusoidali. In questo capitolo verranno analizzati con precisione i due diversi approcci presentati in precedenza, ossia il circuito sommatore con la rete di rilevamento dell'involuppo, oppure il circuito mixer seguito dalla rete di filtraggio.

In seguito entrambe le soluzioni verranno confrontate e sarà scelta quella migliore.

4.1 Generazione del suono tramite somma e rilevatore di involuppo

4.1.1 Principio di funzionamento

Il primo circuito di generazione del suono si basa sulla somma di due onde sinusoidali, prodotte da oscillatori che chiameremo OSC1 ed OSC2. La somma del segnale prodotto da OSC1 e OSC2 dà luogo al fenomeno del battimento, ossia la generazione di un segnale modulato in ampiezza, la cui portante è in banda radio e la modulante è proporzionale alla differenza di frequenza di oscillazione di OSC1 e OSC2.

$$v_{AM}(t) = v_{OSC1} + v_{OSC2} \quad (4.1)$$

Dove:

$$v_{OSC1} = A \cdot \sin(2\pi \cdot f_{OSC1} \cdot t) \quad (4.2)$$

$$v_{OSC2} = A \cdot \sin(2\pi \cdot f_{OSC2} \cdot t) \quad (4.3)$$

4.1 GENERAZIONE DEL SUONO TRAMITE SOMMA E RILEVATORE DI INVILUPPO

Sostituendo 4.2 e 4.3 in 4.1 ed applicando le formule di prostaferesi si ottiene l'espressione matematica.

$$\begin{aligned} v_{AM} &= 2A \cos\left(\frac{f_{OSC1} - f_{OSC2}}{2}t\right) \sin\left(\frac{f_{OSC1} + f_{OSC2}}{2}t\right) \\ &= 2A \cos\left(\frac{\Delta f}{2}t\right) \cdot \sin\left(\frac{f_{OSC1} + f_{OSC2}}{2}t\right) \end{aligned} \quad (4.4)$$

Essendo $\Delta f \ll f_{OSC1} + f_{OSC2}$, $\cos\left(\frac{\Delta f}{2}t\right)$ rappresenta l'inviluppo del segnale. Da questo inviluppo sarà possibile estrarre un segnale audio, che corrisponde al suono prodotto dallo strumento.

Il grafico in Figura 4.1 illustra il fenomeno del battimento tra due onde. Nel grafico la frequenza di oscillazione è 10 volte maggiore della frequenza del battimento. Nel caso reale la modulante ha una frequenza circa 50 volte superiore.

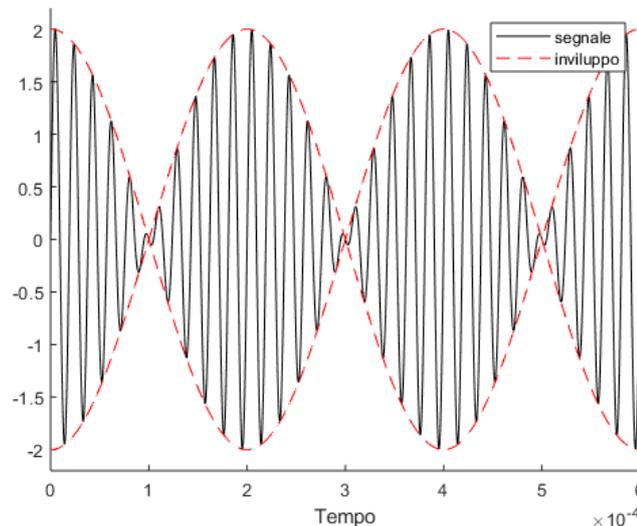


Figura 4.1: Battimento di due onde sinusoidali di frequenza $f_0 = 50kHz$, $\Delta f = 5kHz$

In seguito sarà necessario ricavare l'inviluppo del segnale modulato in ampiezza con un circuito non lineare.

4.1.2 Sommatore Capacitivo

In Figura 4.2 è presentato lo schema elettrico del circuito che genera i battimenti tra due oscillatori.

L'oscillatore OSC1 corrisponde a quello analizzato nel Capitolo 3, la cui frequenza

4. GENERAZIONE DEL SUONO

varia al variare della posizione della mano del musicista. Il secondo oscillatore OSC2 è a frequenza fissa. E' stato realizzato rimuovendo il condensatore variabile e considerando solamente quello fisso, intrinseco dell'antenna. La frequenza della sinusoide di uscita del secondo è pari a quella minima prodotta dal primo. I condensatori C_5 e C_{11} realizzano un partitore capacitivo, in grado di sommare le due sinusoidi provenienti dai due oscillatori.

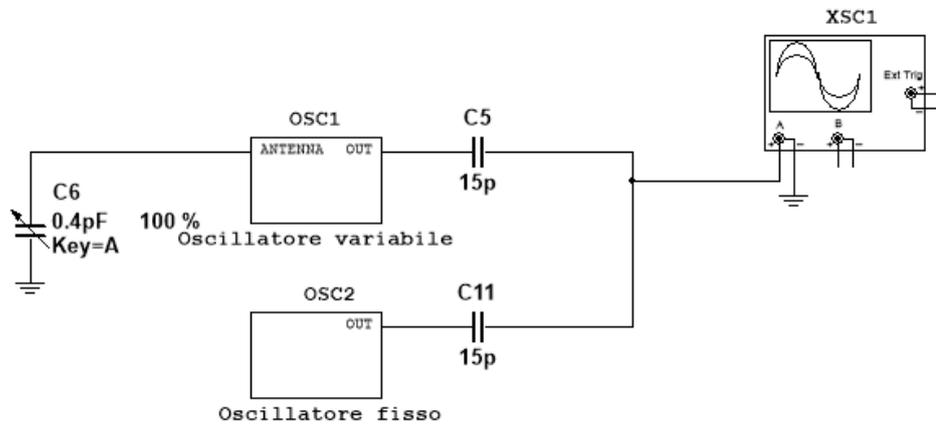


Figura 4.2: Circuito generatore del battimento

Applicando il partitore di tensione e il Principio di Sovrapposizione al circuito in Figura 4.2, si ottiene:

$$v_{OUT}(t) = v_{OSC1} \cdot \frac{\frac{1}{sC_{11}}}{\frac{1}{sC_{11}} + \frac{1}{sC_5}} + v_{OSC2} \cdot \frac{\frac{1}{sC_5}}{\frac{1}{sC_5} + \frac{1}{sC_{11}}} \quad (4.5)$$

Dato che $C_5 = C_{11} = C$, l'equazione si semplifica:

$$v_{OUT}(t) = v_{OSC1} \cdot \frac{\frac{1}{sC}}{\frac{1}{sC} + \frac{1}{sC}} + v_{OSC2} \cdot \frac{\frac{1}{sC}}{\frac{1}{sC} + \frac{1}{sC}} = \frac{1}{2} (v_{OSC1} + v_{OSC2}) \quad (4.6)$$

Che corrisponde alla somma dei due segnali con coefficiente di scalamento $\frac{1}{2}$

4.1.3 Simulazione del sommatore

Sempre utilizzando lo strumento *oscilloscopio* di *Multisim* è stato simulato il circuito sommatore. La tensione di uscita rilevata corrisponde a quanto presentato

4.1 GENERAZIONE DEL SUONO TRAMITE SOMMA E RILEVATORE DI INVILUPPO

in Figura 4.3.

La simulazione di questa parte del circuito ha portato alcuni problemi nella fase iniziale. Utilizzando il time-step automatico di *Multisim* le forme d'onda apparivano distorte e non coerenti con il risultato atteso. Una volta settato manualmente il *Maximum Time Step* (che corrisponde a **TMAX** di Spice) ad un valore di $10^{-8}s$ la simulazione ha dato come risultato la Figura che segue.

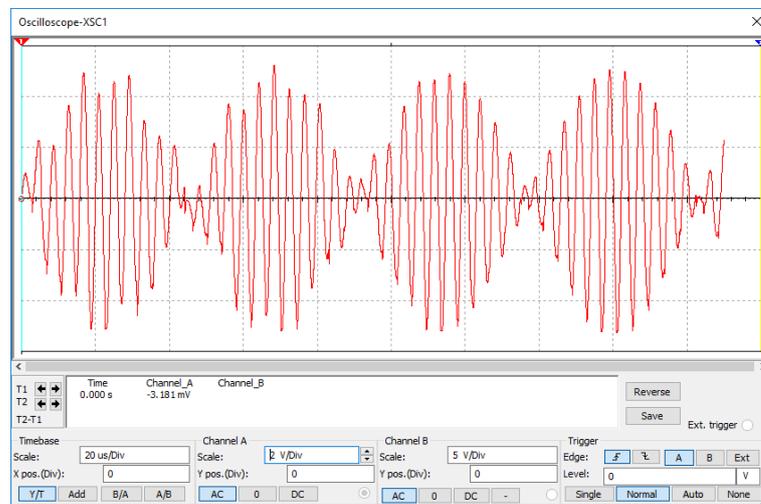


Figura 4.3: Simulazione della somma di due circuiti oscillatori

E' possibile verificare che la tensione di uscita rispecchia il grafico di un battimento tra due onde sinusoidali, presentato in Figura 4.1. Il risultato è molto preciso e l'inviluppo è chiaramente visibile.

4.1.4 Rilevatore di Inviluppo

Per ottenere un segnale in banda audio partendo dal segnale modulato come sopra, è necessario progettare un rilevatore di inviluppo, solitamente utilizzato nei circuiti demodulatori di segnali AM.

Il rilevatore è costituito da 3 blocchi differenti, come mostrato nello schema in Figura 4.4.

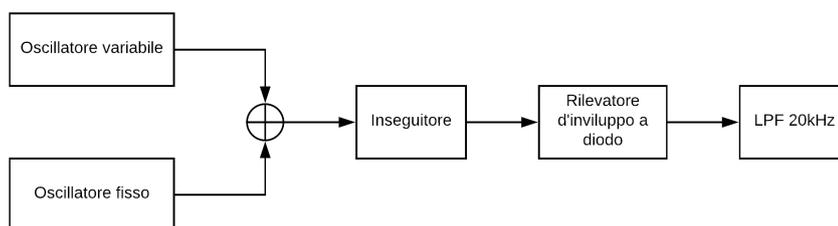


Figura 4.4: Schema a blocchi del rivelatore di inviluppo

Il primo blocco inseguitore è necessario per isolare la parte di oscillazione dal circuito demodulatore. Questo circuito è stato realizzato con un amplificatore operazionale posto in retroazione negativa unitaria.

Il secondo blocco costituisce il vero e proprio rivelatore di inviluppo, ed è costituito da un diodo 1N4149 (diodo al silicio per uso generale) seguito da un rete RC. La Figura 4.5 mostra il funzionamento del rivelatore.

Data l'alta frequenza del segnale modulato (approssimativamente 250kHz) è necessario verificare che l'operazionale scelto riesca a supportare un segnale in questa banda. E' stato individuato come componente reale l'amplificatore operazionale TL08x (il numero finale indica il numero di amplificatori nello stesso package), che garantisce uno slew-rate di 13V/us. Il parametro slew rate (SR) misura quanto velocemente riesce a crescere il segnale in uscita all'operazionale. E' necessario controllare che la massima variazione di un segnale nel circuito sia inferiore all'SR dell'OP-AMP.

La massima frequenza di un segnale nello studio del theremin è circa 320kHz (si veda il Capitolo 5). La massima ampiezza del segnale è di 5V, pari alla tensione di alimentazione.

$$\left(\frac{dv}{dt}\right)_{MAX} = \frac{d}{dt} [A_{MAX} \sin(2\pi f_{MAX} t)] = A_{MAX} \cdot 2\pi f_{MAX} \cdot \cos(2\pi f_{MAX} t) \quad (4.7)$$

La funzione ha massimo quando l'argomento del coseno è nullo.

$$\left(\frac{dv}{dt}\right)_{MAX} = A_{MAX} \cdot 2\pi f_{MAX} = 5 \cdot 2\pi \cdot 350 \cdot 10^3 = 11V/us \quad (4.8)$$

La massima variazione di tensione all'interno del circuito è inferiore allo slew-rate dell'OP-AMP, quindi l'utilizzo della serie TL08x è valido.

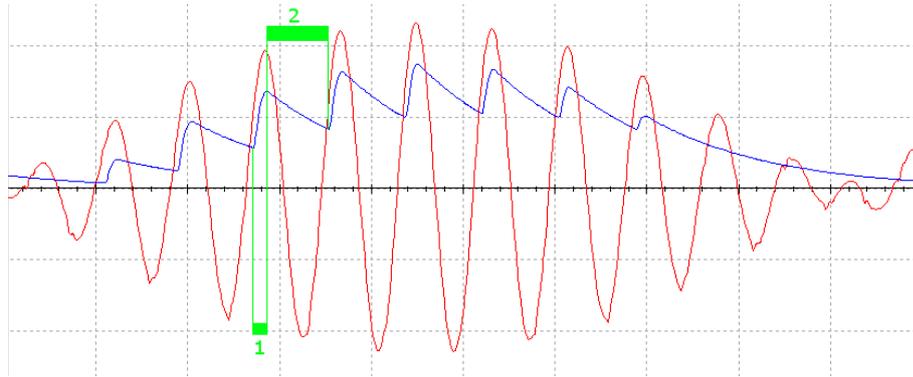


Figura 4.5: Funzionamento del rivelatore di involuppo a diodo

Si procede ora a descrivere la funzionalità del rivelatore di involuppo a diodo. Per semplicità durante questa analisi si trascuri la tensione di soglia del diodo. Durante la fase contrassegnata con **1** nella Figura 4.5, la tensione sul condensatore è minore di quella di ingresso, quindi il diodo entra in conduzione. La tensione di uscita quindi insegue quella di ingresso, caricando istantaneamente la capacità al valore di ingresso (l'impedenza di uscita dell'amplificatore operazionale è trascurabile). Quando la tensione di ingresso supera il punto di massimo e comincia a calare (**2** nella Figura) il diodo passa in stato di interdizione e la capacità C_{13} si scarica attraverso la resistenza R_{10} , dando luogo alla caratteristica discesa di un circuito RC.

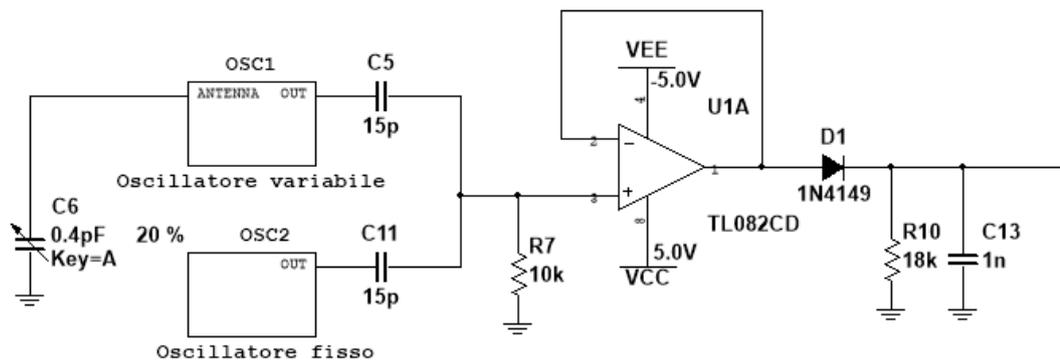


Figura 4.6: Schema elettrico del blocco rivelatore a diodo, già dimensionato

E' necessario dimensionare i valori di R_{10} e C_{13} in modo da redere il transitorio abbastanza veloce per non rovinare l'involuppo durante la discesa, ma abbastanza lento per non avere troppe oscillazioni durante la fase di salita della modulante. Considerando V_{peak} il valore di un picco e $\tau = R_{10}C_{13}$ la costante di tempo del

4. GENERAZIONE DEL SUONO

circuito è possibile scrivere l'equazione della scarica del condensatore come segue:

$$V_{OUT}(t) = V_{peak} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4.9)$$

Approssimiamo la frequenza della portante del segnale a 250 kHz, valore medio secondo quanto trovato nel capitolo precedente. Possiamo approssimare il tempo di una scarica come il periodo di questa sinusoide (in realtà sarà un po' meno).

$$\frac{V_{OUT}(T_{portante})}{V_{peak}} = e^{-\frac{T_{portante}}{\tau}} \quad (4.10)$$

Consideriamo di ammettere una scarica del 20% durante la fase **2**, e dimensioniamo il circuito di conseguenza.

$$0.8 = e^{-\frac{T_{portante}}{\tau}} \quad (4.11)$$

$$-\ln(0.8) = \frac{T_{portante}}{\tau} \quad (4.12)$$

$$\tau = \frac{T_{portante}}{-\ln(0.8)} = \frac{1}{-f_{portante} \cdot \ln(0.8)} = 17.9 \cdot 10^{-6} s \quad (4.13)$$

Per dimensionare una coppia R-C solitamente si preferisce scegliere il condensatore (perchè commercialmente ha valori più limitati) ed in seguito calcolare il valore di resistenza. E' scelto un valore di C_{13} pari a 1 nF.

$$R_{10} = \frac{\tau}{C_{13}} = 17.9 k\Omega \approx 18 k\Omega \quad (4.14)$$

Il valore commerciale (ad esempio Serie E12) più vicino corrisponde ad un resistore di $18 k\Omega$.

Con questi valori così settati la risposta del circuito corrisponde a quanto in Figura 4.7

4.1 GENERAZIONE DEL SUONO TRAMITE SOMMA E RILEVATORE DI INVILUPPO

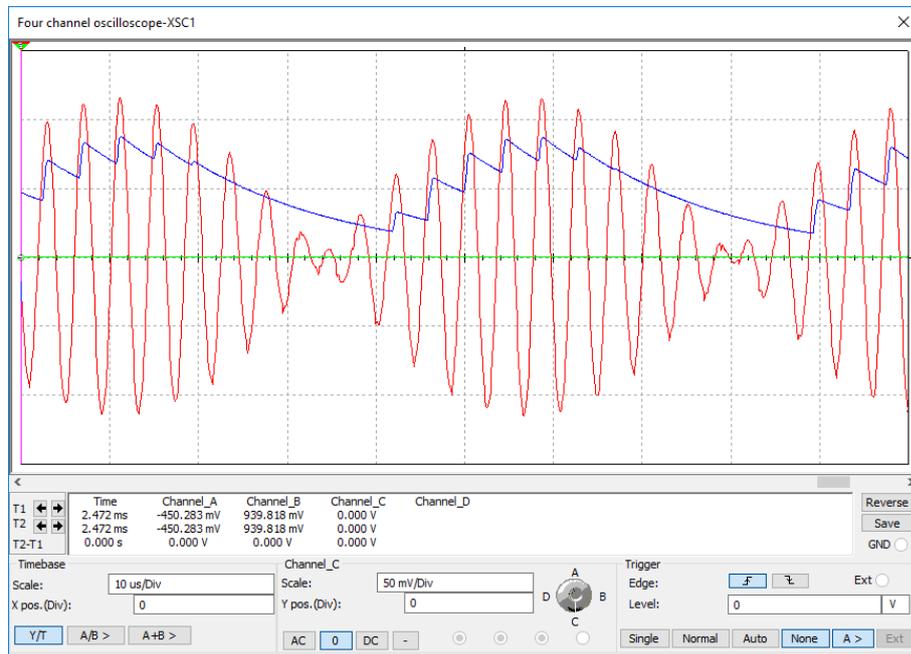


Figura 4.7: Simulazione del rilevatore di inviluppo a diodo con componenti scelti come sopra

Il terzo blocco del rilevatore di inviluppo complessivo è costituito da un filtro passa basso del primo ordine in grado di eliminare le oscillazioni indesiderate rimaste dopo il circuito a diodi.

Il filtro è basato su una rete RC ed un amplificatore operazionale, come nello schema di Figura 4.8.

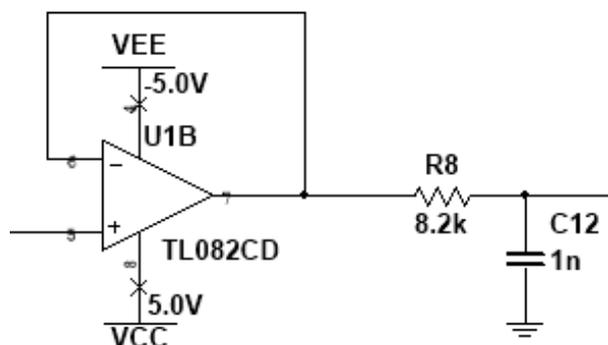
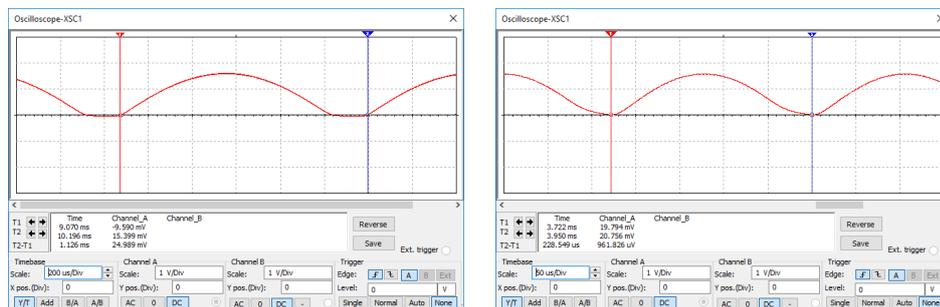


Figura 4.8: Schema elettrico del filtro di primo ordine

Applicando la regola del partitore di tensione generalizzato alle impedenze al circuito è possibile trovare la risposta in frequenza del filtro.

$$V_O(j\omega) = V_I(j\omega) \frac{1}{1 + j\omega R_8 C_{12}} \quad (4.15)$$

4. GENERAZIONE DEL SUONO



(a) Simulazione del suono in uscita a 800 Hz (b) Simulazione del suono in uscita a 4kHz

Figura 4.10: Simulazione del rivelatore di inviluppo completo

Il filtro ha pulsazione di taglio nel punto $\omega = \frac{1}{R_8 C_{12}}$.

Si dimensionano R_8 e C_{12} in modo da avere la frequenza di taglio ad un valore di 20kHz, limite superiore delle frequenze udibili da un orecchio umano. C_{12} è scelto arbitrariamente pari a 1nF.

$$R_8 = \frac{1}{2\pi f_{taglio} C_{12}} = \frac{1}{2\pi 20E3 1E-9} = 7957\Omega \approx 8.2k\Omega \quad (4.16)$$

4.1.5 Simulazione del primo generatore del suono completo

Inserendo questi valori nel circuito in *Multisim* è possibile simulare l'intero circuito generatore del suono.

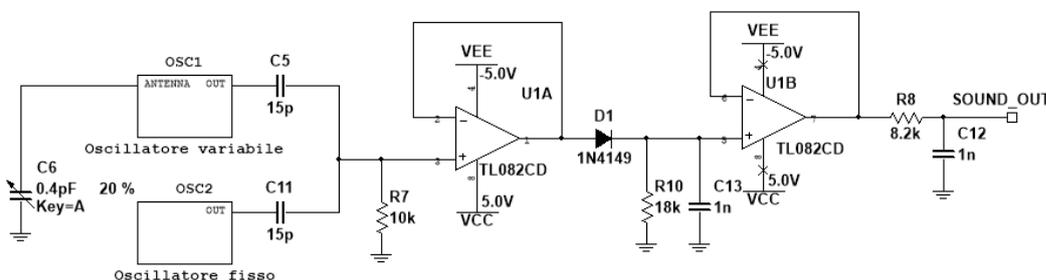


Figura 4.9: Schema elettrico del rivelatore di inviluppo completo dei 3 blocchi.

La simulazione del funzionamento ha portato i risultati di Figura 4.10

Come si può verificare dalla Figura 4.10, il tono in uscita è quasi perfettamente sinusoidale.

4.1 GENERAZIONE DEL SUONO TRAMITE SOMMA E RILEVATORE DI INVILUPPO

Una misura più precisa sulla qualità del suono prodotto si può effettuare utilizzando lo strumento virtuale *Spectrum Analyzer*. Questo apparecchio funge in simulazione come un analizzatore di spettro. La qualità di un segnale sinusoidale si può stabilire osservando quante altre componenti armoniche ci sono oltre alla fondamentale.

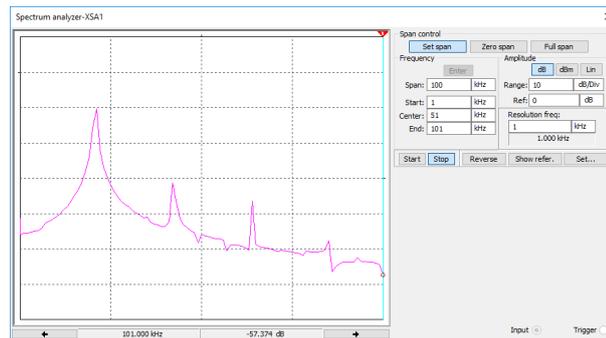


Figura 4.11: Spettro del suono generato dal theremin, con il primo approccio

Nella Figura 4.11 si nota come la seconda armonica è attenuata di 20dB rispetto alla prima, mentre la terza di circa 30 dB. La scarsa presenza di componenti armoniche fa sì che il suono sia molto pulito.

4.2 Generazione del suono tramite mixer e filtraggio

4.2.1 Principio di funzionamento

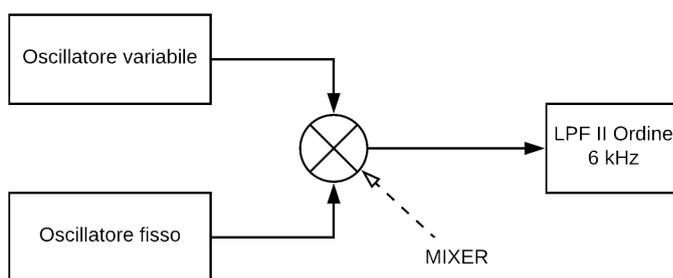


Figura 4.12: Schema a blocchi del generatore del suono con mixer

Il secondo approccio che si può utilizzare per la generazione del suono è quello basato sul mixer.

I segnali sinusoidali provenienti dal mixer sono moltiplicati tra di loro, dando luogo ad un segnale composto da due armoniche sinusoidali: una con frequenza pari alla somma delle due e l'altra pari alla loro differenza. Si considera per semplicità l'ampiezza delle sinusoidi unitaria.

$$v_{mixer}(t) = v_{OSC1}(t) \cdot v_{OSC2}(t) = \sin(2\pi f_{OSC1}t) \cdot \sin(2\pi f_{OSC2}t) \quad (4.17)$$

Applicando all'equazione 4.17 le formule di Wener per il prodotto di seni si trova:

$$v_{mixer} = \frac{1}{2} [\cos [2\pi(f_{OSC1} - f_{OSC2})t] - \cos [2\pi(f_{OSC1} + f_{OSC2})t]] \quad (4.18)$$

A questo punto sarà sufficiente estrarre la componente armonica $\cos [2\pi(f_{OSC1} - f_{OSC2})t]$ attraverso un'opportuna rete di filtraggio per ottenere un tono in banda audio.

Nella Figura 4.13 è rappresentato il prodotto tra due onde sinusoidali di frequenza 5kHz e 6kHz. In rosso tratteggiato è evidenziata la componente in bassa frequenza.

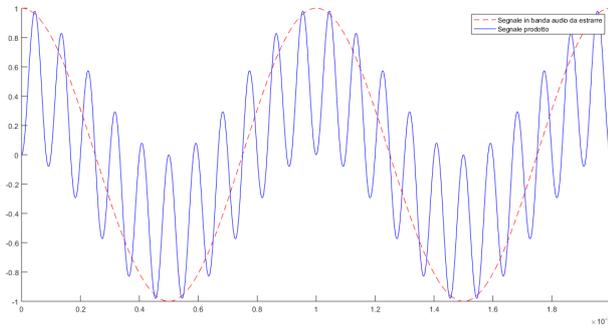


Figura 4.13: Esempio di segnale prodotto tra due sinusoidi

4.2.2 Circuito Mixer

E' stato selezionato un circuito basato su un semplice mixer ad un transistor tratto da [8].

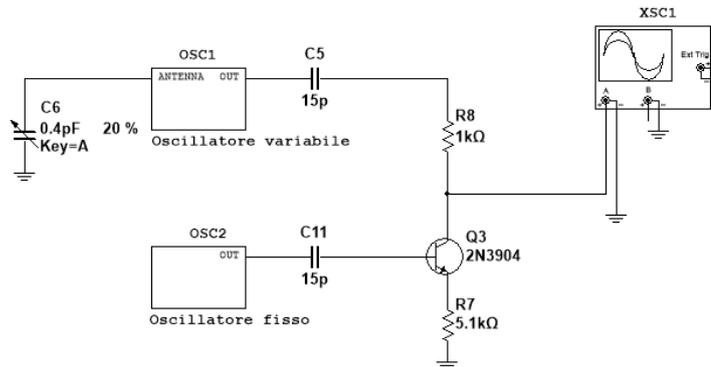


Figura 4.14: Circuito Mixer in analisi

Il circuito è stato simulato con *Multisim* portando come risultato la Figura 4.15.

4.2.3 Filtro di II ordine Sallen-Key

A questo punto è necessario progettare un'adeguata rete di filtraggio per poter isolare solamente l'armonica a bassa frequenza. E' stato selezionato un filtro attivo del secondo ordine di tipo Sallen-Key. Lo schema circuitale del filtro è riportato in Figura 4.16.

Si utilizzano le relazioni di dimensionamento presentate in [9].

Si considera: $R = R_9 = R_{10}$; $C = C_{12} = C_{13}$.

4. GENERAZIONE DEL SUONO

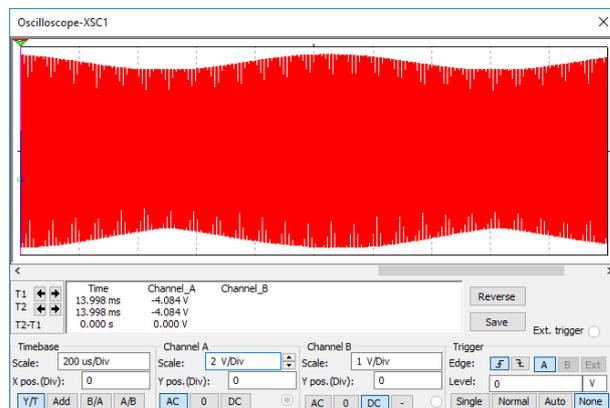


Figura 4.15: Simulazione del Mixer in analisi

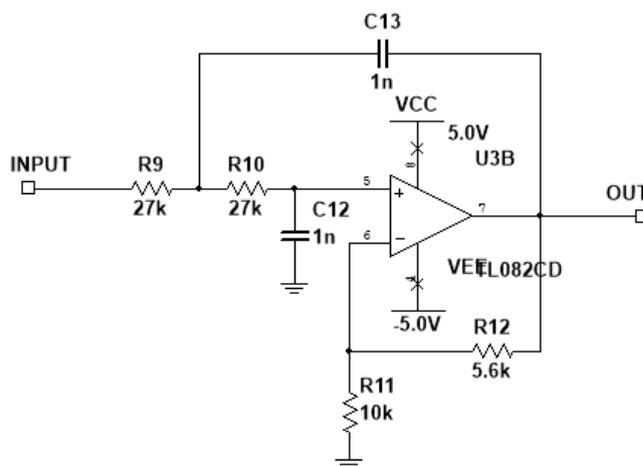


Figura 4.16: Schema circuitale del filtro Sallen-Key, non dimensionato

E' possibile ricavare la funzione di trasferimento del filtro come:

$$H(s) = \frac{A \cdot \frac{1}{R^2 C^2}}{s^2 + s \cdot \frac{3-A}{RC} + \frac{1}{R^2 C^2}} \quad (4.19)$$

Le variabili da dimensionare per il progetto sono quindi:

- $\omega_0 = \frac{1}{RC}$
- $\zeta = \frac{3-A}{2}$
- $A = 1 + \frac{R_{12}}{R_{11}}$

Si sceglie come frequenza di taglio $f_0 = 6kHz$, leggermente superiore alla massima differenza di frequenza tra i due oscillatori sinusoidali. Si sceglie arbitrariamente la capacità di $C = 1nF$.

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{2\pi \cdot 6000 \cdot 1E-9} = 26.5k\Omega \approx 27k\Omega \quad (4.20)$$

Il parametro ζ , coefficiente di smorzamento del filtro, controlla il tipo di risposta in frequenza. Per l'applicazione in esame si richiede una buona linearità nella banda passante del filtro, ottenuta attraverso una risposta di tipo Butterworth che prevede $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Di conseguenza:

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{3 - A}{2} \quad (4.21)$$

$$\frac{2}{\sqrt{2}} = 3 - A \quad (4.22)$$

$$A = 3 - \sqrt{2} \approx 1.586 \quad (4.23)$$

Ora è possibile dimensionare le resistenze che regolano il guadagno dell'operazionale. Si sceglie arbitrariamente la resistenza $R_{11} = 10k\Omega$.

$$\frac{R_{12}}{R_{11}} = A - 1 \quad (4.24)$$

$$R_{12} = (A - 1) \cdot R_{11} = (2 - \sqrt{2}) \cdot R_{11} = 5857\Omega \approx 5.6k\Omega \quad (4.25)$$

4.2.4 Simulazione del suono

In Figura 4.17 è visualizzato l'output del circuito completo, dopo il filtro di secondo ordine. E' possibile vedere come la sinusoide sia molto precisa sia ad alte che basse frequenze. Inoltre è stato verificato che l'ampiezza della sinusoide rimane pressoché invariata al variare della frequenza di uscita.

Analogamente a quanto svolto per il generatore del tono mediante un sommatore e rilevatore di involuppo, si riporta l'analisi dello spettro.

Dallo spettro si possono identificare le due componenti armoniche del segnale. La componente in alta frequenza è attenuata dalla rete di filtraggio di circa 40dB, rendendola trascurabile rispetto al resto del segnale.

4. GENERAZIONE DEL SUONO

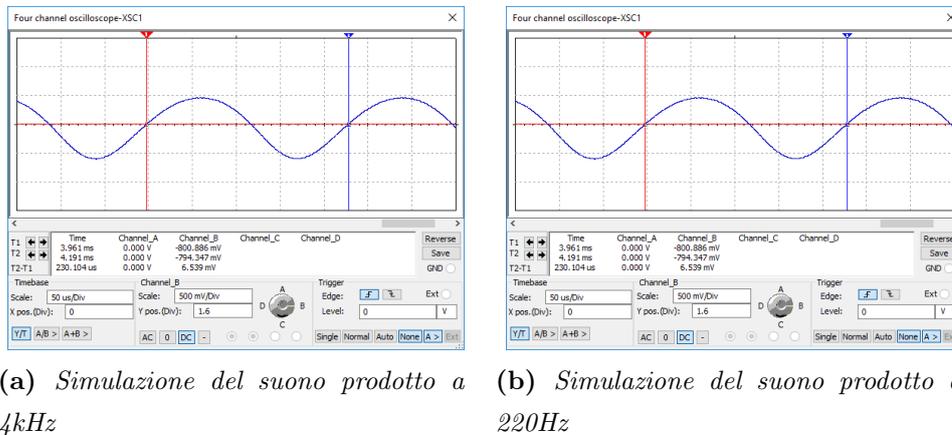


Figura 4.17: Simulazione del suono di uscita dopo il filtro

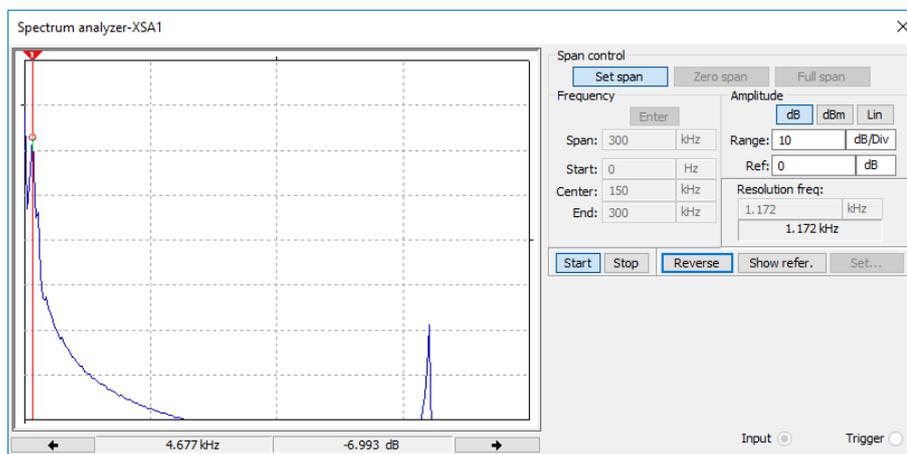


Figura 4.18: Simulazione dello spettro del suono prodotto dal circuito mixer e filtro

4.3 Confronto tra i due approcci

Le due differenti soluzioni presentate nelle Sezioni 4.01 e 4.02 riescono ad ottenere, anche se in modi diversi, un risultato comparabile.

La scelta è ricaduta però sulla seconda soluzione per 2 motivi principali:

- Nella simulazione dello spettro del tono di uscita il secondo approccio risulta più pulito, con l'assenza di armoniche al di fuori della fondamentale
- La sinusoide di uscita del secondo circuito ha ampiezza costante lungo tutta la banda, mentre nel primo caso sono state misurate alcune variazioni non trascurabili.

Capitolo 5

Controllo del volume

A questo punto della trattazione rimane da analizzare il funzionamento del controllo del volume.

Il theremin presenta all'esterno 2 antenne, una antenna dritta cilindrica per il controllo della frequenza di uscita (e quindi dell'intonazione) ed una seconda antenna sempre cilindrica (di forma curva) per il controllo del volume del suono in uscita.

Come nel circuito per la generazione del suono, l'antenna è connessa ad un oscillatore Clapp a frequenza variabile. A questo terzo oscillatore è connesso un convertitore frequenza-tensione, che controlla a sua volta un amplificatore controllato in tensione.

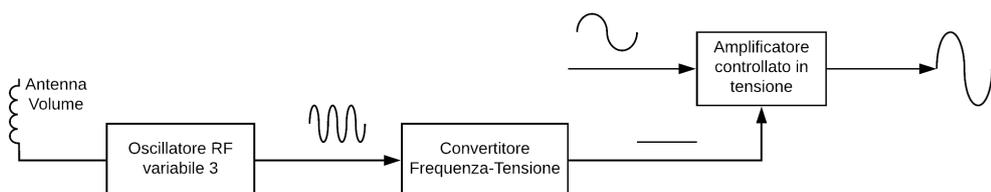


Figura 5.1: Schema a blocchi di controllo del volume

5.1 Oscillatore per il controllo del volume

L'antenna curva per il controllo del volume ha una forma differente rispetto a quella analizzata nel Capitolo 2.3. Nell'analisi che segue l'antenna verrà approssimata per semplicità ad una antenna cilindrica dritta di lunghezza 30cm e

diametro 2.5cm. Dall'equazione 2.2 si trova che la capacità intrinseca introdotta dall'antenna è di 6pF. Lo schema elettrico è quindi quello riportato in Figura 5.2. Si suppone inoltre che la capacità supplementare introdotta dalla mano sia identica a quella considerata in precedenza per l'antenna dritta (variabile da 0.5 a 0.9pF)

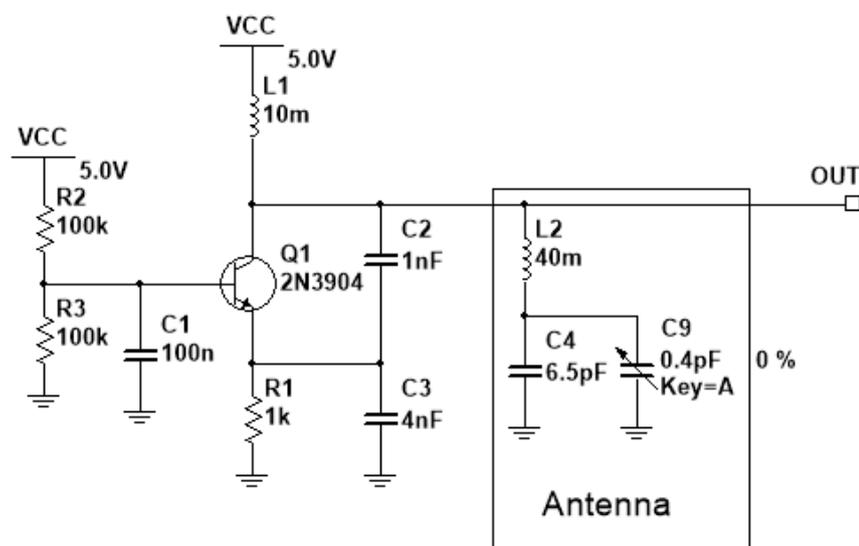


Figura 5.2: Oscillatore Clapp per il controllo del volume

Una ulteriore differenza tra lo schema dell'oscillatore visto in precedenza è il valore della capacità C_3 . Dopo alcune prove al simulatore è stato verificato che imporre $C_3 = 4nF$ garantisce un migliore funzionamento del circuito alla frequenza di circa 300kHz. In simulazione è stato verificato che l'oscillatore così ottenuto produce un range di frequenze compreso tra 307 e 313 kHz.

5.2 Convertitore Frequenza - Tensione

Il convertitore frequenza tensione è un circuito in grado di convertire la variazione di frequenza in un segnale a tensione continua.

5.2.1 Filtro di IV ordine

Innanzitutto la tensione in uscita dell'oscillatore viene filtrata con un filtro passa basso di quarto ordine, composto da due filtri Sallen-Key in cascata (simili a

5.2 CONVERTITORE FREQUENZA - TENSIONE

quelli utilizzati nel Capitolo 4.2). Entrambi i filtri sono stati progettati per avere come frequenza di taglio $f_0 \approx 250kHz$. Il filtro progettato in questo modo è necessario per mappare sinusoidi a frequenze simili in sinusoidi con ampiezze sufficientemente differenti per essere misurate agevolmente.

Lo schema elettrico del filtro è riportato in Figura 5.3. Il filtro è stato simulato con un *AC Sweep* per ricavarne il diagramma di Bode, riportato in Figura 5.4.

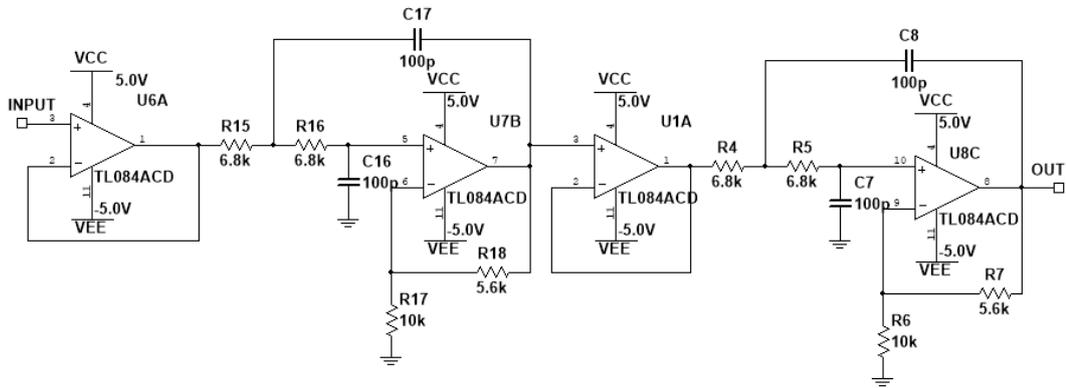


Figura 5.3: Schema del filtro Sallen-Key passa basso del IV ordine

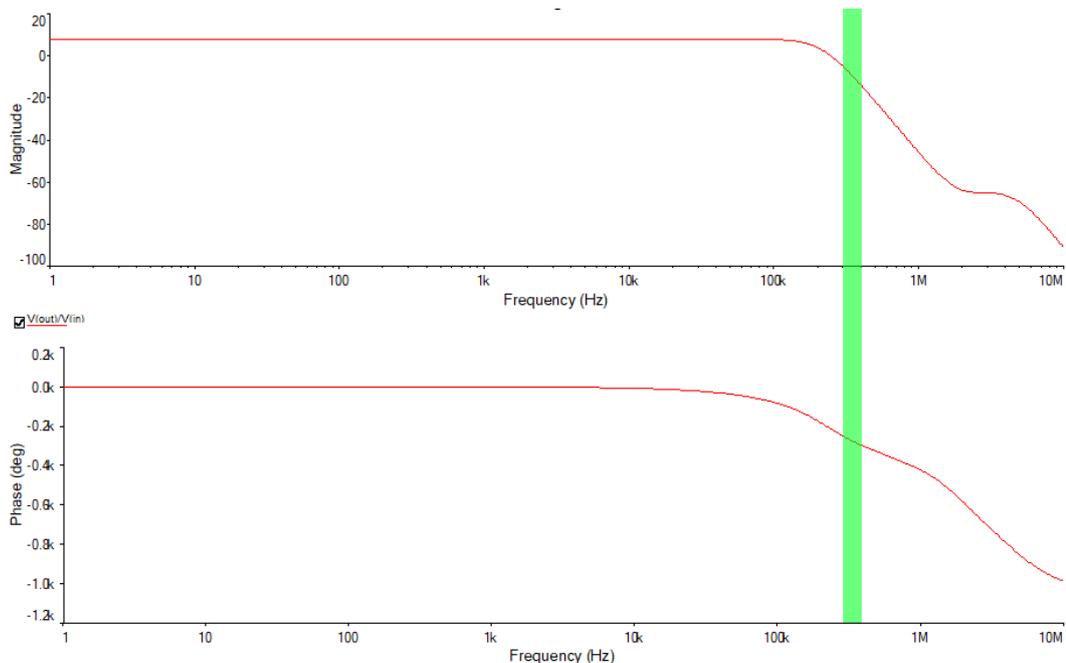


Figura 5.4: Diagramma di Bode del filtro Sallen-Key IV ordine. La banda di lavoro è indicata approssimativamente in verde

5. CONTROLLO DEL VOLUME

La variazione dell'ampiezza dopo il filtro è stata verificata mediante simulazione. Alla minima frequenza di oscillazione (307kHz) la sinusoide ha ampiezza 2.80V, mentre alla massima (313 kHz) si porta a 2.48V.

5.2.2 Rilevatore di picco

L'ultimo componente del convertitore frequenza-tensione è il rilevatore di picco (in buona sostanza simile al rilevatore di inviluppo esaminato nel capitolo 4.1.4). Questo ultimo stadio è composto da un raddrizzatore di precisione e da una rete RC, come esposto in Figura 5.5

Il raddrizzatore di precisione è un'applicazione comune degli amplificatori operazionali, necessaria per manipolare segnali ad ampiezza ridotta. Il comportamento di questo circuito è molto simile al diodo ideale.

La rete RC completa il circuito garantendo che la tensione rilevata in ogni massimo venga mantenuta costante almeno per un periodo dell'onda sinusoidale.

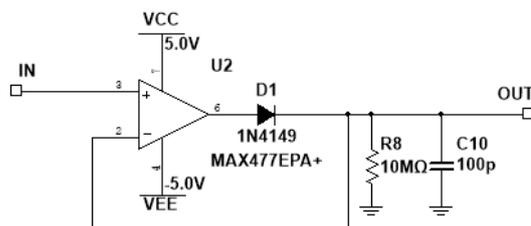


Figura 5.5: Schema del rilevatore di picco implementato

L'output del circuito risulta una tensione continua che varia tra $V_{min} = 2.39V$ e $V_{max} = 2.72V$. La differenza rispetto al valore di ampiezza delle sinusoidi è dovuto ad un leggero offset DC.

5.2.3 Condizionamento della tensione continua

I valori di tensione in uscita dal circuito precedente devono essere manipolati per ottenere un range predefinito. Supponiamo che l'amplificatore controllato in tensione riceva in ingresso un segnale di controllo nel range 0-1V, dove 1V corrisponde ad un guadagno nullo

Per un corretto funzionamento dello strumento la tensione non nulla (necessaria per abbassare totalmente il volume) deve essere presente quando la mano è molto

vicina (o attaccata) all'antenna. Di conseguenza è necessario che ad una frequenza più alta (corrispondente ad una capacità molto bassa introdotta dalla mano) la tensione sia prossima allo zero.

Considerando $V_{max} - V_{min} = 2.72 - 2.39 = 0.33V$, si trova che l'amplificazione del circuito deve essere pari ad un coefficiente 3. Il circuito di condizionamento deve di conseguenza implementare la funzione seguente:

$$V_{out} = 3 \cdot (V_{in} - V_{min}) \quad (5.1)$$

Il circuito che implementa questa funzione è basato su un amplificatore operazionale utilizzato in configurazione di sottrattore.

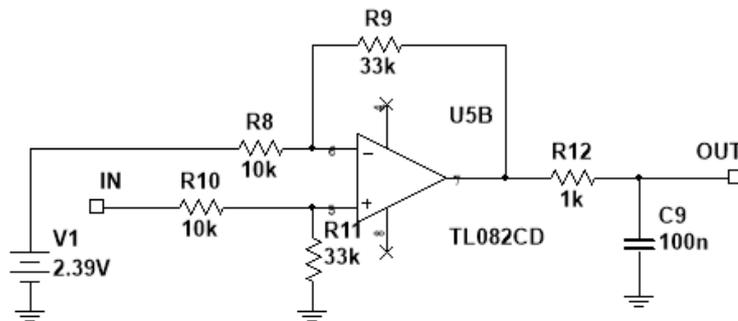


Figura 5.6: Schema del circuito di condizionamento già dimensionato

E' possibile ricavare la tensione di uscita dopo l'amplificatore operazionale con l'equazione seguente:

$$V_{out} = (V_{in} - V_{min}) \cdot \frac{R_9}{R_8} = 3 \cdot (V_{in} - 2.39) \quad (5.2)$$

Un filtro passivo passa basso di primo ordine (composto da R_{12} e C_9 è stato aggiunto dopo le verifiche in simulazione per eliminare la componente variabile della tensione in uscita. La frequenza di taglio di questo filtro è data da:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_{12} C_9} = 16kHz \quad (5.3)$$

La simulazione del circuito ha portato i risultati aspettati, con un range di variazione tra 0 ed 1V.

5.3 Amplificatore controllato in tensione

L'ultimo blocco che compone il theremin è l'amplificatore controllato in tensione (voltage controlled amplifier, VCA). Questo blocco è dotato di due ingressi: il

5. CONTROLLO DEL VOLUME

primo è il segnale sinusoidale proveniente dal generatore del suono, il secondo è il segnale in continua compreso tra 0 ed 1 V proveniente dal convertitore frequenza-tensione appena analizzato (ingresso di controllo).

L'amplificatore quindi amplifica il segnale in ingresso di un fattore dipendente dalla tensione di controllo. Nel caso in esame il valore di $V_C = 1V$ corrisponde ad un guadagno nullo, mentre con una tensione di 0V il segnale raggiunge l'estensione massima.

Il circuito progettato come VCA consiste in un amplificatore operazionale in retroazione negativa con la presenza di un JFET (Junction Field Effect Transistor). Il JFET è utilizzato nella regione Ohmmica per modellare una resistenza controllata in tensione.

Il circuito progettato è mostrato in Figura 5.7.

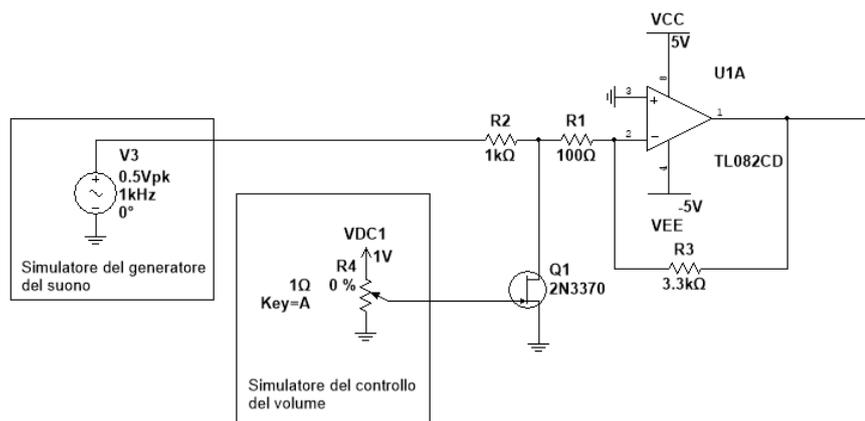


Figura 5.7: Schema circuitale del VCA

Per analizzare il circuito si inizia studiando come varia la resistenza del JFET al variare della tensione di controllo.

5.3.1 Resistenza equivalente del JFET

Per simulare la resistenza equivalente del JFET si è ricorsi alla *Transient Analysis* offerta da *Multisim*. In questo tipo di analisi è possibile impostare una particolare equazione e visualizzarne l'output su un grafico. Nel caso in esame è stato sufficiente impostare come equazione:

$$R_{JFET} = \frac{V_D}{I_D} \quad (5.4)$$

L'output del simulatore è riportato nella Figura 5.8.

5.3 AMPLIFICATORE CONTROLLATO IN TENSIONE

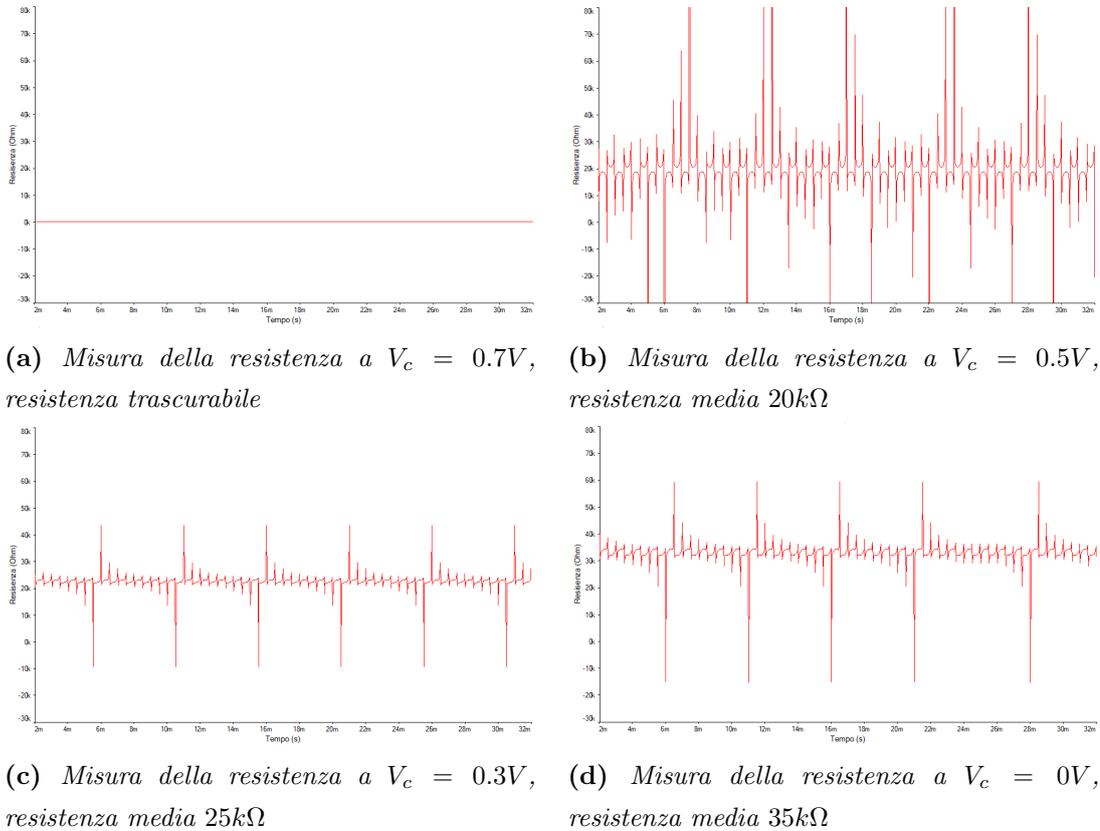


Figura 5.8: Misure di resistenza del JFET

La resistenza misurata in questo modo corrisponde alla resistenza punto per punto. Le ampie variazioni che si vedono nei grafici sono dovute alla variazione della tensione V_{DS} del JFET, in quanto il terminale di drain è connesso ad un potenziale variabile dovuto alla sorgente sinusoidale.

Per analizzare il circuito è sufficiente conoscere il valore medio di resistenza, riportato nei grafici di Figura 5.8.

5.3.2 Controllo del guadagno del VCA

Per dimensionare l'amplificatore controllato in tensione si consideri il funzionamento al massimo guadagno disponibile, ossia con una tensione di controllo $V_C = 1V$. In questo caso dal grafico in Figura 5.8 si ricava che la resistenza equivalente del JFET é pari a $35k\Omega$. Il circuito diventa:

E' possibile sostituire la rete composta dalle resistenze R_1 , R_2 , R_4 e il generatore V_3 con un equivalente di Thevenin, composto dal generatore ideale di

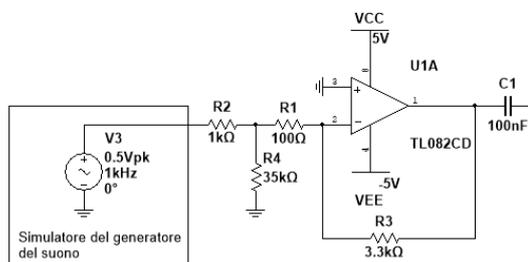


Figura 5.9: Circuito equivalente con $V_C = 0V$

tensione:

$$V_{TH}(t) = V_3(t) \cdot \frac{R_4}{R_2 + R_4} = V_3(t) \cdot \frac{35}{36} \approx V_3(t) \quad (5.5)$$

e la resistenza equivalente:

$$R_{TH} = R_1 + R_4 // R_2 = 100 + \frac{1}{\frac{1}{1000} + \frac{1}{35k}} = 1072\Omega \approx R_2 \quad (5.6)$$

Consideriamo di produrre in uscita un segnale che abbia una tensione di 2V picco-picco (valore standard per segnali audio ad esempio utilizzato nei computer). Si ricorda che il segnale prodotto dal generatore del suono ha un'ampiezza di 1V picco-picco. Di conseguenza è necessario che guadagno massimo dell'amplificatore sia pari a 2.

L'amplificatore operazionale è posto in configurazione invertente, ciò significa che il guadagno è dato da (considerando le approssimazioni viste in precedenza):

$$A = -\frac{R_3}{R_2} \quad (5.7)$$

Dato $R_2 = 1k\Omega$, si ricava $R_3 = 2k\Omega \approx 2.2k\Omega$.

5.4 Simulazione del circuito di controllo del volume

Il VCA progettato e dimensionato come sopra è stato simulato per verificarne il funzionamento.

La simulazione finale ricalca le aspettative del progetto, consentendo una regolazione del volume da un massimo prestabilito fino ad un completo spegnimento.

5.4 SIMULAZIONE DEL CIRCUITO DI CONTROLLO DEL VOLUME

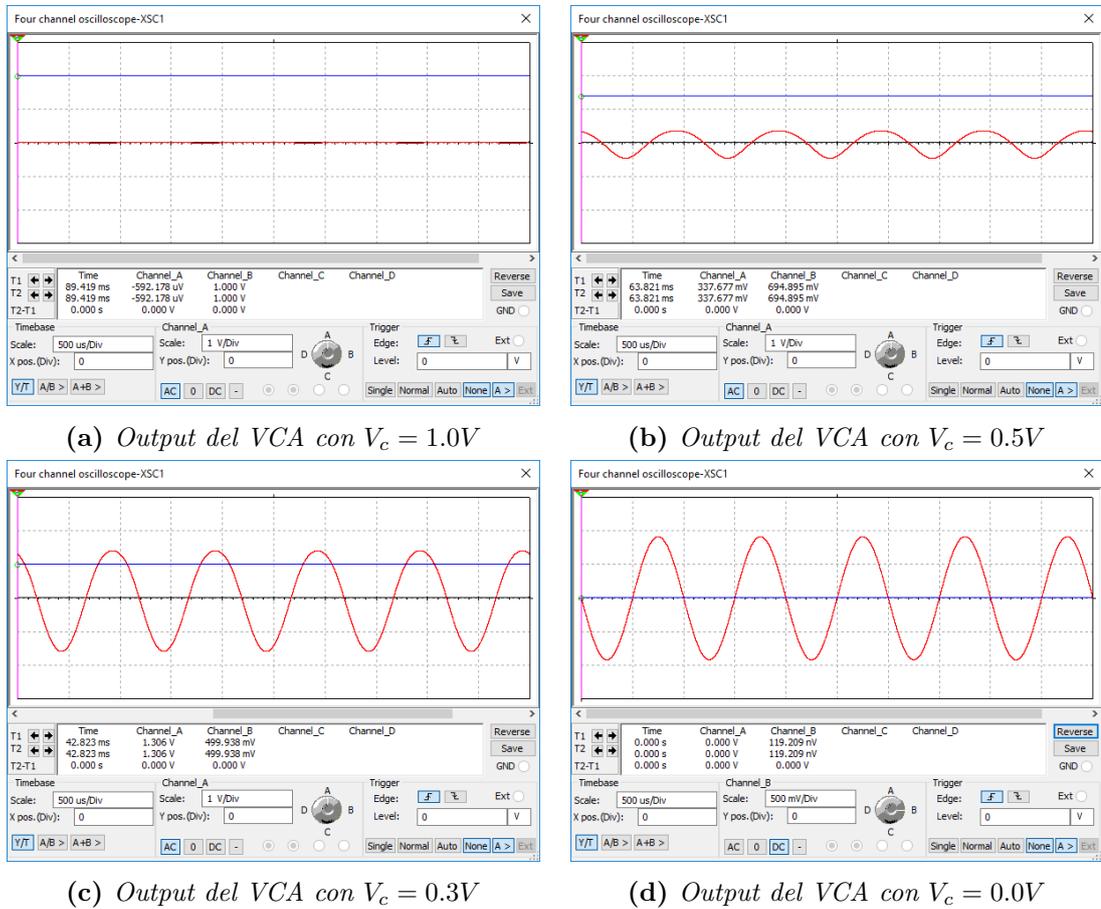


Figura 5.10: Misura dell'output del VCA

Capitolo 6

Applicazioni

Il theremin nasce originariamente come strumento musicale, ma il progetto potrebbe essere modificato per delle applicazioni differenti.

Ricordando le Equazioni 2.3 e 2.2, che modellano la capacità parassita dell'antenna, si nota che una variazione della capacità può essere dovuta (oltre che alla distanza della mano) anche dalla variazione di altri parametri. L'altezza (h) e diametro (d) dell'antenna sono per forza fissi, in quanto si possono variare solamente sostituendo l'antenna, ma le condizioni ambientali (come ad esempio temperatura e umidità) possono influire sulla costante dielettrica ε_r dell'aria.

In questo capitolo si valuta la fattibilità dell'utilizzo di uno strumento derivato dal theremin per la misurazione dell'umidità ambientale. Una seconda applicazione alternativa può essere l'utilizzo del theremin come interfaccia per rilevare gesture della mano dell'utente.

6.1 Trasduttore di umidità

Il trasduttore di umidità ipotizzato è composto solamente dal primo blocco di generazione del suono del theremin. Un piano metallico sufficientemente grande è posto in vicinanza all'antenna (che potrebbe essere ridotta in modo da rendere l'apparato più piccolo). In Figura 6.1 è riportato uno schema a blocchi di massima del sensore.

Da [10] si trova una relazione analitica per la variazione di ε_{air} al variare delle condizioni ambientali.

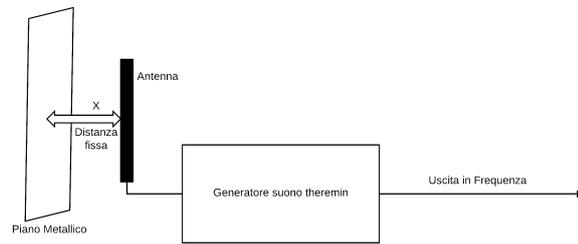


Figura 6.1: Schema a blocchi del trasduttore di umidità

$$\varepsilon_{air} = \varepsilon_0 \cdot \left[1 + \frac{211 \cdot 10^{-6}}{T} \cdot \left(P + \frac{48 \cdot P_s(T)}{T} \cdot RH \right) \right] \quad (6.1)$$

Dove T è la temperatura assoluta misurata in Kelvin, P è la pressione atmosferica, misurata in mmHg, $P_s(T)$ è la pressione di vapore saturo alla temperatura T ed RH è l'umidità relativa, in scala percentuale.

La pressione di vapore dell'acqua ad una determinata temperatura può essere approssimata con l'equazione di Antoine, inserendo i parametri specifici tabellati per l'acqua, con validità dai 0°C ai 100°C .

$$\log_{10}(P_s) = 8.07131 - \frac{1730.63}{T - 39.724} \quad (6.2)$$

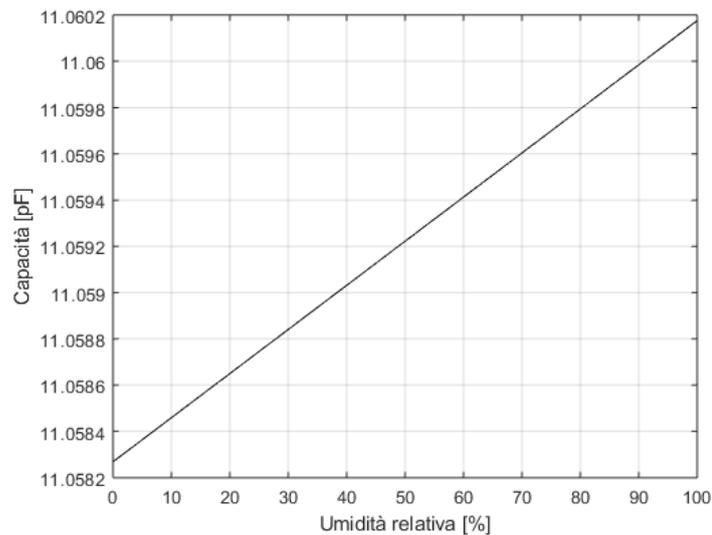


Figura 6.2: Variazione di capacità dovuta all'umidità atmosferica

Si suppone che il piano metallico sia fissato ad una distanza di 5 cm dall'antenna (con le stesse caratteristiche di quella analizzata nel capitolo 2.3). Si considera

di effettuare le misurazioni alla pressione atmosferica al livello del mare, ossia 760 mmHg, ed alla temperatura di riferimento di 300K. La variazione di capacità è stata calcolata con *MATLAB*. Dal grafico in Figura 6.2 si evince che la variazione di capacità è quantificabile in circa 1.9fF. Questo valore è assolutamente troppo basso per dare in uscita una variazione consistente e rilevabile dai strumenti. Di conseguenza, questo approccio per la misura dell'umidità atmosferica non potrà funzionare in modo efficace.

6.2 Interfaccia per gesture

Il theremin nel suo complesso può essere visto come un trasduttore distanza-frequenza, in grado di offrire una misura piuttosto accurata della distanza della mano dall'antenna.

Una possibile applicazione alternativa del theremin è come interfaccia per il rilevamento di gesture della mano di un a persona. In Figura 6.3 è rappresentato un possibile scenario di applicazione. Le antenne devono essere orientate a 90°, dallo stesso lato dello strumento. In questo modo è possibile definire un'area quadrata di circa 30cm x 30cm all'interno della quale l'utente può eseguire dei movimenti che saranno trasmessi al calcolatore.

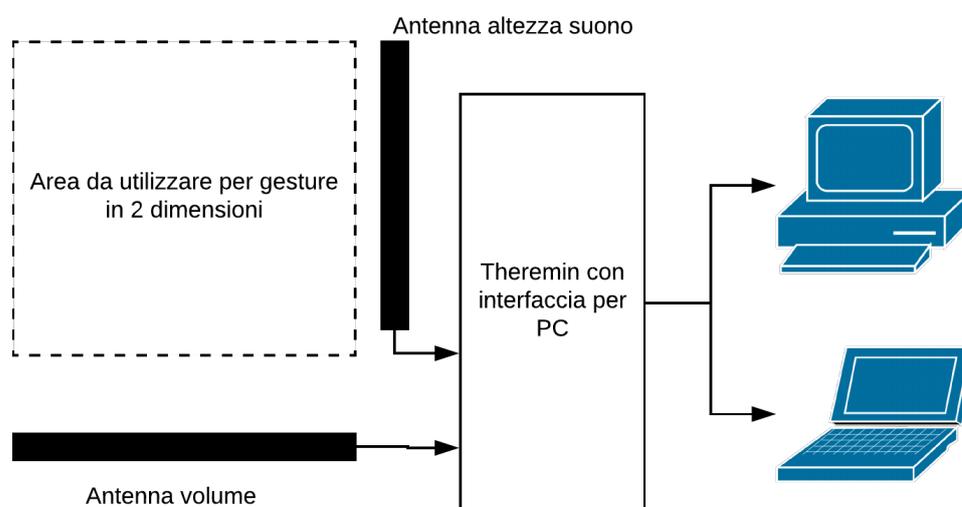


Figura 6.3: Esempio di interfaccia theremin-computer per cattura di gesture dell'utente

La parte di interfaccia tra theremin e computer può essere costituita in vari modi:

- Connessione tramite ingresso microfonico. Questa soluzione rende compatibile l'apparecchiatura con tutti i dispositivi dotati di una semplice scheda audio. Non sono necessarie ulteriori interfacce in quanto la tensione di uscita massima è stata progettata per essere compatibile con gli standard attuali
- Connessione tramite interfaccia MIDI (Musical Instrument Digital Interface). Con questa soluzione è possibile connettere il theremin solamente a computer o altre apparecchiature dotate di una interfaccia opportuna. Rispetto all'ingresso microfonico questa soluzione è più solida ed immune ai disturbi, in quanto il segnale viene trasferito al computer digitalmente. Un aspetto negativo di questa interfaccia è che richiede dell'hardware aggiuntivo sia nel computer che nello strumento.
- Connessione via USB. Questo collegamento riesce a conciliare l'esigenza di una comunicazione digitale con ridotto rumore a quella della compatibilità con un largo numero di dispositivi. Anche questa soluzione richiede dell'hardware aggiuntivo sul theremin, ma dato il largo impiego dell'USB è ora possibile trovare in commercio numerosi microcontrollori dotati di convertitore analogico-digitale e interfaccia USB. Alternativamente è sufficiente trovare un ADC seriale ed utilizzare una porta seriale virtuale del computer mediante un circuito integrato di interfaccia (ad esempio FT232 di *FTDI*).

Adottando una delle precedenti soluzioni è possibile costituire un'interfaccia di rilevamento della posizione della mano nello spazio. Tramite un software opportuno si possono rilevare gesture e movimenti, in grado di aiutare nello svolgimento del lavoro al computer.

Capitolo 7

Conclusione

Questa tesi ha presentato uno studio sul funzionamento e la relativa progettazione di un theremin.

Gli obiettivi posti all'inizio del lavoro, ossia cercare di replicare il funzionamento originale del theremin utilizzando componentistica più moderna come transistor ed amplificatori operazionali sono stati rispettati.

Una particolarità del lavoro rispetto ad altri theremin presenti sul mercato è l'assenza di circuiti integrati complessi (trascuando si intende gli amplificatori operazionali). Di conseguenza è possibile analizzare e simulare ogni dettaglio dell'applicazione con cura.

Il progetto è completamente costituito principalmente da componenti discreti, soggetti molto spesso a derive nel loro valore e tolleranze (per esempio nel caso dei condensatori) non sempre trascurabili. In una futura fase dello studio sarà necessario posizionare delle capacità variabili e dei potenziometri che permettano una taratura precisa dello strumento.

Un ulteriore sviluppo futuro deve consistere nella realizzazione di un primo prototipo su PCB, in modo da verificare l'effettivo funzionamento dei circuiti già simulati.

Tra i problemi maggiori riscontrati durante il lavoro di simulazione si segnala la non accuratezza di *Multisim* nel caso di simulazioni con time-step automatico. Di conseguenza si consiglia di lavorare sempre con un time-step impostato manualmente, regolando di volta in volta l'accuratezza richiesta dalla simulazione.

Bibliografia

- [1] IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 54, No. 5, October 2012
Leon Theremin (Lev Termen)

- [2] Moog Music Inc., *Understanding, customizing, and hot-rodding your ether-wave* 2003.
<http://www.suonoelettronico.com/downloads/HotRodEtherwav.pdf>

- [3] Kenneth D. Skeldon, Lindsay M. Reid, Vivienne McNally, Brendan Dougan, Craig Fulton. *Physics of Theremin*, Department of Physics and Astronomy, University of Glasgow, 1998.

- [4] F. E. Terman, *Radio Engineers Handbook*, McGraw-Hill, New York, 1943.

- [5] Olli-Pekka Lunden, Kristian Konttinen, and Masoumeh Hasani, *A Simple Closed-Form Analysis of Clapp Oscillator Output Power Using a Novel Quasi-Linear Transistor Model*, Tampere University of Technology, 2014.

- [6] Analog Devices, *Activity: The Clapp Oscillator*,
<https://wiki.analog.com/university/courses/electronics/comms-lab-clapp-osc>

- [7] Maxim, *MAX477 Datasheet*, <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX477.pdf>

- [8] Pedro Brito, David Gomez, Patrick McCabe *6.101 Final Project - Theremin*, 12/05/2016.

- [9] Francesco Vulpone *Filtri attivi di secondo ordine e realizzazioni circuitali*, 2011-2012.

BIBLIOGRAFIA

- [10] Marina Santo Zarnik, Darko Belavic, *An Experimental and Numerical Study of the Humidity Effect on the Stability of a Capacitive Ceramic Pressure Sensor*, Aprile 2012

Ringraziamenti