



Proyecto Sintetizador

Laboratorio de Electrónica Analógica

Matias Ariel Ramirez, Hernan Lizarazu y Fabio Vidal
21 de noviembre de 2023

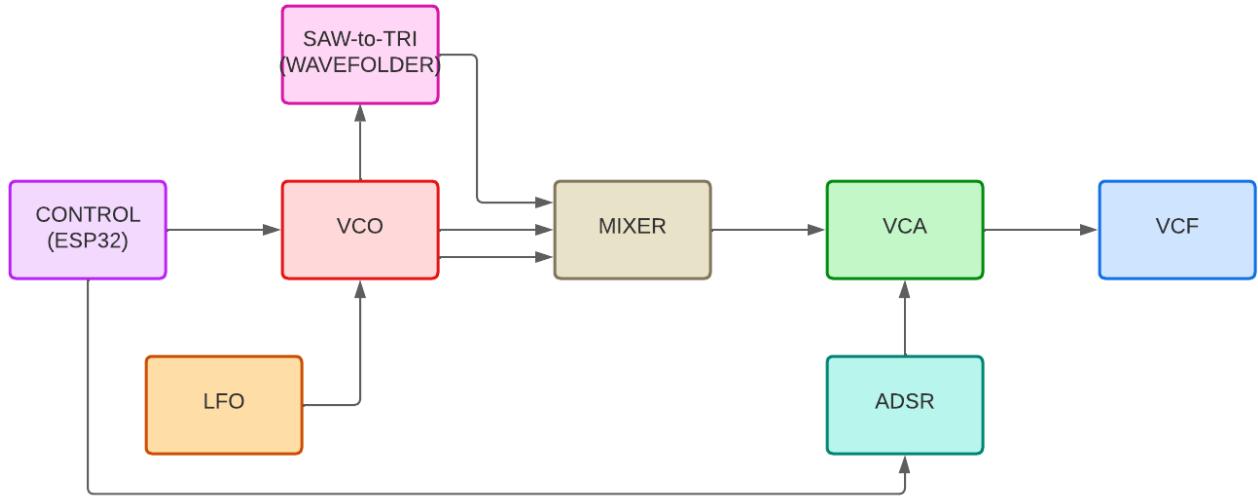
Índice

1. Introducción	2
2. LFO	3
2.1. Oscilador RC basado en amplificador operacional	5
2.2. Configuraciones	6
3. VCO	7
3.1. Núcleo del VCO	8
3.2. Temperatura	9
3.3. Entradas de CV	9
3.3.1. Afinación Gruesa	9
3.3.2. Afinación Fina	10
3.3.3. Entrada FM	10
3.4. Señal cuadrada	10
3.5. Niveles de volumen de salida	11
3.6. Configuraciones	12
4. Wavefolder	14
4.1. Configuraciones	17
5. Mixer	18
5.1. Configuraciones	20
6. ADSR	21
6.1. 555	24
6.2. Attack	26
6.3. Decay	27
6.4. Sustain	29
6.5. Release	30
6.6. Configuraciones	32
7. VCA	34
7.1. Amplificador BJT	34
7.2. Divisores de tensión	35
7.3. Sumador inversor	36
7.4. Restador	38
7.5. Configuraciones	39
8. VCF	40
8.1. Entrada	42
8.2. Resonancia	44
8.3. Salida	46
8.4. Practico	47
9. Controlador	51
10. Conclusión	54
11. Bibliografía	55

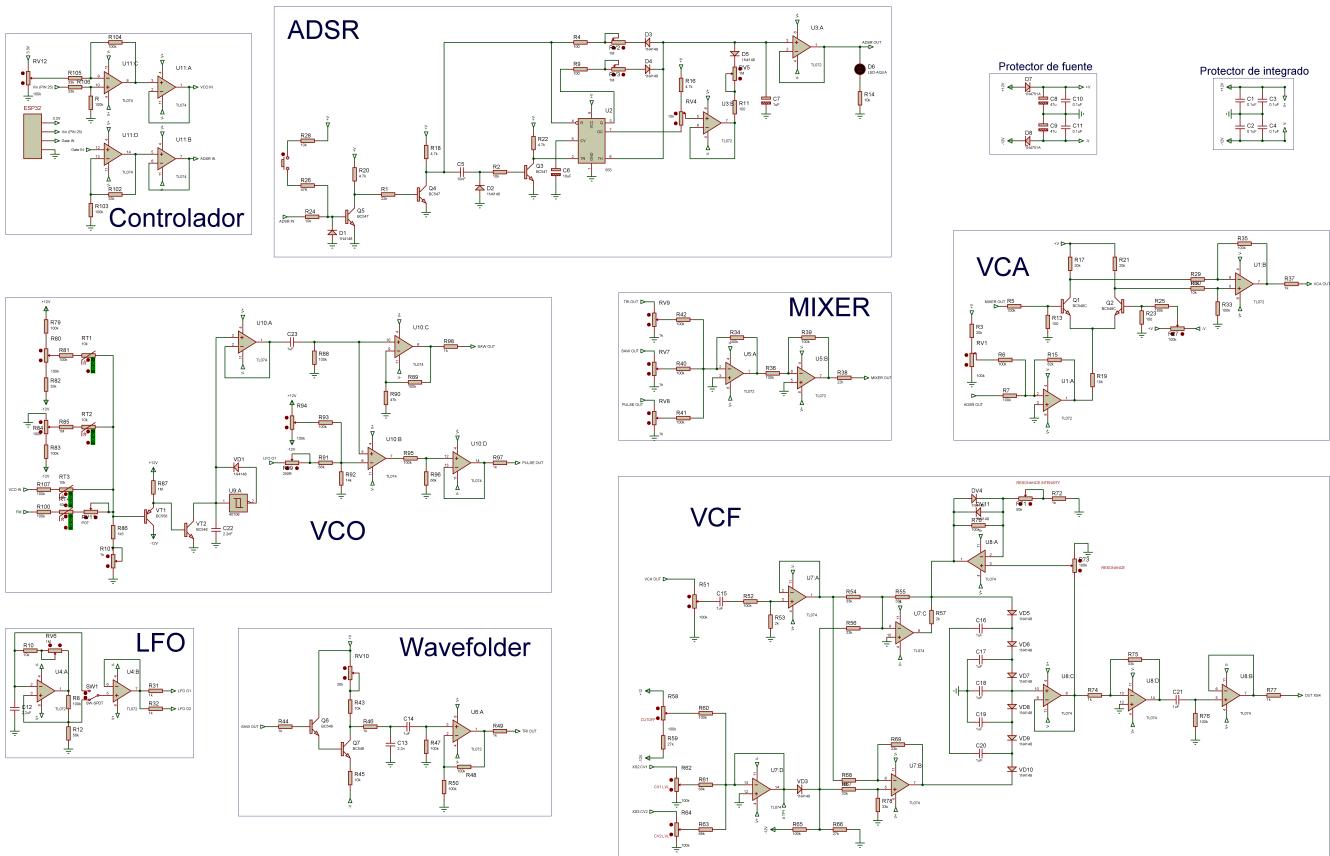
1. Introducción

Los sintetizadores son instrumentos musicales surgidos a mitad del siglo XX, que generan sonidos a partir de la manipulación de señales eléctricas, método también conocido como *síntesis de sonido*. Si bien con el tiempo fueron apareciendo distintos tipos de síntesis, gracias en parte al advenimiento de lo digital y la posibilidad de generar sonidos más complejos y cercanos a los obtenidos mediante métodos acústicos, hay un tipo de síntesis que resalta por su sencillez conceptual, su fácil aplicación por parte del público, y su origen analógico y modular: la *síntesis sustractiva*. La síntesis sustractiva se basa en la generación de una forma de onda sencilla y su posterior manipulación al hacerla pasar por una cadena de módulos que alteran, eliminan o realzan ciertas características sonoras. La cadena de módulos presenta una estructura inicial amigable para el usuario, compuesta de tres secciones principales, y dos más que sirven para controlar o automatizar parámetros de las tres primeras. Los tres módulos principales son: el oscilador (VCO, *Voltage Controlled Oscillator*), el atenuador (VCA, *Voltage Controlled Attenuator*) y el filtro (VCF, *Voltage Controlled Filter*); los modificadores se componen por un oscilador de baja frecuencia (LFO, *Low Frequency Oscillator*) y un generador de envolvente (EG, *Envelope Generator*). Cada módulo o sección tiene una función determinada. El oscilador genera una forma de onda, el atenuador controla la amplitud de la señal, el filtro modifica parámetros sonoros de la señal como el timbre; y el oscilador de baja frecuencia y el generador de envolventes generan señales de voltaje variantes en el tiempo que sirven como entradas a los demás. La versatilidad de este modelo, al permitir la ampliación del número de módulos de forma virtualmente ilimitada, permitió la generación de sonidos nunca antes escuchados, y hace que hoy en día los sintetizadores estén presentes, de una u otra forma, en prácticamente la totalidad de la música no acústica, ya sea en formato analógico o digital.

El presente informe tiene por objetivo explicar las partes que componen el sintetizador analógico modular implementado durante la cursada. Se explicarán los módulos antes mencionados (VCO, VCA, VCF, LFO y EG o ADSR), que se pueden ver en la figura 1a, y la manera en que fueron implementados circuitalmente.



(a) Bloques del sintetizador.



(b) Esquemático del sintetizador.

Figura 1

2. LFO

EL LFO (Low-Frequency Oscillator o Oscilador de Baja Frecuencia) es una fuente de señales que genera formas de onda a bajas frecuencias, generalmente por debajo del rango de audio humano, en este caso entre 0,3 Hz y 30 Hz, o entre 30 milisegundos y 3 segundos por ciclo. Se utiliza para modular y controlar otros parámetros de sonido, como la frecuencia de un oscilador de audio, la amplitud, el filtro, y más, para crear efectos de modulación y cambio en la música electrónica y la

síntesis de sonido.

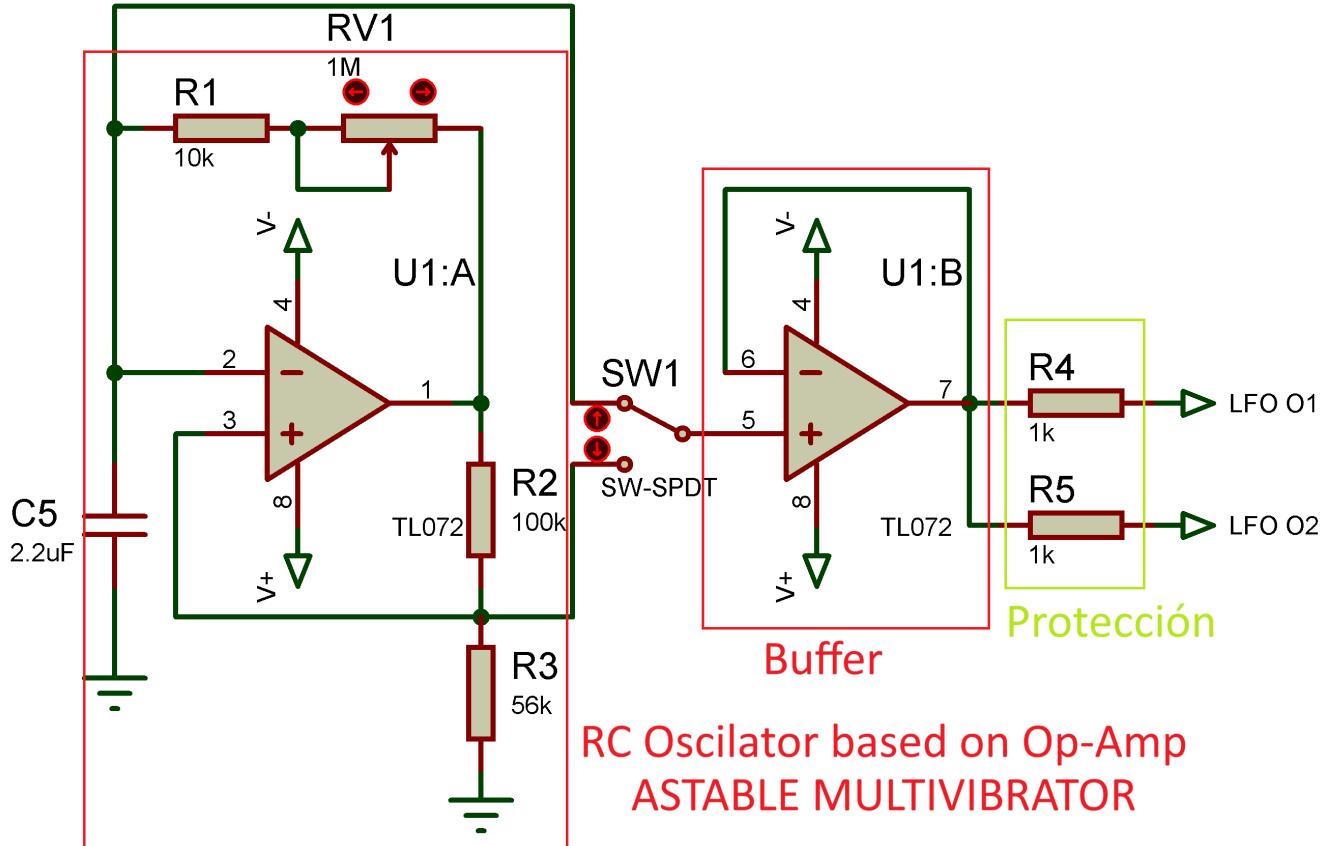


Figura 2: Esquemático del LFO.

El circuito se basa simplemente de un oscilador RC basado en amplificador operacional estable multivibrador, el cual generara un triangulo (figura 3a) o un cuadrado (figura 3b), esto se explicara más adelante. Se utilizará un potenciómetro para modificar la frecuencia en la que van a salir las ondas (la variación mínima y máxima se pueden ver en la figura 3c y 3d. A la salida de esto habrá un switch (SPDT) para elegir la onda y por ultimo un buffer para evitar que surjan problemas al conectarlo a alguna otra entrada en algún otro bloque.

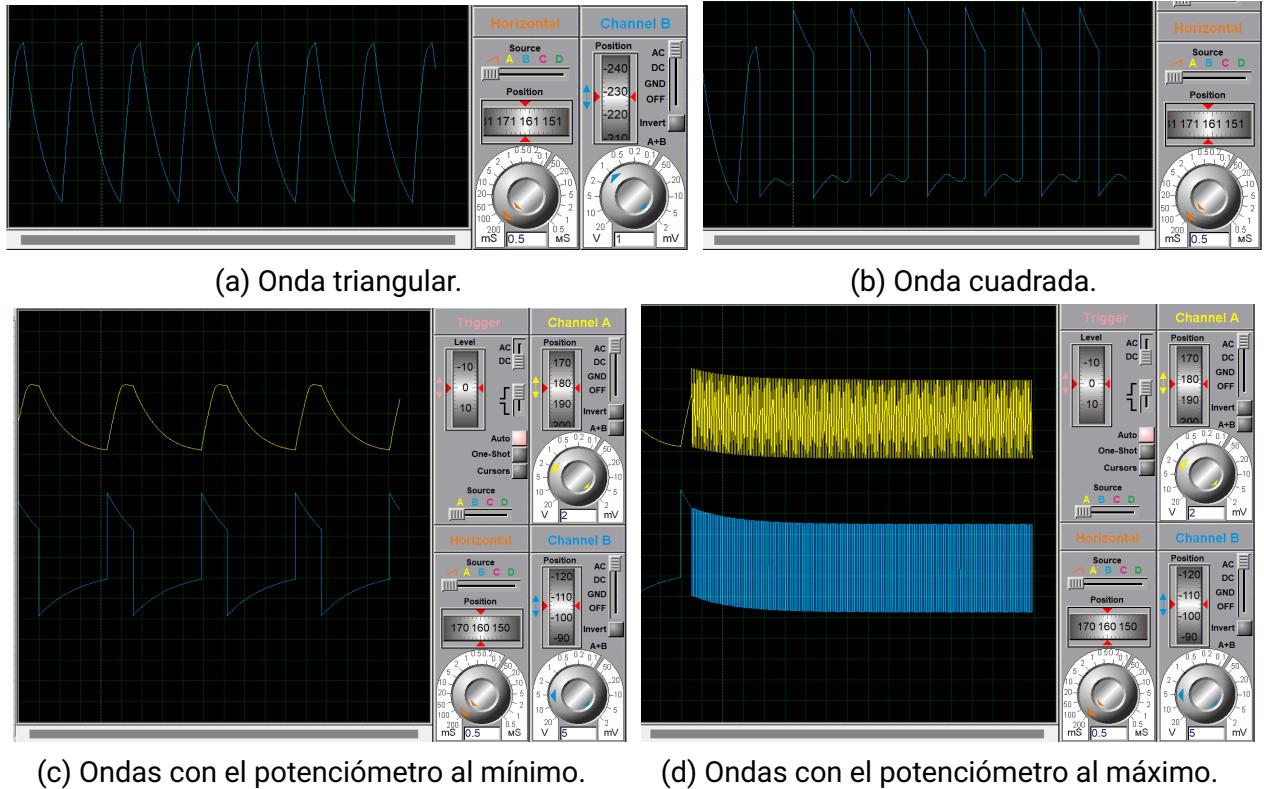


Figura 3: Ondas de salida del LFO.

2.1. Oscilador RC basado en amplificador operacional

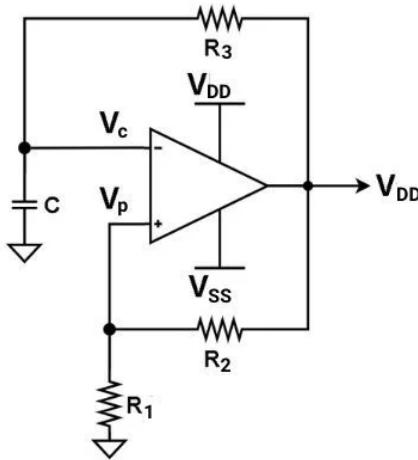


Figura 4: Oscilador estable multivibrador.

Al arrancar el circuito, tenemos un capacitor (C) completamente descargado a tierra. Dado que hay un desplazamiento interno entre las entradas de cualquier amplificador, la retroalimentación positiva asegurará que la salida se conduzca a uno de los dos estados estables (dependiendo de si el desplazamiento interno es positivo o negativo).

Ahora, supongamos que V_{fuera} se conduce al carril positivo (V_{DD}) al principio. En este punto, V_c comenzará a cargarse a través de la resistencia, R_3 , y la tensión en V_p se puede calcular utilizando la ecuación del divisor de voltaje de la resistencia la cual se puede ver en la figura 5a.

A partir de aquí, V_c continuará cargándose hasta que sea ligeramente mayor que el voltaje umbral en V_p . En este punto, V_{FUERA} tirará hacia abajo hasta el riel negativo (V_{SS}), y V_c comenzará a descargarse.

Con el nuevo valor de VFUERA igual a VSS, también tenemos un nuevo voltaje umbral visto en la figura 5b.

A continuación, Vc continuará descargando hasta que sea más bajo que el voltaje a Vp. Luego, la salida se conducirá de regreso al riel de suministro positivo, VDD. Este proceso continuará periódicamente, lo que dará como resultado una onda cuadrada en la salida del amplificador operacional.

Para calcular con precisión la frecuencia del circuito en términos de los componentes, debemos utilizar la ecuación de carga/descarga de un circuito RC. La forma general de la ecuación de carga se puede ver en la figura 5c.

Donde:

$$V_{hYogh} = Vp1$$

y

$$V_{low} = Vp2$$

Resolviendo t en esta ecuación, obtenemos lo visto en la figura 5d.

Ahora, si asumimos el tiempo para cargar desde VBajo a VAlto, con V.max = VDD, y duplicamos el tiempo para contabilizar la carga y la descarga, obtenemos el período de salida visto en la figura 5e.

Esta ecuación muestra que domina la constante de tiempo RC, mientras que los valores de R1 y R2 tienen una relación débil con el período porque cambian los puntos de disparo a los que el condensador debe cargarse y descargarse.

Este circuito es simple, efectivo y admite frecuencias bajas y altas, limitadas por la velocidad de respuesta del amplificador operacional que impulsa la salida durante los eventos de conmutación. La desventaja es que la oscilación de salida no se puede hacer más pequeña, lo que establece un límite estricto en la frecuencia, ya que la salida debe oscilar de un riel a otro.

$$V_{p1} = V_{OUT} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = V_{DD} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad V_{p2} = V_{OUT} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = V_{SS} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

(a)

(b)

$$V(t) = V_{munx} + (V_{YonYotYounl} - V_{munx}) e^{\frac{-t}{\tau}} \quad t = -\tau \cdot \ln\left(\frac{V_{munx} - V(t)}{V_{munx} - V_{YonYot}}\right)$$

(c)

(d)

$$T = 2t = -2\tau \cdot \ln\left(\frac{V_{DD} - V_{up}}{V_{DD} - V_{low}}\right) = -2RC \cdot \ln\left(\frac{V_{DD}(1 - \frac{R_1}{R_1+R_2})}{V_{DD} - V_{SS} \frac{R_1}{R_1+R_2}}\right)$$

(e)

Figura 5

2.2. Configuraciones

A continuación se describirán las siguientes configuraciones probadas en el laboratorio para comprobar los máximos y mínimos del triángulo y cuadrado:

- Cuadrado con el potenciómetro a la mitad. Figura 6a.
- Cuadrado con el potenciómetro al mínimo. Figura 6b.
- Cuadrado con el potenciómetro al máximo. Figura 6c.

- Triangulo con el potenciómetro a la mitad. Figura 6d.
- Triangulo con el potenciómetro al mínimo. Figura 6e.
- Triangulo con el potenciómetro al máximo. Figura 6f.

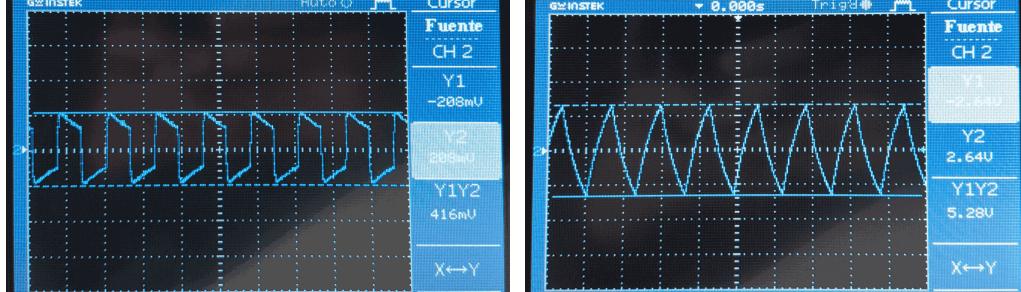
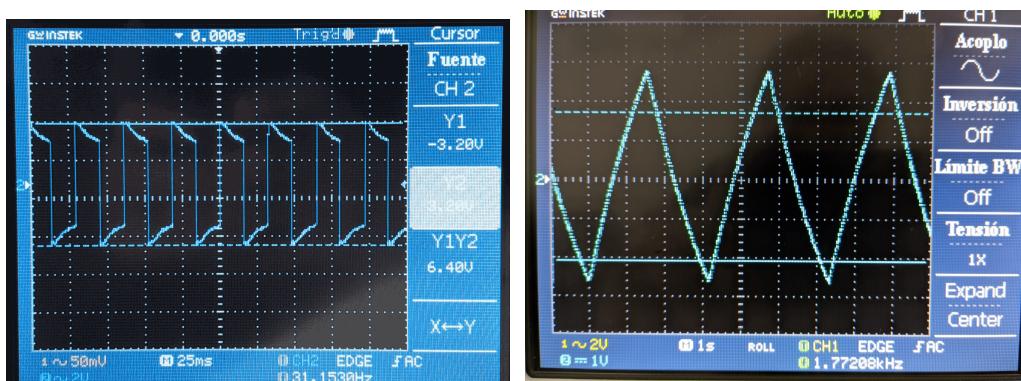
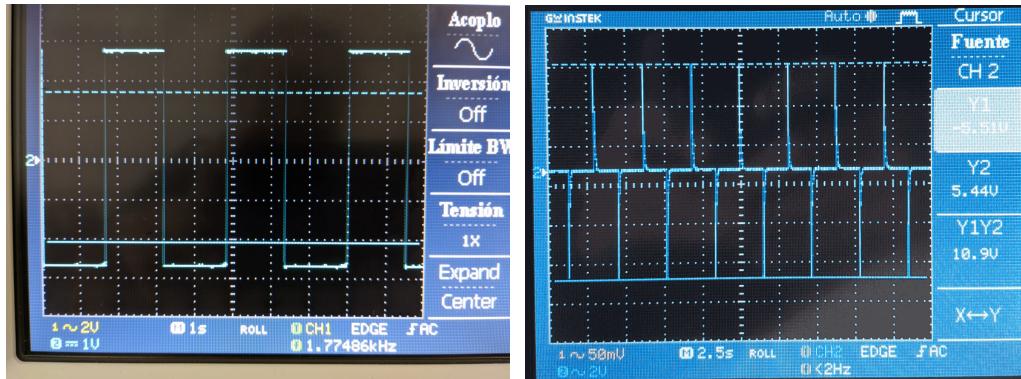


Figura 6: Configuraciones probadas en el laboratorio.

3. VCO

El VCO (Oscilador Controlado por Voltaje) es el módulo más importante y crítico del sintetizador, puesto que genera la señal sonora básica. Realiza la conversión entre una señal de voltaje de control externa lineal y una señal de audio que varía frecuencialmente de forma exponencial (dados que ese es el comportamiento del oído humano).

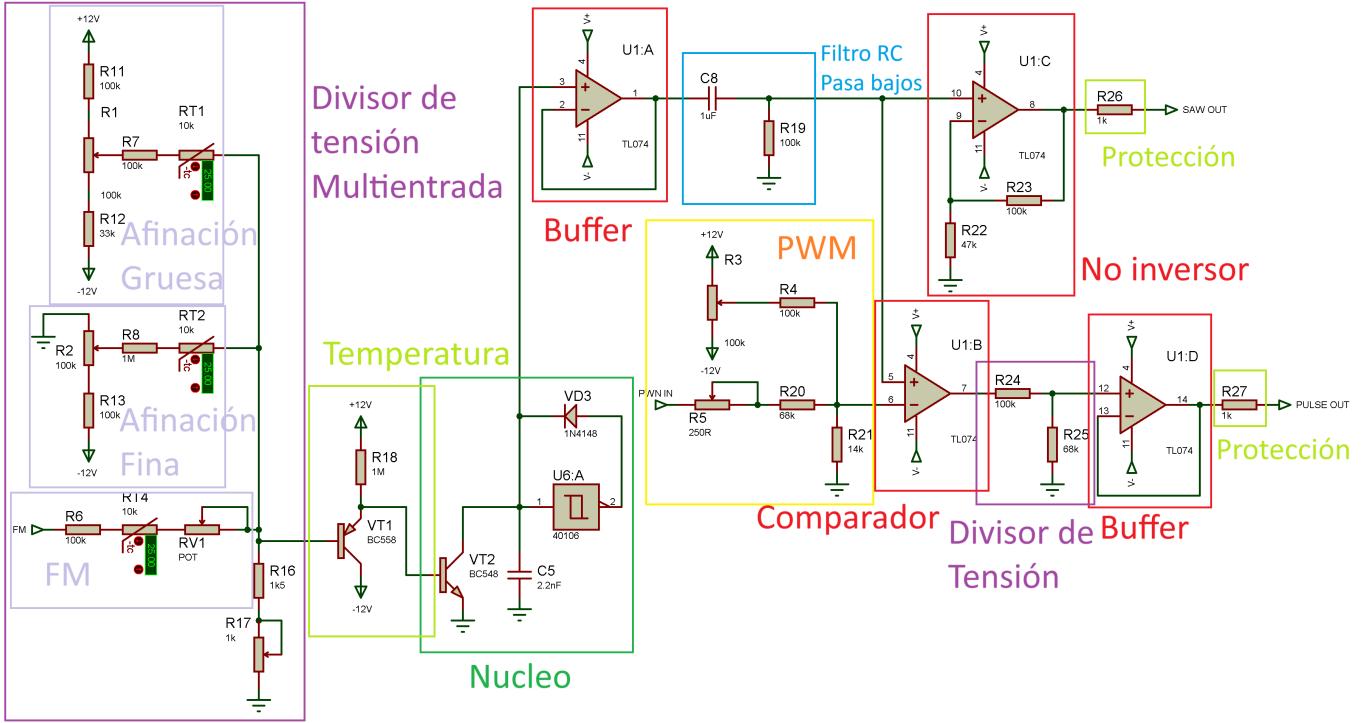


Figura 7: Esquemático del VCO (en este esquemático falta la entrada de CV por la cual entra la señal del controlador).

3.1. Núcleo del VCO

Existen dos arquitecturas populares de VCO, según el par de ondas básica que generen. Unos producen ondas triangulares y de pulso (como en el presente LFO); y otros, de diente de sierra y de pulsos (como en el presente VCO). En nuestro caso, el núcleo del oscilador se compone originalmente por una resistencia (luego reemplazado por un transistor), un condensador, un diodo y un inversor disparador Schmitt.

El capacitor al estar vacío, la corriente irá hacia el ya que será el camino de menor resistencia. Pero mientras el condensador se llena, el voltaje en el punto central aumentará rápidamente, porque ahora la corriente fluye hacia la resistencia, donde muy poca corriente sale del sistema. La mayor parte se acumulará, elevando el voltaje.

Este aumento de voltaje también se registra por la entrada del disparador Schmitt, por lo que, como reacción, la salida caerá a 0 V una vez que el capacitor esté cargado y el voltaje pase el umbral de entrada superior. Esto significa que no se fuerza ninguna corriente adicional a través del diodo, lo que a su vez significa que nuestro condensador ya no tiene fuerza opuesta. La corriente, al no poder ir a la salida del disparador Schmitt porque el diodo lo está bloqueando, fluye a través de la resistencia (luego reemplazado por un transistor), a tierra. Pero debido a que esa resistencia restringe la cantidad de corriente que puede pasar, nuestro capacitor no se descargará instantáneamente. Por lo que habrá una lenta disminución.

Esto continuará hasta que se alcance el umbral inferior del inversor de activación Schmitt. Una vez que pase eso en el camino hacia abajo, se reiniciará el ciclo, porque ahora la salida volverá a subir y todo se repetirá. El condensador se cargará, la salida oscilará a nivel bajo y el condensador se descargará a través de nuestra resistencia. Etcétera.

Para cambiar el tono es necesario cambiar la frecuencia del oscilador, esto modificando los valores de la resistencia y/o del capacitor. Si el capacitor se descarga rápido, el tono es alto; si se descarga lento, el tono es bajo. Para no estar modificando el capacitor, lo mas sencillo es modificar la resistencia, reemplazándola por un transistor como sumidero de corriente constante. La relación

entre el voltaje aplicado a su base y la corriente que permiten que fluya entre el colector y el emisor es exponencial. Esto nos sirve por la relación entre las notas musicales y sus frecuencias asignadas. Comenzando con el C más bajo de un piano (nota DO de frecuencia de 16,35 Hz). Subir una octava significa que para el siguiente Do, la frecuencia se duplica, alrededor de 32 Hz. Una octava más y la frecuencia se duplica nuevamente. Eso significa que la relación entre notas y frecuencias también es exponencial.

Esto es debido a que se está tratando de hacer que el VCO se ajuste al estándar voltio/octava, se busca hacer coincidir voltajes y frecuencias de esta manera: cada vez que el voltaje aumenta en 1, el tono del oscilador debe subir una octava. Para lograr esto, la relación entre la entrada de voltaje y la salida de frecuencia también debe ser exponencial, porque básicamente se está asignando voltajes a notas musicales. Y debido a que el tono del oscilador está determinado por qué tan abierto está el transistor, es crucial que ese transistor se abra exponencialmente a medida que el voltaje en su base aumenta linealmente. El transistor tiene una región utilizable de aproximadamente 200mV (350mV y 550mV), por lo que se debe de procurar que la señal de entrada este en ese rango.

3.2. Temperatura

Se utilizará un transistor PNP, en configuración de seguidor de emisor, conectado al transistor antes mencionado para disipar calor. Toma el nivel de voltaje de la base del PNP y luego proporciona una copia de ese nivel de voltaje en su emisor (amortiguador) y, por lo tanto, se aplica a la base de la NPN.

Al aumentar la temperatura ambiente del circuito, el transistor NPN comienza a abrirse, lo que a su vez aumenta la frecuencia del oscilador. Pero para el seguidor del emisor, ocurre lo contrario. Cuando el transistor PNP se calienta, también comienza a abrirse. Esto hará que el nivel de voltaje en su emisor baje, porque puede fluir más corriente a través del transistor. Y un voltaje más bajo en el emisor significa que el transistor NPN se ve obligado a cerrarse, reduciendo la frecuencia del oscilador. Dado que ambos transistores reaccionan aproximadamente de la misma manera ante un determinado aumento de temperatura, la dependencia de la temperatura se anula. Esto sólo funciona si las temperaturas de los dos transistores son aproximadamente iguales. Por lo que deben de estar lo más juntos posible en nuestro circuito.

3.3. Entradas de CV

Acá se describirán las diferentes entradas para modificar la señal de entrada.

3.3.1. Afinación Gruesa

Al agregar el seguidor del emisor se aumentó el voltaje de referencia hasta 500 mV, por lo que se debe de mover la secuencia no solo hacia arriba, sino también hacia abajo. Además, se debe restringir un poco el rango de compensación para que la perilla de afinación cubra un intervalo musicalmente útil.

Se puede hacer ambas cosas de una sola forma, agregando un potenciómetro de compensación junto a resistencias del tamaño adecuado en paralelo a la entrada de la señal, conectando el terminal 3 del potenciómetro a el riel negativo y el terminal 1 al positivo (39). Al mover el potenciómetro se puede encontrar la configuración mas precisa para obtener el estándar voltio/octava.

Para minimizar la dependencia de la temperatura, se pueden agregar un termistor NTC (cuanto más se calientan, menor es su resistencia) en serie de 10k en cada entrada del divisor de tensión multientrada. Su efecto sólo es realmente perceptible en situaciones extremas, por lo cual se puede omitir.

3.3.2. Afinación Fina

El potenciómetro antes agregado puede, ante un pequeño giro, realizar un gran cambio en la frecuencia base. Sin embargo, en la mayoría de los VCO existen una perilla extra de ajuste fino adicional. Esta permite un ajuste mucho más preciso de la frecuencia base. Ayudando a sintonizar el VCO y hacer que sea más fácil desafinarlo ligeramente.

Lo que hace el potenciómetro de afinación gruesa es elegir un voltaje y luego dividir ese voltaje por un factor de alrededor de 50. Ese factor está determinado por el valor de las resistencias en el divisor de voltaje de entrada múltiple, lo que da como resultado un voltaje de compensación que varía desde aproximadamente -130mV a 20mV. Así que un giro completo del potenciómetro abarca 150 mV, lo cual, es un rango enorme en cuanto a frecuencia.

En cambio, el potenciómetro de sintonía fina, cubre un rango mucho más pequeño, de modo que un ligero giro del potenciómetro dé como resultado sólo un cambio muy pequeño en la frecuencia base. Para lograr esto, se tendrá que dividir el voltaje de entrada adicional por un factor mucho mayor que 50. Esto se logra usando una resistencia de 1M Ohm a la salida del potenciómetro, dando un factor de división de 500.

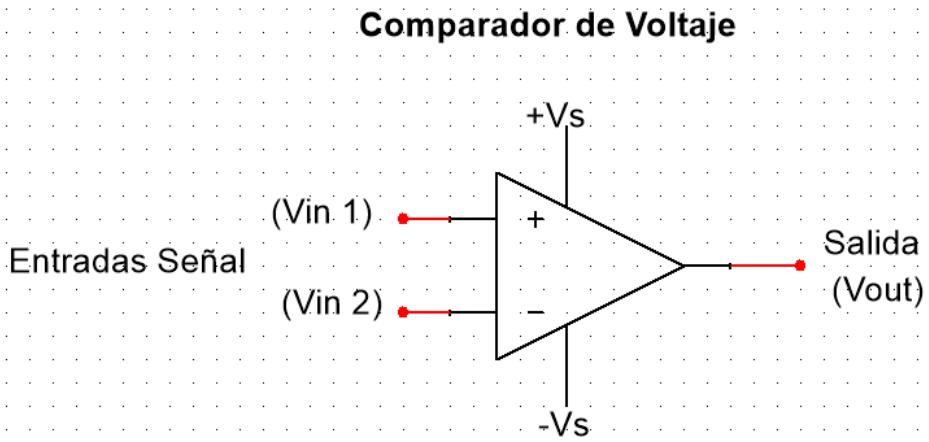
El voltaje de compensación resultante, sumado al que proviene del potenciómetro de sintonización gruesa y el voltaje del secuenciador, oscilaría entre aproximadamente -10 mV y 0 mV, logrando una perilla de sintonización fina decentemente sensible.

3.3.3. Entrada FM

Además, se puede agregar una entrada de FM, que sirve para la modulación de frecuencia. Se usa para modular el tono del oscilador usando otro oscilador que funcione en frecuencias de audio. De esta manera, se puede crear algunos sonidos extraños y realmente ásperos. Se puede cambiar la intensidad de FM, agregando un potenciómetro de 1 M en serie con la combinación estándar de resistencia de 100 k más un termistor de 10 k Ohm.

3.4. Señal cuadrada

El oscilador genera una señal de diente de sierra y a partir de esta se puede generar una señal cuadrada, la forma en la que se hará es configurando un amplificador operacional en la configuración de comparador (figura 8).



$$V_{out} = +Vs \quad si \quad Vin\ 1 > Vin\ 2$$

$$V_{out} = -Vs \quad si \quad Vin\ 2 > Vin\ 1$$

Figura 8: Esquemático del comparador con su formula.

Se enviara la señal a la entrada no inversora, y en la entrada inversora se aplica un voltaje para configurar el umbral del comparador. Compara una señal con un voltaje umbral determinado. Si la señal está por encima del umbral, la salida del comparador oscilará al voltaje de suministro positivo. Y si la señal está por debajo de ese umbral, pasará al voltaje de suministro negativo. Siempre que el diente de sierra está por encima del umbral, la salida del comparador es alta, y siempre que está por debajo de ese umbral, la salida es baja, como se puede observar en la figura 9. El comparador no solo convierte la señal de entrada en un pulso, sino que también permite controlar libremente el ancho del pulso aplicando un voltaje umbral específico. Lo cual, se puede hacer usando otro potenciómetro configurado como divisor de voltaje variable.

Para asegurar que el voltaje umbral se mantenga dentro de un rango específico, se agrega un divisor de voltaje simple después del potenciómetro. La combinación de 100k/14k escala +/-12V hasta aproximadamente +/-1,5V.

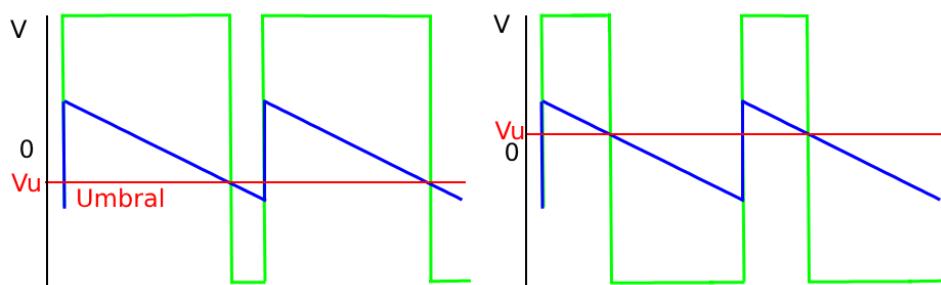


Figura 9: Imagen de ejemplo de como funciona el conversor de diente de sierra a cuadrado.

Para controlar el ancho de pulso se puede agregar una entrada de CV usando otra resistencia y un potenciómetro en serie, para ajustar la intensidad del CV. Acá se puede conectar el LFO.

3.5. Niveles de volumen de salida

Solo queda ver que tanto la onda de sierra como la de pulso alcancen el nivel de volumen adecuado. Ya que el pulso es demasiado alto, alrededor de 24 V pico a pico, y el diente de sierra es

súper silencioso con solo 3 V pico a pico. En el mundo modular, el estándar es de 10V pico a pico, por lo que hay que reducir el pulso y elevar la onda de sierra.

Para el diete de sierra se usara un amplificador operacional configurado no inversor con alta ganancia, cuyo esquemático se ve en la figura 21a. Y para la onda de pulso, primero se reducirá el volumen con un simple divisor de voltaje, antes de amortiguarlo con otro amplificador operacional, el esquemático del buffer se puede ver en la figura 10. Este buffer es necesario para que la señal de salida sea lo suficientemente potente como para controlar otros módulos, o incluso auriculares, estos buffer se suelen usar para evitar distorsiones y separar etapas. Para finalizar, se agregan resistencias de 1k después de ambos amplificadores operacionales de salida para protegerlos de cortocircuitos.

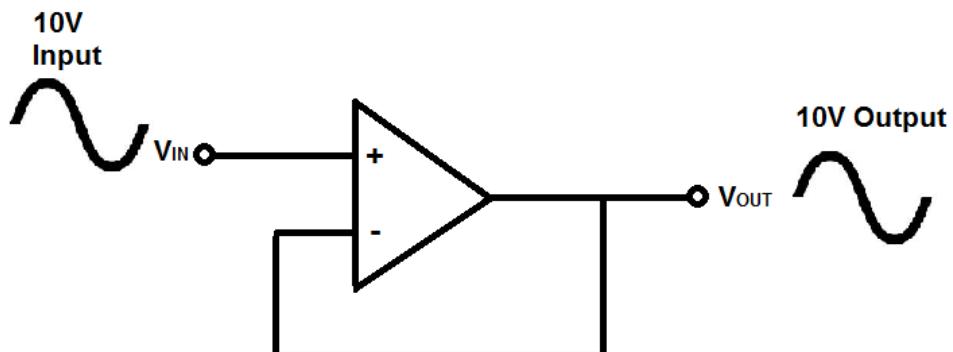
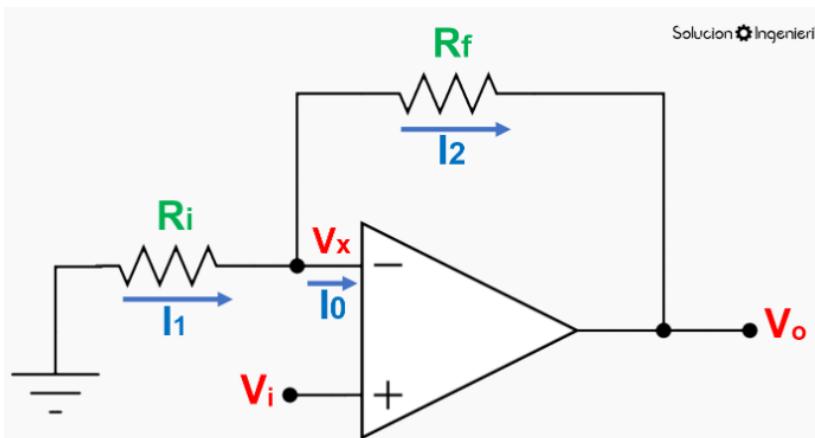


Figura 10: Esquemático del buffer.



(a) Esquemático.

$$V_o = V_i \left(1 + \frac{R_f}{R_i} \right)$$

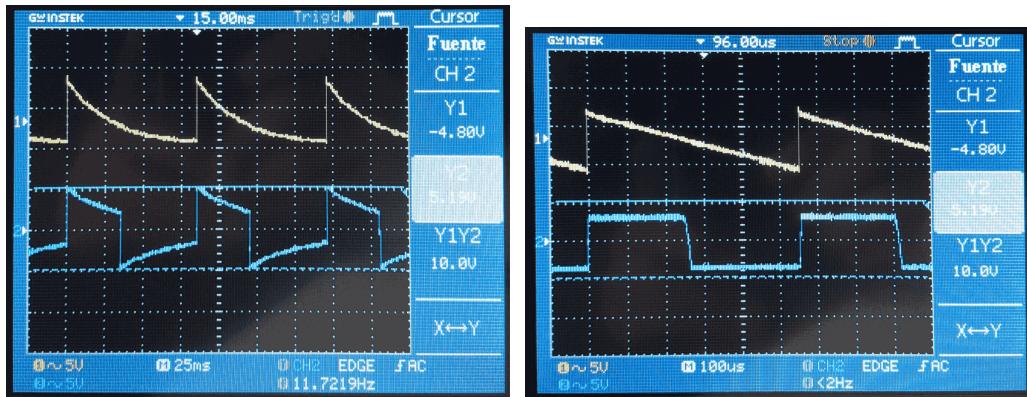
(b) Formula.

Figura 11: No inversor.

3.6. Configuraciones

A continuación se describirán las configuraciones probadas en el laboratorio para comprobar el máximo y mínimo de la afinación gruesa:

- Potenciómetro al mínimo. Figura 12a.
- Potenciómetro al máximo. Figura 12b.



(a) Potenciómetro al mínimo.

(b) Potenciómetro al máximo.

Figura 12: Configuraciones probadas en el laboratorio.

Además, se describirán las configuraciones probadas en el laboratorio para comprobar el máximo y mínimo del PWM (ancho de pulso de la señal cuadrada):

- Potenciómetro al máximo. Figura 13a.
- Potenciómetro a 3/4. Figura 13b.
- Potenciómetro a la mitad. Figura 13c.
- Potenciómetro a 1/4. Figura 13d.
- Potenciómetro al mínimo. Figura 13e.

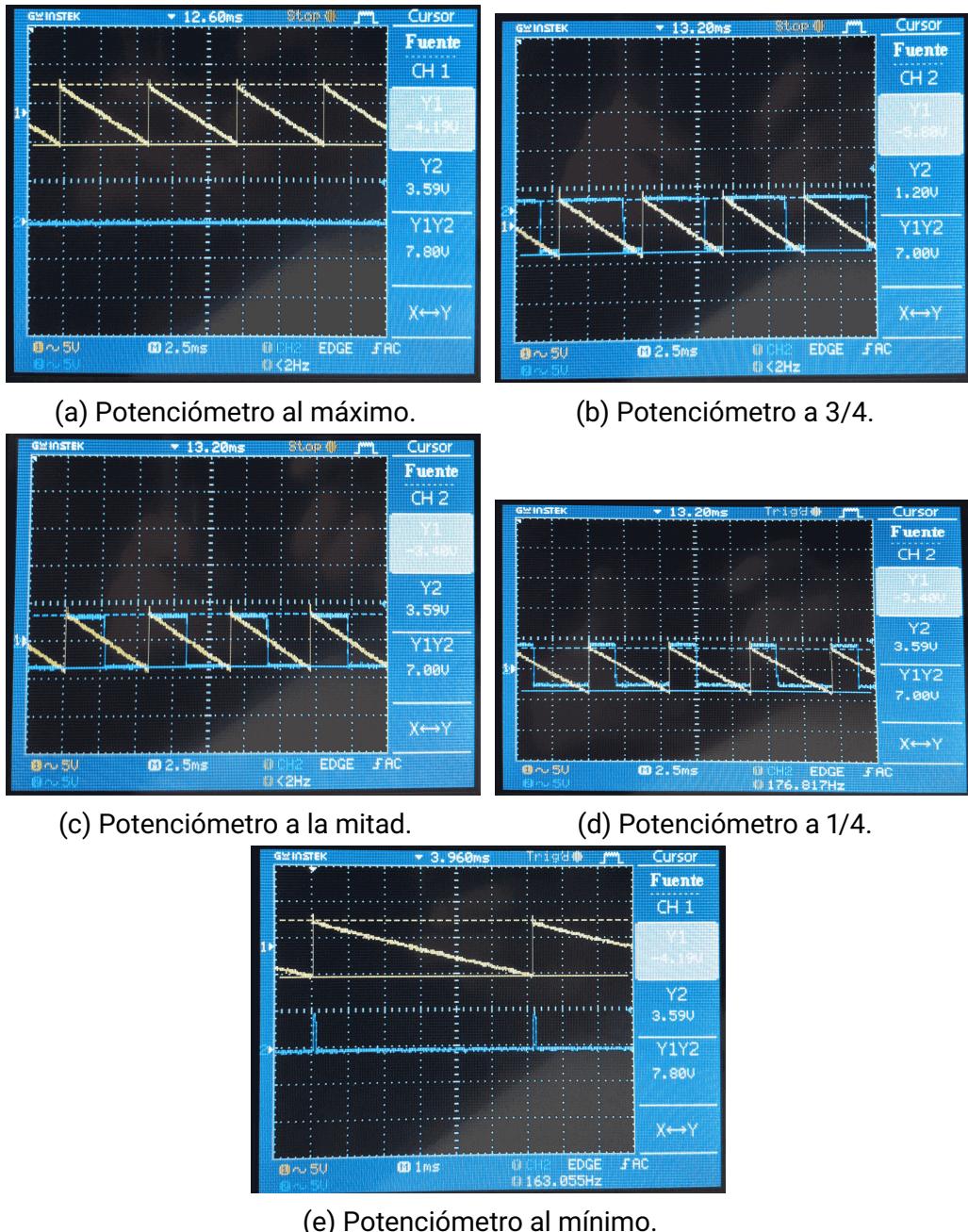


Figura 13: Configuraciones probadas en el laboratorio.

4. Wavefolder

Un wavefolder es un módulo o dispositivo utilizado en síntesis de sonido modular y electrónica musical para dar forma y modificar formas de onda de audio. Su función principal es tomar una forma de onda de entrada y plegarla o distorsionarla de manera controlada, creando así nuevos timbres y texturas sonoras interesantes. Los wavefolders son comunes en los sistemas de síntesis modular y se utilizan para la generación de sonidos complejos y expresivos.

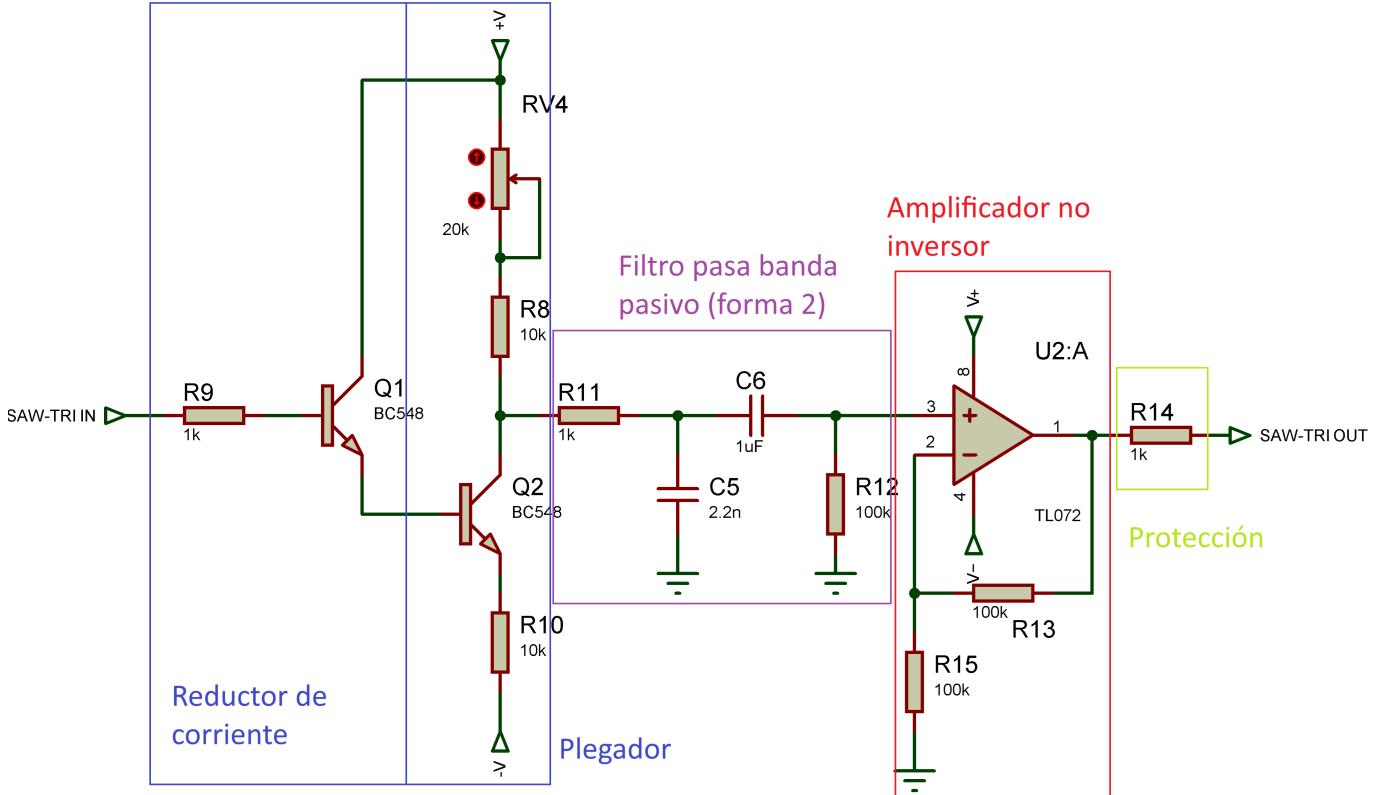


Figura 14: Esquemático del Wavefolder.

En nuestro proyecto, usaremos esta función de plegar para transformar una onda de diente de sierra a una onda triangular, tal como se ve en la figura 15. Siendo la señal de diente de sierra que sale del VCO utilizada en la entrada.

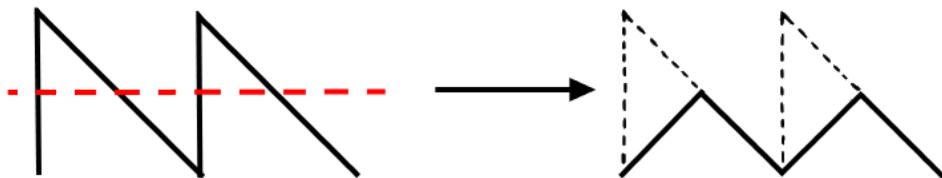


Figura 15: Conversión de diente de sierra a triangular.

El bloque principal es el Plegador, cuyo funcionamiento es el siguiente: cuando la señal de entrada esté entre, por ejemplo, -12 V y alrededor de 450 mV, el voltaje del colector (VC) cae en sincronía con el voltaje base. Pero después de que los voltajes de la base y del colector se encuentran, sucede algo extraño, el voltaje del colector comienza a aumentar nuevamente, ya que se saturo el transistor (intentamos introducir más corriente en el colector de la que está disponible), tal como se muestra en la figura 16.

Entonces, cuando se eleve el voltaje de base por encima de aproximadamente 450 mV, el transistor intenta superar un límite de corriente de 600 uA. Pero como no puede obtener más corriente de la resistencia del colector, cambia a una estrategia de atraer grandes cantidades de corriente hacia la base. Lo que no sólo cubrirá la cantidad faltante, sino que también sustituirá cada vez más la corriente que fluye hacia el colector.

Como resultado, pasa menos corriente a través de la resistencia superior y el voltaje debajo de ella comienza a aumentar. Más precisamente, por cada voltio agregado en la base, el voltaje del colector aumentará en la misma cantidad. Esto significa que se tiene dos regiones distintas en la figura 16: una donde el voltaje del colector es aproximadamente el inverso del voltaje de la base y

otra donde es aproximadamente el mismo.

Esto trae la desventaja de que se doble la onda a 450 mV, haciendo que no este centrado en el umbral del plegado. Una forma de corregir esto es aumentando la resistencia del colector, pero optaremos por introducir un potenciómetro en serie para aumentarlo y también para elegir como doblar la onda.

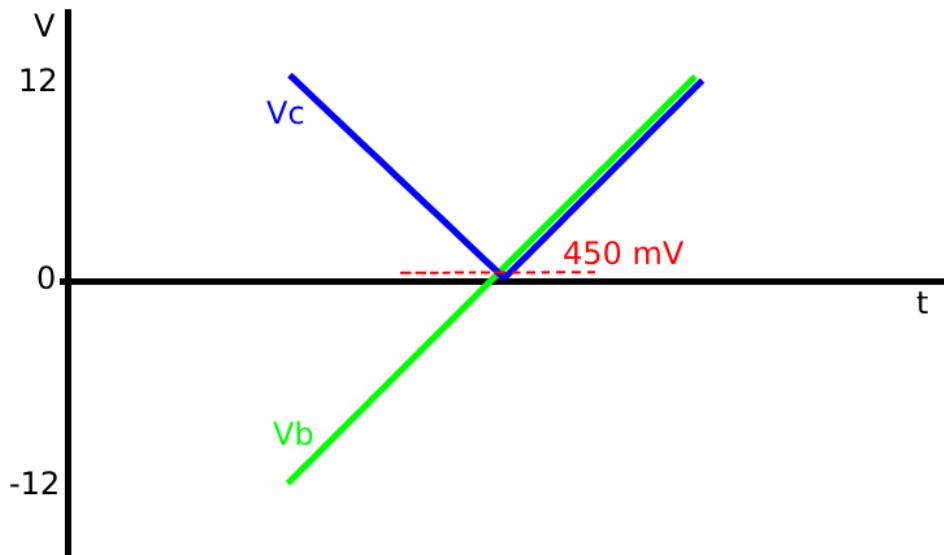


Figura 16: Imagen de la onda siendo dobrada.

El reductor de corriente sirve para aumentar la impedancia. Sin esto se consume hasta 1 mA del VCO y para reducirlo se usara un segundo transistor NPN. Si se conecta su emisor a la base del transistor plegador, su colector al voltaje positivo y su base a nuestra onda de diente de sierra, el transistor replicará ese diente de sierra en su emisor, mientras extrae la corriente necesaria directamente del de la alimentación. De esta manera, se reducirá el consumo de corriente máxima del VCO a solo 10 uA.

Se utilizara un filtro pasa banda pasivo para suavizar el espacio entre los lados del triángulo, ya que se produce ruido en la señal de salida. Y para asegurarnos de que nuestro triángulo esté centrado alrededor de la línea de 0 V, usando acoplamiento de CA.

Por ultimo, se utilizara un amplificador en configuración no inversor, con una ganancia de 2, para amortiguar y aumentar la señal para evitar efectos de carga y conseguir que la salida alcance los 10 V pico a pico estándar. Esto debido a que doblar la entrada ha reducido su volumen a la mitad, su formula se encuentra en la figura 11b.

La señal producida en la simulación se puede observar en la figura 17.

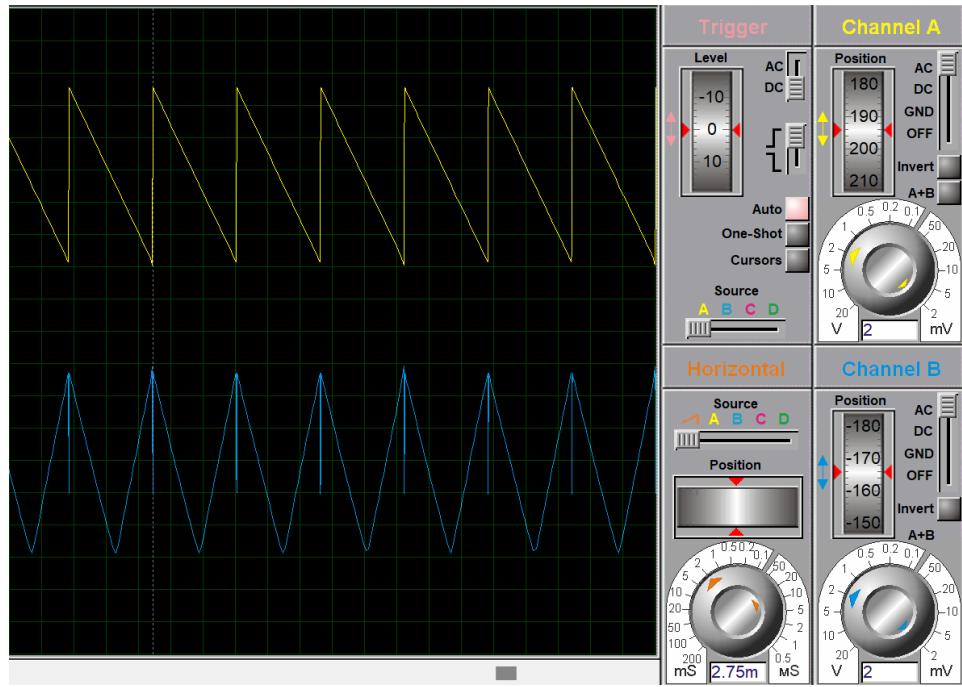
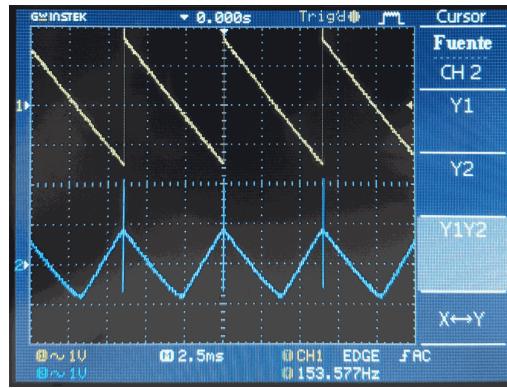


Figura 17: Onda del diente de sierra (amarillo) y de la salida (azul).

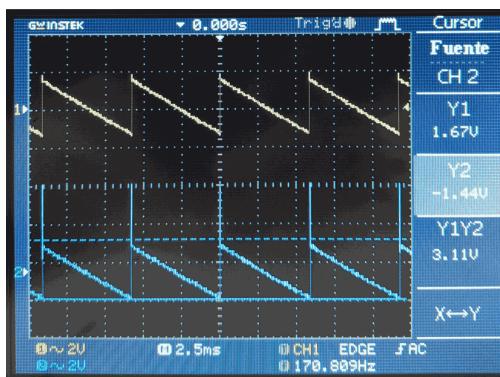
4.1. Configuraciones

A continuación se describirán las siguientes configuraciones probadas en el laboratorio para comprobar los máximos y mínimos del triángulo (cabe resaltar que durante las mediciones de este bloque, hubo un problema con un capacitor el cual da una señal de triángulo atenuada con respecto a la que realmente da sin este problema):

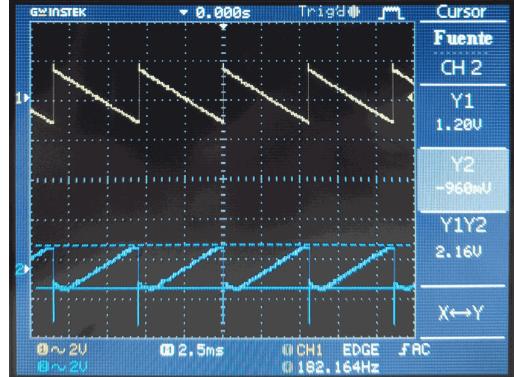
- Potenciómetro a la mitad. Figura 18a.
- Potenciómetro al mínimo. Figura 18b.
- Potenciómetro al máximo. Figura 18c.



(a) Potenciómetro a la mitad.



(b) Potenciómetro a la mitad.



(c) Potenciómetro al mínimo.

Figura 18: Potenciómetro al máximo.

5. Mixer

Un mixer, es un dispositivo que se utiliza para combinar múltiples señales de audio en una sola señal de salida. Los mixers son herramientas esenciales en una variedad de aplicaciones, desde la música en vivo hasta la grabación de estudio y la producción de sonido en general.

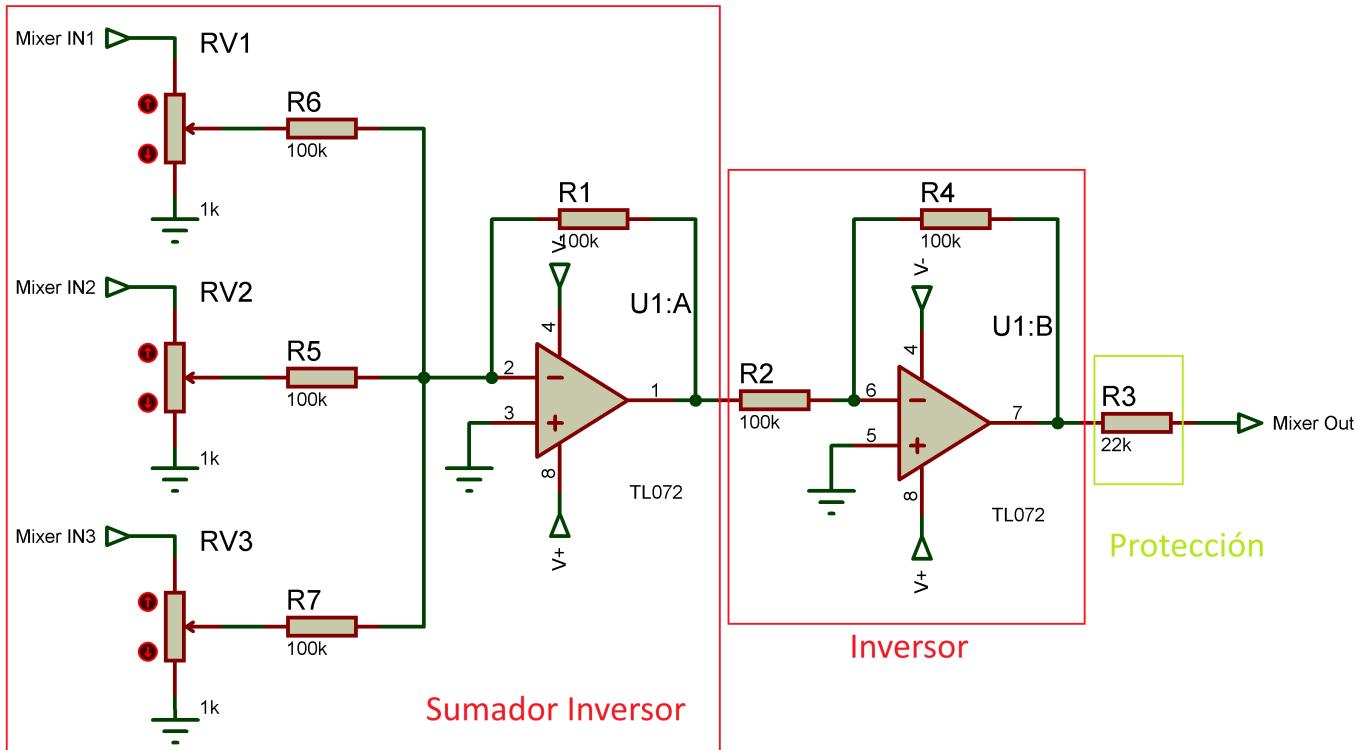


Figura 19: Esquemático del Mixer.

La entrada de nuestro mixer consiste en utilizar un amplificador para configurarlo como un sumador inversor, cuya formula se puede ver en la figura 38b. Este sumara tres señales, dos señales provenientes del vco, siendo la salida del diente de sierra y la salida del pulso, y una proveniente del wavefolder, siendo esta la salida del triángulo.

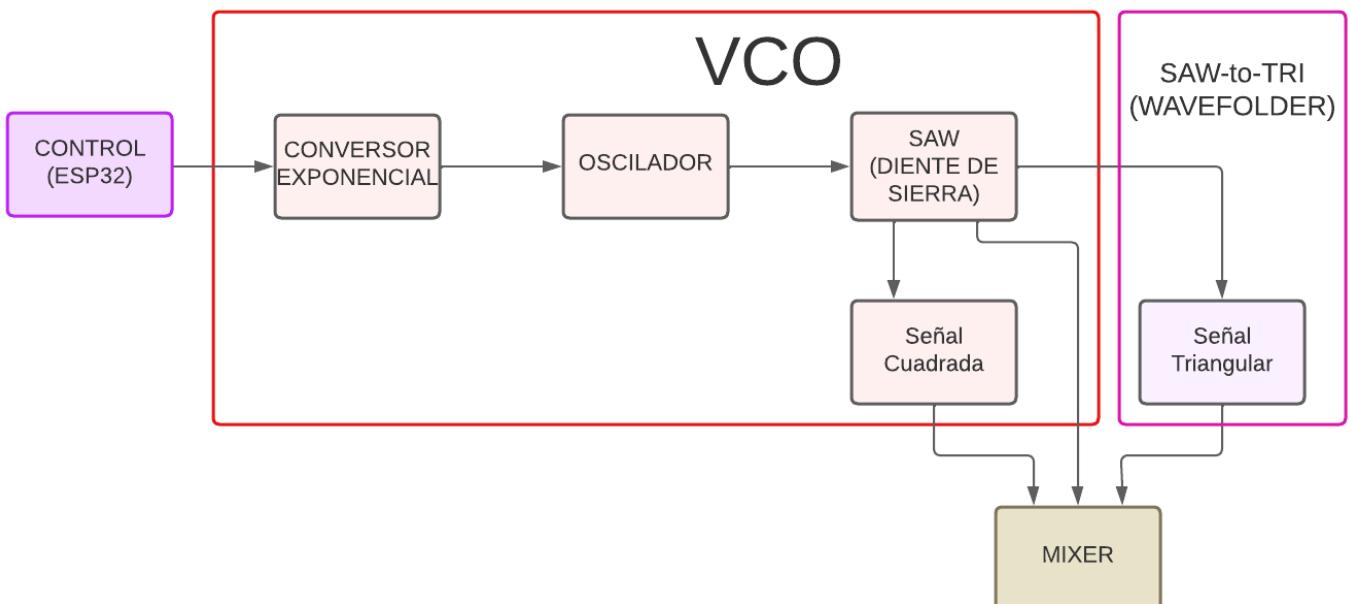
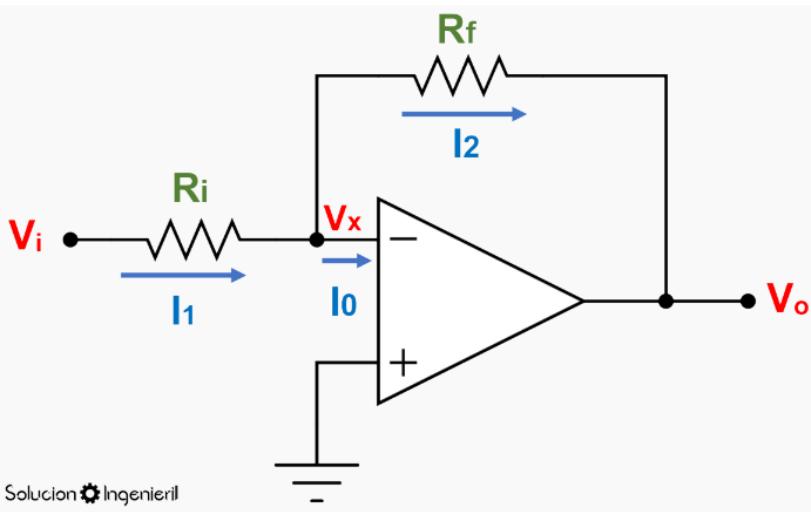


Figura 20: Señales de entrada del Mixer.

Después, pasara por un amplificador configurado como un inversor, cuya formula se encuentra en la figura 21b. En esta configuración, al ser las resistencias iguales, simplemente se invertirá la señal proveniente del sumador.



(a) Esquemático.

$$V_o = -V_i \left(\frac{R_f}{R_i} \right)$$

(b) Formula.

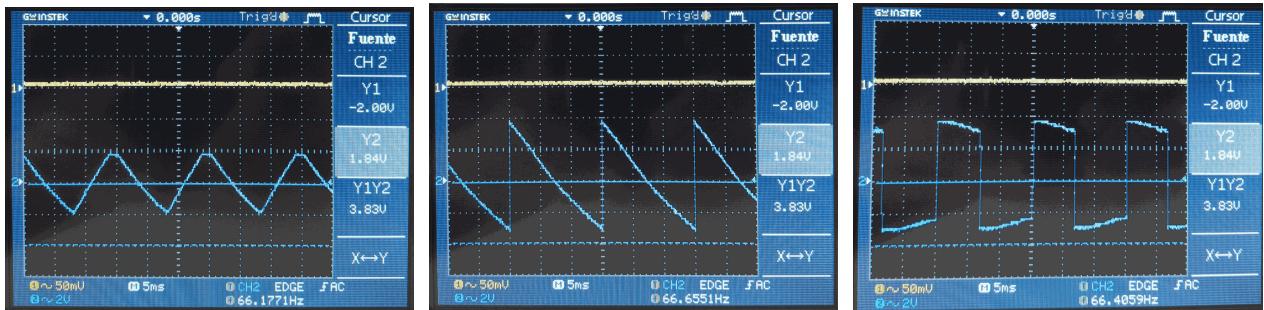
Figura 21: Inversor.

La señal resultante sera la señal de entrada del VCA.

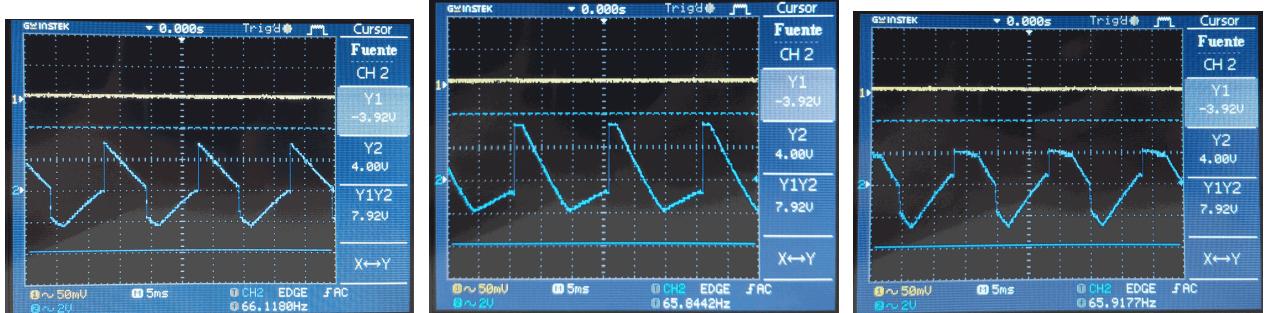
5.1. Configuraciones

A continuación se describirán las siguientes configuraciones probadas en el laboratorio para comprobar como es la mezcla de señales, el orden de los potenciómetros es, el primero para la señal triangular, el segundo para la señal de diente de sierra y el tercero para la señal cuadrada (cabe resaltar que durante las mediciones de este bloque, hubo un problema con un capacitor el cual da una señal de triangulo atenuada con respecto a la que realmente da sin este problema, además que los potenciómetros están puestos al revés):

- Mínimo, máximo y máximo (triangulo). Figura 22a.
- Máximo, mínimo y máximo (diente de sierra). Figura 22b.
- Máximo, máximo y mínimo (cuadrado). Figura 22c.
- Mitad, casi máximo y mitad (diente de tiburón). Figura 22d.
- Casi mínimo, mitad y máximo. Figura 22e.
- Mínimo, mitad y mitad. Figura 22f.



(a) Mínimo, máximo y medio (triángulo). (b) Máximo, mínimo y medio (diente de sierra). (c) Máximo, mínimo y medio (cuadrado).



(d) Mitad, casi mínimo y mitad (e) Casi mínimo, mitad y máximo. (diente de tiburón). (f) Mínimo, mitad y mitad.

Figura 22: Distintas configuraciones de los potenciómetros.

6. ADSR

El ADSR es un circuito de envolvente (Attack, Decay, Sustain, Release). Este circuito se utiliza comúnmente en la síntesis de sonido y se utiliza para modular parámetros como el volumen en instrumentos musicales electrónicos como sintetizadores.

El propósito de un circuito ADSR es modular el nivel de una señal de audio en el tiempo, lo que permite crear cambios de amplitud controlados y suaves que son esenciales para la creación de sonidos y efectos musicales.

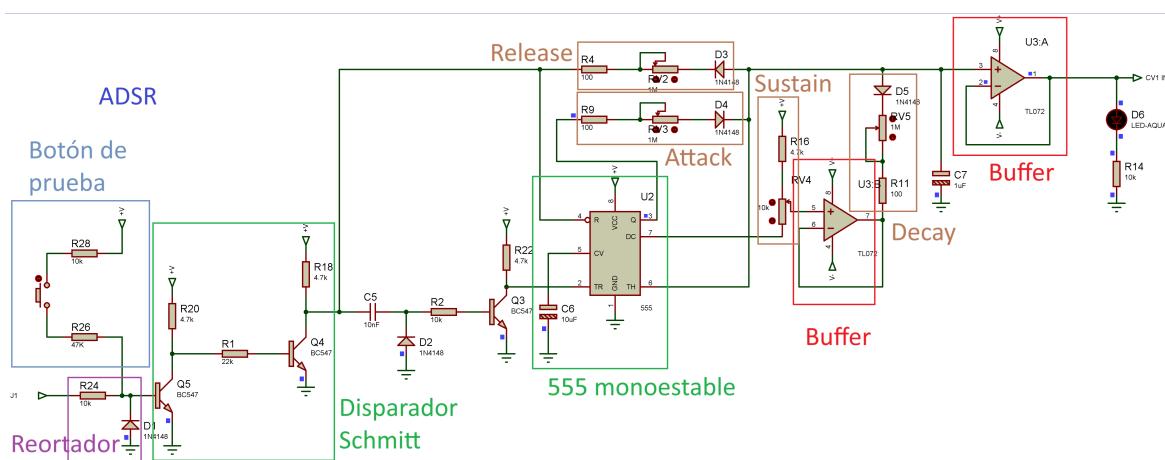


Figura 23: Esquemático del ADSR.

Este circuito se compone de 4 etapas que se pueden modificar usando potenciómetros, las cuales se le darán una pequeña descripción a continuación:

- Attack (Ataque): El período de tiempo en el que la señal de amplitud aumenta desde cero hasta su valor máximo después de recibir una nota. Esto determina qué tan rápido o lento comienza el sonido después de tocar una tecla.
- Decay (Decadencia): El período de tiempo en el que la amplitud disminuye desde su valor máximo (al final del ataque) hasta un valor sostenido después de alcanzar el nivel máximo. Define cuán rápido disminuye la amplitud después del ataque.
- Sustain (Sostenimiento): El nivel de amplitud constante que se mantiene mientras la tecla se mantiene presionada. Representa la amplitud sostenida de la nota mientras se mantenga presionada la tecla.
- Release (Liberación): El período de tiempo en el que la amplitud disminuye desde el valor sostenido hasta cero después de liberar la tecla. Esto determina la rapidez con la que se desvanece el sonido después de soltar la tecla.

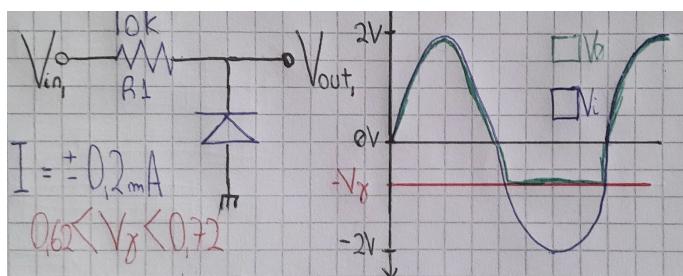
Utilizara un temporizador tipo 555, en el modo de funcionamiento conocido como 'Monoestable' (one-shot).

El modo Monoestable del temporizador 555 se utiliza comúnmente en circuitos de envolvente ADSR para controlar el tiempo de ataque del sonido. En este modo, el temporizador 555 genera un único pulso de duración controlada en respuesta a un disparo externo. El pulso generado en este modo corresponde al período de ataque del sonido en el circuito ADSR.

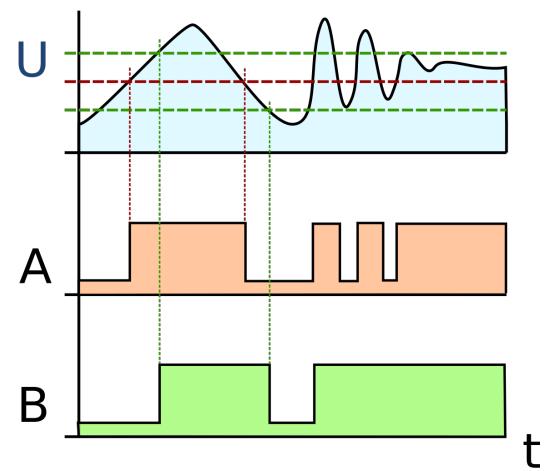
La entrada del circuito estará conectada a una salida del Controlador comandada por el Esp32, pero para probarlo se usara un botón. Este botón funcionara como la señal de entrada, la cual dará un pulso y el tiempo en el que se mantenga, sera el tiempo de duración de la nota.

Ya pasando por la entrada habrá un circuito protector (recortador), el cual simplemente protege al circuito de voltajes negativos, tal como se ve en la figura 24a.

Se conectara a un circuito llamado Disparador Schmitt cuya función es la de proporcionar una funcionalidad de disparo o activación precisa en respuesta a una señal de entrada, como una señal de disparo o un evento musical, que inicia la envolvente. La función principal del disparador Schmitt es establecer umbrales de activación o desactivación para garantizar un comportamiento confiable y libre de fluctuaciones no deseadas en la señal de entrada (figura 24b).



(a) Circuito recortador



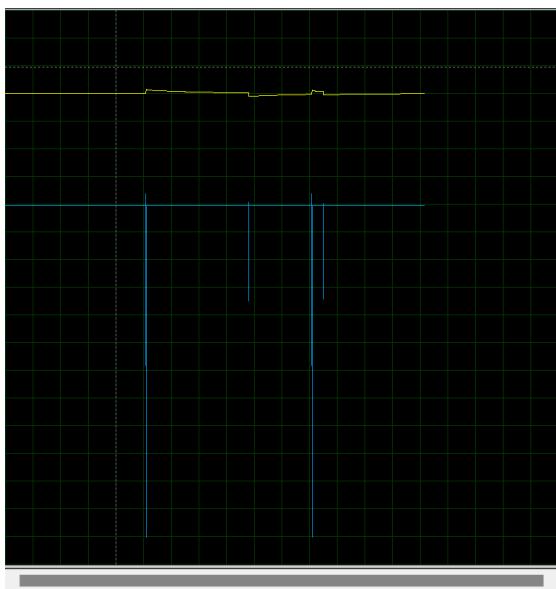
(b) Disparador Schmitt

Figura 24

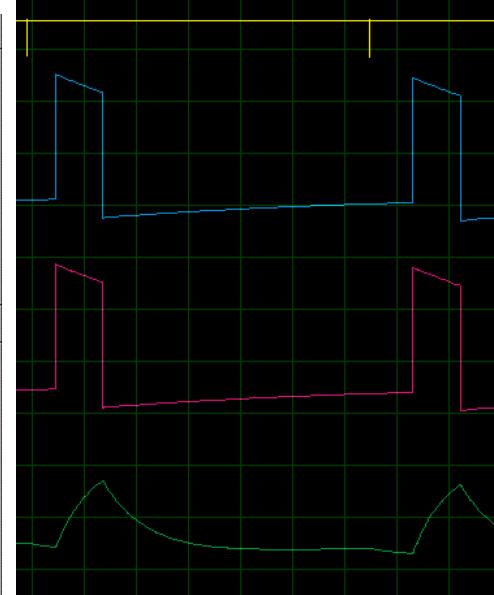
Cuando la señal de entrada cruza el umbral superior, el disparador se activa y proporciona una señal de salida definida. Cuando la señal de entrada cruza el umbral inferior, el disparador se desactiva y cambia la señal de salida.

Se utilizará para detectar eventos de inicio (cuando se presiona una tecla musical, por ejemplo) y eventos de liberación (cuando se suelta la tecla). Cuando se inicia una nota musical, el disparador Schmitt puede utilizarse para detectar la señal de disparo y activar la etapa de ataque del generador de envolvente ADSR. Cuando se libera una nota musical, el disparador Schmitt puede detectar este evento y activar la etapa de liberación o decaimiento del generador de envolvente. El disparador Schmitt es valioso porque evita problemas de ruido o fluctuaciones menores en la señal de entrada que podrían activar y desactivar la envolvente de manera no deseada. Al establecer umbrales de activación y desactivación precisos, se garantiza un comportamiento confiable del generador de envolvente ADSR en la síntesis musical.

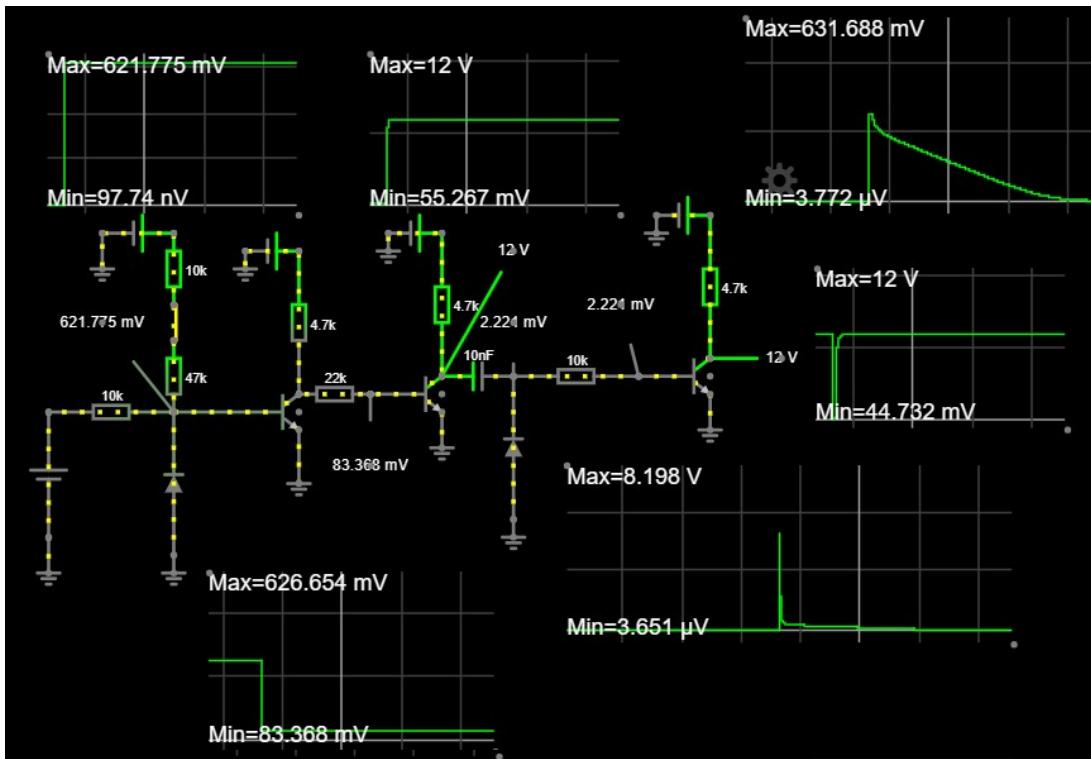
Cuando se pulse el botón hará que el primer transistor conduzca haciendo que la tensión baje por tierra haciendo que su salida pase de 626mV a 83mV, produciendo que el segundo transistor deje de conducir pasando de 55mV a 12V. Saliendo del disparador Schmitt habrá un tercer transistor el cual, su salida siempre estará a 12 V hasta que se pulsa el botón y se deja de pulsar, la cual cambiara a 43 mV por un pequeño periodo de tiempo. Este último transistor le da la señal al Trigger del 555. A continuación se describirá al circuito 555.



(a) Entrada del ADSR (amarillo) y Trigger (azul)



(b) Trigger (amarillo), Discharge (azul), Threshold (rojo) y salida del ADSR (verde).



(c) Esquematico de entrada.

Figura 25

6.1. 555

Se utilizará el modo 'Monoestable' del temporizador 555 (un ejemplo de circuito monostable se puede ver en la figura 26), en el cual el temporizador genera un solo pulso de salida de duración controlada en respuesta a un evento de disparo externo (Trigger).

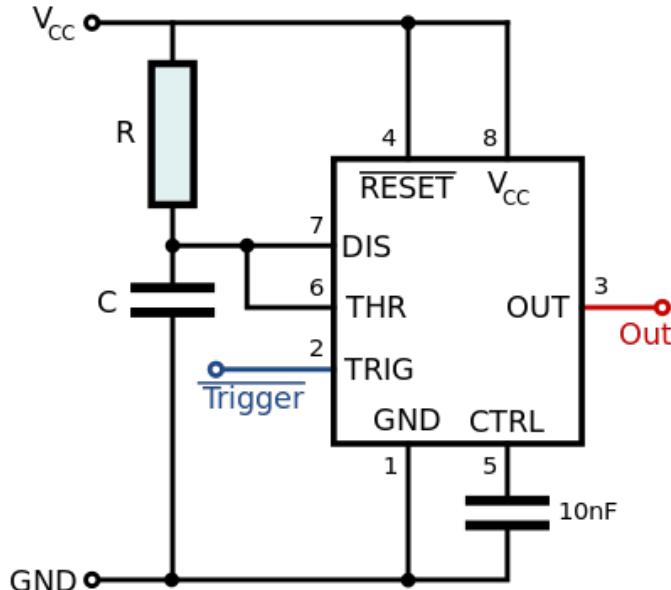


Figura 26: Ejemplo de circuito monostable.

Comportamiento de los Pines:

- Pin 2 (Trigger): Este es el pin de disparo. Cuando se aplica un pulso bajo (bajo nivel lógico) a este pin, el temporizador 555 se activa y comienza a contar el tiempo.
- Pin 6 (Threshold): Este pin es la entrada de umbral. Normalmente se conecta al pin 2 (Trigger) para que el temporizador funcione en modo Monoestable.
- Pin 7 (Discharge): Este pin se conecta a un capacitor externo y se utiliza para descargar el capacitor durante el tiempo de retardo (período de tiempo durante el cual la salida del temporizador 555 permanece activa (en estado alto) después de haber sido disparada).

Funcionamiento en Modo Monoestable:

Cuando un pulso bajo se aplica al pin 2 (Trigger), el temporizador 555 se activa. La duración de este pulso bajo se llama ancho del pulso de disparo; determina el tiempo durante el cual el temporizador permanecerá en su estado activado.

El temporizador 555 comienza a contar cuando se activa y se detiene cuando alcanza un voltaje de referencia en su umbral interno, que se ajusta mediante una resistencia y un capacitor externos.

El tiempo de retardo o el ancho del pulso de salida (T_{PULSE}) se puede calcular utilizando la siguiente fórmula:

$$T_{PULSE} = 0,693 \cdot R \cdot C$$

Donde: - T_{PULSE} es el tiempo de retardo en segundos. - R es la resistencia en ohmios conectada entre los pines 7 (Discharge) y 8 (VCC). - C es la capacitancia en faradios conectada entre los pines 6 (Threshold) y 8 (VCC). El pulso de salida (OUT) del temporizador 555 comienza en alto cuando se activa y se mantiene alto durante el tiempo de retardo calculado. Luego, vuelve a su estado bajo una vez que el tiempo de retardo ha transcurrido.

En la figura 27a podemos ver el pulso de salida cuando el Trigger recibe un pulso bajo. Además se puede estimar que es de 175 ms como se puede apreciar en la figura 27b.

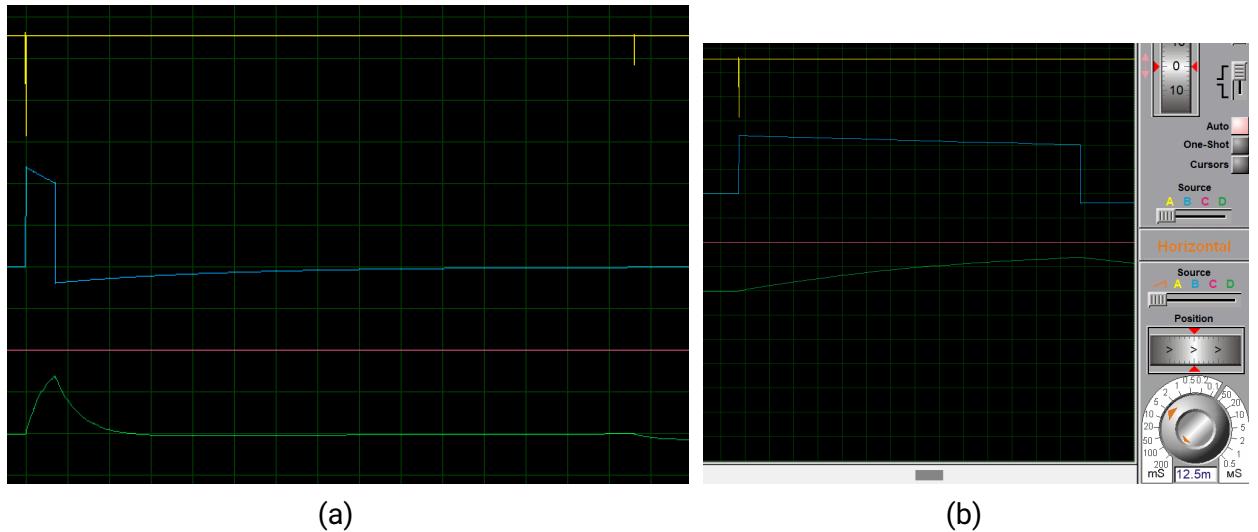


Figura 27: Visualización del Trigger (amarillo), salida del 555 (azul) y salida del ADSR (verde).

El voltaje de umbral en un temporizador 555 se calcula utilizando la siguiente fórmula:

$$V_{\text{THRESHOLD}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC}$$

Donde: - $V_{\text{THRESHOLD}}$ es la tensión de umbral en el pin Threshold (pin 6). - R_1 es la resistencia conectada entre el pin 6 (Threshold) y el pin 8 (VCC). - R_2 es la resistencia conectada entre el pin 7 (Discharge) y el pin 6 (Threshold). - V_{cc} es la tensión de alimentación del temporizador 555.

En la figura 28 se puede ver que el voltaje umbral es aproximadamente de 7V.

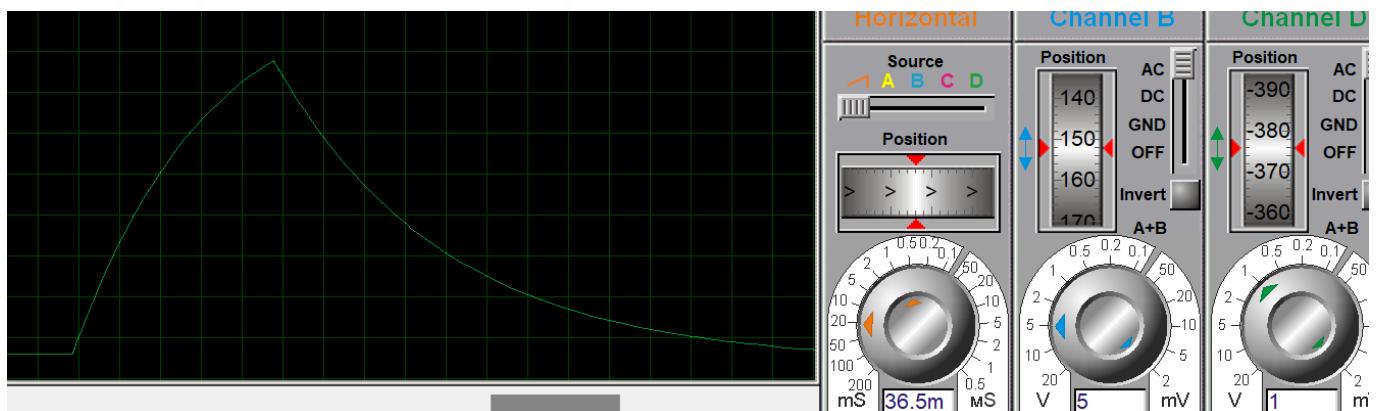


Figura 28: Voltaje umbral.

Finalizando la explicación del 555, podemos comenzar con las etapas de la onda.

6.2. Attack

Cuando se presiona una tecla o se inicia una nota musical, el ataque comienza con un pequeño pulso producido en el pin 3. Durante esta etapa, el voltaje de control aumenta gradualmente desde cero hasta su valor máximo, en este caso 7V.

El capacitor se carga a través de una resistencia durante esta etapa. La velocidad de carga del capacitor depende de la resistencia y el voltaje de control. Al alcanzar el umbral de voltaje, se activa la siguiente etapa.

Esta transición es comúnmente modelada por una curva exponencial. La forma en que se genera la envolvente de Attack y la curva exponencial se puede describir mediante la Ley de Carga

de un capacitor. En esta etapa, un capacitor se carga a través de una resistencia, lo que da como resultado un aumento gradual del voltaje. La ecuación que describe la carga de un capacitor es:

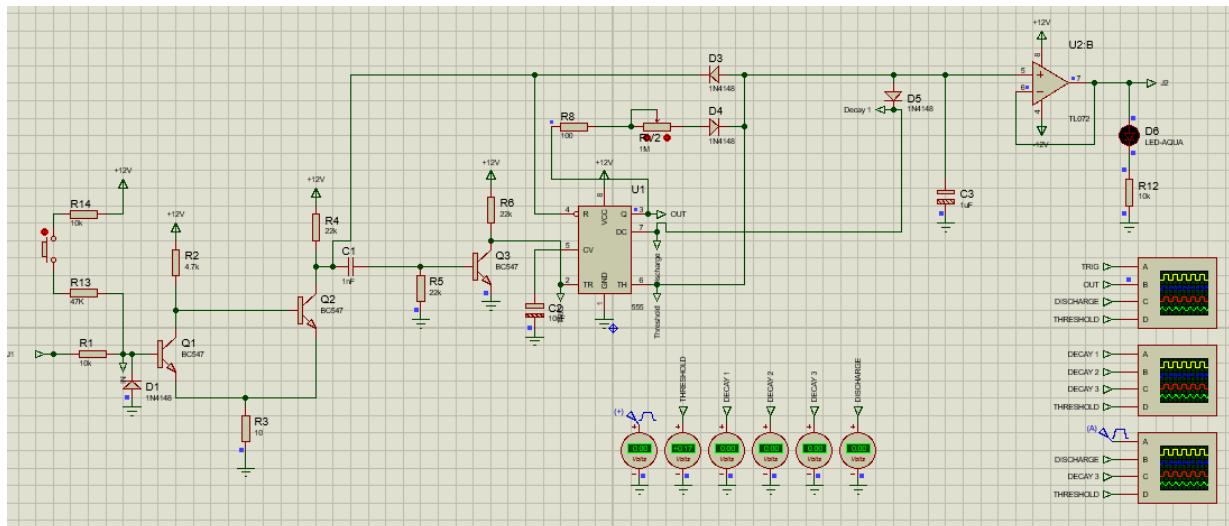
$$V(t) = V_{\text{pico}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{\text{ATAQUE}} \cdot C_{\text{ATAQUE}}}}\right)$$

Donde: - $V(t)$ es el voltaje en el capacitor en un momento t . - V_{pico} es el voltaje máximo (o voltaje de pico) al que se carga el capacitor durante la etapa de Attack. - t es el tiempo desde el inicio de la etapa de Attack. - R_{ATAQUE} es la resistencia en la etapa de Attack. - C_{ATAQUE} es la capacitancia en la etapa de Attack.

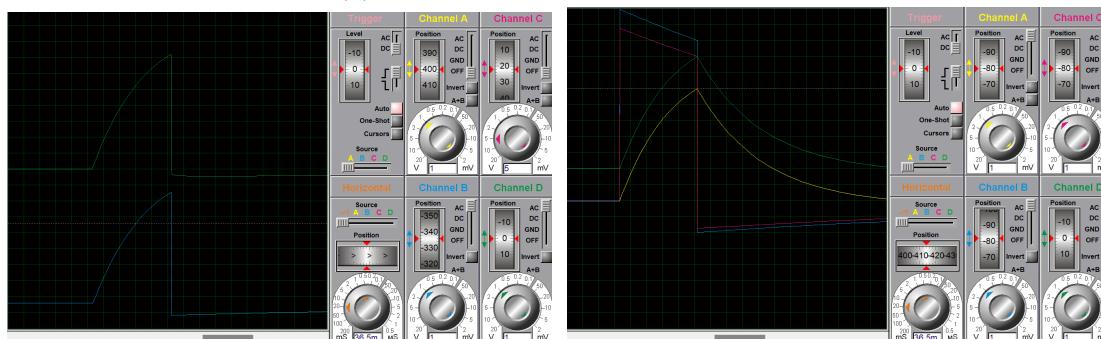
La resistencia (R_{ATAQUE}) y la capacitancia (C_{ATAQUE}) determinan la velocidad de carga del capacitor y, por lo tanto, la pendiente de la curva de aumento de voltaje durante la etapa de Attack. Cuanto mayor sea el valor de R_{ATAQUE} , más lenta será la carga, y cuanto mayor sea el valor de C_{ATAQUE} , más lenta será la carga.

La curva resultante de voltaje durante la etapa de Attack se asemejará a una curva exponencial, y la velocidad de aumento estará determinada por los valores de R_{ATAQUE} y C_{ATAQUE} . Esta curva exponencial es lo que crea la transición suave y gradual desde 0V hasta el valor de pico durante la etapa de Attack en una envolvente ADSR.

Además, se utiliza un diodo para aislar la etapa cuando el capacitor se descargue.



(a) Esquemático con solo Attack.



(b) Curva de Attack.

(c) Curva ADSR mostrando el pulso del pin 3 y curva del pin 7.

Figura 29: Curva ADSR/Attack (verde), Pin 3 (rojo) y pin 7 (azul).

6.3. Decay

Decay (Decadencia):

La etapa de Decay comienza después de que el ataque haya alcanzado su máximo. Durante esta etapa, el voltaje disminuye desde el máximo inicial hasta un valor de sostenimiento, el cual es el de la etapa de Sustain.

La forma en que se genera la envolvente de Decay y la curva de decaimiento se puede describir utilizando la Ley de Descarga de un capacitor en un circuito RC (resistencia-capacitor). En esta etapa, un capacitor se descarga a través de una resistencia, lo que da como resultado una disminución gradual del voltaje. La ecuación que describe la descarga de un capacitor en un circuito RC es:

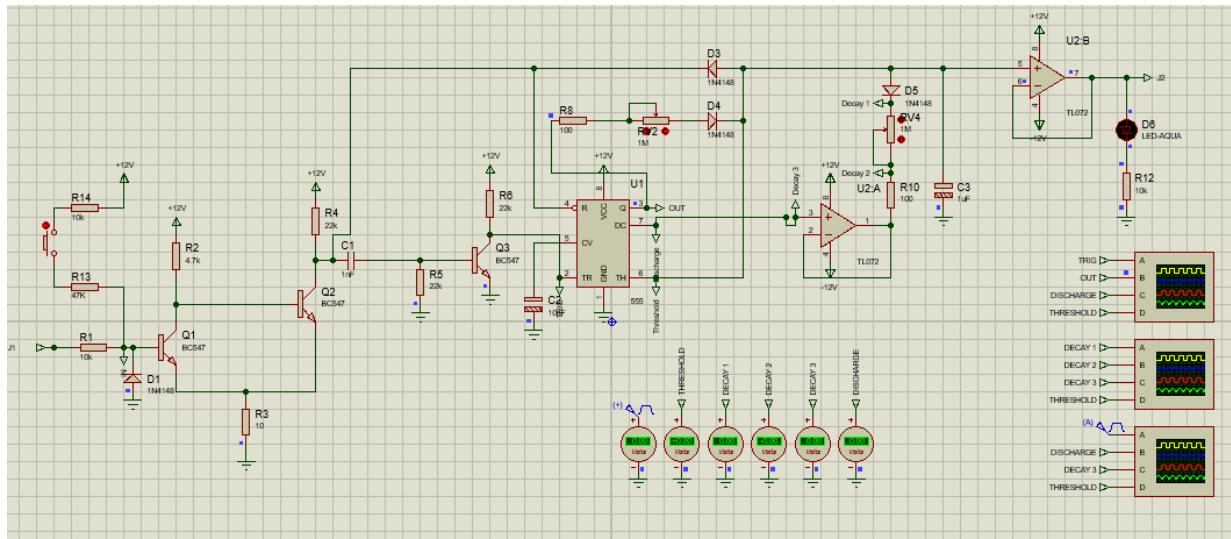
$$V(t) = V_{\text{SUSTAIN}} \cdot e^{-\frac{t}{R_{\text{DECAY}} \cdot C_{\text{DECAY}}}}$$

Donde: - $V(t)$ es el voltaje en el capacitor en un momento t . - V_{SUSTAIN} es el nivel de Sustain al que se carga el capacitor durante la etapa de Sustain. - t es el tiempo desde el inicio de la etapa de Decay. - R_{DECAY} es la resistencia en la etapa de Decay. - C_{DECAY} es la capacitancia en la etapa de Decay.

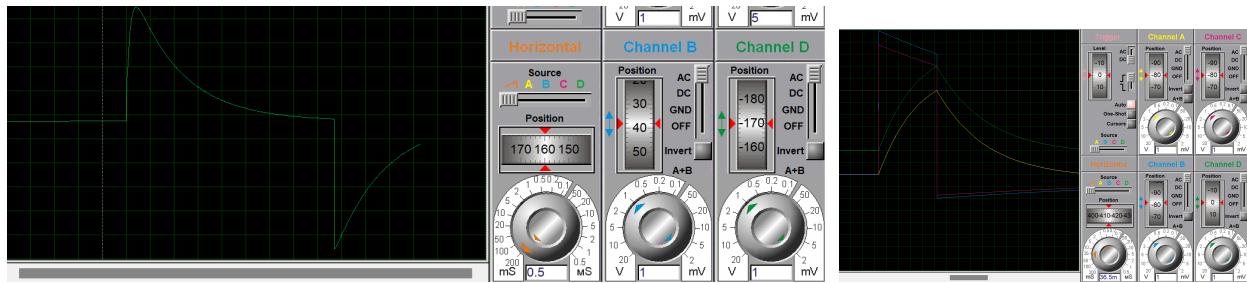
La resistencia (R_{DECAY}) y la capacitancia (C_{DECAY}) determinan la velocidad de descarga del capacitor y, por lo tanto, la pendiente de la curva de disminución de voltaje durante la etapa de Decay. Cuanto mayor sea el valor de R_{DECAY} , más lenta será la descarga, y cuanto mayor sea el valor de C_{DECAY} , más lenta será la descarga.

La curva resultante de voltaje durante la etapa de Decay se asemejará a una curva de decaimiento exponencial. La velocidad de disminución estará determinada por los valores de R_{DECAY} y C_{DECAY} .

Esta curva exponencial es lo que crea la transición suave y gradual desde el valor de pico al nivel de Sustain durante la etapa de Decay en una envolvente ADSR.

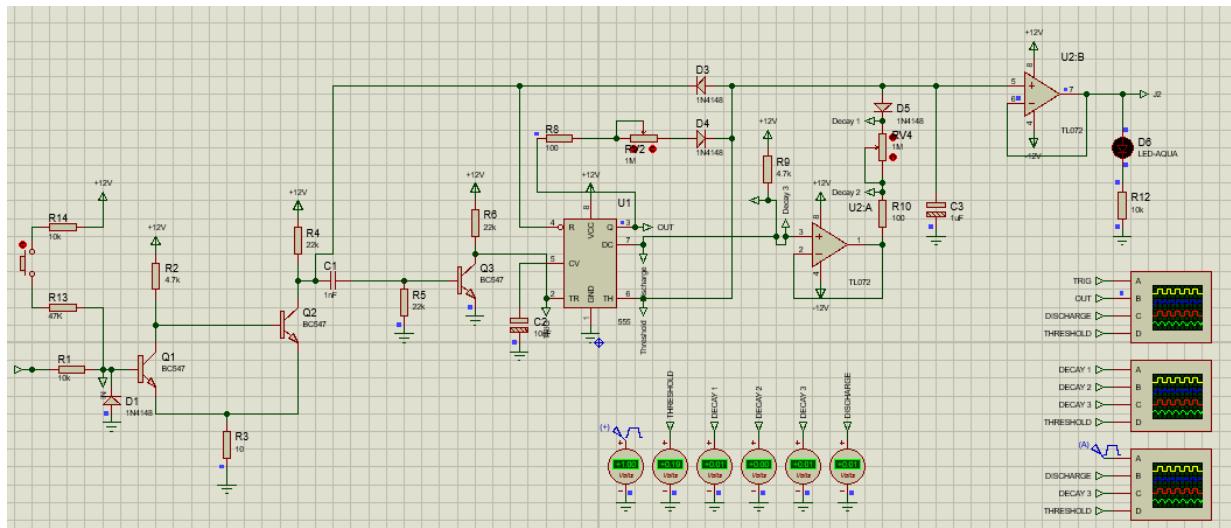


(a) Esquemático con solo Attack y Decay.



(b) Curva de Attack y Decay.

(c) Curva Attack y Decay (con sustain).



(d) Esquemático con solo Attack y Decay (con sustain).

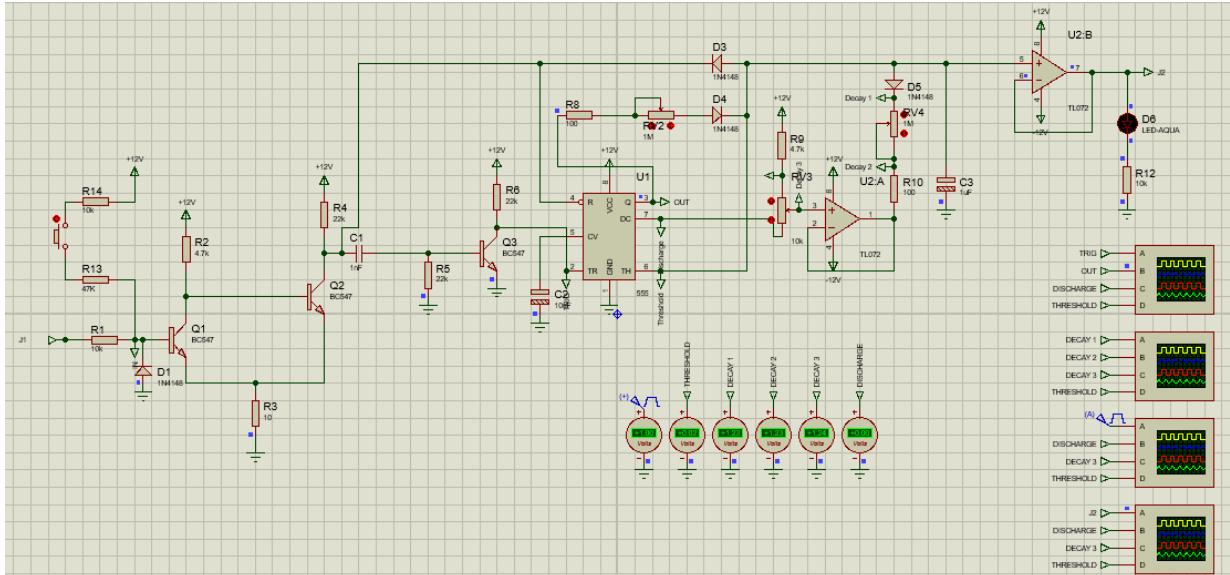
Figura 30: Curva Decay (verde), Pin 3 (rojo) y pin 7 (azul).

6.4. Sustain

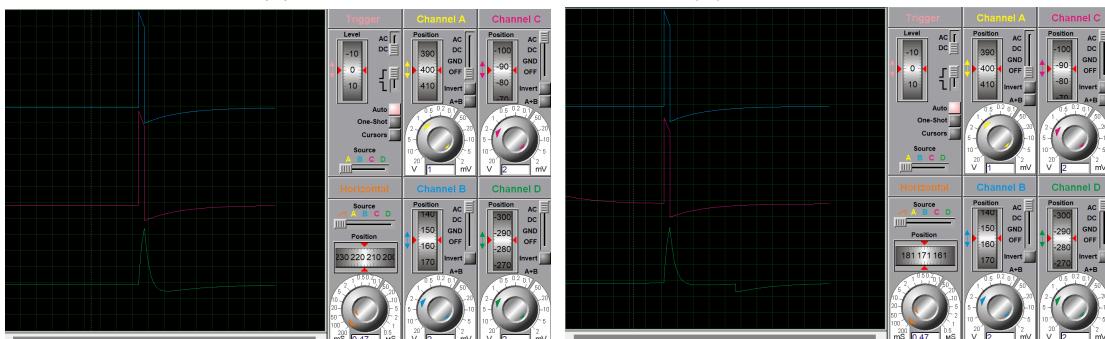
La etapa de Sustain en un generador de envolvente ADSR (Attack, Decay, Sustain, Release) mantiene un voltaje constante después de la etapa de Decay y hasta que se deje de presionar una tecla en un teclado musical o se retire la señal de activación. En esta etapa, el voltaje se mantiene en un nivel constante, que representa el nivel de Sustain. A diferencia de las etapas de Attack y Decay, la etapa de Sustain no implica un cambio gradual en el voltaje; en su lugar, el voltaje permanece constante durante la duración de esta etapa.

La etapa de Sustain no involucra ecuaciones exponenciales como las etapas de Attack y Decay. En lugar de eso, es simplemente un período en el que el voltaje de la envolvente se mantiene en un valor específico. La duración de esta etapa está determinada por cuánto tiempo se mantenga la nota musical presionada.

En las siguientes figuras se mostraran en la simulación de Proteus gráficos de las diferentes configuraciones del Sustain, cabe aclarar que en la simulación no funciona bien, se recomienda ver la sección de Configuraciones la cual si se ven las curvas como deberían de ser.

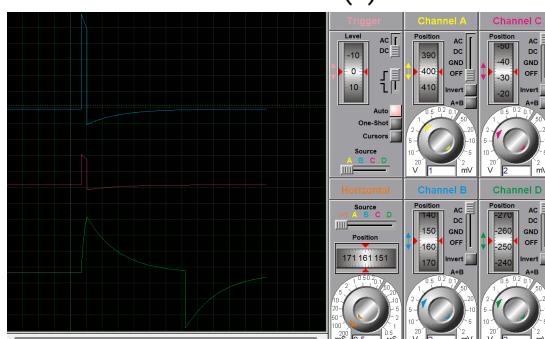


(a) Esquemático con Attack, Decay y Sustain.



(b) Curva con Sustain al mínimo.

(c) Curva con Sustain a la mitad.



(d) Curva con Sustain al mínimo.).

Figura 31: Curva Sustain (verde), Pin 3 (rojo) y pin 7 (azul).

6.5. Release

La etapa de Release comienza cuando se libera la tecla o se termina una nota musical. Durante esta etapa, el voltaje de control disminuye desde el nivel de sostenimiento hasta cero. El sonido se

desvanece gradualmente hasta el silencio.

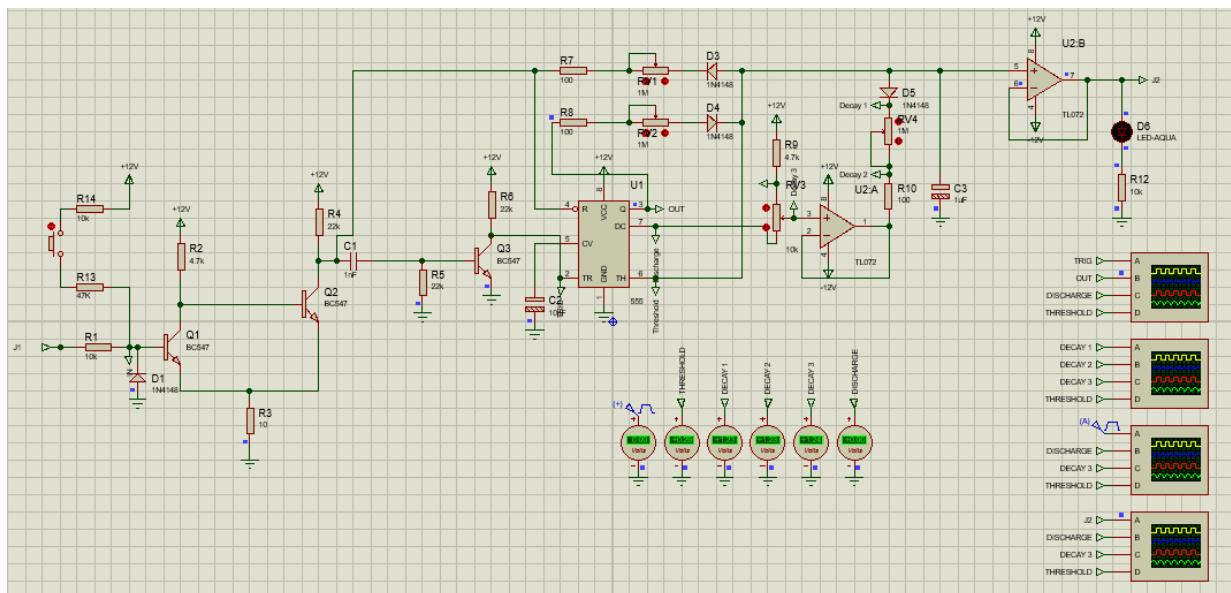
La forma en que se genera la envolvente de Release y la curva de disminución se puede describir utilizando la Ley de Descarga de un capacitor en un circuito RC, similar a la etapa de Decay. La ecuación que describe la descarga de un capacitor en un circuito RC es la misma que mencioné en la etapa de Decay:

$$V(t) = V_{\text{FINAL}} \cdot e^{-\frac{t}{R_{\text{RELEASE}} C_{\text{RELEASE}}}}$$

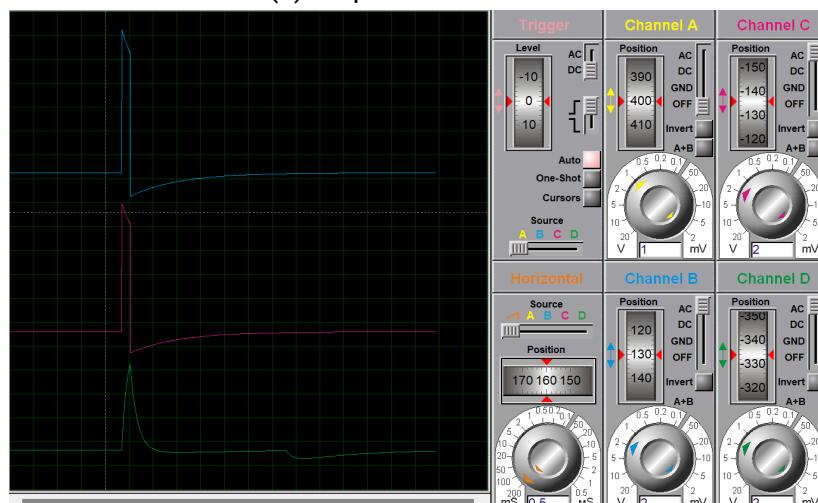
Donde: - $V(t)$ es el voltaje en el capacitor en un momento t . - V_{FINAL} es el valor final al que se descargará el capacitor (en este caso, cero). - t es el tiempo desde el inicio de la etapa de Release. - R_{RELEASE} es la resistencia en la etapa de Release. - C_{RELEASE} es la capacitancia en la etapa de Release.

La resistencia (R_{RELEASE}) y la capacitancia (C_{RELEASE}) determinan la velocidad de descarga del capacitor y, por lo tanto, la pendiente de la curva de disminución de voltaje durante la etapa de Release. Cuanto mayor sea el valor de R_{RELEASE} , más lenta será la descarga, y cuanto mayor sea el valor de C_{RELEASE} , más lenta será la descarga.

La curva resultante de voltaje durante la etapa de Release se asemejará a una curva de decaimiento exponencial y dará como resultado una disminución suave y gradual del voltaje desde el nivel de Sustain hasta cero.



(a) Esquemático final.



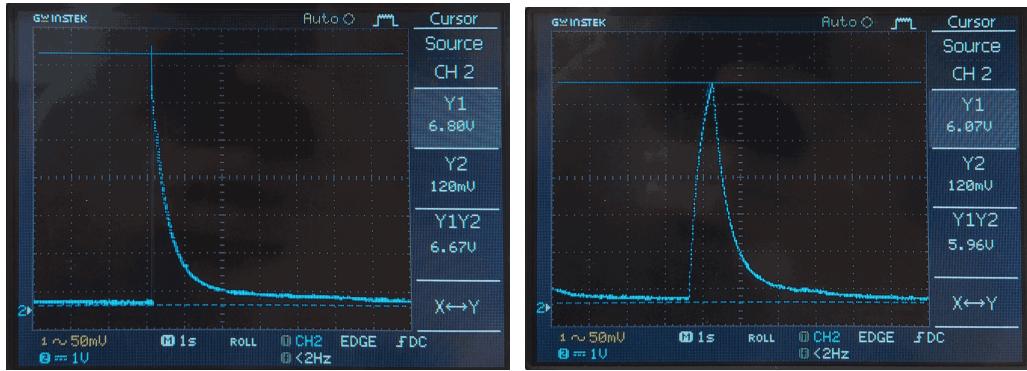
(b) Curva ADSR con todo a la mitad.

Figura 32: Curva ADSR (verde), Pin 3 (rojo) y pin 7 (azul).

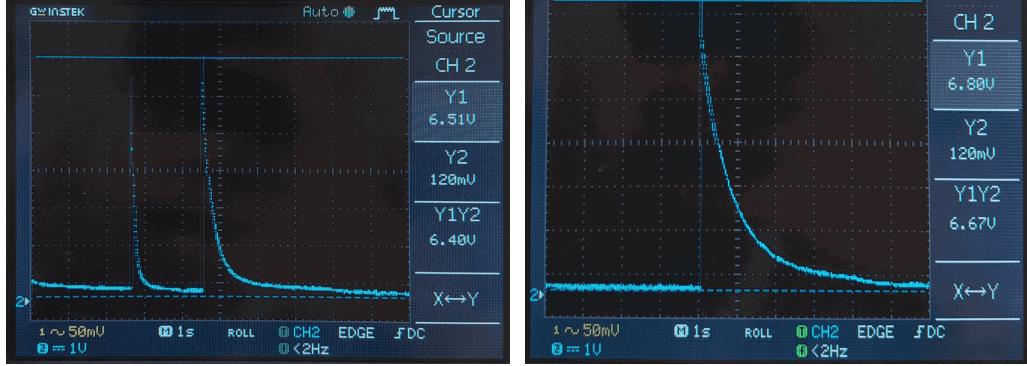
6.6. Configuraciones

A continuación se describirán las siguientes configuraciones probadas en el laboratorio para comprobar los máximos y mínimos:

- Attack: mínimo; Sustain: mínimo; Decay: mitad. Figura 33a.
- Attack: máximo; Sustain: mínimo; Decay: mitad. Figura 33b.
- Decay: mínimo; Attack: mínimo; Sustain: mínimo. Figura 33c.
- Decay: máximo; Attack: mínimo; Sustain: mínimo. Figura 33d.
- Sustain: mínimo. Figura 33e.
- Sustain: máximo. Figura 33f.
- Release: mínimo; Attack: mínimo; Decay: mínimo; Sustain: mitad. Figura 33g.
- Release: máximo; Attack: mínimo; Decay: mínimo; Sustain: mitad. Figura 33h.



(a) Attack: mínimo; Sustain: mínimo; Decay: mitad.
(b) Attack: máximo; Sustain: mínimo; Decay: mitad.

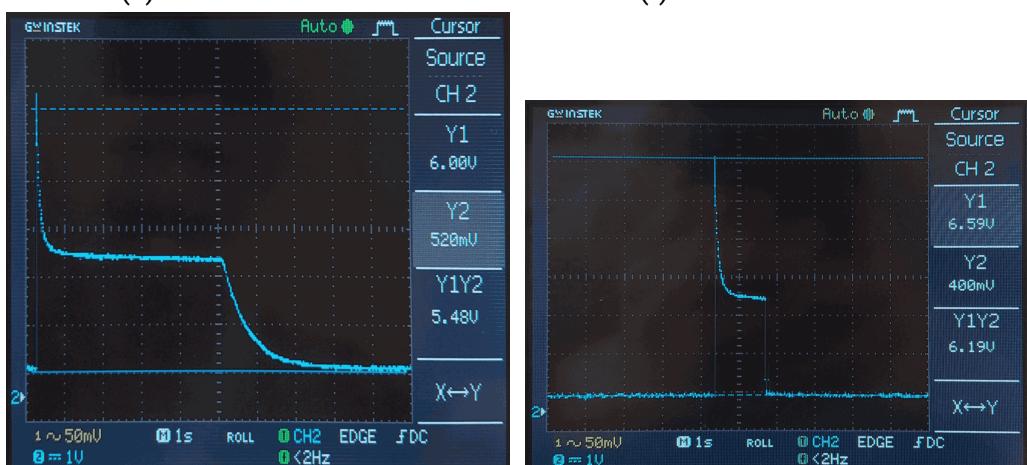


(c) Decay: mínimo; Attack: mínimo; Sust-(d) Decay: máximo; Attack: mínimo; Sus-tain: mínimo.
tain: mínimo.



(e) Sustain: mínimo.

(f) Sustain: máximo.



(g) Release: mínimo; Attack: mínimo; De-(h) Release: máximo; Attack: mínimo; De-cay: mínimo; Sustain: mitad.
cay: mínimo; Sustain: mitad.

Figura 33: Configuraciones probadas en el laboratorio.

7. VCA

Es básicamente un controlador de volumen que utiliza una perilla. Se controla mediante un voltaje, siendo un amplificador controlado por voltaje, tal como es su nombre en español.

Donde un voltaje de nivel bajo corresponde a un nivel silencioso, mientras que un voltaje de nivel alto le brinda una señal de salida fuerte.

Consta de 2 entradas, siendo la Signal IN la salida del Mixer y la CV1 IN la salida del ADSR. Y de una salida, la cual se conectara a la entrada del VCF.

Este bloque lo vamos a subdividir en 5 bloques los cuales los podemos ver en la figura 34 y son los siguientes:

- Divisores de tensión 1 y 2.
- Sumador inversor.
- Restador.
- Amplificador BJT.

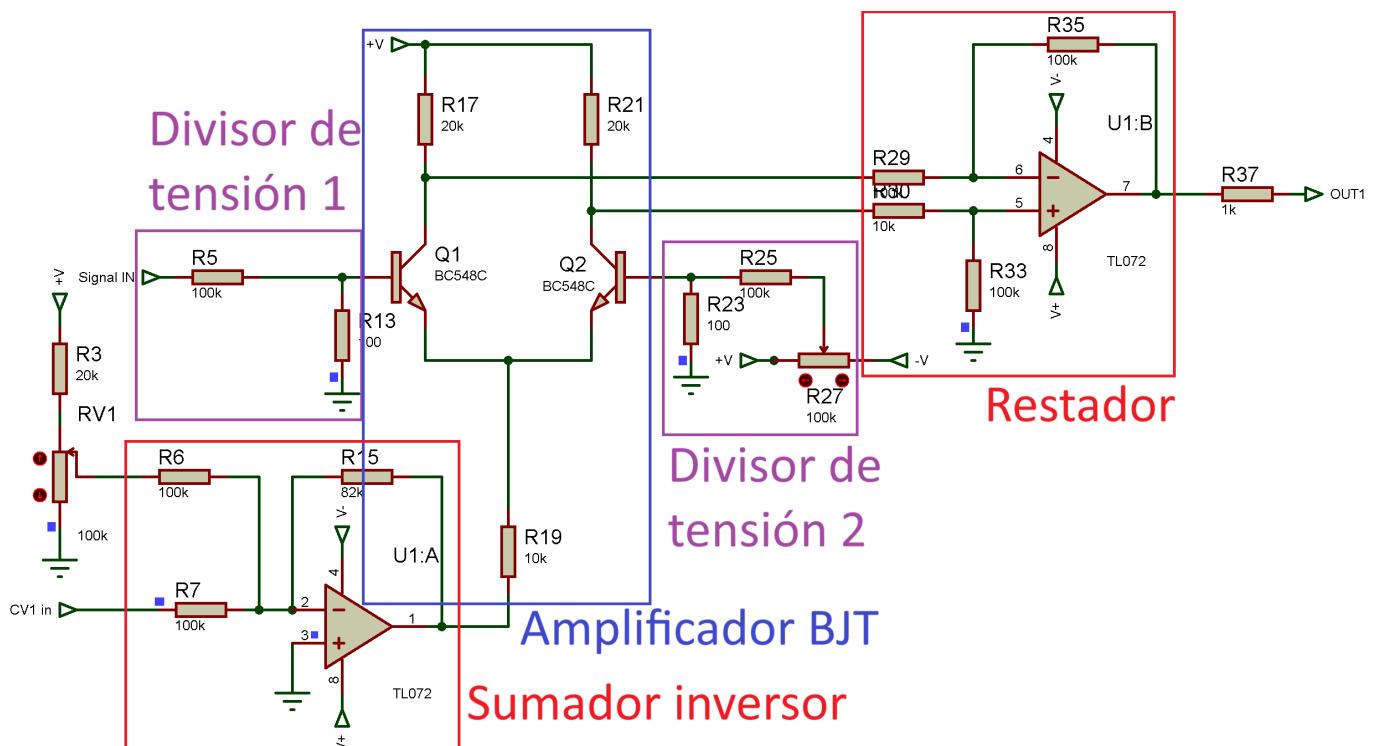


Figura 34: Esquemático del VCA con sus bloques internos.

Estos bloques los vamos a explicar a continuación:

7.1. Amplificador BJT

El bloque principal es el amplificador diferencial BJT. Le entraran las salidas de los divisores de tensión, las cuales deben de ser muy pequeños (que apenas supere V_{be}) para trabajar en la parte de la curva de V_{be} vs I_{ce} de los transistores que mas lineal sea. Esto es para evitar lo mas posible la distorsión que generara la diferencia entre la tensión mínima y máxima que entraran.

Además, se utilizara la salida del sumador inversor para darle voltaje negativo al emisor. En vez de aumentar el voltaje en base para aumentar la ganancia, se le da un voltaje negativo al emisor, esto es debido a que lo único que importa para el funcionamiento del transistor es la diferencia de

voltaje entre base y emisor. Mientras mayores sean las diferencias de voltaje entre sus bases y emisores, mayor será la ganancia, aumentando la corriente de polarización total. Cabe recalcar que el potenciómetro RV1 para modificar el valor negativo del emisor.

A medida que la señal de entrada oscila, la corriente de polarización en el camino izquierdo comenzará a oscilar también, simplemente porque estamos manipulando aún más el voltaje entre la base y el emisor de ese transistor. Ahora, a medida que la corriente de polarización oscila, obliga a su gemelo del otro lado a oscilar también, sólo que de manera invertida. Esto se debe a la retroalimentación negativa creada por la resistencia del emisor, que resiste la corriente que la atraviesa.

Las salidas saldrán por los colectores, las cuales entraran al amplificador restador. En el colector también estarán unas resistencias de igual resistividad. Modificar estas resistencias no modificara al transistor pero si el voltaje que saldrá por el colector.

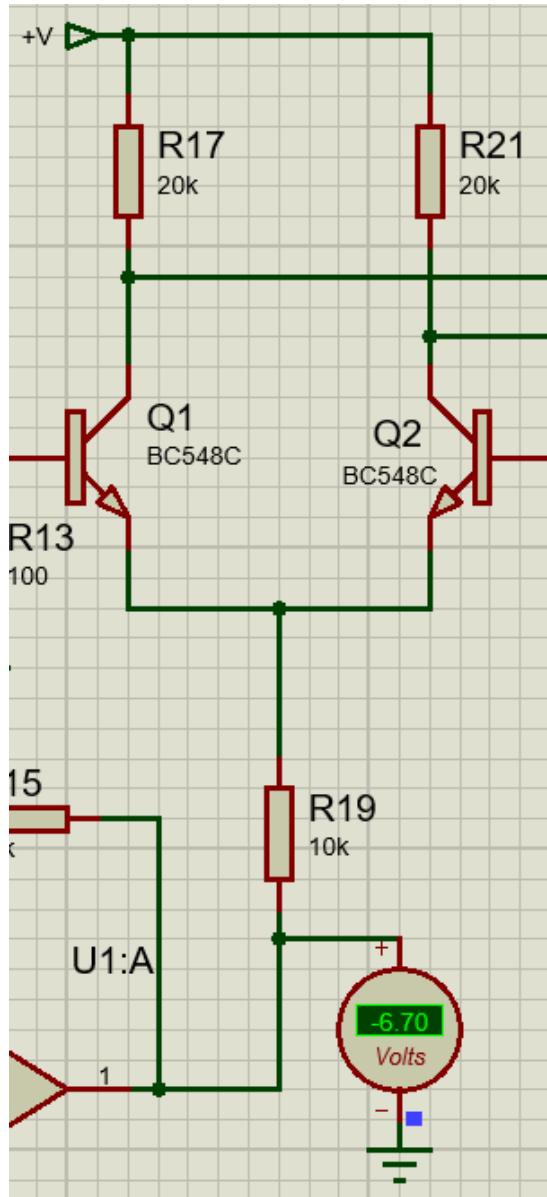
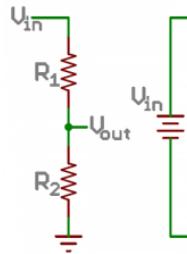


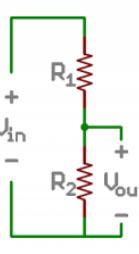
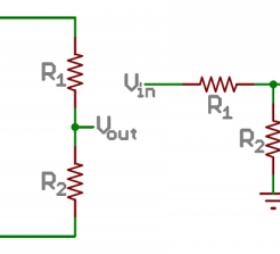
Figura 35: Amplificador diferencial en la simulación.

7.2. Divisores de tensión

La función de los divisores de tensión son la de darle un voltaje muy pequeño al amplificador diferencial BJT.



(a) Esquemático.



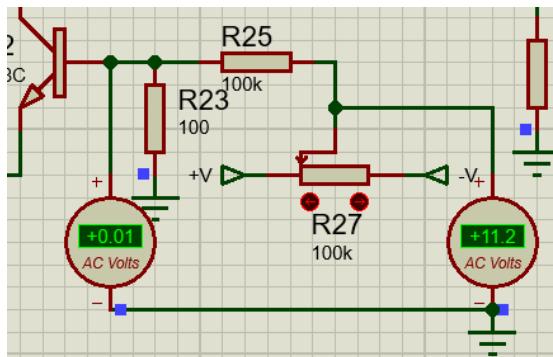
$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

(b) Formula.

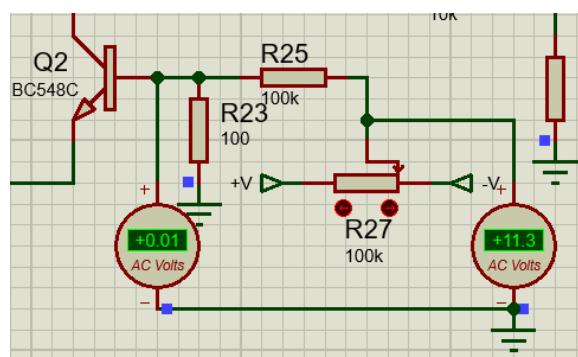
Figura 36: Divisor de tensión.

Por parte el divisor de tensión 1, entrara la señal Signal IN, la cual sera la salida del Mixer, aproximadamente de 10 Vpp. Utilizando la formula que aparece en la figura 36b, siendo V_{in} = Signal IN, $R_2 = 100$ Ohm y $R_1 = 100$ kOhm, nos dara que la salida sera:
Aproximadamente 5 mV para 5 V de Signal IN.
Aproximadamente -5 mV para -5 V de Signal IN.

Por parte el divisor de tensión 2, entrara la señal la salida del trimmer (este se usara como un pequeño afinador), cuyo valor es 11.2 mV cuando esta al mínimo y 11.3 mV cuando este al máximo (se pueden ver en la figura 37a y 37b). Utilizando la formula que aparece en la figura 36b, siendo V_{in} = la salida del trimmer $R_2 = 100$ Ohm y $R_1 = 100$ kOhm, nos dara que la salida sera:
Aproximadamente 11.2 mV para 11.2 V.
Aproximadamente -11.3 mV para 11.3 V.



(a) Trimmer al mínimo.



(b) Trimmer al máximo.

Figura 37: Voltaje de entrada del divisor de tensión 2 dependiendo del valor del trimmer.

7.3. Sumador inversor

La primera parte del sumador inversor consiste en el divisor de tensión de $R_1 + RV_1$ (el potenciómetro interno se puede ver en la figura 39), siendo su formula vista en la figura 38b, en la cual V_{in} es $+V$, R_2 es la resistencia R_b del potenciómetro y R_1 es la suma de la resistencia de 20k y la resistencia R_a del potenciómetro.

Cuando el potenciómetro este al máximo, nos va a dar 8.02 V, como se puede ver en la figura 40a. Y Cuando el potenciómetro este al mínimo nos va a dar 0 V, como se ver en la figura 40b.

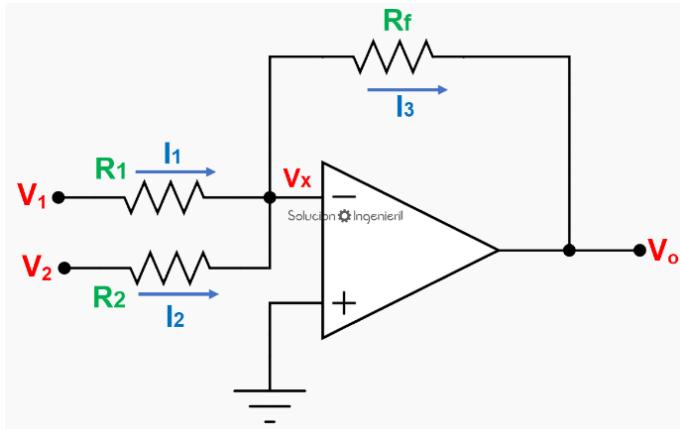


Figura 38: Divisor de tensión.

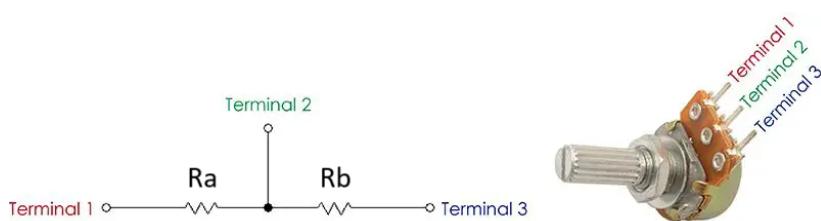


Figura 39: Potenciómetro interno.

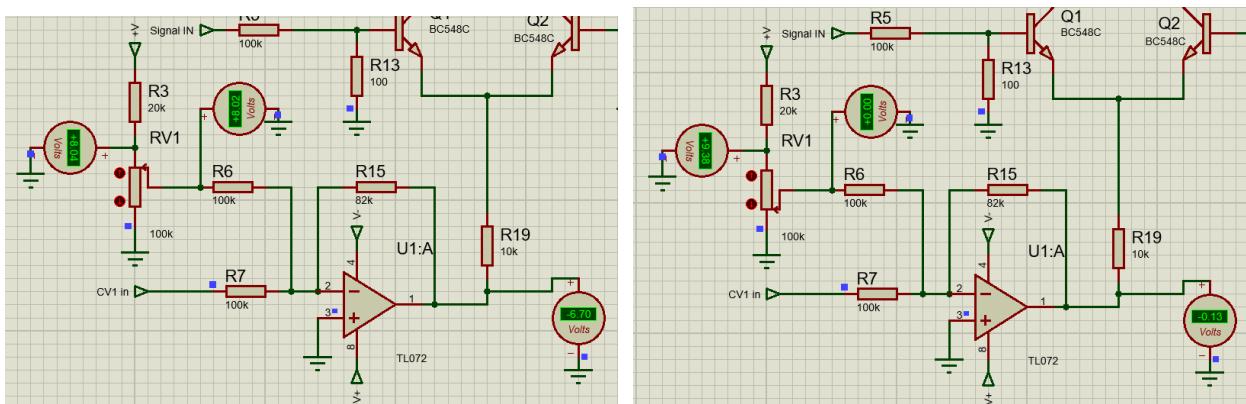


Figura 40: Divisor de tensión del sumador inversor.

Ya sabiendo el valor de V_1 , siendo el voltaje de salida del divisor de tensión antes mencionado, se procederá saber el valor de V_2 . Esta sera la salida del mini ASDR, cuyo valor máximo es de aproximadamente 5V. Las resistencias R_1 y R_2 de la formula de la figura 38b seran de 100k Ohm y la resistencia de R_f de 82 kOhm.

Cuando la tensión de V_2 sea 0V, la salida será de -6.7V con el potenciómetro al máximo y de -0.13V con el potenciómetro al mínimo.

Cuando la tensión de V_2 sea 5V, la salida será de aproximadamente -10.5V con el potenciómetro al máximo y de aproximadamente -5V con el potenciómetro al mínimo.

Cabe destacar que cuando el potenciómetro este al mínimo, el circuito estará en silencio lo cual, estos resultados se ignoraran y se tomaran solo -6.7V y -10.5V.

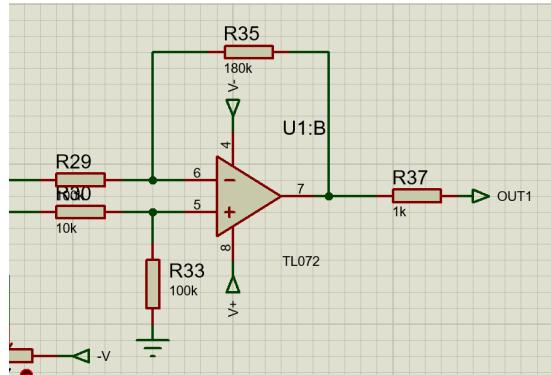


Figura 41: Sumador inversor en la simulación.

7.4. Restador

Este bloque funcionara como el final del VCA. Le entrara las dos salidas del colector del amplificador bjt y saldrá la resta de estos. Esto es así debido a que ambas señales son iguales nada mas que una esta desfasada 180° y al sumarse, en realidad se le estaría agrandando llegando al doble de las originales, parecido a lo que se muestra en la figura 42.

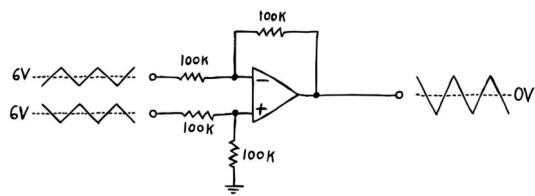
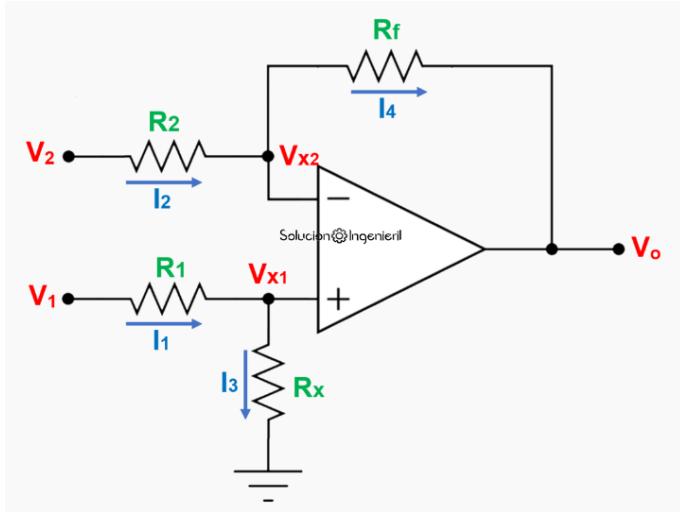


Figura 42: Ejemplo del Amplificador restador.

Utilizando la formula de la figura 43b podemos calcular la tensión de salida, siendo V1 la salida del colector de la derecha, V2 la salida del colector de la izquierda, R1 y R2 de 10 kOhm, y Rf y Rx de 180kOhm. Dando como resultado: 10.6 Vpp en la practica. Si usamos los datos obtenidos por en la sección del amplificador diferencial BJT nos da una tensión de 131 Vpp. Para que nos de 10 Vpp, que es la tensión pico a pico de la señal original, necesitaríamos que las resistencias Rf y Rx sean de 6.8k Ohm.



(a) Esquemático.

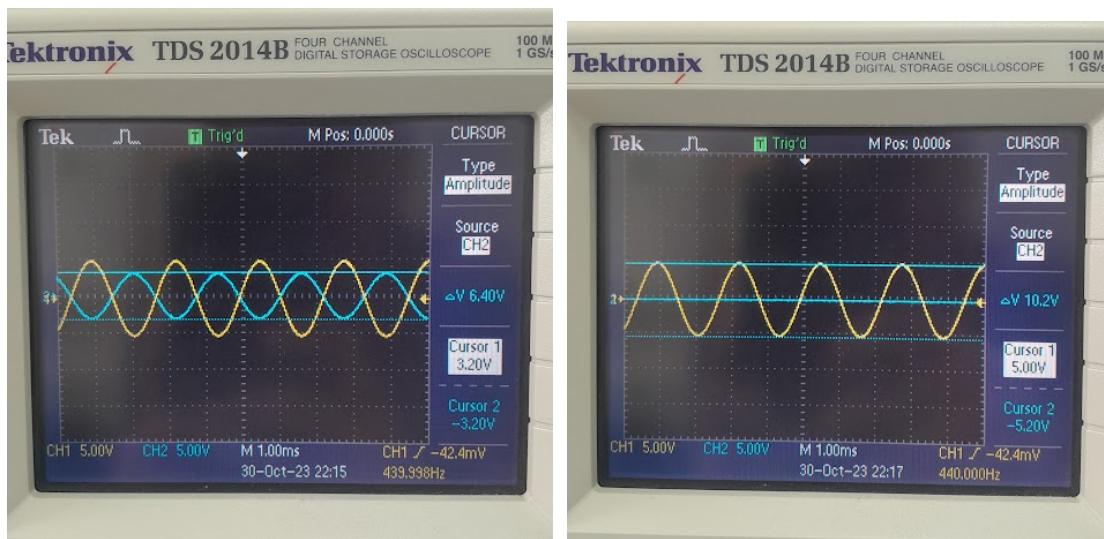
$$V_o = \frac{R_x(R_2 + R_f)}{R_2(R_1 + R_x)} V_1 - \frac{R_f}{R_2} V_2$$

(b) Formula.

Figura 43: Amplificador restador.

7.5. Configuraciones

En la práctica tuvimos el inconveniente de que la señal era más pequeña que la deseada, concretamente de 6.4 Vpp, tal como se observa en la figura 44a (la onda amarilla es la que entra por Signal IN y la onda azul es la de salida).



(a) Cursor en la salida.

(b) Cursor en la entrada.

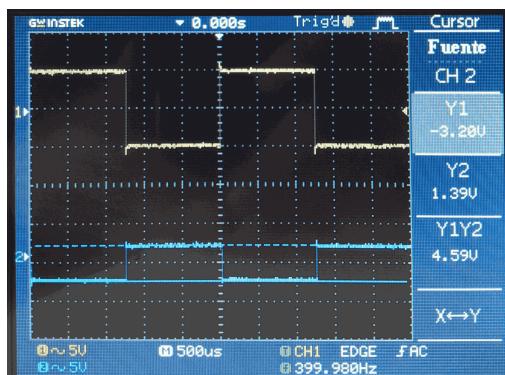
Figura 44

Para resolver esto, simplemente se cambiaron las resistencias R33 y R35 de 100k Ohm, por unas de 180k Ohm. Esto nos dio una tensión máxima de salida cuando el potenciómetro está al máximo de 10.6 Vpp tal como se puede ver en la figura ??.

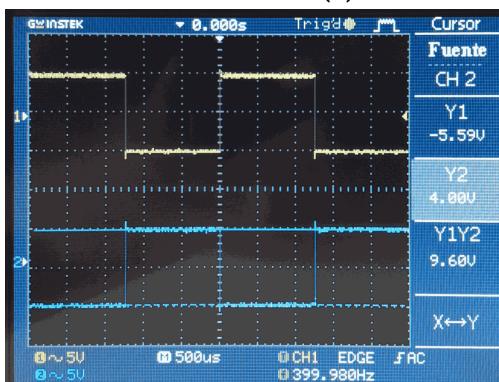
A continuación se describirán las siguientes configuraciones probadas en el laboratorio para comprobar los máximos y mínimos del VCA (cabe resaltar que el potenciómetro está al revés, por eso los resultados están invertidos):

- Potenciómetro a la mitad. Figura 45a.

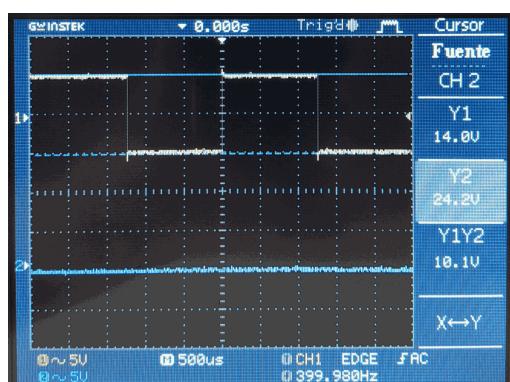
- Potenciómetro al mínimo. Figura 45b.
- Potenciómetro al máximo. Figura 45c.



(a) Potenciómetro a la mitad.



(b) Potenciómetro al mínimo.



(c) Potenciómetro al máximo.

Figura 45: Configuraciones probadas en el laboratorio.

8. VCF

El filtro controlado por tensión o VCF (del inglés voltage controlled filter) es el modulo mas importante junto con el VCO Es un componente esencial en la arquitectura de un sintetizador, y su función principal es la de modular y esculpir las características tímbricas de una señal de audio, te permite moldear ese sonido al filtrar selectivamente ciertas frecuencias. Este proceso es vital para la creación de sonidos dinámicos y expresivos, ya que permite al músico o al diseñador de sonido alterar la textura y el carácter de la señal, desde tonos suaves y redondos hasta matices más brillantes y agudos. En nuestro caso el tipo de filtro que se usara es el de un filtro pasabajo activo con resonancia ¿Por qué un VCF con Resonancia?

Un VCF con resonancia añade un nivel adicional de expresividad al sintetizador. La resonancia introduce un pico en la respuesta de frecuencia alrededor de la frecuencia de corte del filtro, creando un énfasis pronunciado en esa región. Este efecto se asemeja a la resonancia natural que ocurre en ciertos instrumentos acústicos, como el sonido resonante de una cuerda de guitarra o de una caja de resonancia. Al incorporar resonancia en un VCF, se pueden lograr efectos sonoros únicos y, en algunos casos, incluso auténticos emulaciones de instrumentos acústicos.

Diferencias y Ventajas con resonancia:

En comparación con un filtro estándar, el uso de un VCF con resonancia proporciona una paleta sonora más rica y expresiva. La capacidad de ajustar la resonancia no solo afecta las frecuencias filtradas, sino que también influye en la dinámica y la intensidad del sonido resultante.

Este nivel de control fino es especialmente valioso en la síntesis de sonido, donde la creatividad y la experimentación son fundamentales.

A continuación, se presenta un análisis detallado del diseño y funcionamiento del VCF, dividiéndolo en secciones.

El diseño del VCF se dividen en 4 secciones:

- Sección de entrada
- Sección de Resonancia
- Sección de Salida

se mencionan las etapas que se encuentran en las secciones:

- Seguidor de tensión (buffer)(2)
- Divisor de Tensión
- Sumador inversor (2)
- Amplificador Diferencial(Restador)
- Inversor
- Escalera de diodos

En este esquema se proyecta el circuito del filtro y sus etapas.

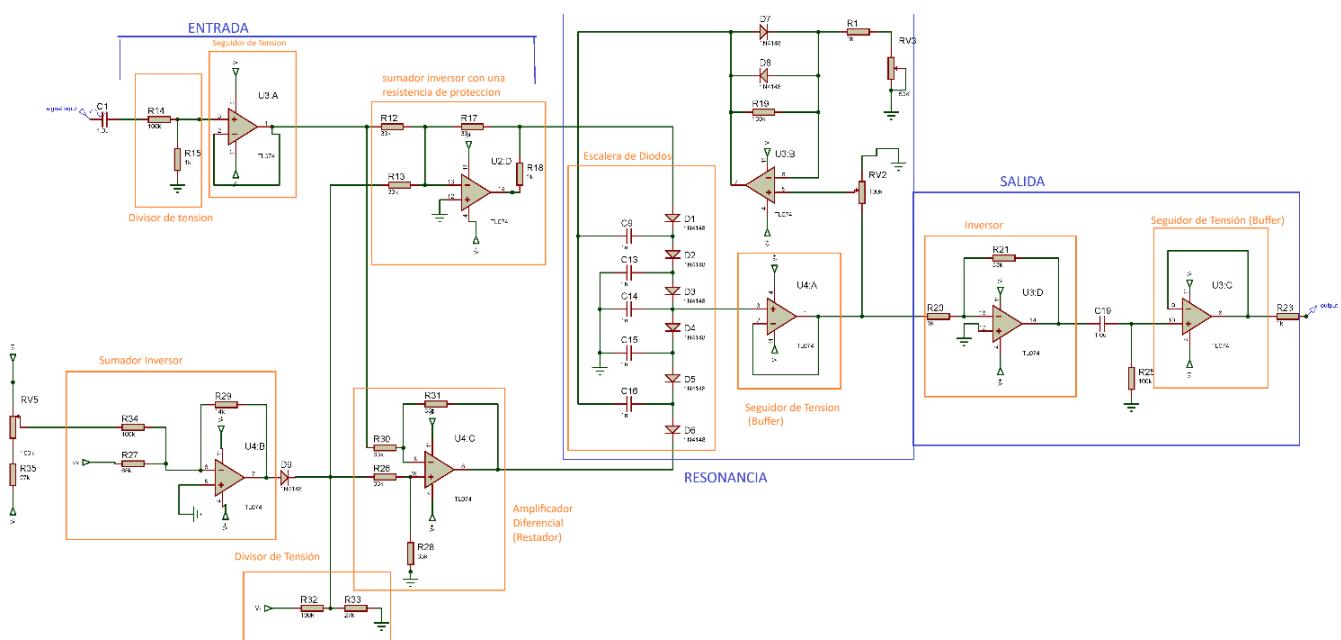


Figura 46: Esquemático del VCF.

Importancia y elección de armado para la resonancia: Para verificar el funcionamiento se toma como entrada una tensión de 10 Vpp , como se mencionó el tipo de filtro que se usara es el de filtro pasa bajo activo y el uso de la resonancia, en filtros de audio es esencial para moldear el carácter tonal del sonido. Cuando ajustamos la resonancia, estamos enfocándonos en realzar o atenuar ciertas frecuencias. Este control preciso nos permite darle forma a la respuesta del filtro de manera creativa y adaptarlo a diferentes necesidades sonoras. Sin embargo, esta misma acción hace que sea diferente de un filtro pasabajo estándar, si la resonancia se aplica a un filtro

pasa bajo común en cascada en el instante que bajemos la resonancia a 0 nos deja como un filtro estándar debe ser, pero al llevar al máximo la resonancia ,en circunstancias normales, 10Vpp sería el nivel de voltaje máximo. Pero dado que la salida del filtro tarda algún tiempo en reaccionar a lo que suceda en la primera etapa, seguirá aumentando el voltaje. A medida que ese voltaje empuja cada vez más fuerte contra el primer capacitor, el voltaje por encima de él aumentará más allá de los 10 Vpp. Por lo que se crea una 'sobrerepresión'. Que a su vez,verá un aumento adicional y retardado en el voltaje en la salida del filtro, elevando aún más el voltaje en la primera etapa. Este efecto en cascada impulsará la salida mucho más allá de los 10 Vpp. Por lo que es crucial manejar la resonancia cuidadosamente para evitar distorsiones no deseadas que puedan afectar negativamente la calidad del sonido.

El Diseño del Circuito con Amplificador Operacional:

La elección de un amplificador operacional para el diseño del circuito proporciona flexibilidad en el control de la resonancia. Al ajustar la retroalimentación y la ganancia del amplificador operacional, podemos modular la intensidad de la resonancia. Este control dinámico nos permite adaptar el filtro a diversas aplicaciones, desde sutiles ajustes tonales hasta efectos más pronunciados. Sin embargo, se debe tener en cuenta que el amplificador operacional tiene limitaciones en su rango de operación, y es necesario equilibrar la ganancia para evitar distorsiones no deseadas.

Uso de Diodos para Controlar la Resonancia:

La elección de diodos como resistencias controladas por voltaje agrega una capa adicional de versatilidad al diseño. Los diodos permiten ajustar la resistencia en respuesta a cambios en el voltaje, lo que se traduce en un control directo sobre la frecuencia de corte. Al implementar una 'escalera de diodos', logramos mantener constante la diferencia de voltaje entre las oscilaciones, estabilizando así las resistencias efectivas de los diodos. Esta estabilidad es crucial para evitar cambios indeseados en el punto de corte del filtro.

8.1. Entrada

En esta sección presentara las etapas en las que entrara la señal de entrada (salida del VCA) para comprobar el funcionamiento adecuado de nuestro filtro se pondrá una señal con una tensión de 10 Vpp y la tensión fija de 9 V y el CV en donde se puede controlar la frecuencia del filtro.

Divisor de Tensión :

Su función principal es reducir la amplitud de la señal. En el caso de que la señal de entrada es demasiado intensa, puede provocar saturación en los componentes subsiguientes. El divisor de tensión, con resistencias R1 y R2, permite ajustar la amplitud de manera controlada. La fórmula del divisor de tensión nos ayuda a determinar la amplitud de salida.

Esta etapa es esencial para adecuar la señal al rango de trabajo necesario. Para verificar el funcionamiento en el modulo del VCF se puso en la entrada una tensión de 10 VPP se obtiene una tensión de 100 mVpp.

Seguidor de Tensión (Buffer):

Después de pasar por el divisor de tensión, la señal se dirige al seguidor de tensión, también conocido como buffer. La función principal del buffer es preservar la integridad de la señal. En otras palabras, evita que la señal se degrade o pierda fuerza mientras se transmite a través del circuito. Implementado mediante un amplificador operacional, tiene la capacidad de mantener una alta impedancia de salida y baja impedancia de entrada, lo que significa que no carga la etapa anterior y no introduce distorsiones. Esto asegura que la señal de salida conserve fielmente la forma de onda y la amplitud.

Tras ser amortiguada nuevamente mediante un amplificador operacional, se generan dos réplicas de la oscilación, una elevada y otra reducida.

Cut off

Es un parámetro clave en el diseño de filtros, y ajustar este parámetro puede afectar significativamente el comportamiento del filtro en términos de qué tipos de frecuencias permite pasar y cuáles atenuar. En esta sección para optimizar el CUTOFF se introdujo una resistencia de 27k entre el potenciómetro(nos permitirá ajustar el cut off) y el riel negativo. Este ajuste eleva el voltaje mínimo de salida de -9V a aproximadamente -3 v o -4 V, permitiendo una apertura más eficiente del filtro. La razón detrás de este cambio es evitar la zona muerta al enviar voltajes por debajo de 0 V, ya que ahora contamos con una fuente CV externa la cual en modo de prueba en el modulo se puede poner un valor a 0 V

Sumador inversor del CUTOFF y Escala del CV:

Se utilizará un amplificador sumador inversor el cual escalara las señales de entrada. Se ajusta las resistencias de entrada y retroalimentación, lo que permite reducir la salida sumada. Este paso es crucial, ya que el rango de CV utilizable para la escalera de diodos es limitado. La inversión de la señal se resuelve al intercambiar las posiciones de los amplificadores operacionales. Se introduce un límite superior para el CV procesado mediante un diodo conectado a un divisor de tensión de 27Kohm y 100Kohm. Garantiza que la corriente solo fluya si el voltaje supera aproximadamente -1,3 V, evitando que la escalera de diodos falle y afecte la señal de salida. Con los valores obtenido se llega ha poder obtener el barrido del potenciómetro y también si CV=0 poder producir una respuesta suave y natural en el oscilador conectado.

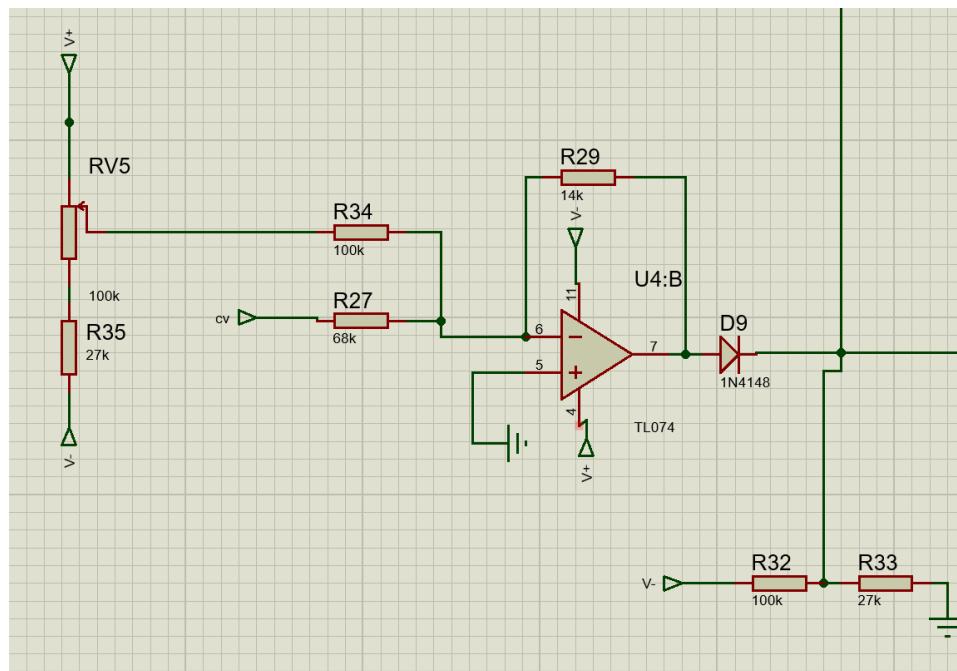


Figura 47: Esquema de entrada de CV y CUT OFF.

Amplificador Diferencial (Restador)

El amplificador diferencial amplifica la diferencia entre las dos entradas. En este caso, está conectado al buffer y por el voltaje de un divisor de tensión de (CV). La amplificación diferencial permite resaltar las variaciones en la señal de entrada. La tensión del divisor (CV) ajusta la ganancia o la respuesta del amplificador diferencial. Modificar la CV puede influir en cómo el amplificador responde a las variaciones en la señal de entrada, proporcionando flexibilidad en el procesamiento de la señal.

El esquemático se puede ver en la figura 10.

Sumador Inversor

El sumador inversor combina múltiples señales de entrada con pesos asignados a cada entrada. En este caso, también está conectado al buffer y por un voltaje de un divisor de tensión el cual esta conectado a un sumador inversor que esta relacionado con el (CV). La presencia del divisor de voltaje en la entrada no inversora del amplificador juega un papel esencial en elevar el punto de referencia del amplificador operacional superior, permitiendo la inversión y elevación simultáneas de la oscilación. Se coloca una resistencia de 2k después de la salida del amplificador operacional como medida de protección. Aunque no altera el voltaje que alimenta la escalera, actúa como salvaguarda ante posibles cortocircuitos al limitar la corriente que fluye a través de la escalera de diodos.

La manipulación de la oscilación se logra mediante amplificadores operacionales configurados. Un búfer de amplificador operacional inversor se utiliza para invertir y reducir la oscilación, mientras que otro amplificador operacional invierte y eleva la oscilación mediante un voltaje de control. Ambos amplificadores se conectarán a la sección de RESONANCIA que se mencionará más adelante.

El esquemático y ecuación del sumador inversor se pueden ver en las figuras 38a y 38b.

8.2. Resonancia

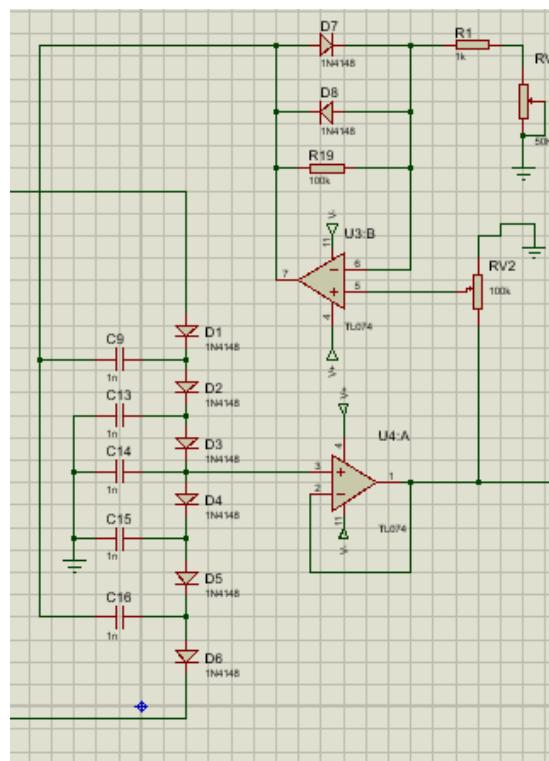


Figura 48: Resonancia.

En esta sección, se aborda la implementación de la resonancia en nuestro filtro. Siguiendo el enfoque discutido previamente, se toma la salida amortiguada del filtro y se procesa mediante un conjunto de componentes específicos. A continuación, se proporciona una explicación detallada del proceso:

Escalera de Diodos con limitador

En esta etapa se centra en la salida de la alimentación de la señal de la sección de entrada al en donde se utilizo un potenciómetro como fuente de voltaje de control. Se describe la amortiguación de la señal y la necesidad de ajustar el circuito para evitar problemas de carga.

$$G1(s) = \frac{-1}{16a4s^4C4 + 56a3s^3C3 + 60a2s^2C2 + 20asC + 1}.$$

$$\omega_4 = \frac{1}{16a4C4},$$

$$\omega_C = \frac{1}{2aC} = \frac{Si}{4 CVT},$$

$$;$$

$$f_C = \frac{Si}{8\pi CVT},$$

$$G1(s) = \frac{-1}{\frac{s^4}{\omega_4} + 7 \frac{s^3}{\omega_3} + 15 \frac{s^2}{\omega_2} + 10 \frac{s}{\omega_C} + 1},$$

Figura 49

$$G1(s) = \frac{-1}{s^4 + 7s^3 + 15s^2 + 10s + 1}.$$

Figura 50

La etapa de escalera de diodos se subdivide en 5 minietapas conformado cada uno por un diodo y un capacitor, esta etapa desempeña un papel crítico en la construcción de filtros de paso bajo y con la ecuación de la figura 50 mencionada, la cual se usa para poder acercarnos a los valores buscados y de esa forma dar como elección una configuración de varias etapas que permite ajustar la respuesta del filtro, pero ante esto se destaca la necesidad de que el número total de mini etapas sea impar por razones fundamentales.

En primer lugar, la paridad impar asegura que todos los diodos, al integrarse, formen un divisor de voltaje escalonado uniformemente con un solo nodo central. Esta característica simplifica la captación de la señal, ya que el voltaje en este nodo oscilará consistentemente alrededor de 0 V, eliminando la necesidad de compensación.

En segundo lugar, la paridad impar aborda la asimetría en la producción de la señal durante las fases alta y baja de la oscilación. Un número par de etapas conlleva desequilibrios en el proceso de carga de los condensadores, generando flancos ascendentes y descendentes desiguales. Al tener un número impar de etapas, el condensador en el nodo medio siempre estará equidistante de la fuente y el drenaje, asegurando una onda de salida simétrica y no distorsionada.

El uso de condensadores con límites de 1 nF ofrece un rango adecuado que abarca desde la eliminación de todas las frecuencias hasta permitir el paso de hasta 20 kHz. Para evitar problemas de retroalimentación exponencial. Se introduce un diseño con diodos para controlar el comportamiento exponencial y se explica la función de un potenciómetro adicional.

-Divisor de Voltaje Variable y Amplificación:

La salida amortiguada se distribuye a través de un divisor de voltaje variable. Posteriormente, se amplifica utilizando otro amplificador operacional. Retroalimentación al Filtro a través de Condensadores Superior e Inferior:

La señal resultante, ahora variable desde silenciosa hasta intensa, se introduce en el filtro a través de condensadores superior e inferior.

Importancia de la retroalimentación a ambos capacitores:

La retroalimentación se aplica a ambos capacitores para mantener la simetría en la oscilación superior e inferior. Esto es crucial para preservar la estabilidad y el correcto funcionamiento de la corriente de polarización que fluye a través de los diodos en la construcción de la escalera.

-Configuración del Amplificador Operacional:

Se introduce dos diodos en la ruta de retroalimentación del amplificador operacional para limpiar y controlar la resonancia. Explicando el comportamiento exponencial de la escalera de diodos y cómo los dos diodos contrarrestan este efecto.

-Uso de Diodos para Control Exponencial:

Los diodos en la retroalimentación del amplificador operacional contrarrestan el comportamiento exponencial de la escalera de diodos. Mantiene la ganancia del amplificador bajo control a medida que la realimentación aumenta.

-Ajuste de Ganancia Base:

Se coloca la resistencia entre la entrada inversora del amplificador operacional y tierra con una resistencia fija de 1k y un potenciómetro de ajuste de 50k. Esto permite experimentar con diferentes niveles de ganancia base, afectando la activación de los diodos en la ruta de retroalimentación.

-Efectos de Ajuste en la Resonancia:

Cuanto mayor sea la ganancia base, más activos estarán los diodos, afectando la retroalimentación y generando una resonancia con un sonido más áspero.

8.3. Salida

En esta etapa se observa que para la salida no sea inferior al rango de tensión máxima (aproximadamente 3 v (6Vpp)) quitando la amplitud que la resonancia que al sumarle no supere el límite de 10Vpp) de amplificar la señal filtrada debido a su bajo volumen inicial. Se introduce un amplificador inversor y se explican las razones detrás de su uso antes de la amplificación final. Al intentar visualizar esta señal en el osciloscopio, enfrentamos desafíos debido a su bajo volumen, resultado de la reducción de la oscilación de entrada a 100 mV pico a pico antes de pasar por la escalera. Para superar este obstáculo, es esencial amplificar significativamente la señal.

El tema se aborda mediante la implementación de un amplificador inversor después de amortiguar(por un buffer) la salida de la escalera de diodos. Esta elección se basa en invertir la salida ,esto garantiza que esté en fase con la entrada, compensando la inversión introducida al crear las copias offset.

El esquemático y ecuación del inversor se pueden ver en las figuras 21a y 21b.

Para establecer la ganancia del amplificador, se opta por valores de resistencia conservadores. Estos valores atreves de lo calculado nos presenta la señal amplificada con alcance aproximadamente 3 V pico a pico y 5 vpp cuando la resonancia esta en su máximo, dejando un margen adecuado para la resonancia prevista. Se incorpora acoplamiento de CA en la salida para centrar correctamente la señal alrededor de 0 V.Además se introduce un buffer una resistencia para la protección de salida y como se llega a observar en la simulación los valores obtenidos son aproximado a los buscados.

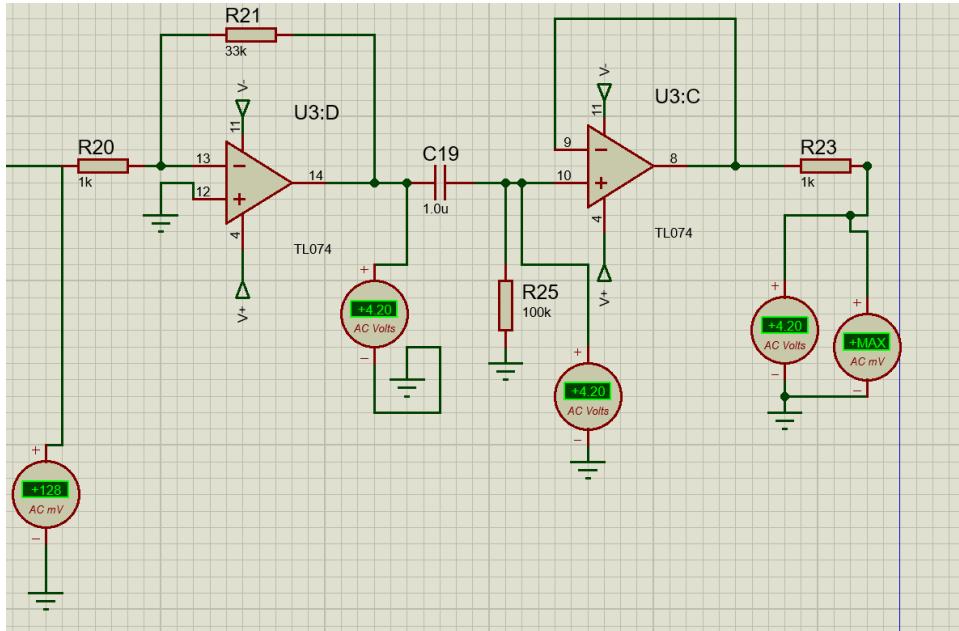


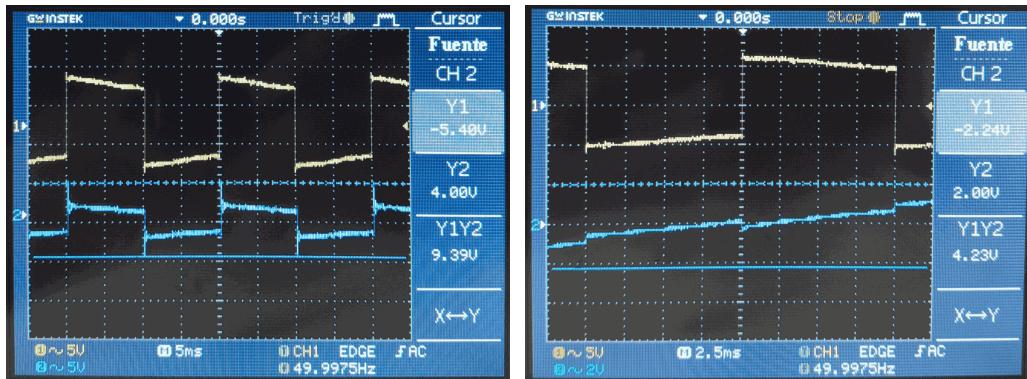
Figura 51: Sección de salida.

8.4. Práctico

En el laboratorio se comprobó el funcionamiento del VCF y se probó diferentes configuraciones. Se puede destacar el límite de las señales cuando superan la frecuencia de corte la cual se encuentra en el rango de 800Hz a 1 KHz. El primer potenciómetro es el de resonancia y el segundo es el de cut-off y la señal amarilla es la salida del MIXER y la azul es la salida del VCF.

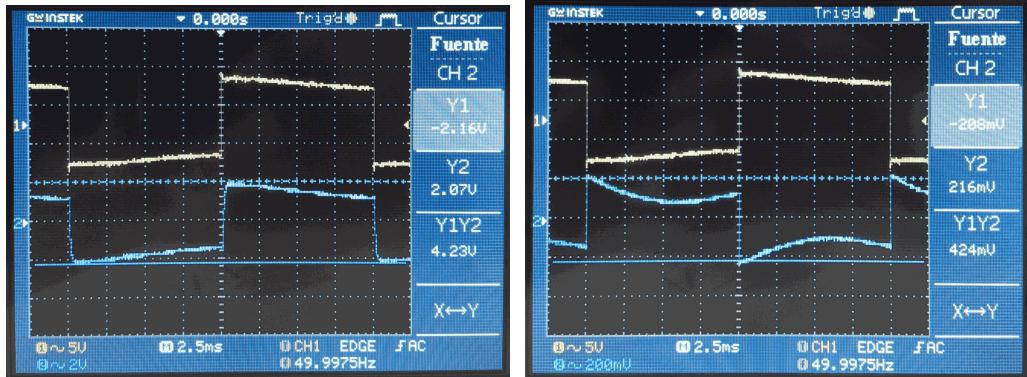
Frecuencia de 50 Hz:

- Máximo y máximo. Figura 52a.
- Máximo y mínimo. Figura 52b.
- Mínimo y máximo. Figura 52c.
- Mínimo y mínimo. Figura 52d.



(a) Máximo y máximo.

(b) Máximo y mínimo.



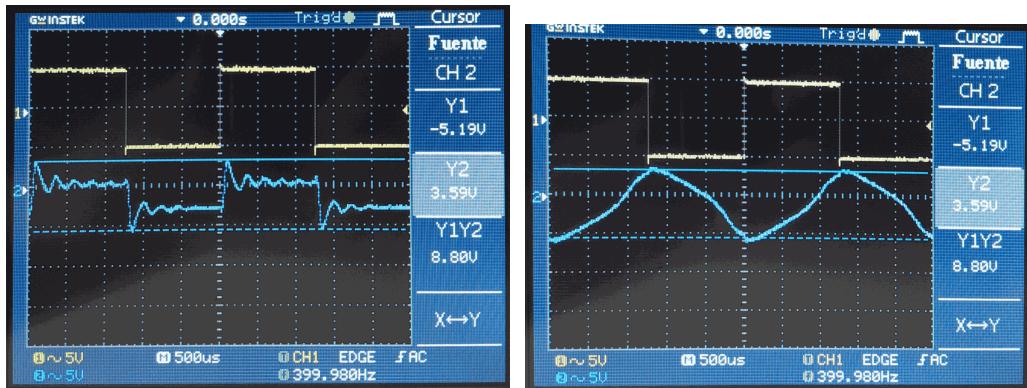
(c) Mínimo y máximo.

(d) Mínimo y mínimo.

Figura 52: Configuraciones con frecuencia de 50 Hz.

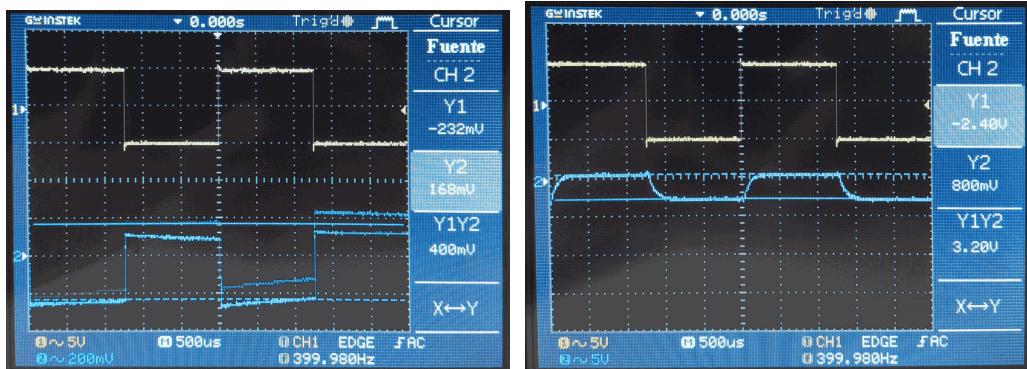
Frecuencia de 400 Hz:

- Máximo y máximo. Figura 53a.
- Máximo y medio. Figura 53b.
- Máximo y mínimo. Figura 53c.
- Mínimo y máximo. Figura 53d.
- Mínimo y máximo. Figura 53e.



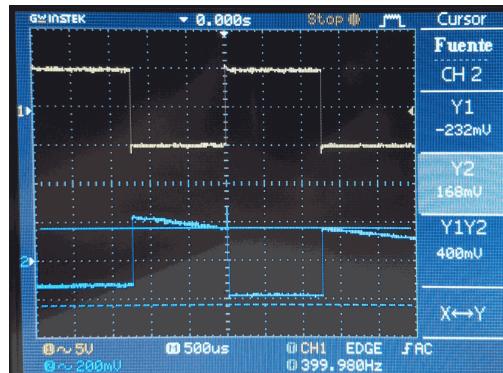
(a) Máximo y máximo.

(b) Máximo y medio.



(c) Máximo y mínimo.

(d) Mínimo y máximo.

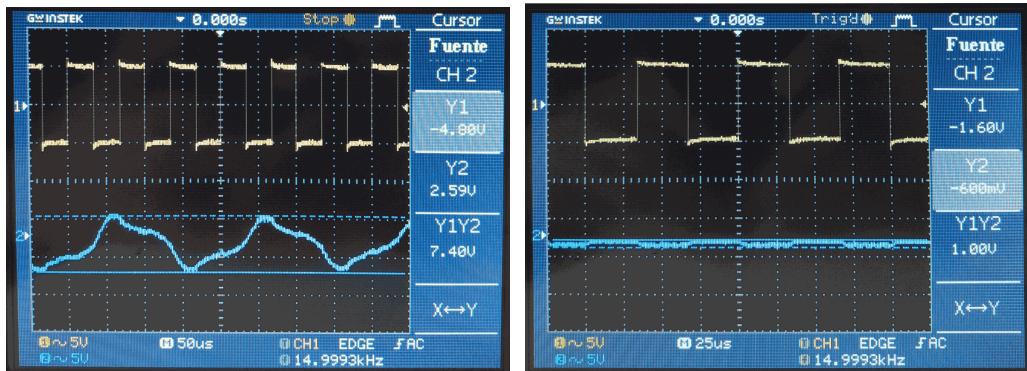


(e) Mínimo y mínimo.

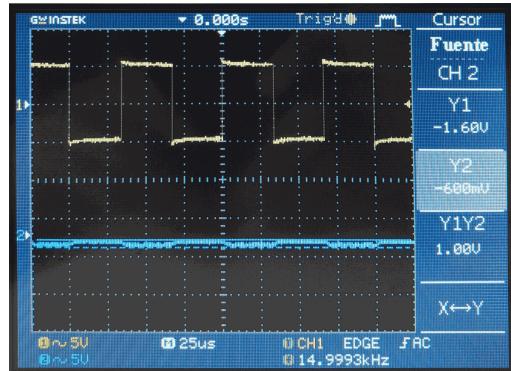
Figura 53: Configuraciones de frecuencia de 400 Hz.

Frecuencia de 15 kHz:

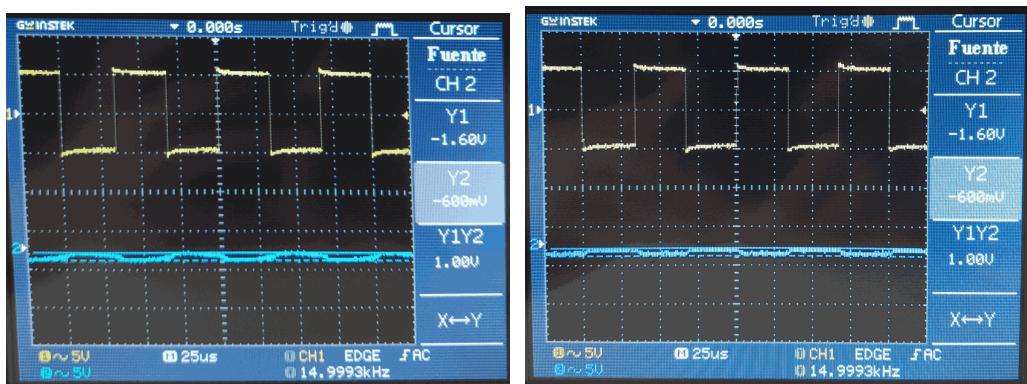
- Máximo y máximo. Figura 54a.
- Máximo y mínimo. Figura 54b.
- Mínimo y máximo. Figura 54c.
- Mínimo y mínimo. Figura 54d.



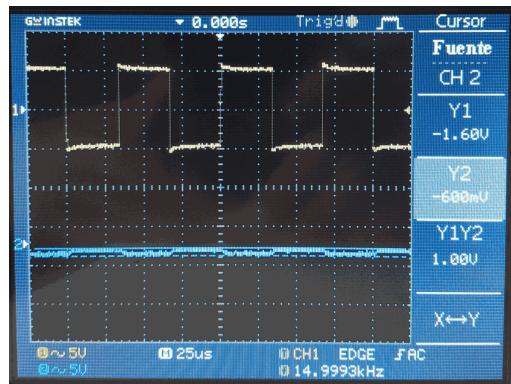
(a) Máximo y máximo.



(b) Máximo y mínimo.



(c) Mínimo y máximo.



(d) Mínimo y mínimo.

Figura 54: Configuraciones con frecuencia de 15 kHz.

Como se puede llegar a observar cuando están en máximos el salida se igual en amplitud con la entrada pero con unas señal que se deformó y actuando ambos están al mínimo la señal rinde menos que 1 vpp.

Por ultimo, también se mostraran diferentes imágenes tomadas en el laboratorio modificando el MIXER y algunas perillas del VCF:

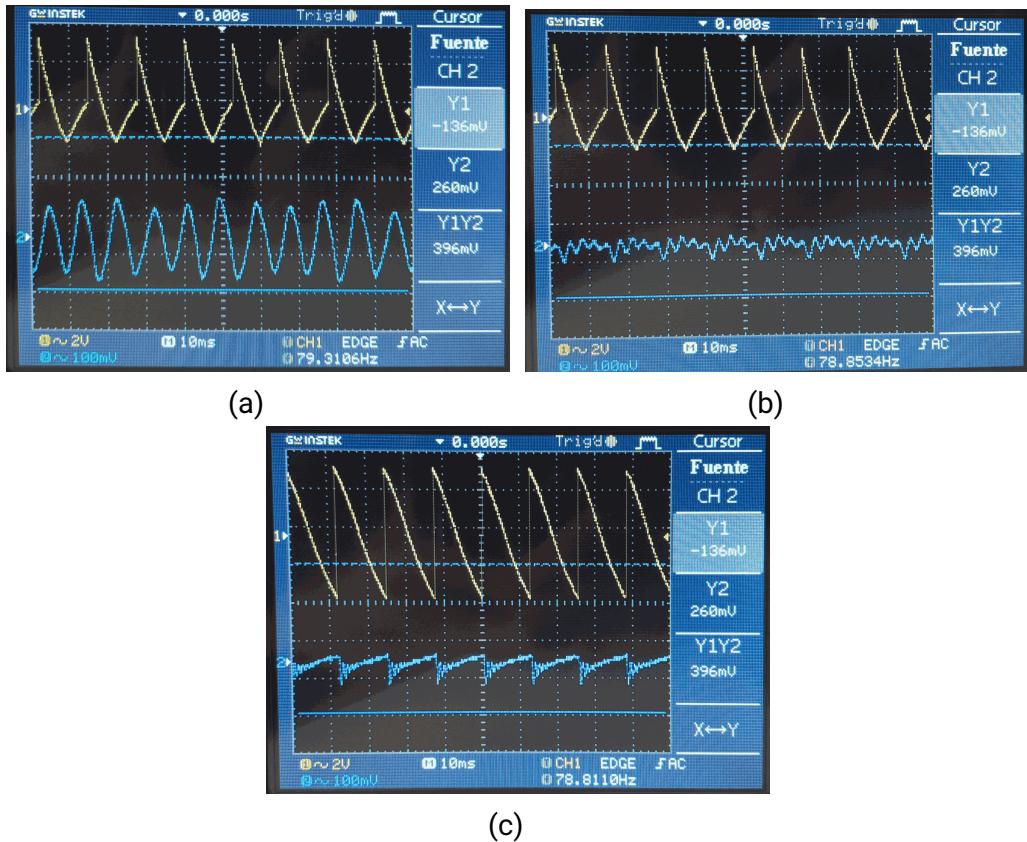


Figura 55: MIXER (amarillo) y VCF (Azul).

9. Controlador

Un aspecto que no ha sido tratado hasta ahora, es la forma en la que el sintetizador puede recibir señales del mundo exterior. Su funcionamiento se basó, hasta el momento, únicamente en torno a las interconexiones internas entre módulos. El controlador es, entonces, un dispositivo que permite al usuario interactuar con el sintetizador en tiempo real y modificar parámetros a voluntad, desde afuera. El parámetro más importante de todos para que el sintetizador sea efectivamente musical, es el voltaje que controla al VCO, y que permite la creación de notas musicales.

Si bien no hay una forma definida para el controlador, lo más habitual es encontrarlos con forma de teclado (al igual que el de los pianos y los bandoneones). También existen en forma de instrumento de viento con llaves, en forma de parches como los de las baterías electrónicas, e incluso en formas más extravagantes como antenas (como un thevenin) o frutas.

En nuestro caso, lo implementamos de forma digital mediante un ESP32, dispositivo similar a Arduino pero que permite la salida de dos valores de voltaje analógicos, y varios digitales.

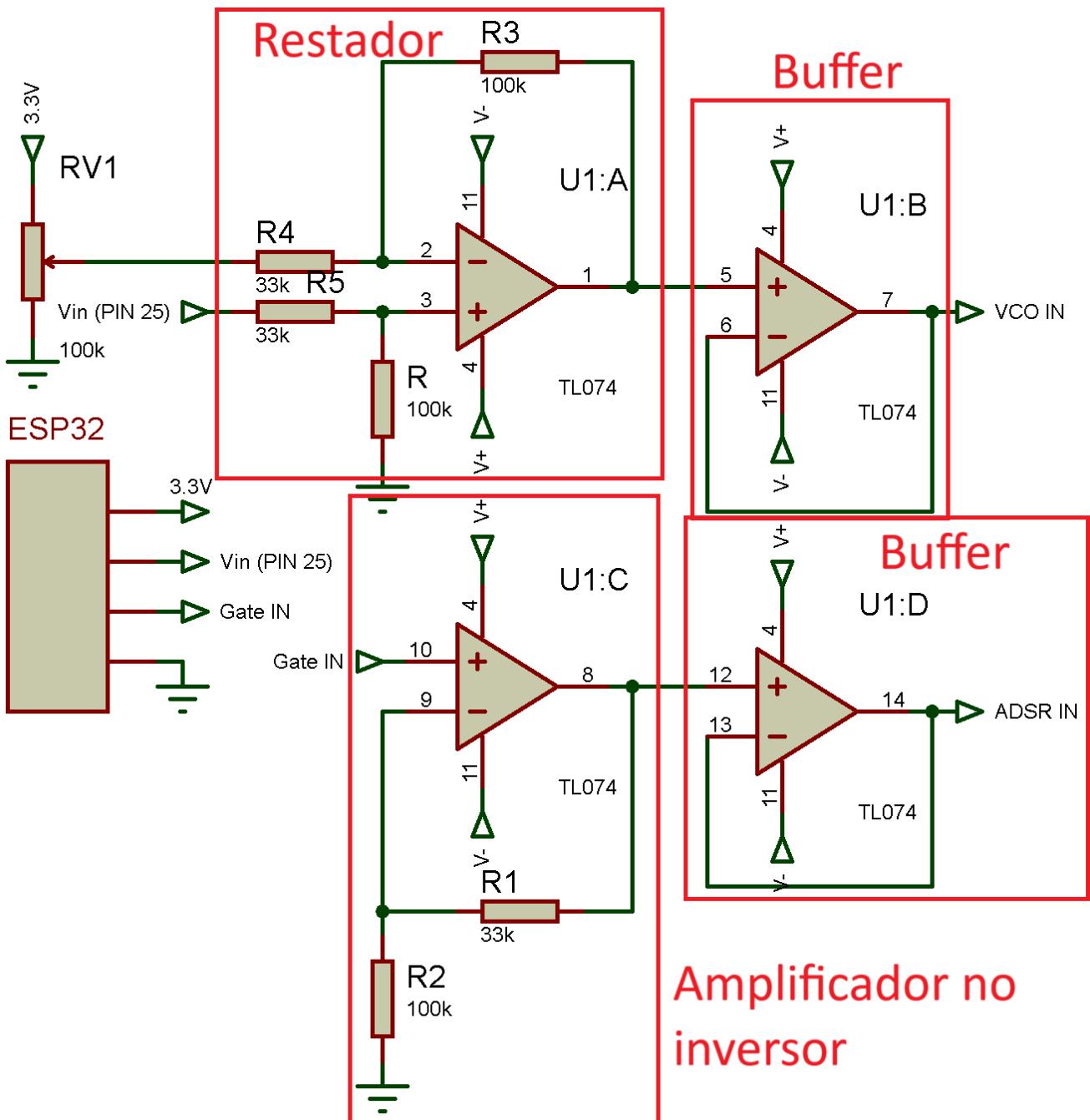


Figura 56: Esquemático del Controlador.

Para lograrlo, la idea fue primero afinar al VCO para que reciba datos en el estándar de V/Oct, que significa que la frecuencia del VCO se duplica por cada Volt que aumente en la entrada. Esto es, para una entrada de 0.5 voltios, el VCO producirá una nota con una frecuencia de 150Hz; y para 1.5 voltios, una de 300Hz.

Ante la imposibilidad práctica de alcanzar ese estándar, y la certeza de no utilizar ningún controlador externo que cumpla con él, decidimos modificarlo a fin de adaptarse a las salidas que pudiera brindar el ESP32.

El ESP32 posee un conversor digital analógico interno que recibe un valor de 0 a 255 desde la consola de la PC, y devuelve un voltaje analógico entre 69mV y 3.2V aproximadamente. El menor intervalo posible entre voltajes resultó ser de 12mV. Se eligió usar voltajes distantes 24mV entre sí (correspondientes a valores del DAC pares), y se tomaron 85 valores para poder obtener 85 notas cromáticas. Un piano tiene 88 teclas, para darse una idea, por lo que el intervalo de notas abarca prácticamente su totalidad.

Una octava (la distancia entre una nota y aquella que tiene el doble de su frecuencia -o la mitad-, que contiene a su vez doce notas) quedó delimitada entonces por 288mV del ESP32, mientras que el VCO esperaría recibir un valor cercano a 1V. La salida analógica del ESP32 se pasó por un amplificador operacional configurado como amplificador diferencial, de forma que el nuevo intervalo quedó delimitado entre 0V y 864mV. Se escogió una configuración diferencial puesto que se necesita un voltaje de cero voltios para la menor nota que el VCO sea capaz de producir, y el offset del ESP32 es de 69mV. A partir de la salida del OpAmp, la diferencia entre dos notas conjuntas es aproximadamente 72mV (en el estándar de V/Oct, sería de 83.33mV). Tras afinarse el VCO respecto a estos voltajes (mediante un juego entre los potenciómetros de afinación fina, gruesa, y el trimpot presente en el conversor exponencial), se puede producir cualquier nota a partir del envío de una señal al DAC del ESP32. La afinación se mantuvo relativamente bien a lo largo de las siete octavas que componen el registro de un piano.

Por otra parte, el ESP32 también envía una señal digital por otro pin, cada vez que se envía una nota, que es luego amplificada al doble y sirve como entrada para el generador de envolvente (en nuestro caso, el ADSR). Esa señal es la responsable de generar la señal de GATE que sirve como disparador del 555 del EG.

En conjunto, esas dos señales salientes del ESP32 permiten la creación de una nota completa compuesta de una altura tonal o pitch, y una duración establecida por la envolvente.

La implementación de una melodía requirió escribir un código que cargue una tabla de correspondencias entre notas escritas y los valores que deben escribirse en el DAC del ESP32, y un archivo de texto donde está la melodía propiamente dicha. El formato de la melodía está compuesto por tres columnas, cuyas filas especifican: el nombre de la nota a generar (en formato de cifrado americano), el porcentaje de la duración total durante el cual la señal de GATE debe estar activa, y la duración propiamente dicha de la nota, especificada como una cantidad de una unidad denominada 'tick'. Un 'tick' es la veinticuatroava parte de un valor ingresado mediante un potenciómetro, que representa la cantidad de pulsos presentes en un minuto de música. Una serie de cálculos algebraicos permite, luego, la recreación de melodías relativamente complejas.

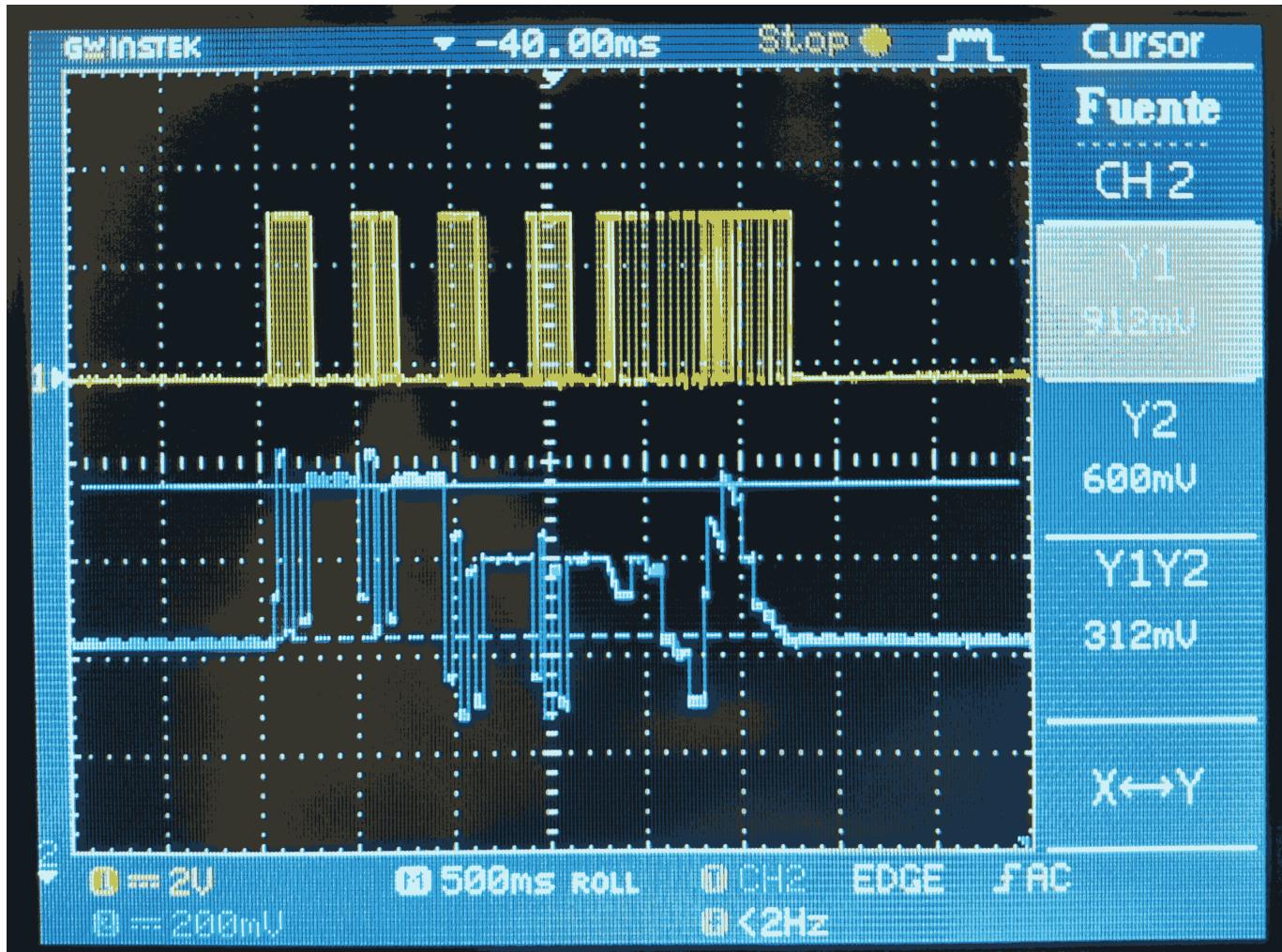


Figura 57: Visualización mediante un osciloscopio de la melodía del nivel 1-2 del videojuego 'Super Mario Bros', donde la señal amarilla es la señal que se le envía al ADSR y la señal azul es la que se envía al VCO.

10. Conclusión

Si bien basamos la implementación del sintetizador fuertemente en modelos propuestos a lo largo de años, de funcionamiento probado aunque con determinadas falencias, el proyecto resultó exitoso en más de un aspecto.

Primero, en el aprendizaje en sí. Cada módulo presenta dispositivos vistos a lo largo de la cursada de Electrónica Analógica, y el sintetizador completo muestra la forma en que pueden interactuar entre sí, y cómo cada parte contribuye al resultado final, a veces de forma directa y a veces para evitar algún efecto indeseable. Al intentar recrear todo de forma analógica (siendo el ESP32 lo único digital, implementado a último momento por razones de fuerza mayor), comprendimos en mayor profundidad las desventajas (y ventajas) de los diseños puramente analógicos. Afortunadamente, esta rama de tecnología musical analógica sigue hoy vigente, en parte por su valor educativo y en parte por la creciente búsqueda sonora de 'lo orgánico', expresión que refiere a que el exceso de lo digital está deshumanizando, en cierta medida, lo artístico. La investigación del tema nos hizo recobrar el interés por esta rama, muchas veces dejada de lado más allá de lo teórico o de aplicaciones simples.

La habituación al uso de los instrumentos de laboratorio fue de gran agrado, en vista a su ausencia en gran parte de los primeros años de la carrera, y la imposibilidad nuestra de no tener acceso a ellos en nuestros ambientes laborales.

Respecto a cosas que podrían haber sido mejorables, está el tema de haber montado en proyecto en protoboards, y no haber pasado de una etapa de prototípico. Nos hubiera gustado haberlo montado en placas perforadas o incluso en PCB, pero no pudimos por cuestiones de tiempo. Ciertos módulos requerían de transistores apareados, que podríamos (y deberíamos) haber seleccionado con más cuidado, o incluso de resistencias apareadas. El aspecto innovativo fue algo que tampoco tocamos mucho, al basarnos principalmente en diseños ya probados. Dimos cuenta además, de ciertas soluciones creativas en los diseños que nos hubiera llevado meses pensar (o que, directamente, nunca se nos hubieran ocurrido), pero de las cuales ahora somos conscientes.

El proyecto en sí, al ser de naturaleza modular, puede mejorarse y expandirse prácticamente sin límites. Por ejemplo, la idea en un inicio era contar con dos o tres VCO, que es lo normal en la industria. Uno solo limita demasiado la búsqueda sonora para la que un sintetizador está diseñado. Asimismo, en la búsqueda de módulos que pudieran ser construidos en el tiempo que dura una cursada, encontramos muchísimos diseños, varios de los cuales nos hubiera encantado estudiar y construir. Entre ellos, podemos mencionar: un secuenciador analógico, un generador de ruido (muy usados en estos sintetizadores), un módulo de alimentación, un módulo de ecualización, un filtro de otra naturaleza ampliamente usado por determinadas marcas de la industria; y sobretodo, implementar un controlador físico en forma de teclado. De hecho, quedaron dos ideas para controladores en el tintero: uno capacitivo a implementar con PCB, y otro físico construido en torno a una matriz de resistencias. El funcionamiento detallado del filtro de escalera de diodos y su función de transferencia, permanecen un misterio y un tema a investigar.

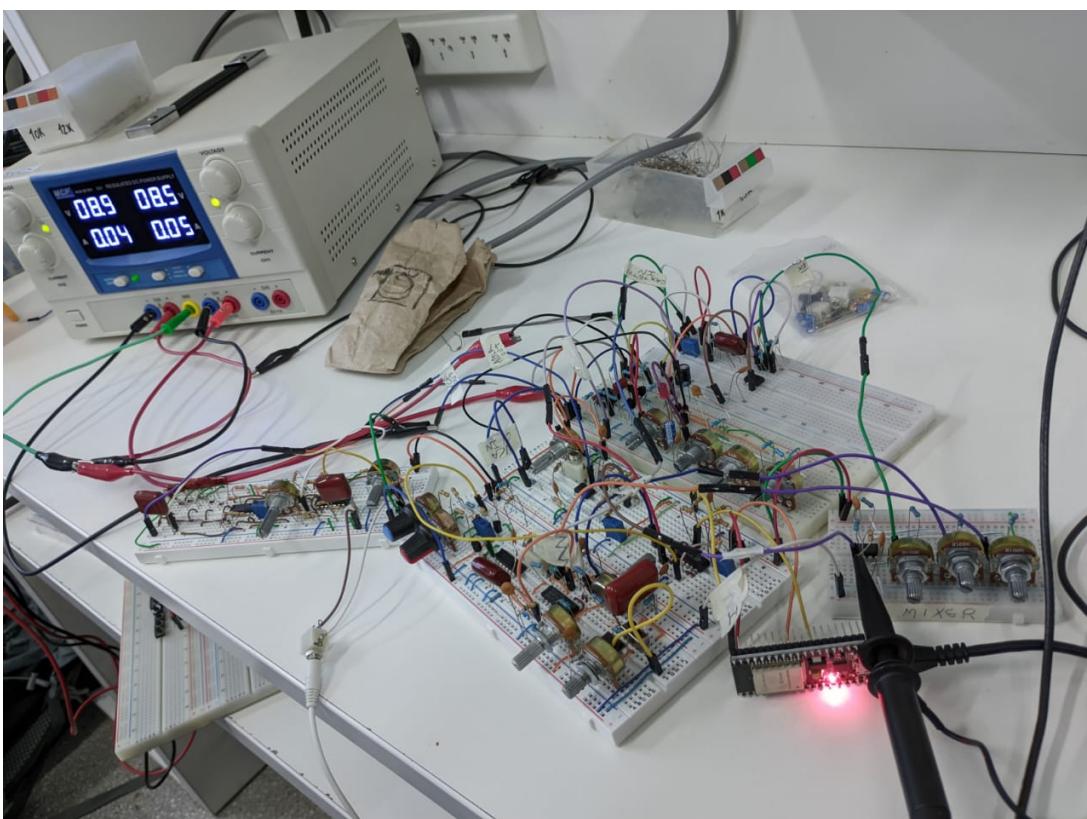


Figura 58: Sintetizador completo en probado en protoboard.

11. Bibliografía

- La mayoría de las configuraciones de los amplificadores operacionales están extraídos de 'solución ingenieril'.¹

¹https://solucioningenieril.com/asignaturas/amplificadores_operacionales

- Divisor de tensión.²
- Datasheet 555.
- Datasheet 1N4751A.
- Datasheet 1N4148.
- Datasheet TL072.
- Datasheet TL074.
- Datasheet BC547.
- Datasheet BC548.
- Datasheet BC558.
- Datasheet 40106.
- Datasheet ESP32.
- Oscilador estable multivibrador³
- Henry, T. (2006) 'An Analog Synthesizer for the 21st Century' (1ra edición). Magic Smoke Electronics.
- Klein, B. (1982) 'Electronic Music Circuits' (1ra edición). Larsen, Titus & Titus.
- Chamberlin, H. (1985) 'Musical Applications of Microprocessors' (2da edición). Hayden Books.
- Wilson, R. (2013) 'Make: Analog Synthesizers' (1ra edición). Maker Media, Inc.
- Horowitz, P. & Windfield H. (2015) 'The Art of Electronics' (3ra edición) Cambridge University Press.
- Schmitz, R. 'The Fastest Envelope in the West'.⁴
- Kassutronics, 'Precision ADSR'.⁵
- YuSynth.⁶

²<https://cursos.mcielectronics.cl/2019/06/18/divisor-de-voltaje/>

³<https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/op-amp-and-transistor-analog-square-wave-circuits/>

⁴<https://www.schmitzbits.de/adsr.html>

⁵<https://kassu2000.blogspot.com/2015/05/precision-adsr.html>

⁶<https://yusynth.net>