
Construcción de un sintetizador analógico modular y diseño e implementación de *software* para efectos, grabación y reproducción de audio

Sofía Eugenia Salguero Martínez



UNIVERSIDAD DEL VALLE DE GUATEMALA
Facultad de Ingeniería



Construcción de un sintetizador analógico modular y
diseño e implementación de
software para efectos, grabación y
reproducción de audio

Trabajo de graduación en modalidad de Tesis presentado por
Sofía Eugenia Salguero Martínez
para optar al grado académico de Licenciada en Ingeniería en
Tecnología de Audio

Guatemala,
14 de Diciembre de 2023

V.º B.º:



(f)

Ing. Pablo Oliva

Tribunal examinador:



(f)

Ing. Pablo Oliva



(f)

Ing. Dulce Chacón



(f)

Ing. Christopher Berganza

Fecha de aprobación: 18 de enero de 2024.

Lista de figuras	VIII
Resumen	IX
<i>Abstract</i>	X
1 Introducción	1
2 Objetivos	3
2.1 Objetivo general	3
2.2 Objetivos específicos.	3
3 Justificación	4
4 Marco teórico	5
4.1 Historia de los sintetizadores.	5
4.2 Módulos del sintetizador	7
4.2.1 Osciladores	7
4.2.2 Oscilador controlado por voltaje	7
4.2.2.1 Onda senoidal	8
4.2.2.2 Onda diente de sierra	8
4.2.2.3 Onda cuadrada	8
4.2.2.4 Onda triangular	9
4.2.2.5 Control de voltaje para un VCO	9
4.2.3 Oscilador de baja frecuencia	9
4.2.4 Envolvente	10
4.2.5 Amplificador controlado por voltaje	10
4.3 Circuitos para módulos del sintetizador	11
4.3.1 Amplificador diferencial de transistores.	12
4.3.2 Amplificador diferencial con amplificador operacional	14
4.3.3 Amplificador sumador inversor.	16
4.3.4 Convertidor exponencial	17
4.3.4.1 Convertidor exponencial NPN	18
4.3.4.2 Convertidor exponencial PNP	19

4.3.4.3	Compensación de temperatura de primer orden	22
4.3.4.4	Ajuste de alta frecuencia	22
4.3.5	Amplificador integrador	24
4.3.6	Schmitt Trigger	25
4.3.7	Schmitt trigger discreto	28
4.3.8	Amplificador de transconductancia	30
4.3.8.1	Amplificador de transconductancia bipolar	30
4.3.8.2	Construcción de un OTA	32
4.4	Comunicación MIDI	33
4.4.1	Puertos MIDI	33
4.4.2	Mensajes MIDI	34
4.4.3	Canales MIDI	34
4.4.4	Tipos de mensajes MIDI	35
4.4.4.1	Mensajes de voz de canal	35
4.4.4.2	Mensajes de modo de canal	35
4.4.4.3	Mensajes de sistema	35
4.5	Procesamiento de audio digital	35
4.5.0.1	Frecuencia de muestreo	37
4.5.0.2	Profundidad de bits	37
5	Alcance.	39
6	Análisis de los circuitos del sintetizador	40
6.1	Oscilador controlado por voltaje	40
6.1.1	Convertidor exponencial	43
6.1.2	Generador de onda triangular con amplificador integrador y Schmitt Trigger discreto.	44
6.1.3	Generador de onda senoidal con amplificador diferencial	45
6.1.4	Generador de onda cuadrada con amplificador comparador	45
6.1.5	Simulación de VCO (<i>Voltage-controlled oscillator</i>)	46
6.2	Amplificador controlado por voltaje	49
6.2.1	Funcionamiento de amplificador diferencial con transistores	49
6.2.2	Funcionamiento de sumador inversor	51
6.2.3	Funcionamiento de amplificador diferencial con opamp	51
6.2.4	Simulación de VCA (<i>Voltage-controlled amplifier</i>)	52
7	Convertidor MIDI a CV.	56
7.1	Funciones del programa	57
7.1.1	myNoteOn	57
7.1.2	myNoteOff	57
7.1.3	myControlChange	57
8	Análisis de programa	58
8.1	Funciones del programa	60
8.1.1	stream_callback	60
8.1.2	toggle_recording	60
8.1.3	toggle_record_mode	60
8.1.4	start_recording	60
8.1.5	stop_recording	60

8.1.6	toggle_effect	60
8.1.7	apply_effects_to_frames	61
8.1.8	apply_effects	61
8.1.9	apply_chorus, apply_reverb, apply_delay	61
8.1.10	save_recording	61
8.1.11	play_recording	61
9	Resultados	62
9.1	Oscilador controlado por voltaje	62
9.2	Amplificador controlado por voltaje	68
9.3	Convertidor MIDI a CV	70
9.4	<i>Software</i>	71
10	Conclusiones	74
11	Recomendaciones	75
12	Referencias	76
13	Anexos	78

Lista de figuras

Figura 1:	Antecesoros del sintetizador actual, elaboración propia	5
Figura 2:	Diagrama de bloques de un VCO (<i>Voltage-controlled oscillator</i>)	7
Figura 3:	Onda senoidal de frecuencia 440 Hz	8
Figura 4:	Onda diente de sierra de frecuencia 100 Hz	8
Figura 5:	Onda cuadrada y su espectro de frecuencia	9
Figura 6:	Onda triangular y su espectro de frecuencia	9
Figura 7:	Fases de una envolvente en el tiempo	10
Figura 8:	Diagrama de bloques de un VCA (<i>Voltage-controlled amplifier</i>)	11
Figura 9:	Imagen de osciloscopio de VCA (<i>Voltage-controlled amplifier</i>) controlado por envolvente	11
Figura 10:	Gráfica de VCA (<i>Voltage-controlled amplifier</i>) controlado con un LFO (<i>Low frequency oscillator</i>)	11
Figura 11:	Esquemático de amplificador diferencial con transistores	12
Figura 12:	Análisis de corrientes y voltajes para amplificador diferencial	12
Figura 13:	Análisis de activación de transistores para amplificador diferencial	13
Figura 14:	Análisis de voltajes de transistores para amplificador diferencial	14
Figura 15:	Análisis de señal pequeña para amplificador diferencial	14
Figura 16:	Esquema para amplificador diferencial	15
Figura 17:	Análisis en terminal inversora para amplificador diferencial	15
Figura 18:	Análisis en terminal no inversora para amplificador diferencial	16
Figura 19:	Esquema para amplificador sumador inversor	17
Figura 20:	Curvas de voltaje de transistor 2n3906 en estado activo	17
Figura 21:	Diagrama de convertidor exponencial con transistores NPN	19
Figura 22:	Diagrama de un convertidor exponencial con transistores PNP	20
Figura 23:	Ajuste de alta frecuencia para convertidor exponencial	23
Figura 24:	Análisis de amplificador integrador	24
Figura 25:	Análisis de Schmitt Trigger en terminal no inversora	25
Figura 26:	Análisis de Schmitt Trigger con alimentación en entrada inversora	26
Figura 27:	Gráfica de histéresis	27
Figura 28:	Circuito Schmitt Trigger con voltaje en entrada no inversora	27
Figura 29:	Gráfica de histéresis con alimentación en entrada inversora	28
Figura 30:	Circuito para un Schmitt Trigger discreto	29
Figura 31:	Histéresis para Schmitt trigger discreto	30
Figura 32:	Representación simbólica de un OTA (<i>Operational transconductance amplifier</i>)	31
Figura 33:	Modelo ideal de señal pequeña de un OTA (<i>Operational transconductance amplifier</i>)	31

Figura 34:	Modelo no ideal de un OTA (<i>Operational transconductance amplifier</i>)	32
Figura 35:	Construcción de un OTA (<i>Operational transconductance amplifier</i>) con transistores bipolares	33
Figura 36:	Ejemplo de puerto MIDI DIN 5	34
Figura 37:	<i>Ejemplo de conexión de puertos MIDI</i>	34
Figura 38:	<i>Ejemplo de cadenas de mensaje MIDI</i>	34
Figura 39:	Ejemplificación de transductor de un micrófono	36
Figura 40:	Representación de muestreo de una señal	37
Figura 41:	Ejemplo de una señal muestreada con distintos valores de dimensión de bits	38
Figura 42:	<i>Fase de conversión de 1V/octava y cambio de frecuencias</i>	41
Figura 43:	<i>Fase de generación de onda triangular</i>	41
Figura 44:	<i>Conexión entre fase de 1V/oct y generación de onda triangular.</i>	42
Figura 45:	<i>Fase de generación de onda senoidal</i>	42
Figura 46:	<i>Fase de generación de onda cuadrada</i>	43
Figura 47:	<i>Conexión de fase de generación de onda senoidal con generación de onda cuadrada</i>	43
Figura 48:	<i>Onda triangular generada por VCO (Voltage-controlled oscillator)</i>	46
Figura 49:	<i>FFT de onda triangular generada por VCO (Voltage-controlled oscillator)</i> .	46
Figura 50:	<i>Onda senoidal generada por VCO (Voltage-controlled oscillator)</i>	47
Figura 51:	<i>FFT de onda senoidal generada por VCO (Voltage-controlled oscillator)</i> . .	47
Figura 52:	<i>Onda cuadrada generada por VCO (Voltage-controlled oscillator)</i>	48
Figura 53:	<i>FFT de onda cuadrada generada por VCO (Voltage-controlled oscillator)</i> . .	48
Figura 54:	<i>Modulación de PWM con señal de CV (Control voltage) en VCO (Voltage controlled oscillator)</i>	48
Figura 55:	<i>Modulación de frecuencia de VCO (Voltage controlled oscillator) con señal de CV (Control voltage)</i>	49
Figura 56:	<i>Esquemático completo de VCA (Voltage controlled amplifier) realizado</i> . . .	49
Figura 57:	<i>Fase de amplificador diferencial con transistores</i>	50
Figura 58:	<i>Fase de sumador en VCA (Voltage controlled amplifier)</i>	51
Figura 59:	<i>Amplificador diferencial con opamp en VCA (Voltage controlled amplifier)</i> .	52
Figura 60:	<i>Señal de entrada para VCA (Voltage controlled amplifier)</i>	52
Figura 61:	<i>Señal de entrada en transistor Q_1 de VCA (Voltage controlled amplifier)</i> . .	53
Figura 62:	<i>Señal de CV (Control voltage) y DC offset para VCA (Voltage controlled amplifier)</i>	53
Figura 63:	<i>Señal de entrada en emisores de transistores de VCA (Voltage controlled amplifier)</i>	54
Figura 64:	<i>Señal de salida de emisores de transistores de VCA (Voltage controlled amplifier)</i>	54
Figura 65:	<i>Señales en colectores de transistores de VCA (Voltage controlled amplifier)</i> .	55
Figura 66:	<i>Señal final de salida de VCA (Voltage controlled amplifier)</i>	55
Figura 67:	<i>Captura de interfaz preliminar para programa elaborado</i>	58
Figura 68:	<i>Captura de onda triangular generada por VCO (Voltage controlled oscillator)</i>	62
Figura 69:	<i>Límite inferior de frecuencia para onda triangular</i>	63
Figura 70:	<i>Captura de FFT de onda triangular generada por VCO (Voltage controlled oscillator)</i>	63
Figura 71:	<i>Captura de onda senoidal generada por VCO (Voltage controlled oscillator)</i>	64
Figura 72:	<i>Límite inferior de frecuencia para onda senoidal</i>	64
Figura 73:	<i>Captura de FFT de onda senoidal generada por VCO (Voltage controlled oscillator)</i>	65
Figura 74:	<i>Captura de onda cuadrada generada por VCO</i>	65
Figura 75:	<i>Límite superior de frecuencia para onda senoidal</i>	66

Figura 76:	<i>Captura de FFT de onda cuadrada generada por VCO</i>	66
Figura 77:	<i>Modulación de frecuencia exponencial mediante CV</i>	67
Figura 78:	<i>Modulación de frecuencia lineal mediante CV</i>	67
Figura 79:	<i>Modulación de ancho de pulso de señal cuadrada mediante CV</i>	68
Figura 80:	<i>Modulación de amplitud de señal mediante VCA</i>	68
Figura 81:	<i>Modulación de amplitud de señal mediante CV de VCA</i>	69
Figura 82:	<i>Acercamiento a modulación de amplitud de señal mediante CV de VCA</i>	69
Figura 83:	<i>Nota C4 en teclado, convertida a voltaje por módulo</i>	70
Figura 84:	<i>Nota C5 en teclado, convertida a voltaje por módulo</i>	70
Figura 85:	<i>Captura de audio utilizando software</i>	71
Figura 86:	<i>Efecto chorus aplicado a señal grabada</i>	71
Figura 87:	<i>Efecto reverb aplicado a señal grabada</i>	71
Figura 88:	<i>Efecto delay aplicado a señal grabada</i>	72
Figura 89:	<i>Ventana de sistema luego de seleccionar la opción guardar</i>	72
Figura 90:	<i>Archivo guardado en carpeta con éxito</i>	73
Figura 91:	<i>Archivo guardado con éxito</i>	73
Figura 92:	<i>Placa soldada para módulo de VCO</i>	78
Figura 93:	<i>Segunda placa soldada para módulo de VCO</i>	78
Figura 94:	<i>Placa soldada para módulo de VCA</i>	79
Figura 95:	<i>Módulo de MIDI a CV en protoboard</i>	79
Figura 96:	<i>Panel frontal para VCO</i>	80
Figura 97:	<i>Panel frontal para VCA</i>	81
Figura 98:	<i>Panel frontal para MIDI a CV</i>	82

El presente trabajo abarca el análisis y consideraciones previas para el desarrollo de distintos módulos de un sintetizador analógico modular, con la finalidad de construir módulos completamente independientes y con la capacidad de ser conectados con otros módulos externos para funcionar en conjunto. Se tomaron como ejemplos distintos circuitos de módulos de sintetizadores comerciales, pero se adecuaron a componentes y materiales disponibles dentro de Guatemala. Este trabajo hace un análisis de los conceptos básicos y circuitos claves utilizados para construir los módulos del sintetizador y comprender el funcionamiento del mismo. Posteriormente, se observan los circuitos finales utilizados en la construcción de los distintos módulos, además de los resultados teóricos tomados de simulaciones y cálculos realizados. También, se observan los resultados prácticos de estos módulos tomados de mediciones con osciloscopios, donde se compararon con los resultados teóricos.

De forma complementaria, se diseñó un *software* para grabación, aplicación de efectos y reproducción de audio, con la finalidad de comprender el procesamiento de señales necesario dentro de Python para procesar audio en tiempo real y abrir una ventana a la integración de *software* con *hardware* de sintetizadores.

Abstract

This work covers the analysis and previous considerations for the development of different modules of a modular analog synthesizer. With the purpose of building completely independent modules and, in addition, with the ability to be connected with other external modules to work together. Different circuits of commercial synthesizer modules were taken as examples, but they were adapted to components and materials available in Guatemala. This work makes an analysis of the basic concepts and key circuits used to build the synthesizer modules, and to understand the operation of the synthesizer. Subsequently, the final circuits used in the construction of the different modules are observed, in addition to the theoretical results taken from simulations and calculations. Also, the practical results of these modules taken from measurements with oscilloscopes are observed, where they were compared with the theoretical results taken.

In a complementary way, a software for recording, application of effects and audio reproduction was designed. In order to understand the signal processing necessary within Python to process audio in real time and open a window to the integration of software with synthesizer hardware.

CAPÍTULO 1

Introducción

Gracias al desarrollo de la tecnología, se han dado nuevas discusiones sobre la intersección entre la tecnología analógica y digital. Mientras que lo digital ha sido predominante en los últimos años por sus notables ventajas, como tamaño más compacto, facilidad de almacenamiento, transmisión de datos, integración con otros sistemas, entre otros, lo analógico cada vez se ha convertido en una tecnología menos utilizada, teniendo como excepción el campo del audio, el cual, hoy en día, sigue tomando de gran valor sistemas analógicos sobre digitales.

Este fenómeno es compartido tanto por ingenieros como músicos. Se sustenta por razones puramente subjetivas y de tradición. A pesar de la alta disponibilidad de alternativas digitales, la demanda de dispositivos analógicos continúa siendo alta, sobre todo, en el área de los sintetizadores.

Un sintetizador es un instrumento electrónico capaz de generar sonidos mediante electricidad. Lo que diferencia al sintetizador de otros instrumentos electrónicos es su capacidad de generar sonidos desde cero, partiendo desde los aspectos más fundamentales (como lo es un tono puro) hasta aspectos más complejos como filtros y envolventes. El usuario es capaz de generar cualquier sonido que desee con solamente mover perillas e interconectar cables. Su evolución ha estado impulsada por la constante búsqueda de nuevos efectos sonoros, no solo para ampliar la paleta de timbres disponibles y fomentar la innovación artística, sino que también para replicar de manera más realista sonidos ya existentes.

Dentro de este contexto, el sintetizador, desde su concepción en la década de 1960 y auge en la de 1980, se ha convertido en uno de los instrumentos más influyentes de la historia musical. A pesar del paso de los años, sigue manteniendo muchos de sus circuitos originales. Aun con el auge de dispositivos digitales, sigue siendo demandado en su mayoría de forma analógica. La razón de esto es porque un sistema digital no se percibe ni se escucha de la misma forma que uno analógico. Dentro de las miles de ventajas de un sistema digital, se tiene una gran desventaja: su perfección.

Los sistemas analógicos toman en consideración muchísimos factores externos para su funcionamiento, estos factores como cambios de temperatura, ruido eléctrico, interferencias, tolerancia de materiales, entre otros. Son tomados como errores o imperfecciones, pero son los principales responsables de que un sintetizador analógico suene de una forma tan distinta a uno digital. Al elaborar un sintetizador con componentes digitales, se pierde este color al sonido ya que se retiran las imperfecciones que hacen que los músicos disfruten de utilizar este instrumento.

Por esto, se realizó una investigación de distintos circuitos de sintetizadores comerciales y caseros, para comprender su funcionamiento y construcción, y entender cómo el sonido que sale de ellos se genera gracias a los componentes analógicos que presentan. Se hizo un análisis detallado de distintos circuitos analógicos de módulos de uso frecuente dentro de los sintetizadores y se construyeron dos módulos, los cuales son un VCO (*voltage controlled oscillator* por sus siglas en inglés) y un VCA (*voltage controlled amplifier* por sus siglas en inglés). Se realizaron simulaciones para comprender cómo es el funcionamiento teórico de los mismos para luego comparar estos resultados con la práctica, luego de la construcción final del módulo. Gracias a esto, se tuvo una mejor comprensión de qué hace a cada módulo único y qué factores, en específico, son los encargados de moldear el sonido que se desea producir.

Por otro lado, es posible adoptar los beneficios de sistemas digitales para agregar funciones que, a pesar de no ser propias del sonido, pueden impulsar su creatividad y manejo. Una tecnología completamente digital que ha revolucionado la industria de la música ha sido la comunicación MIDI. Esta es un conjunto de estándares que describen protocolos para permitir que varios dispositivos (así como instrumentos musicales electrónicos, interfaces de audio, consolas) se comuniquen entre sí. A pesar de ser digital, es muy utilizada por músicos e ingenieros ya que logra hazañas que no podrían lograrse de otra manera, además de que puede utilizarse como complemento para instrumentos analógicos cuyas funcionalidades pueden verse limitadas según la creatividad de los usuarios.

Por esto, se hizo una investigación sobre la comunicación MIDI para implementarla en un módulo que permita que los demás módulos construidos de forma analógica puedan tener nuevas funcionalidades complementarias que no se lograrían sin los recursos de un módulo digital. Esto permite interconectar dos áreas de una manera en que se puedan aprovechar las ventajas de cada una para realizar un instrumento con las cualidades sonoras y funcionalidades modernas que buscan los usuarios de hoy en día.

Otro sistema digital que ha revolucionado esta industria son los DAW (*digital audio work station*) por sus siglas en inglés. Antes de ellos, los músicos debían acudir a medios físicos y analógicos (como cintas magnéticas) para elaborar sus obras musicales. El uso de esta tecnología dificultaba la edición y manipulación de sonidos, teniendo un proceso ineficiente y con bastantes limitaciones. Con la llegada de los DAW, se tuvo un cambio radical en la producción musical, permitiendo tener en un solo lugar recursos para grabación, edición y reproducción de audio.

En este contexto, se realizó una investigación sobre los conceptos a tomar en consideración para los procesos más básicos que puede realizar un DAW: grabación, aplicación de efectos y reproducción de audio. Esto con el objetivo de abrir una puerta al desarrollo de *software* para implementarse en *hardware* analógico. De esta manera, se aprovechará la riqueza sonora de los componentes analógicos y las grandes capacidades y flexibilidad que brindan los sistemas digitales.

Por lo tanto, el presente trabajo no solo aborda la relación entre la tecnología analógica y digital en el ámbito del audio, sino que también aspira a brindar una contribución en la constante evolución de la tecnología de audio. Al comprender las fortalezas de cada tecnología y aprovecharlas, se espera crear herramientas que impulsen la creatividad y expresión artística de los músicos e ingenieros de la actualidad.

2.1. Objetivo general

Construir un sintetizador analógico modular que pueda ser controlado mediante comunicación MIDI a través de un dispositivo externo y diseñar un programa capaz de grabar, aplicar efectos, reproducir y guardar el audio del sintetizador en formato WAV.

2.2. Objetivos específicos

- Realizar un análisis detallado de distintos circuitos analógicos utilizados en sintetizadores comerciales para implementarlos en un sintetizador modular, abarcando módulos de uso frecuente.
- Diseñar circuitos que permitan ser controlados mediante un dispositivo externo utilizando comunicación MIDI.
- Desarrollar un *software* con la capacidad de grabar, aplicar efectos, reproducir y guardar el audio generado por el sintetizador en formato WAV.

El desarrollo de este proyecto abarca las área de música electrónica, síntesis de audio, programación para audio y comunicación MIDI. Estas son áreas con una escasez de investigación y desarrollo en el país y alrededor del mundo. Además, no hay proyectos donde estas áreas se interconecten para que músicos y productores puedan desarrollar sus ideas creativas de la mejor manera.

Los sintetizadores analógicos se han popularizado debido a su capacidad de producir sonidos únicos, ya que son totalmente creados por los usuarios. Sin embargo, a pesar de su popularidad, existen muy pocas opciones capaces de integrar otras tecnologías musicales, como la comunicación MIDI y un *software* de grabación. En el presente proyecto, se aprovecha los avances de la tecnología de audio para adaptar el sintetizador a las necesidades de sus usuarios y convertirlo en un instrumento aún más flexible. Esto fomentará la experimentación sonora e impulsará la creatividad. Además, la integración del *software* también permitirá la integración del sintetizador con herramientas digitales de audio. Esto facilitará e impulsará su uso en proyectos musicales que estén a la vanguardia de las tendencias de producción musical.

Por otro lado, el presente proyecto brinda una base sólida para realizar futuras investigaciones en las áreas de música electrónica, síntesis de audio, programación para audio y comunicación MIDI, además de proporcionar un recurso educativo para todas las personas interesadas en comprender las áreas mencionadas.

4.1. Historia de los sintetizadores

La experimentación con circuitos analógicos para propósitos musicales se remonta desde el mismo uso de la electricidad. Estos primeros experimentos (como los osciladores) demostraron que era posible crear un instrumento musical con medios completamente electrónicos (Jenkins, 2020). Sin embargo, controlar los parámetros para crear una interpretación musical que esté al nivel de los instrumentos musicales clásicos (de cuerda, vientos, entre otros) ha sido el mayor problema desde entonces. Es gracias a esta curiosidad por el control que se dio un crecimiento en la invención de instrumentos electrónicos (Figura 1). La mayoría ya no se comercializan, pero cada uno de ellos fue un paso importante para llegar a lo que ha sido el instrumento electrónico más popular de la historia: el sintetizador (Vail, 2014).

1870	Telégrafo musical de Elisha Gray
1896	Telharmonium de Thaddeus Cahill
1920	Theremin de Leon Termen
1928	Ondes Martenot de Maurice Martenot
1934	Selmer Clavioline de Constant Martin
1940	Ondioline de Georges Jenny

Figura 1. *Antecesoros del sintetizador actual, elaboración propia*

En 1960, se dio el comienzo de la música electrónica como se conoce hoy en día, gracias a Dr. Robert Arthur Moog, mejor conocido como Bob Moog, un ingeniero electrónico con el pasatiempo de construir theremines. Moog conocía las limitaciones del theremín (dificultad para ser interpretado, se desafinaba con facilidad, entre otros) y, a pesar de no ser músico, se dio a la tarea de diseñar un método más flexible de control del instrumento, lo que fue el control por voltaje (Jenkins, 2020).

Los inicios de la música electrónica como se conoce hoy en día se dieron específicamente gracias al artículo científico escrito por Bob Moog, publicado en 1964, “Módulos controlados por voltaje para música electrónica” o “Voltage-controlled electronic music modules”. En este artículo habla sobre el oscilador controlado por voltaje o VCO (para control de tono), el amplificador controlado por voltaje o VCA (para control de volumen) y el filtro controlador por voltaje o VCF (para control de matiz) (Moog, 1964).

Las ventajas del control por voltaje eran su fiabilidad y practicidad, lo cual ningún instrumento electrónico había logrado hasta el momento. Delimitar todos los controles por voltaje permitía que los usuarios pudieran controlar los sonidos que producía su instrumento, usando cables para interconectar los módulos y girando perillas para establecer un valor para un parámetro.

Por otro lado, en 1963, Donald Buchla creó lo que se considera el primer sintetizador modular funcional: el Buchla 100 (Jenkins, 2020). Este fue hecho como comisión para el artista vanguardista Morton Subotnick. Sin embargo, Buchla estaba más enfocado en formas inusuales para controlar sus instrumentos, así como cintas o *pads* sensibles al tacto. Además, tampoco tenía interés en las escalas musicales cromáticas convencionales. Sus instrumentos rara vez tenían teclados convencionales, asignaban la mayoría de las funciones de control de manera diferente a los diseños de su competencia y, por lo tanto, nunca se impulsaron en el mercado comercial.

Mientras Buchla realizaba este tipo de encargos para músicos vanguardistas, Moog se aseguraba de consultar con una gran cantidad de intérpretes para que sus diseños finales fueran lo más accesibles posible. Uno de estos intérpretes fue Herb Deutsch, un instructor de música que había colaborado en composiciones experimentales en cintas y mostraba gran entusiasmo por los prototipos de módulos controlados por voltaje de Moog. Desarrollaron juntos la especificación para un sistema de sintetizador modular completo. Mostraron sus ideas a Myron Schaeffer, director del estudio de música electrónica de la Universidad de Toronto (Jenkins, 2020).

Luego de presentar sus primeros diseños en la Convención AES (Audio Engineering Society) de Nueva York, Moog generó suficientes pedidos para lanzar su negocio (Jenkins, 2020). En 1965, conoció a Wendy Carlos, una estudiante de Vladimir Ussachevsky en el Centro de Música Electrónica Columbia-Princeton. Carlos se convirtió en uno de los primeros clientes de Moog: comenzó a encargar módulos, hacer sugerencias para nuevos, hacer modificaciones y grabar algunas piezas de Bach, lo que le llevó a encargar un álbum completo de música clásica sintetizada para CBS (Columbia Broadcasting System).

En 1968, al dar una charla a la AES sobre la organización de estudios de música electrónica, Moog tocó el último movimiento de la grabación de Carlos del Concierto de Brandeburgo n^o 3 de Bach y obtuvo una reacción positiva al instante. CBS lanzó el álbum *Switched on Bach* de Carlos (Jenkins, 2020), de manera conjunta en una fiesta de prensa para Terry Riley. Durante el evento, Moog demostró el sintetizador modular a ejecutivos de CBS. El álbum de Carlos fue un gran éxito, vendiendo más de un millón de copias rápidamente. A los aproximadamente 40 clientes habituales de Moog, se les unieron todos los demás sellos discográficos importantes, cada uno quería comprar el sistema modular más grande posible para proyectos similares.

De 1967 a 1972, Moog produjo todos los sistemas I, IC, II y IIC, III y IIIC, cada uno con diferentes complementos de módulos VCO, VCA y VCF. Estos estaban montados en grandes y pesados gabinetes de madera y, a veces, requerían largos períodos de calentamiento antes de mantenerse afinados de manera confiable (Jenkins, 2020).

A pesar de estas limitaciones, los sistemas modulares inmediatamente se volvieron muy populares. Llegaron a los estudios de música, disqueras, *jingles*, bandas sonoras de películas, videojuegos, etc. Los sonidos de un sintetizador analógico y la música electrónica se habían generalizado tanto que decenas de empresas vieron el mercado potencial y se lanzaron al desarrollo del sintetizador analógico. Otros fabricantes populares fueron ARP, Oberheim, Yamaha, Korg, Fairlight, Emu Systems, Roland y muchos otros (Vail, 2014).

En las décadas de 1980 y 1990, gracias a los avances en la tecnología, se crearon sintetizadores digitales (tanto en *software* como en *hardware*). Estos utilizan microprocesadores para realizar lo que los circuitos analógicos hacen (Jenkins, 2020). A pesar de su facilidad de uso, distribución y variedad de precios, hoy en día todavía existe una alta demanda por los sintetizadores analógicos. Muchos aficionados de la música electrónica no se ven convencidos de los sintetizadores digitales debido a que, al tenerlo todo en una computadora o un *chip*, se pierde gran cantidad de factores

(que muchos pueden considerar como fuentes de ruido o de error) que brindan un sonido único al usuario.

Hoy en día ya no es común observar sintetizadores modulares comerciales, principalmente por su tamaño, pero sí existen variaciones semi-modulares, donde varios módulos se encuentran interconectados entre sí de fábrica, pero el usuario todavía tiene la libertad de interconectar otros parámetros y módulos. Esta variante de los sintetizadores permite que su tamaño sea más compacto y que su uso sea aún más sencillo.

4.2. Módulos del sintetizador

4.2.1. Osciladores

Un oscilador es un circuito eléctrico que genera fluctuaciones periódicas de voltaje para producir una señal analógica de frecuencia medida en Hertz (Hz) o ciclos por segundo (Pini, 2023). Es capaz de generar distintas formas de onda (o *waveform*), con cierto contenido armónico (Jenkins, 2020). Dependiendo del contenido armónico, se le da un nombre específico a cada señal: escalón, rampa, exponencial, pulso, cuadrada, diente de sierra, senoidal y triangular. (Sedha, 2022)

4.2.2. Oscilador controlado por voltaje

Un oscilador controlado por voltaje, (VCO, voltage controlled oscillator según sus siglas en inglés), es un oscilador cuyos parámetros (como frecuencia o amplitud) pueden cambiarse con precisión mediante variaciones de voltaje de una señal eléctrica externa (Vail, 2014). Esta señal externa se le conoce como voltaje de control (*control voltage*) (CV por sus siglas en inglés).

Este es el tipo de oscilador que presentan los sintetizadores, encargados de generar el sonido que, posteriormente, se modifica con el resto de módulos. Los VCO generan distintas formas de onda, las cuales comúnmente pueden ser cuadrada, triangular, diente de sierra y senoidal. Cada forma de onda presenta cualidades sonoras únicas debido al contenido armónico. Es por esto que se utilizan en los sintetizadores, ya que la combinación de estas señales con contenido armónico alto (exceptuando la señal senoidal) brinda una amplia variedad de timbres al sonido producido (Wilson, 2013). Figura 2, se observa el diagrama de bloques de un VCO. Más adelante, se explicarán los circuitos por utilizar en el VCO elaborado y cómo funciona cada bloque para generar el resultado final esperado.

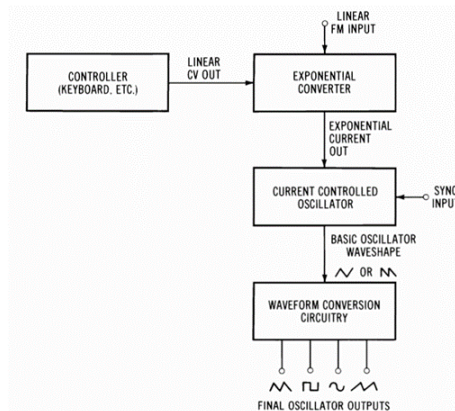


Figura 2. Diagrama de bloques de un VCO (Voltage-controlled oscillator) (B. Klein, 1982)

4.2.2.1. Onda senoidal

Se conoce como tono puro ya que posee un único armónico en su frecuencia fundamental (de forma ideal). No presenta ningún cambio abrupto en la amplitud ni contenido adicional que distorsione el sonido (Wilson, 2013). Puede observarse un ejemplo del espectro de frecuencia de una onda senoidal en la Figura 3.

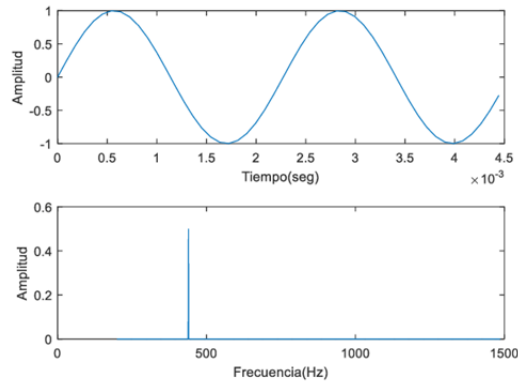


Figura 3. Onda senoidal de frecuencia 440 Hz (Chiuro et al., 2021)

4.2.2.2. Onda diente de sierra

Presenta la forma de una rampa que decae completamente de forma periódica (Vail, 2014). Su sonido es áspero y claro, ya que contiene en su espectro de frecuencia únicamente los armónicos impares y pares de su frecuencia fundamental (Wilson, 2013). Se puede observar un ejemplo de este tipo de onda en la Figura 4.

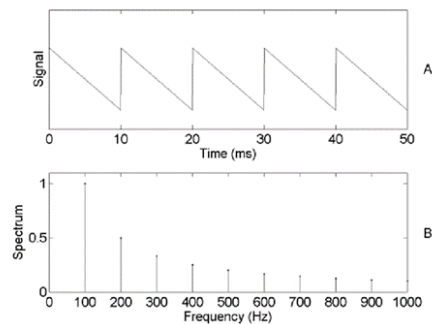


Figura 4. Onda diente de sierra de frecuencia 100 Hz (Harris y Camacho, 2008)

4.2.2.3. Onda cuadrada

Se forma al alternar el valor de voltaje entre dos extremos (positivo y negativo) de forma inmediata. En su espectro armónico, presenta únicamente los armónicos impares de la frecuencia fundamental. Presenta un sonido brillante y agresivo, gracias a los cambios instantáneos entre voltajes y su contenido armónico (Wilson, 2013). Se puede observar un ejemplo de este tipo de onda en la Figura 5.

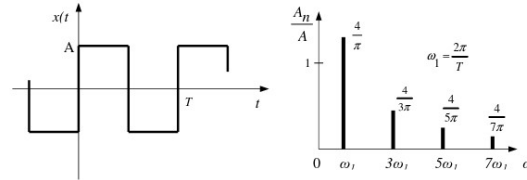


Figura 5. Onda cuadrada y su espectro de frecuencia (Pukala, 2022)

4.2.2.4. Onda triangular

Se forma al presentar distintas pendientes entre los valores mínimo y máximo de su voltaje. Presenta armónicos impares de la frecuencia fundamental en su espectro armónico. Sin embargo, la amplitud de estos decrece con el inverso del cuadrado del número del armónico (Wilson, 2013). Presenta un sonido brillante y es menos agresivo que una onda cuadrada. Se puede observar un ejemplo de este tipo de onda en la Figura 6.

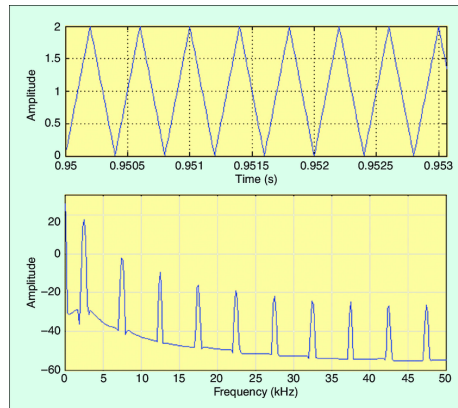


Figura 6. Onda triangular y su espectro de frecuencia (SIGMADESIGN, 2019)

4.2.2.5. Control de voltaje para un VCO

Una de las formas más comunes de control de voltaje para un VCO es a través de voltajes proporcionados por un teclado. A este tipo se le llama 1V/oct, en donde el valor de un voltaje equivale a una frecuencia (o nota musical) y cada aumento de 1V equivale al doble de frecuencia (o cambio de octava) (Jenkins, 2020). Un teclado común presenta un rango de 4 octavas, por lo tanto, presenta un rango de voltaje de 0V a 4V. La nota más baja equivale a 0V y la más alta, a 4V. El valor de un C central equivale a 2 V. Ya que una octava se compone de 12 semitonos, cada semitono equivaldría a $1/12$ V o aproximadamente 0.08333 V. Los humanos poseen un rango auditivo de 20Hz a 20kHz, por lo que se tiene un rango de voltaje de 0V a 10 V Devarahi, 1982. Estos valores de voltaje son tomados como estándar, sin embargo, se pueden modificar dependiendo de las necesidades del proyecto.

4.2.3. Oscilador de baja frecuencia

Un oscilador de baja frecuencia (LFO por sus siglas en inglés) produce distintas formas de onda a frecuencias por debajo del espectro audible, es decir, debajo de 20 Hz. Las señales que provienen de

un LFO no tienen el propósito de ser escuchadas, son utilizadas como señales de control de voltaje (CV) para otros módulos del sintetizador (Wilson, 2013). Igual que un VCO, un LFO puede generar distintos tipos de ondas. El uso de un LFO es común en un VCO (para modular la frecuencia de la señal) y un VCA (para modular la amplitud), pero también puede utilizarse en otros módulos como señal moduladora.

4.2.4. Envoltente

Todos los sonidos presentan una envoltente de amplitud. Esta se forma con características de *attack* (ataque), *decay* (decaimiento), *sustain* (sostenimiento) y *release* (relajamiento) (ADSR por sus siglas en inglés). Estas características son comúnmente medidas en tiempo (en el rango de los ms o s). Cada una es única para cada sonido y su uso brinda la oportunidad de crear sonidos sintéticos con características de sonidos naturales (Wilson, 2013).

Por ejemplo, para simular un sonido con el mismo comportamiento en amplitud que una campana, se debe tener un ataque muy rápido para luego tener un decaimiento lento hasta que finalmente ya no se escuche nada.

La envoltente se forma al momento de seguir estas características en sus distintas fases. Primero, se comienza con el ataque del sonido, esto es, el tiempo desde el punto inicial hasta que alcanza su amplitud máxima. Luego, se encuentra el decaimiento, el tiempo desde su punto máximo hasta mantenerse en un nivel estable. El tiempo en que este nivel se mantiene se le llama sostenimiento. Finalmente, el tiempo en que este nivel estable se deja de mantener y disminuye hasta cero se le llama relajamiento. El conjunto de estas fases es a lo que se le llama envoltente (Figura 7) (Devarahi, 1982).

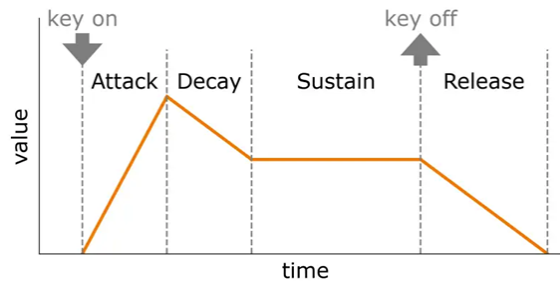


Figura 7. Fases de una envoltente en el tiempo (Wilczek, 2022)

4.2.5. Amplificador controlado por voltaje

Un amplificador controlado por voltaje (VCA por sus siglas en inglés) presenta una funcionalidad similar a la de una perilla de volumen. La amplitud de la señal de entrada se ve afectada por una señal de control moduladora de voltaje (CV) (M. Klein y Synths, 2022), como se observa en Figura 8. Cuando se tiene un voltaje bajo en la señal CV, la amplitud es baja, mientras que, cuando se tiene un voltaje alto, la amplitud aumenta. Esto brinda la oportunidad de controlar la señal de entrada directamente con una envoltente y tener sonidos con características sonoras similares a distintos instrumentos; también por un LFO y obtener variaciones periódicas en la amplitud de la señal (Wilson, 2013). En las figuras 9 y 10 se observan ejemplos de usos para un VCA.

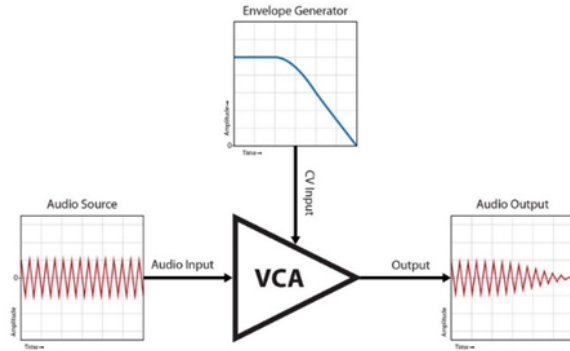


Figura 8. Diagrama de bloques de un VCA (Voltage-controlled amplifier) (Rise y Rise, 2016)

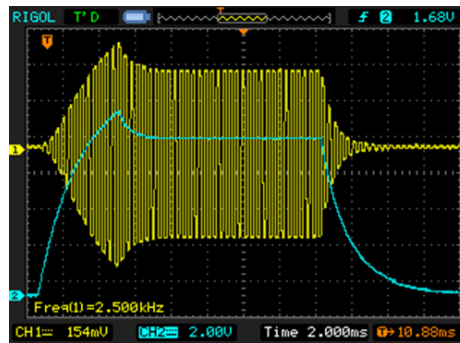


Figura 9. Imagen de osciloscopio de VCA (Voltage-controlled amplifier) controlado por envolvente (Wilson, 2013)

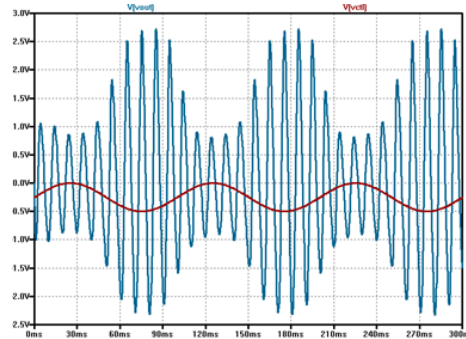


Figura 10. Gráfica de VCA (Voltage-controlled amplifier) controlado con un LFO (Low frequency oscillator) (Abram, 2017)

4.3. Circuitos para módulos del sintetizador

Para que un sintetizador logre transformar la energía eléctrica en un sonido, debe pasar por distintos circuitos que la transformen y preparen. A continuación se explicarán circuitos claves que utiliza un sintetizador.

4.3.1. Amplificador diferencial de transistores

Un amplificador diferencial está diseñado para amplificar la diferencia de voltaje entre dos señales. El amplificador de la Figura 11 se ha construido con un par de transistores bipolares en configuración de emisor común. Estos se encuentran acoplados por el emisor. Es esencial que los colectores presenten la corriente suficiente para que los transistores se encuentren en modo activo en todo momento.

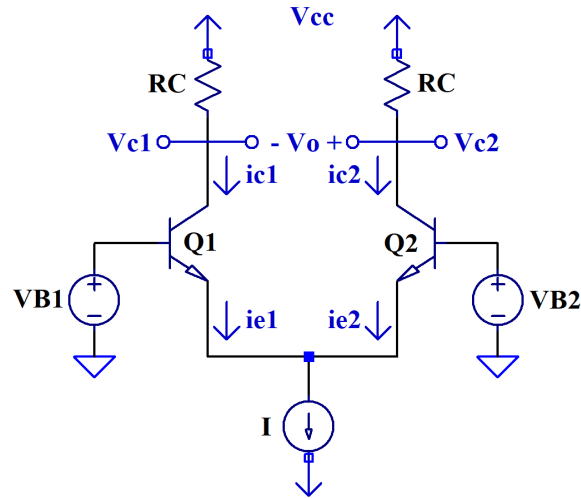


Figura 11. Esquemático de amplificador diferencial con transistores (Sedra et al., 2020)

El circuito es alimentado por dos voltajes de polaridades opuestas, siendo la polaridad positiva el voltaje encontrado en las resistencias de colectores y la polaridad negativa el encontrado en el emisor. Ya que se trata de un circuito simétrico, ambos transistores se polarizan en el mismo punto al recibir una señal de entrada.

Se supone un voltaje V_{CM} como entrada en las bases de los transistores. Por lo tanto, se asumirá que $V_{B1} = V_{B2} = V_{CM}$. Debido a que los transistores se encuentran polarizados de igual manera con una corriente ideal de bias I y una resistencia infinita de entrada, se puede afirmar que I permanecerá constante y, por simetría, se dividirá de manera equitativa para ambos transistores. Por lo tanto, $i_{E1} = i_{E2} = \frac{I}{2}$. Además, el voltaje en los emisores será de $V_{CM} - V_{BE}$, donde V_{BE} es el voltaje de base-emisor (aproximadamente de $0.7V$), correspondiente a una corriente de emisor de $\frac{I}{2}$. El voltaje en cada colector se representa como $V_{cc} - \frac{1}{2}\alpha IR_C$ y la diferencia entre los dos colectores, denominada como V_O , será igual a cero, como puede observarse en la Figura 12.

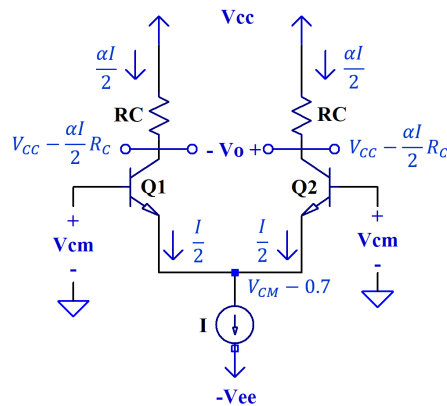


Figura 12. Análisis de corrientes y voltajes para amplificador diferencial (Sedra et al., 2020)

Ahora, se variará el voltaje de entrada de modo común V_{CM} . Mientras ambos transistores permanezcan en la región activa y la fuente de corriente I tenga suficiente voltaje para funcionar correctamente, la corriente I seguirá dividiéndose equitativamente entre los transistores y los voltajes en los colectores no cambiarán. Por lo tanto, V_O permanece igual a cero, lo que indica que el par diferencial rechaza cambios en el voltaje de entrada del modo común.

El rango aceptable para V_{CM} está determinado por los colectores de Q_1 y Q_2 , dejando el área activa para entrar en el área de saturación. Por lo tanto, se obtiene que el valor máximo para V_{CM} es de $V_{CMmax} = V_{cc} - \frac{1}{2}\alpha I R_C + 0.4$. El valor mínimo está determinado por el voltaje mínimo V_{CS} que necesita la fuente de corriente I para funcionar correctamente, además del voltaje de alimentación negativo y el voltaje en base emisor. Por lo tanto, $V_{CMmin} = -V_{EE} + V_{CS} + V_{BE}$.

Ahora, se establecerá el voltaje V_{B2} en un valor constante (por ejemplo, cero) y $V_{B1} = +1V$. Se puede ver que el transistor Q_1 estará encendido y conduciendo toda la I actual y que el transistor Q_2 estará apagado. Para que Q_1 esté encendido (con $V_{BE1} = 0.7V$), el emisor debe estar aproximadamente a $+0.3V$, lo que mantiene el transistor Q_2 con polarización inversa. Los voltajes del colector serán $V_{C1} = V_{CC} - \alpha I R_C$, $V_{C2} = V_{CC}$ y $V_O = \alpha I R_C$. Esto puede observarse en la Figura 13.

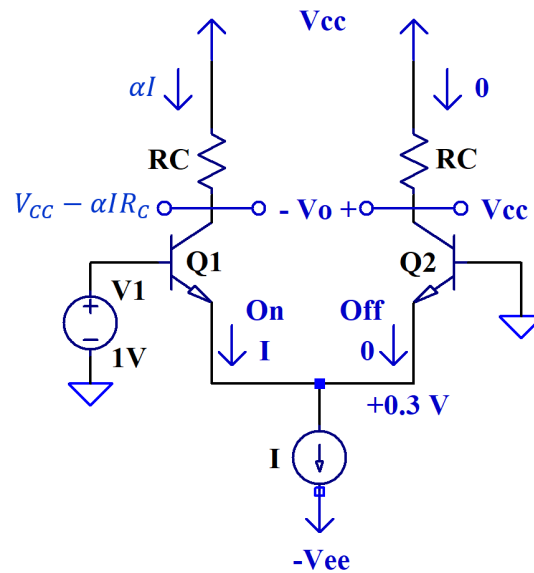


Figura 13. Análisis de activación de transistores para amplificador diferencial (Sedra et al., 2020)

Se cambiará ahora $V_{B1} = -1V$. Se observará que Q_1 se apagará y Q_2 transportará toda la corriente I . El emisor común estará a $-0.7V$, lo que significa que el transistor Q_1 tendrá polarización inversa de $0.3V$. Los voltajes del colector serán $V_{C1} = V_{CC}$, $V_{C2} = V_{CC} - \alpha I R_C$ y $V_O = -\alpha I R_C$. Esto puede observarse en la Figura 14.

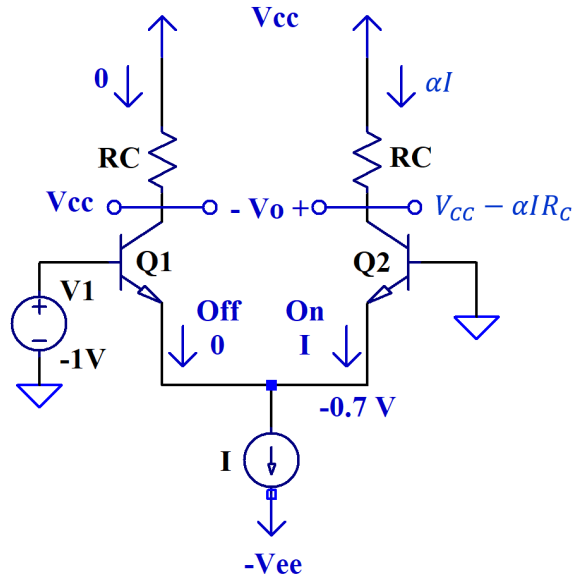


Figura 14. Análisis de voltajes de transistores para amplificador diferencial (Sedra et al., 2020)

De lo anterior, se observa que el par diferencial responde a señales en modo diferencial. De hecho, con diferencias de voltaje relativamente pequeñas, es posible dirigir toda la corriente de polarización de un lado del par al otro. Esta propiedad de dirección de corriente del par diferencial permite su uso en circuitos lógicos. Para utilizar el par diferencial BJT (*Bipolar Junction Transistor*), como amplificador lineal, se aplica una señal diferencial muy pequeña (en el rango de los milivoltios). Esto dará como resultado que uno de los transistores conduzca una corriente de $\frac{I}{2} + \Delta I$. La corriente en el otro transistor será $\frac{I}{2} - \Delta I$, siendo ΔI proporcional a la diferencia de voltaje de entrada. El voltaje de salida, tomado entre los dos colectores V_{od} , será $2\alpha\Delta I R_C$, proporcional a la señal de entrada diferencial v_i . Esto puede observarse en la Figura 15.

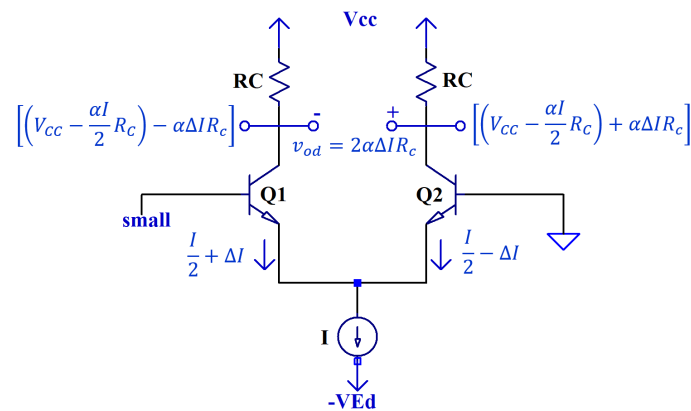


Figura 15. Análisis de señal pequeña para amplificador diferencial (Sedra et al., 2020)

4.3.2. Amplificador diferencial con amplificador operacional

El diseño del amplificador diferencial está motivado por la ganancia positiva de la configuración del amplificador no inversor $1 + \frac{R_2}{R_1}$ y la ganancia negativa de la configuración del amplificador inversor $-\frac{R_2}{R_1}$. Por lo tanto, combinar ambas configuraciones y garantizar que las dos magnitudes de

ganancia sean iguales amplificará la diferencia de voltaje entre dos señales de entrada. Esto requiere atenuación de la entrada positiva para reducir la ganancia del camino positivo de $1 + \frac{R_2}{R_1}$ a $\frac{R_2}{R_1}$. Para este propósito, se utiliza un divisor de voltaje con R_3 y R_4 , lo que da como resultado el circuito que se muestra en la Figura 16. La relación adecuada del divisor de voltaje se puede determinar de la siguiente manera:

$$\frac{R_4}{R_4 + R_3} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = \frac{R_2}{R_1} \rightarrow \frac{R_4}{R_4 + R_3} = \frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

Donde $R_4 = R_2$, $R_3 = R_1$.

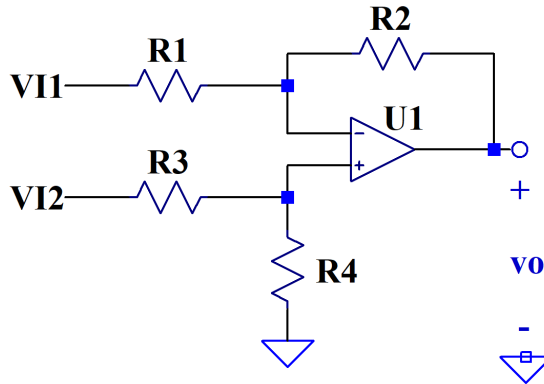


Figura 16. Esquema para amplificador diferencial (Sedra et al., 2020)

Para encontrar la ecuación final del amplificador, se desea determinar el voltaje de salida v_o en función de los voltajes de entrada v_1 y v_2 . Ya que el circuito presenta un comportamiento lineal, se puede utilizar la superposición de nodos.

Para aplicar la superposición de nodos, se reduce el voltaje v_{I2} a cero. Con esto, se encuentra el voltaje de salida v_{o1} , el cual dependerá completamente de v_{I1} . El circuito observado en la Figura 17, denota un amplificador en configuración inversora, donde las resistencias R_3 y R_4 no afectan la ganancia, ya que no fluye ninguna corriente por ellas. Por lo tanto:

$$v_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} v_{I1}$$

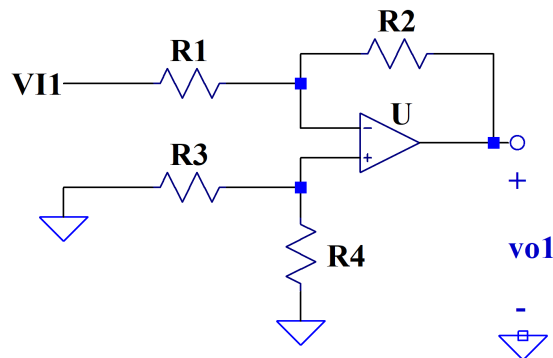


Figura 17. Análisis en terminal inversora para amplificador diferencial (Sedra et al., 2020)

Ahora, se realiza lo mismo pero con v_{I1} reducida a cero. En la Figura 18, se observa cómo se tiene una configuración inversora en el amplificador con un divisor de voltaje gracias a las resistencias R_3 y R_4 conectadas a la entrada v_{I2} . Por lo tanto, el voltaje de salida v_{O2} puede delimitarse de la siguiente manera:

$$v_{o2} = v_{I2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = \frac{R_2}{R_1} v_{I2}$$

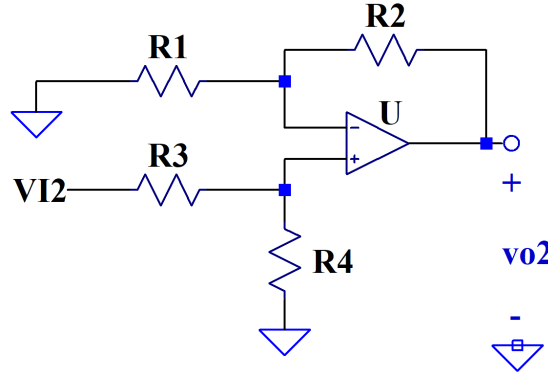


Figura 18. Análisis en terminal no inversora para amplificador diferencial (Sedra et al., 2020)

Este análisis de superposición demuestra que el voltaje de salida v_o es igual a la suma de v_{o1} y v_{o2} . Por lo tanto, la ecuación final del amplificador diferencial puede expresarse como:

$$v_o = \frac{R_2}{R_1} (v_{I2} - v_{I1}).$$

Donde la ganancia del amplificador depende de las resistencias R_1 y R_2 . Por lo tanto:

$$A = \frac{R_2}{R_1}$$

4.3.3. Amplificador sumador inversor

Uno de los usos más importantes del amplificador inversor es el de sumador. En la Figura 19 se observa el esquema para un amplificador sumador con n señales. Se muestra una resistencia R_f conectada a la terminal inversora del opamp, lo cual brinda la retroalimentación negativa, además de distintas entradas $v_1, v_2 \dots v_n$ que están conectadas a esta misma terminal mediante las resistencias $R_1, R_2 \dots R_n$. Tomando el opamp como ideal, se encuentra una tierra virtual en la terminal inversora, por lo que las corrientes $i_1, i_2 \dots i_n$ se dan con las ecuaciones $i_1 = \frac{v_1}{R_1}, i_2 = \frac{v_2}{R_2} \dots i_n = \frac{v_n}{R_n}$. Estas suman la corriente i , la cual fluye a través de la resistencia R_f (ya que se asume que no existe flujo de corriente entre las terminales del opamp). Por lo tanto, el voltaje v_o se determinará con la ecuación $v_o = 0 - iR_f = -iR_f$. Por lo tanto:

$$v_o = -\left(\frac{R_f}{R_1}v_1 + \frac{R_f}{R_2}v_2 + \dots + \frac{R_f}{R_n}v_n\right)$$

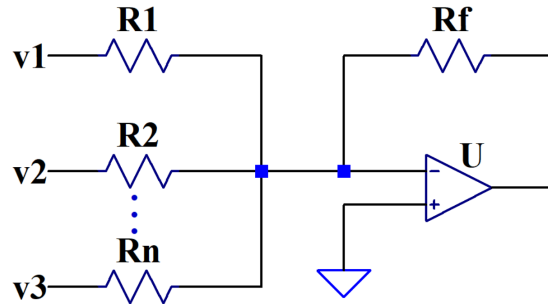


Figura 19. Esquema para amplificador sumador inversor (Sedra et al., 2020)

4.3.4. Convertidor exponencial

Este circuito es popular entre los osciladores controlados por voltaje (VCO) de los sintetizadores, ya que se encarga de convertir una señal de control lineal (así como la señal de voltaje proveniente de un teclado) a una corriente exponencial. Se utiliza para controlar un oscilador controlado por corriente, el cual puede alimentar distintos circuitos para conversión o generación de nuevas formas de onda. Por lo tanto, el convertidor exponencial es el núcleo de un VCO.

El proceso de convertir un voltaje lineal a una corriente exponencial se da gracias a que la corriente de colector de un transistor es una función exponencial de su voltaje de base-emisor (V_{BE}). La caída de voltaje en el diodo, ubicado en la base del transistor, se aproxima a una función exponencial con referencia a la corriente, como se observa en la Figura 20, donde se encuentran las distintas curvas del transistor 2n3906. Cada vez que se duplica la corriente a través del transistor, se da un aumento del voltaje base-emisor de $18mV$. Esta relación se puede expresar como lo siguiente:

$$I = e^{aV+b}$$

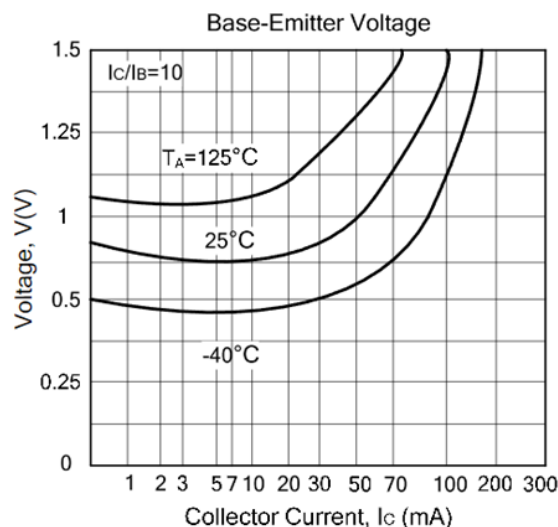


Figura 20. Curvas de voltaje de transistor 2n3906 en estado activo (Technologies, 2012)

V e I representan el voltaje de entrada y la corriente de salida, mientras que a y b representan variables dependientes de la temperatura, siendo a la escala de la respuesta voltaje-corriente (la

cantidad de voltaje necesario para duplicar la corriente) y b una compensación constante que describe la cantidad de corriente que pasa por el transistor a un voltaje de entrada fijo.

Sin embargo, hay límites. Si se aumenta el voltaje base-emisor en $180mV$, entonces, la corriente aumentaría en un factor de 2^{10} , aproximadamente $1,000A$. Al aumentar el voltaje de base en $360mV$, la corriente aumentaría en un factor de más de $1,000,000A$. Al existir mucho voltaje sin limitación externa de la corriente, el transistor explotaría. Con voltajes de base más bajos, pueden existir pequeñas corrientes de fuga, de modo que la conformidad de la corriente de salida con la curva exponencial teórica deje de ser precisa.

Debido a que las constantes a y b dependen directamente de la temperatura, se debe agregar algún tipo de compensación para que, si se da un cambio en la temperatura, el transistor no cambie su respuesta en el voltaje de base. La corriente de salida obedecerá a alguna función exponencial precisa del voltaje base, pero esa función exponencial depende de la temperatura. Un oscilador construido sin una compensación se desafinará en un semitono o más cuando presente un cambio en la temperatura.

El mayor problema proviene de la variable b , que representa la escala general de la corriente a través del transistor. Los cambios en b tienen el efecto de desplazar todas las corrientes de salida hacia arriba o abajo en un factor multiplicativo. Entonces, la técnica estándar utilizada es medir indirectamente el valor actual de b y ajustar el voltaje dado al transistor de salida para compensar cualquier cambio. La característica de corriente exponencial del transistor funciona en ambas direcciones. Se puede llevar la base a un voltaje y observar una corriente exponencial en la salida, pero también se puede forzar al transistor a aceptar una corriente fija y medir el voltaje en la base; la misma curva exponencial dependiente de la temperatura se aplica en ambos sentidos. Sin embargo, no se puede utilizar un único transistor, ya que la corriente de saturación en el emisor (I_{ES}) se duplica por cada $10^{\circ}C$.

Por lo tanto, se utilizarán dos transistores del mismo tipo, tan estrechamente emparejados como sea posible. Estos se mantendrán a la misma temperatura y funcionarán de la misma forma. La idea es que ambos respondan al voltaje y la corriente de la manera más similar posible. Luego, se pasará una corriente fija a través de uno, se medirá el voltaje necesario para hacerlo y se usará ese para compensar el voltaje de control escalado que se aplicará al segundo. Los cambios en los parámetros del transistor, específicamente la cantidad b , se cancelarán.

Generalmente, se toma en consideración la corriente del colector, no la del emisor, pero, debido a la importante ganancia de corriente del transistor, la corriente del emisor será básicamente la misma que la corriente del colector (se pierde una corriente insignificante a través de la base). De todos modos, siempre que la ganancia permanezca más o menos constante, las corrientes del emisor y del colector serán proporcionales. Si los parámetros del transistor cambian (lo que normalmente solo sería causado por un cambio de temperatura), el voltaje del emisor cambiará para mantenerse al día.

A continuación, se muestran dos modelos de convertidores exponenciales con distintos tipos de transistores para comprender el funcionamiento dependiendo de si son NPN (negativo, positivo, negativo) o PNP (positivo, negativo, positivo).

4.3.4.1. Convertidor exponencial NPN

El circuito de la Figura 21 muestra un diagrama para un convertidor exponencial construido con transistores NPN. El opamp $A1$, junto con las resistencias $R1 - R6$, provee un circuito para control de voltaje, permitiendo cambiar el rango y la escala. El valor de estos componentes se elige de modo que, para una respuesta de $1V/oct$, un aumento de $1V$ en el voltaje de control de entrada provoque un aumento de $18mV$ en la base del transistor $Q1$. El potenciómetro trimmer $R5$ ajusta

el convertidor para una respuesta de 1V/oct a manera de calibración. El rango de control se define por la corriente de referencia (I_{ref}) la cual llega al colector de transistor $Q1$. Esta es la corriente de salida del transistor $Q2$ cuando la entrada de control de voltaje es de 0V. El valor de esta corriente de referencia comúnmente se delimita a $10\mu A$ o más para cancelar cualquier efecto de la corriente de bias del opamp $A2$ que pueda tener en la corriente de salida. La resistencia $R9$ limita el máximo de corriente generada por el circuito y, por lo tanto, limita la frecuencia más alta del oscilador. La corriente de salida o I_{out} del circuito se ve expresada por la siguiente ecuación:

$$I_{out} = I_{ref} \exp \frac{V_B q}{kT}$$

V_B = voltaje en la base de $Q1$, expresado en milivoltios

$q = 1.060219 * 10^{-19}$ C

$k = 8.6167 * 10^{-5}$ eV/K

T = temperatura expresada en K

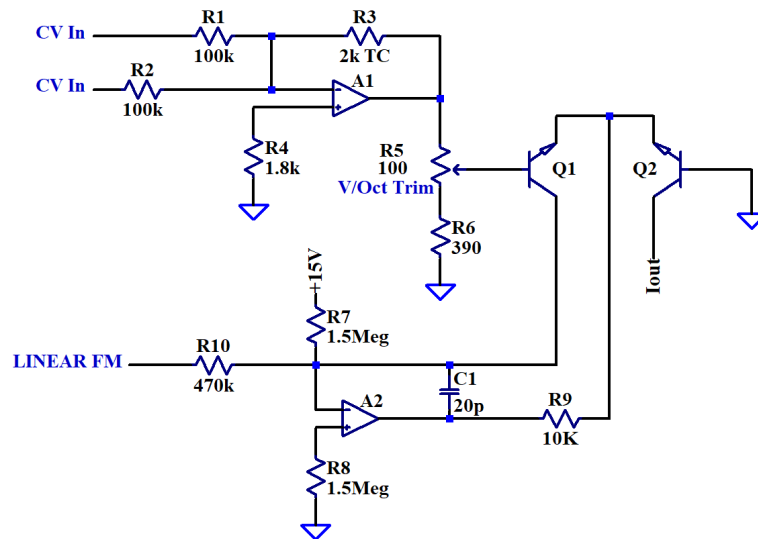


Figura 21. Diagrama de convertidor exponencial con transistores NPN (B. Klein, 1982)

La variable dependiente de la temperatura en la ecuación cambia el exponente aproximadamente por un 0.33% por cada cambio en grado celsius. La resistencia $R3$ se trata comúnmente de un termistor con un coeficiente positivo de temperatura de $3300 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ y, al colocarse en contacto con los transistores $Q1$ y $Q2$, cancelará el término de temperatura cambiando la salida de voltaje de control por el amplificador operacional $A1$.

Otra cuestión a tomar en cuenta para equilibrar correctamente los transistores tiene que ver con cómo se aplica el voltaje de control al par de transistores. En este caso, la base del transistor de salida se encuentra conectado directamente a tierra y se aplica el voltaje de control (adecuadamente escalado e invertido) a la base del transistor de referencia. Hacerlo de esa manera invierte el sentido del voltaje de control, significa que el voltaje de control debe moverse en la dirección opuesta para producir el mismo cambio en la corriente de salida final.

4.3.4.2. Convertidor exponencial PNP

Con este convertidor, al poseer transistores PNP, se desea que sus emisores tengan un pequeño voltaje positivo en relación con sus bases, al contrario de como funcionan los transistores NPN. La razón principal es para usarlos como una fuente de corriente para alimentar al resto del circuito para el VCO.

En la Figura 22, se observa un diseño de convertidor exponencial con transistores PNP. El transistor de la izquierda se llama transistor de referencia. Su base está ligada a tierra (0V). El objetivo principal del amplificador operacional $IC3b$ es mantener constante la corriente a través del transistor de referencia. Si se asume que el amplificador operacional está funcionando normalmente, debido a que su entrada positiva está en 0V, también debe serlo su entrada negativa, unida al colector del transistor de referencia. Por lo tanto (teniendo en cuenta que la corriente a través de las entradas del amplificador operacional y la corriente CC a través de $C1$ deben ser cero), la caída de voltaje a través de $R52$ es de 15V, la corriente a través de él es de $10\mu A$ según la ley de Ohm, y esa también es la corriente de colector a través del transistor de referencia. El amplificador operacional impulsará su propia salida según sea necesario para forzar a los emisores de los dos transistores a cualquier voltaje base-emisor superior a 0V que sea necesario para mantener $10\mu A$ fluyendo a través de un transistor de este tipo. Cuando los parámetros del transistor cambian debido a la temperatura, el voltaje se ajustará automáticamente.

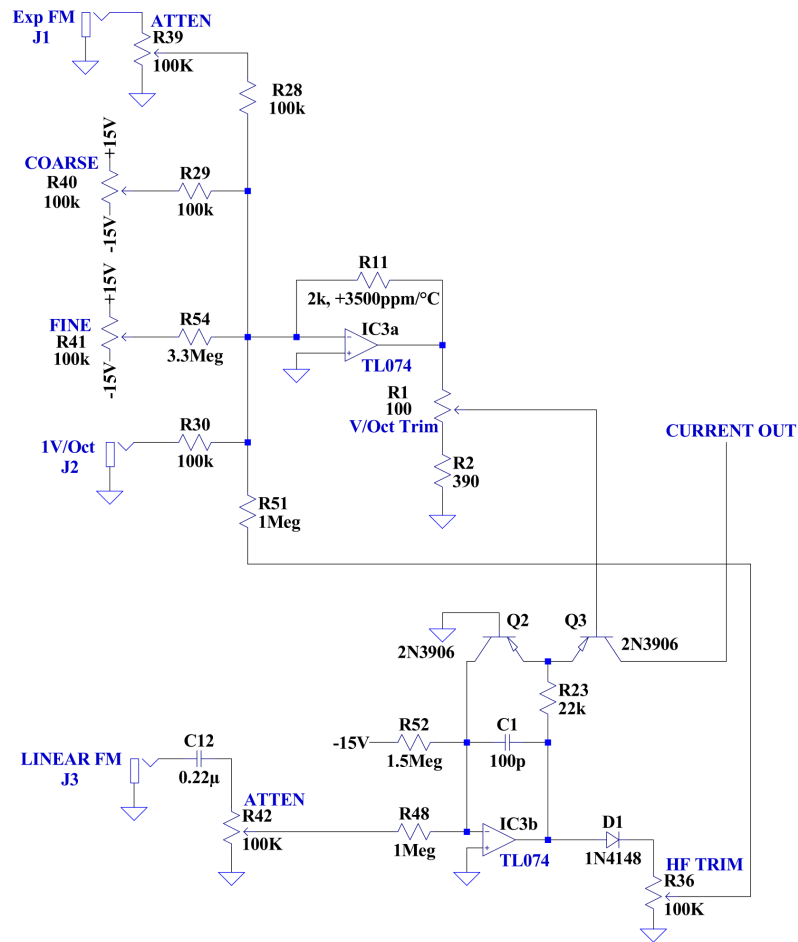


Figura 22. Diagrama de un convertidor exponencial con transistores PNP (“*Exponential converters and how they work*”, 2018)

Parte del propósito de $R23$ es limitar la corriente a través de la salida del amplificador operacional y, por lo tanto, a través de los transistores. $R23$ garantiza una corriente segura bajo cada voltaje que el TL074 sea capaz de producir. Sin embargo, una razón aún más importante para usar $R23$ es reducir la ganancia de voltaje del transistor de referencia. El transistor de referencia es efectivamente un amplificador de base común. Pequeños cambios en el voltaje del emisor se traducen en grandes

cambios en la corriente (a través de la función exponencial de voltaje a corriente), que crean grandes cambios en el voltaje cuando se multiplican por la resistencia de ajuste de corriente de $1.5M$. Por lo tanto, puede haber una ganancia de voltaje significativa entre el emisor del transistor y la entrada negativa del amplificador operacional, eso es malo para la estabilidad. Agregar la resistencia $R23$ reduce los cambios de voltaje en la salida del amplificador operacional a cambios mucho más pequeños en el emisor del transistor, lo que reduce la ganancia alrededor del bucle. El condensador $C1$ también está destinado a mejorar la estabilidad evitando sobrepasos a corto plazo. Juntos, la resistencia y el condensador, eliminan la ganancia del amplificador operacional en altas frecuencias, evitando que entre en oscilaciones no deseadas.

Suponiendo que la parte de conversión de $1V/oct$, conectado a la entrada del convertidor exponencial, se encuentra a $0V$, los dos transistores estarán en puntos de funcionamiento idénticos (excepto por los voltajes colector-emisor que serán distintos dependiendo de a qué esté conectada la salida, pero se asume que eso no hace ninguna diferencia). Ambos tienen los mismos voltajes base-emisor y suponemos que obedecen la misma ley exponencial de voltaje a corriente. El transistor de la izquierda pasa $10\mu A$ fijos, por lo que el de la derecha también debe pasar $10\mu A$ de corriente de salida al resto del circuito. Si la temperatura cambia, entonces, la ley de voltaje a corriente cambia, por lo que el amplificador operacional debe llevar los voltajes base-emisor de ambos transistores a un nuevo valor. Pero si los transistores permanecen emparejados y a la misma temperatura, seguirán pasando $10\mu A$. Por lo tanto, el efecto del cambio de temperatura se anula.

Supongamos que el circuito de V/oct activa la conexión de entrada del convertidor exponencial a un voltaje de $+18mV$. El voltaje base-emisor del transistor de referencia tiene un valor desconocido en el rango de aproximadamente $0.7V$; este voltaje impulsaría al transistor a producir $10\mu A$. El voltaje base-emisor del transistor de salida es ahora ese valor menos $18mV$, porque el circuito externo está acercando la base al voltaje positivo del emisor. Por lo tanto, el voltaje base-emisor del transistor de salida es tal que hace que un transistor de este tipo, en estas condiciones, produzca la mitad de $10\mu A$ de corriente de colector; es decir, $5\mu A$. De manera similar, si la conexión se lleva a $-18mV$, el voltaje base-emisor para el transistor de salida será $18mV$ mayor que el del transistor de referencia y la corriente de salida será $20\mu A$.

El amplificador IC3A produce una pequeña ganancia negativa ($-0,018$). Cada vez que la entrada V/oct al módulo aumenta $1V$, la salida de ese amplificador reduce la base del transistor en $18mV$, duplicando la corriente de salida. Las variaciones en la cantidad b en la ley tensión-corriente del transistor se cancelan.

Para que todo funcione de la manera esperada, hay algunas consideraciones que tomar en cuenta. Una es que es importante mantener los dos transistores a la misma temperatura. Idealmente, deberían ser construidos uno al lado del otro en el mismo circuito integrado, pero es posible unir dos transistores con alguna cinta o gota de pegamento en la parte superior.

Otra cuestión tiene que ver con cómo se aplica el voltaje de control. Aplicar el voltaje de control al transistor de referencia significa que la impedancia de entrada es mayor y más predecible. El circuito de $1V/oct$ debe proporcionar una fracción constante de la corriente a través del transistor que esté impulsando, una constante, probablemente pequeña, para el transistor de referencia, pero podría ser mucho más para el transistor de salida cuando la corriente de salida es alta y varía con la corriente de salida.

La escala de la corriente de referencia debería ser comparable, en la medida de lo posible, a la de la corriente de salida. Aunque la temperatura es lo principal que hace que los parámetros del transistor cambien, los parámetros también dependen un poco del nivel de corriente general; por lo que, si un transistor funciona con una corriente muy diferente a la del otro, los transistores no coincidirán. La corriente, especialmente en los niveles más altos, también afecta la temperatura debido al autocalentamiento; por lo que si la corriente en los dos transistores puede mantenerse igual, es más fácil mantenerlos a la misma temperatura.

Finalmente, y lo más importante; este diseño de dos transistores compensa los cambios en el valor b (desplazamiento de la función voltaje-corriente) con la temperatura, cuando el voltaje de control aplicado al par de transistores es cero, pero no compensa en absoluto cambios en a (escala de la función voltaje-corriente, que afecta los tonos en otros voltajes de control). Con este nivel de compensación, el circuito probablemente no se desafinará mucho, pero el tamaño aparente de las octavas y otros intervalos aún puede cambiar con la temperatura. Para un uso musical realmente serio, se necesita, al menos, una capa más de compensación de temperatura.

La forma más común de hacer esta compensación es construir un amplificador de entrada cuya ganancia también cambie con la temperatura, para adaptarse a los requisitos de temperatura cambiantes del par de transistores.

4.3.4.3. Compensación de temperatura de primer orden

El voltaje de control V/oct pasa por un amplificador con una ganancia de -0.018 para traducir voltajes de control estándar de $1V/oct$ a los 18 mV/oct requeridos por los transistores. Cuando se dan cambios de temperatura, la cantidad a cambia, la consecuencia práctica es que esa cantidad de 18 mV también cambia. Cuando los transistores están fríos, es posible que solo requieran 17 mV/oct . Cuando están calientes, es posible que requieran 19 mV/oct . El cambio de voltaje necesario para producir una duplicación de la corriente de salida es proporcional a la temperatura absoluta (temperatura por encima del cero absoluto). Los circuitos de sintetizador suelen funcionar a unos 300 K (aproximadamente 27 °C), un poco por encima de la temperatura ambiente típica. Un cambio de 1 °C en la temperatura a ese nivel significa un cambio de 0.33% o 3300 ppm (partes por millón) como se mide normalmente en el voltaje necesario para producir una duplicación de la corriente.

El circuito posee el voltaje básico de control de paso V/oct , una entrada FM exponencial y dos perillas de control manual para tono inicial (una para control grueso y otra fino). La parte interesante es la resistencia de $2k\Omega$ en el circuito de retroalimentación. La ruta de señal importante aquí es la de la entrada V/oct , que tiene una resistencia de $100k\Omega$ equilibrada con esta resistencia de $2k\Omega$, para una ganancia de -0.020 . La salida del amplificador operacional es nominalmente de 20 mV/octava , reducida por el divisor de voltaje ajustable en la salida a los 18 mV/octava deseados para el par de transistores.

Esta resistencia de $2k\Omega$ es sensible a la temperatura. La resistencia $R11$ está destinada a cambiar su valor según la temperatura en una manera predecible. Tiene un coeficiente de temperatura de $+3500\text{ ppm}$ por grado C. Cuando la temperatura aumenta, esta resistencia aumenta su valor a ese ritmo; cuando baja, lo hace al mismo ritmo. La ganancia del circuito del amplificador operacional es proporcional al valor actual de esta resistencia, por lo que debe escalar (lo más cerca posible) al voltaje requerido por los transistores.

Es necesario que la resistencia sensible a la temperatura se mantenga a la misma temperatura que los dos transistores, por lo que debe estar estrechamente cerca de ellos. Idealmente, debe estar unida mediante pegamento o algún otro tipo de material para garantizar que el cambio de temperatura en los transistores se registre correctamente con la resistencia.

4.3.4.4. Ajuste de alta frecuencia

Existe otro nivel más de compensación en el convertidor exponencial, también típico de otros diseños similares. El patrón habitual es que en las frecuencias más altas el seguimiento se vuelve plano, con una frecuencia de salida menor de lo que se necesita. La resistencia de los transistores equivalente a unos pocos ohmios en serie con cada emisor, por lo que tiene el efecto de hacerlos desviarse de su comportamiento exponencial ideal cuando la corriente es alta. Eso tiene la consecuencia global de hacer que la corriente de salida sea un poco más baja de lo que debería ser.

Se vuelve un poco plano en el extremo superior del rango de frecuencia.

Teniendo en cuenta que este convertidor exponencial no funciona por sí solo, es importante tener los resultados más exactos posibles para que el resto del VCO brinde resultados precisos. Para ayudar con esto, existe una ruta de retroalimentación adicional que aumenta la ganancia en las frecuencias más altas. Esta ruta adicional se destaca en la Figura 23.

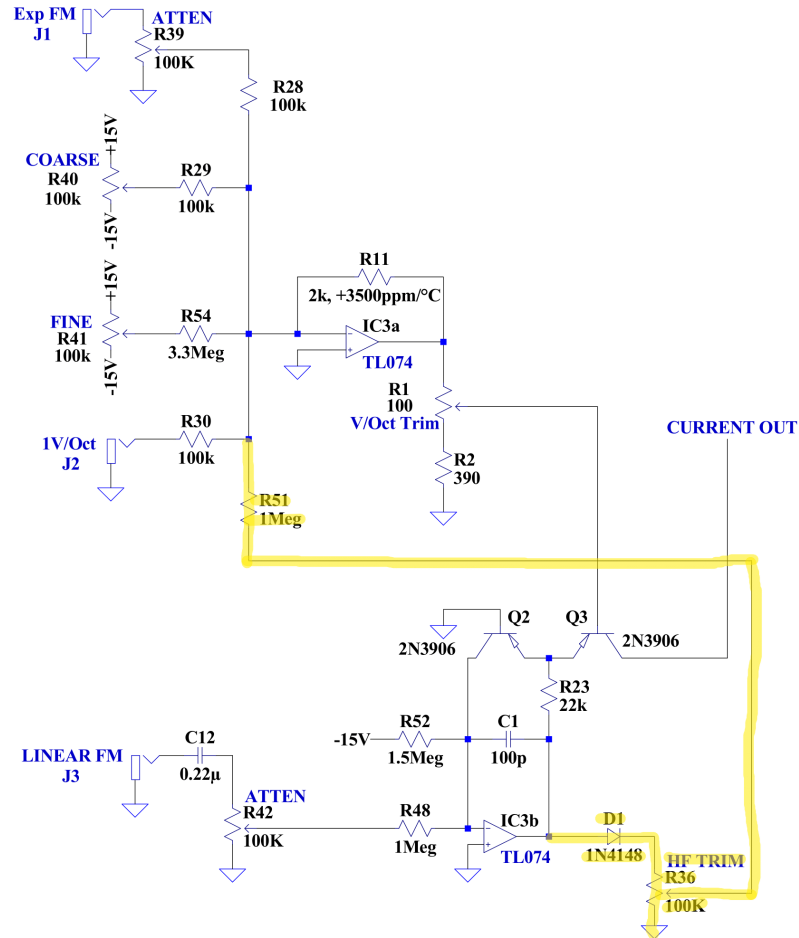


Figura 23. Ajuste de alta frecuencia para convertidor exponencial (“*Exponential converters and how they work*”, 2018)

El voltaje en la salida del amplificador operacional es proporcional al voltaje de control de entrada, por lo tanto, es logarítmico en corriente y frecuencia de salida. A bajas frecuencias de operación y, por lo tanto, a bajas corrientes de salida, el voltaje base-emisor del transistor de referencia será menor que una caída de diodo genérica y el diodo $D1$ no pasará corriente. A medida que aumenta la frecuencia de funcionamiento, el voltaje base-emisor aumentará logarítmicamente y $D1$ comenzará a encenderse, aunque la corriente que realmente fluye a través de este estará limitada por la caída de voltaje en el regulador $R36$. El punto es que la parte superior de $R36$ será un voltaje de básicamente cero, excepto en la parte más alta del rango de frecuencia, donde comenzará a aumentar lentamente con la frecuencia. Una fracción ajustable de ese voltaje se acopla a través de la resistencia $R51$ de 1M nuevamente al amplificador de entrada. Entonces, a bajas frecuencias, el circuito de ajuste de alta frecuencia no tendrá ningún efecto. En frecuencias altas, aumentará la frecuencia aún más en una cantidad pequeña y controlable. Eso es lo que se necesita para contrarrestar la no linealidad de la respuesta actual del circuito.

Para completar, el circuito FM lineal funciona manipulando la corriente de referencia en el par de transistores: un voltaje en la entrada FM lineal extrae corriente adicional a través del transistor de referencia. Dado que la corriente de salida se define como un múltiplo de la corriente de referencia, esto escala automáticamente la salida actual como se desee. Esta entrada está acoplada a CA con un capacitor para evitar que las compensaciones de CC arruinen la calibración del resto del convertidor. Esta es una forma estándar de hacerlo en circuitos convertidores exponenciales analógicos, por lo que podría omitirse fácilmente en un diseño que no requiera una característica de FM lineal.

4.3.5. Amplificador integrador

Este amplificador se caracteriza por integrar una señal mediante el uso de una resistencia en su entrada inversora y un condensador como retroalimentación. Produce un voltaje de salida proporcional a la amplitud y duración de la señal de entrada.

Sea la entrada una función $v_I(t)$ que varía en el tiempo, la tierra virtual en la entrada hace que $v_I(t)$ aparezca en R y, por lo tanto, la corriente $i_1(t)$ será:

$$\frac{v_I(t)}{R}$$

Esta corriente fluye a través del condensador C , causando que se acumule carga en C . Si suponemos que el circuito comienza a operar en el tiempo $t = 0$, entonces, en un tiempo arbitrario t , la corriente $i_1(t)$ habrá depositado en C una carga igual a $\int_0^t i_1(t)dt$. Por tanto, la tensión del condensador $v_C(t)$ cambiará en:

$$\frac{1}{C} \int_0^t i_1(t)dt$$

Si el voltaje inicial en C (en $t = 0$) se denota V_C , entonces, se puede expresar como:

$$v_C(t) = V_C + \frac{1}{C} \int_0^t i_1(t)dt$$

Por lo que el voltaje de salida $v_o(t) = -v_C(t)$, puede expresarse como:

$$v_o(t) = -\frac{1}{CR} \int_0^t v_I(t)dt - V_C$$

Así, el circuito proporciona un voltaje de salida proporcional a la integral de tiempo de la entrada, siendo V_C la condición inicial de integración (que comúnmente se denomina como $0V$) y CR la constante de tiempo del integrador, como se observa en la Figura 24.

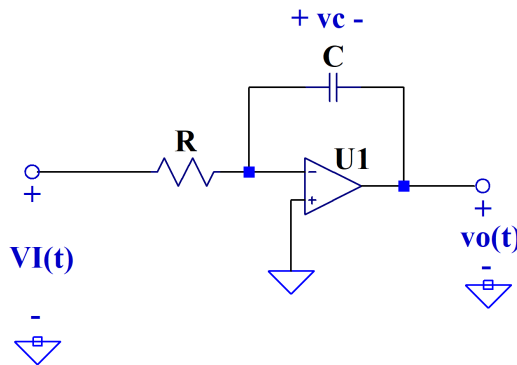


Figura 24. Análisis de amplificador integrador (Sedra et al., 2020)

En otras palabras, la señal de salida está determinada por el tiempo que un voltaje está presente en su entrada mientras la corriente, a través del bucle de retroalimentación, carga o descarga el condensador a medida que se produce la retroalimentación negativa requerida.

4.3.6. Schmitt Trigger

Un Schmitt Trigger es un tipo de multivibrador biestable, es decir, posee dos estados estables distintos y puede permanecer en cualquiera indefinidamente y pasar al otro solo cuando se activa adecuadamente. Este circuito también puede denominarse un comparador regenerativo. Su función es convertir una señal de entrada cualquiera a una señal de pulsos (o señal cuadrada). Este proceso de conversión se logra gracias al proceso de histéresis.

El Schmitt Trigger presenta dos umbrales de voltaje: superior (que delimita la transición de bajo a alto), inferior (que delimita la transición de alto a bajo). La histéresis es la diferencia entre los límites donde cambia de estado (de bajo a alto o de alto a bajo). Gracias a la histéresis, la señal de salida no cambia de forma rápida cuando la señal de entrada se encuentra cerca del umbral de cambio de estado y así es como se mantiene en un estado constante hasta que se da una activación adecuada.

Dado que un Schmitt Trigger es un tipo de multivibrador biestable, la histéresis se da gracias a un amplificador con retroalimentación positiva y una ganancia de bucle superior a 1. Un ejemplo de esto puede verse en la Figura 25 con un amplificador operacional y un divisor de voltaje en la ruta de retroalimentación positiva. Se asume que la terminal de entrada positiva no presenta ninguna excitación externa (por lo tanto, se encuentra con un valor cercano a cero). Al existir un pequeño voltaje positivo en la terminal (gracias al ruido eléctrico), este voltaje se ve amplificado por la alta ganancia de lazo abierto del opamp, denominada como A .

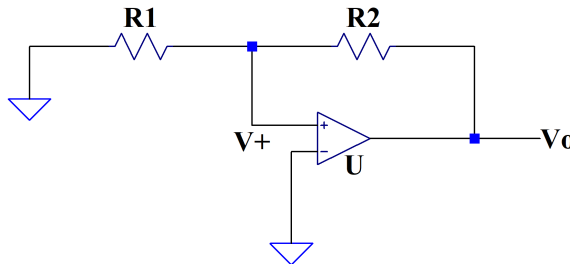


Figura 25. Análisis de Schmitt trigger en terminal no inversora (Sedra et al., 2020)

El divisor de voltaje con R_1 y R_2 brinda una retroalimentación de $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ de la señal de salida hacia la entrada positiva del opamp. Si $A\beta > 1$, la señal retroalimentada será mayor que el incremento que presenta la señal original en la terminal positiva (v_+). Este proceso regenerativo se da hasta que el opamp llega a un estado de saturación positivo, lo que corresponde al nivel L_+ . Por lo que, el circuito presenta un estado estable. Cuando esto sucede, el voltaje se da como:

$$v_+ = \frac{L_+ R_1}{R_1 + R_2}$$

En el caso de la saturación negativa, se debe presentar un voltaje negativo para obtener la saturación negativa L_- :

$$v_+ = \frac{L_- R_1}{R_1 + R_2}$$

Es así como el circuito presenta dos estados estables: saturación positiva y saturación negativa.

El circuito no puede permanecer en el estado donde $v_+ = 0$ y $v_o = 0$ por mucho tiempo, ya que esto se conoce como un equilibrio inestable o un estado metaestable. Cualquier perturbación provoca que el circuito biestable cambie a uno de sus dos estados estables.

La manera de delimitar L_+ (límite superior) y L_- (límite inferior) es con la misma función de transferencia del circuito. Por lo que se procede a añadir la señal de entrada v_I en la entrada inversora del opamp, como se observa en la Figura 26.

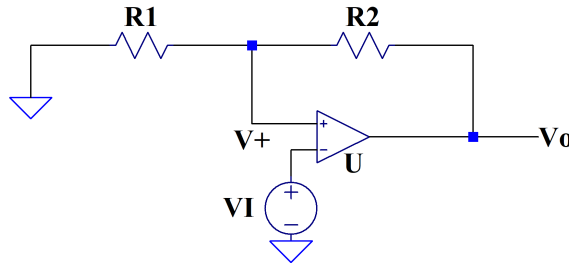


Figura 26. Análisis de Schmitt Trigger con alimentación en entrada inversora (Sedra et al., 2020)

Asumiendo un análisis de transferencia $v_o - v_I$, si v_o se encuentra en algunos de los estados (por ejemplo L_+), entonces el valor de $v_+ = \beta L_+$. Conforme v_I incrementa su valor desde $0V$, no ocurre ningún cambio hasta que alcanza un valor igual a βL_+ . Cuando se supera este valor, se crea un voltaje negativo entre ambas terminales, por lo que v_o se vuelve negativo. Gracias a la retroalimentación positiva, se mantiene este proceso regenerativo hasta que se llega a una saturación negativa y, por lo tanto, $v_o = L_-$. Como se observó, el circuito presenta un cambio en este proceso, donde pasó de L_+ a L_- . Por lo tanto, se puede denominar el voltaje alto como:

$$V_{TH} = \beta L_+$$

Ahora, debido a que $v_+ = \beta L_-$, el circuito permanece en su último estado, que es de saturación negativa hasta que v_I presente una disminución y llegue a tener un valor de βL_- . Gracias a la retroalimentación positiva, se mantiene este proceso regenerativo hasta que cambia a un estado de saturación positiva y, por lo tanto, $v_o = L_+$. Como se observó, el circuito presenta un cambio, donde pasó de L_- a L_+ . Por lo tanto, se puede denominar el voltaje bajo como:

$$V_{TL} = \beta L_-$$

En resumen, cuando la señal de entrada es mayor que el umbral positivo L_+ , se da una salida en bajo; mientras que cuando la señal de entrada se encuentra por debajo del umbral negativo L_- , la salida se encuentra en alto. Cuando la señal de entrada se encuentra entre ambos umbrales $V_{TL} < v_I < V_{TH}$, la salida puede ser L_+ o L_- , sea cual haya sido el último estado en que estaba el circuito. La diferencia entre ambos umbrales es lo que se conoce como histéresis. La gráfica de este proceso puede observarse en la Figura 27.

$$V_H = V_{TH} - V_{TL}$$

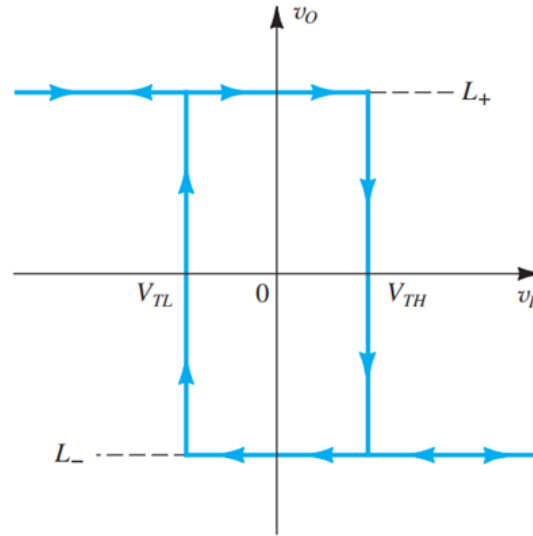


Figura 27. Gráfica de histéresis (Sedra et al., 2020)

Como se observa en el análisis de Schmitt trigger con alimentación en entrada inversora, v_I solamente desencadena el proceso de regeneración. Por lo que se puede retirar v_I sin afectar este proceso y puede ser una simple señal de pulso. Por lo tanto, v_I se refiere como la señal de disparo (o *trigger*).

Por otro lado, existe una variante de este Schmitt Trigger donde la señal de entrada se aplica en la entrada no inversora del opamp (así como se observa en la Figura 28 y la entrada inversora se conecta a tierra. De este modo, se da una función de transferencia no inversora.

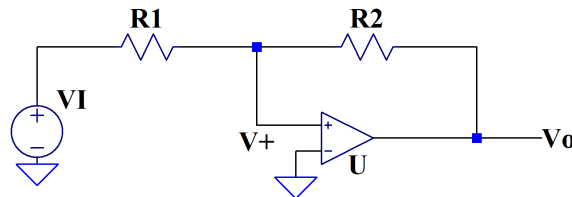


Figura 28. Circuito Schmitt Trigger con voltaje en entrada no inversora (Sedra et al., 2020)

Se utiliza la superposición para expresar v_+ en términos de v_I , v_o y β :

$$v_+ = v_I \frac{R_2}{R_1 + R_2} + v_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Gracias a esta ecuación, se puede observar que si el circuito se encuentra en el estado positivo con $v_o = L_+$, entonces, tener valores positivos en v_I no creará un cambio de estado. Para que se dé un cambio de estado, v_I debe ser un voltaje negativo para que v_+ se encuentre debajo de cero. Por lo que ahora, el voltaje inferior se denomina como:

$$V_{TL} = -L_+ * \frac{R_1}{R_2}$$

De manera similar, si el circuito se encuentra en el estado negativo con $v_o = L_-$, entonces tener valores negativos en v_I no creará un cambio de estado. Para que se dé un cambio de estado, v_I debe

ser un voltaje positivo para que v_+ se encuentre por arriba de cero. Por lo que ahora, el voltaje superior se denomina como:

$$V_{TH} = -L_- * \frac{R_1}{R_2}$$

Ahora, en la Figura 29 se observa que, cuando se tiene un disparo positivo mayor que V_{TH} en la señal de entrada v_I , el circuito cambia a un estado positivo (v_o cambia de L_- a L_+). De igual forma, cuando se tiene un disparo negativo menor que V_{TL} en la señal de entrada v_I , el circuito cambia a un estado negativo (v_o cambia de L_+ a L_-). El resto del funcionamiento es igual al modelo anterior del Schmitt Trigger.

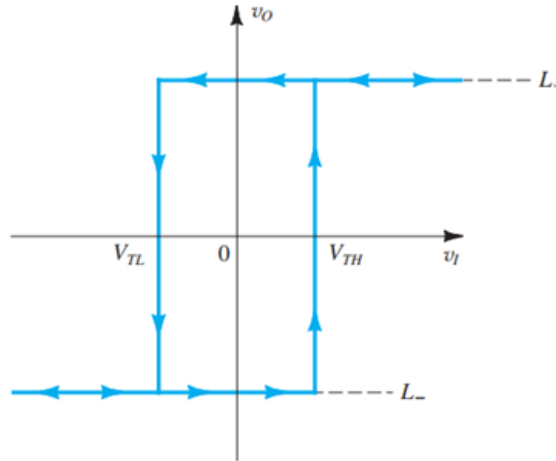


Figura 29. Gráfica de histéresis con alimentación en entrada inversora (Sedra et al., 2020)

4.3.7. Schmitt trigger discreto

Este tipo de Schmitt Trigger recibe ese nombre ya que utiliza componentes discretos (como transistores, resistencias y capacitores) para su construcción. Permite agregar modificaciones y es más flexible. Una configuración con transistores presenta el mismo funcionamiento utilizando una retroalimentación positiva para lograr los cambios de estado. En este caso, dependiendo del valor de la señal de entrada, los transistores se activan o desactivan.

Observando el circuito en la Figura 30, cuando la señal de entrada es inferior al voltaje del emisor en retroalimentación (lo cual sería el voltaje alto V_{TH}), el transistor Q1 no conduce ya que se encuentra en polarización inversa. Mientras que el transistor Q2 sí está conduciendo debido a que, en su base, llega un voltaje gracias a V_+ . En este punto, la señal de salida se encuentra en un extremo bajo. Para lograr que Q1 conduzca, su voltaje en la base (o voltaje de entrada) debe ser mayor que el voltaje V_{TH} . El voltaje en su colector disminuye, por lo tanto, el voltaje de base de Q2 también; el transistor Q2 se corta y ahora la salida pasa a un estado alto.

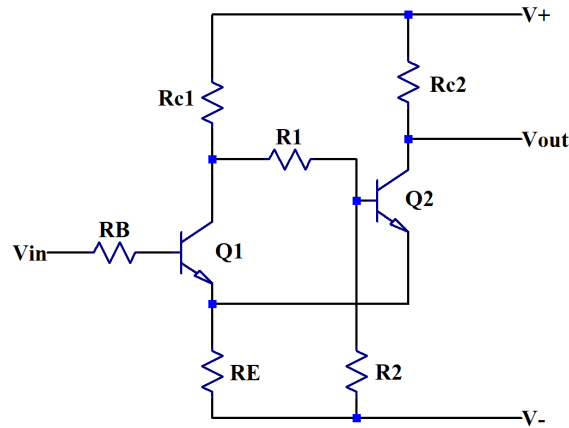


Figura 30. Circuito para un Schmitt Trigger discreto (Zhang, 2021)

El voltaje en común en los emisores también sigue este cambio y, por consiguiente, disminuye. Lo que provoca la retroalimentación positiva y permite a Q1 conducir más. El voltaje en la base continúa aumentando hasta que Q1 se encuentra en un estado de saturación y Q2 se apaga completamente. Por lo que, el voltaje de salida se acerca mucho al voltaje V_+ .

Luego, dentro de este estado alto, si el voltaje de entrada baja hasta un nivel por debajo del umbral V_{TL} , sucede lo contrario y Q1 se corta. Debido a que su corriente en colector disminuye, el voltaje en emisor también y el voltaje en su colector aumenta. Este cambio provoca un aumento en el voltaje de base de Q2, haciendo que este comience a conducir. El voltaje de emisor sigue en disminución, reduciendo más el voltaje de base-emisor de Q1. Por lo que Q2 se satura y el voltaje de salida se encuentra muy cerca de V_- .

$$V_{TH} = \frac{R_E}{R_E + R_{c2}} * V_+$$

$$V_{TL} = \frac{R_E}{R_E + R_{c1}} * V_+$$

Por lo tanto, el circuito de Schmitt Trigger con componentes discretos funciona de manera muy similar a un Schmitt Trigger común, ya que se presenta el mismo comportamiento en su histéresis, esto puede observarse en la Figura 31.

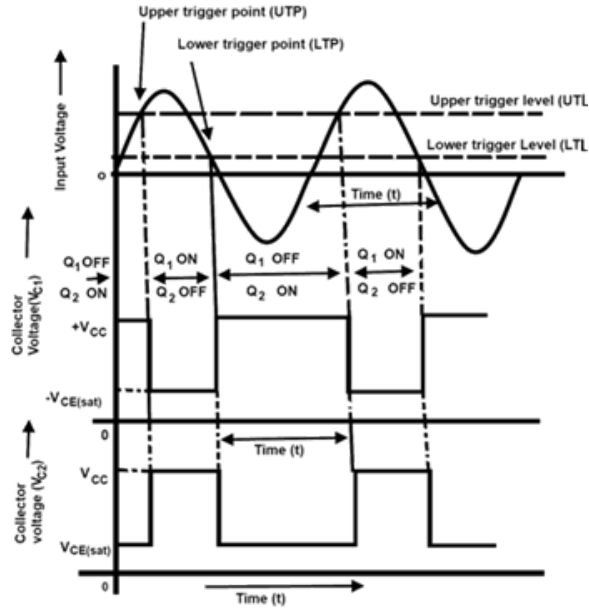


Figura 31. *Histéresis para Schmitt trigger discreto (Ustaad, s.f)*

4.3.8. Amplificador de transconductancia

Un amplificador operacional de transconductancia (OTA por sus siglas en inglés) es una fuente de corriente monolítica controlada por un voltaje diferencial de acoplamiento directo. Las características de un OTA ideal son similares a las de un modelo ideal de opamp, exceptuando que un OTA tiene una impedancia de salida muy alta. Debido a esto, la señal de salida se da en términos de corriente, la cual es proporcional al voltaje de entrada diferencial. Por lo tanto, un OTA se describe mejor en términos de su ganancia de transconductancia (g_m) que de su ganancia de voltaje (A). Al igual que un opamp, el OTA presenta un alto rendimiento y gran versatilidad. Además, también posee una terminal de control adicional a través de la cual su transconductancia (g_m) se puede controlar linealmente con una corriente de control de polarización (I_g). Existen dos tipos de construcción de OTA: bipolar y MOS. Para este caso, solamente se hablará de los OTA con construcción bipolar.

4.3.8.1. Amplificador de transconductancia bipolar

Este tipo de OTA presenta una arquitectura de transistores bipolares (BJT). Se encuentran disponibles comercialmente como LM3080 o CA3080, donde existen variaciones con doble o triple chip. En la Figura 32 se muestra una representación simbólica de un OTA.

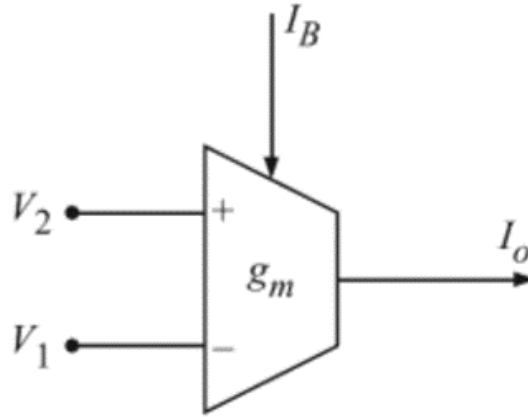


Figura 32. Representación simbólica de un OTA (Operational transconductance amplifier) (Parveen, 2013)

El modelo ideal de señal pequeña de OTA se muestra en la Figura 33, donde se asume que las impedancias de entrada R_i y salida R_o son infinitas. Además, se asume que posee un ancho de banda ω_a infinito, un perfecto balance de corriente y que su transconductancia es finita y controlable con la corriente de bias I_B .

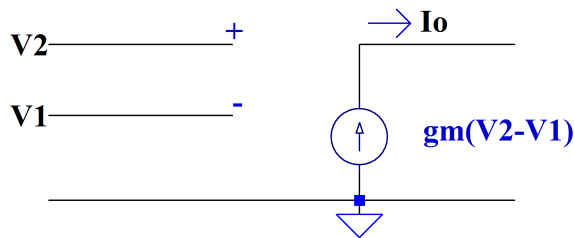


Figura 33. Modelo ideal de señal pequeña de un OTA (Operational transconductance amplifier) (Parveen, 2013)

La ganancia de transconductancia se ve expresada por la corriente y una constante de proporcionalidad h , que depende de distintos componentes propios del OTA (así como del voltaje térmico o construcción del propio OTA).

$$g_m = hI_B$$

$$g_m = \frac{I_B}{2V_T}$$

A temperatura ambiente (aproximadamente $T = 300^\circ\text{K}$), $V_T = 26\text{mV}$. Por lo que:

$$g_m = 19.23I_B$$

Del modelo ideal de señal pequeña observado en la Figura 33, se puede encontrar la corriente de salida expresada como:

$$I_o = g_m(V_2 - V_1)$$

El modelo no ideal del OTA se observa en la Figura 34. Este modelo real presenta valores finitos en sus impedancias de entrada R_i y salida R_o , un ancho de banda limitado y un voltaje de *offset*.

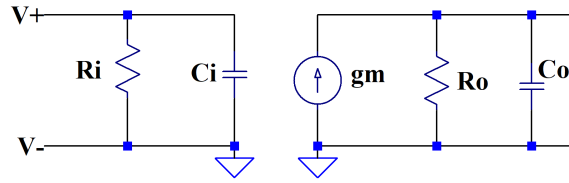


Figura 34. Modelo no ideal de un OTA (*Operational transconductance amplifier*) (Parveen, 2013)

Al igual que con los opamps, los OTA presentan parámetros comerciales que los acercan a un modelo ideal. A frecuencias bajas, la transconductancia de lazo abierto se mantiene constante, pero, a frecuencias altas, se vuelve sensible a la frecuencia. La transconductancia puede expresarse como un modelo de un polo:

$$g_m(s) = \frac{g_{m_o} \omega_a}{s + \omega_a}$$

Donde g_{m_o} es la transconductancia de lazo abierto al tener una frecuencia de cero y ω_a es la primera frecuencia de corte.

A frecuencias muy altas ($\omega \gg \omega_a$), el cambio de fase también es dependiente de la frecuencia. Por lo que la aproximación más correcta para un OTA en altas frecuencias es:

$$g_m(s) = \frac{g_{m_o} \omega_a}{s + \omega_a} e^{-s\tau}$$

Dado que la primera fase de un OTA está compuesta por un amplificador diferencial, cuya transconductancia es dependiente de la temperatura, la expresión para la transconductancia en términos propios del circuito es:

$$g_m = \frac{I_o}{V_2 - V_t}$$

4.3.8.2. Construcción de un OTA

En el interior de un OTA bipolar, se encuentra una arquitectura de transistores. Se observan, en la Figura 35 los arreglos de transistores en un OTA comercial. Los transistores Q_3 y Q_4 funcionan como la entrada amplificada polarizada por la fuente de corriente constante compuesta por Q_1 y Q_2 . Por otro lado, las corrientes diferenciales de Q_3 y Q_4 son amplificadas por Q_7 y Q_9 , que funcionan como un amplificador diferencial. Los transistores Q_{10} y Q_{11} convierten la salida doble de la red Q_5 y Q_9 en una salida simple. Todos los transistores funcionan en clase A. Se puede observar que el nivel de corriente de polarización del amplificador sirve para establecer la corriente de polarización de todos los transistores. En teoría, no hay necesidad de una señal a tierra porque la entrada es diferencial y la salida es una fuente de corriente.

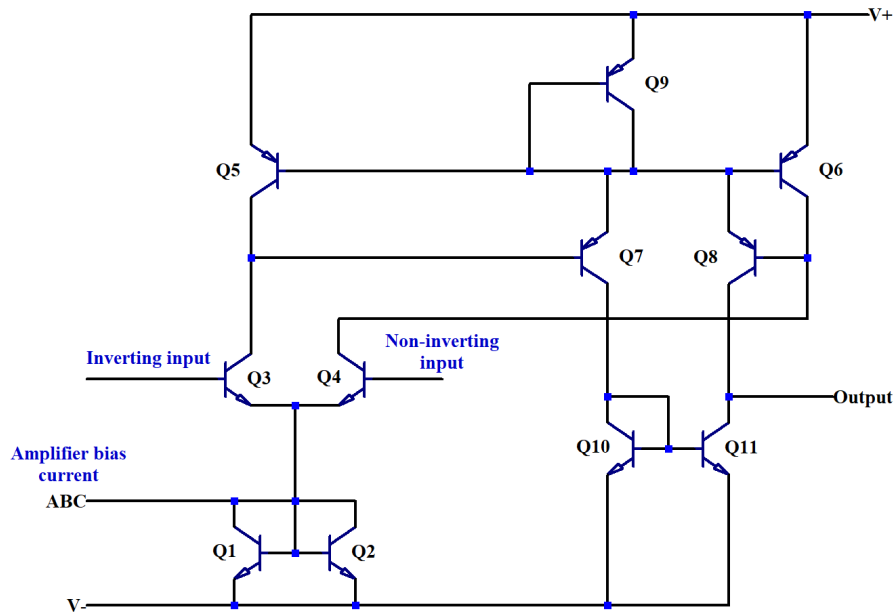


Figura 35. Construcción de un OTA (Operational transconductance amplifier) con transistores bipolares (Parveen, 2013)

4.4. Comunicación MIDI

Music instrument digital interface (o MIDI, por sus siglas en inglés), es un protocolo de comunicación y especificación de *hardware*. Fue creado en la época de 1980 por Dave Smith, con el fin de proporcionar una forma eficiente y estandarizada para que distintos equipos (independientemente de su marca) pudieran conectarse y comunicarse entre sí.

La comunicación MIDI se utiliza para transmitir una representación digital de eventos, mas no de sonidos. Dentro de esta representación digital, se encuentra la información de parámetros como la notación musical, velocidad o intensidad, vibrato, ataque, entre otros. Toda esta información es traducida por una computadora, o por otro instrumento, para crear sonidos con estas características recibidas. En resumen, la comunicación MIDI no transmite un sonido, sino que las instrucciones necesarias para crear el sonido deseado.

4.4.1. Puertos MIDI

Los puertos MIDI que se pueden encontrar en los dispositivos con esta tecnología son *In*, *Out* y *Thru*. Los puertos de salida o *Out* se utilizan para enviar información a otro dispositivo. En la Figura 36 se observa los pines correspondientes a un puerto MIDI DIN5. La información que viaja por el cable MIDI lo hace en una dirección y de forma serial, es decir, un byte a la vez, a una tasa de 31,250 baud. Los puertos de entrada o *In* son para recibir información, la cual es interpretada por el dispositivo que la recibe. Los puertos de paso o *Thru* toman lo que ingresa por el puerto *In* (o lo que viene de otro dispositivo MIDI) y lo transmite a otro dispositivo. En la Figura 37 se observa un ejemplo de esto.

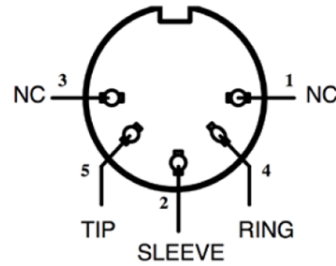


Figura 36. Ejemplo de puerto MIDI DIN 5 (Edstrom, 2016)

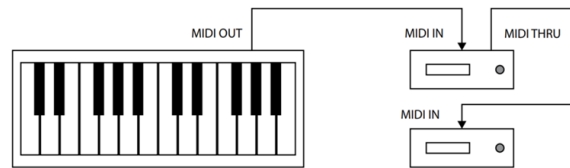


Figura 37. Ejemplo de conexión de puertos MIDI

4.4.2. Mensajes MIDI

Cada mensaje MIDI viene en grupos de bytes y poseen un byte de estado o status byte para diferenciar cada mensaje. Este byte contiene un 1 en su bit más significativo, de esta manera, se lee que es el comienzo de un nuevo mensaje. Los otros 7 bits indican qué tipo de mensaje es. Este otro mensaje puede dividirse en dos eventos: *note-on* y *note-off*. Un evento *note-on* se da cuando, por ejemplo, en un teclado MIDI se presiona una tecla. Siguiendo el mismo ejemplo, un evento *note-off* se da cuando esa misma tecla se deja de presionar.

Por otro lado, los bytes que quedan después del byte de estado se llaman bytes de datos o data bytes. Estos poseen un 0 en su bit más significativo, los otros 7 bits proporcionan los datos del mensaje. Por esta razón, la resolución de los mensajes MIDI es de 7 bits (o valores entre 0 a 127). La cantidad de bytes de datos depende del tipo de mensaje que se envía. Los mensajes MIDI se dividen en dos amplias categorías: mensajes de canal y mensajes de sistema.

4.4.3. Canales MIDI

MIDI posee 16 canales denominados entre 1 a 16. Gracias a esto es posible enviar y recibir mensajes con hasta 16 sonidos (o dispositivos) distintos. En la Figura 38 se observa un ejemplo de una serie de cadenas de mensajes MIDI. El mensaje en color azul es el byte de estado, los primeros 4 bits son para evento de *note-on* o de *note-off* y los otros 4 bits son para denotar el canal MIDI al que corresponden esos eventos. Los mensajes de canal son específicos, ya que afectan únicamente a ese canal, mientras que los mensajes de sistema afectan a todo el sistema.



Figura 38. Ejemplo de cadenas de mensaje MIDI

4.4.4. Tipos de mensajes MIDI

4.4.4.1. Mensajes de voz de canal

- **Note-on:** se da mientras la tecla es presionada. Se incluye la nota que fue presionada (las notas se dividen en números de 0 a 127), el canal de esa nota (un número entre 1 a 16) y la velocidad con la que fue presionada (también un valor entre 0 a 127).
- **Note-off:** se da cuando la tecla deja de ser presionada, desactivando así la nota.
- **Polyphonic key pressure (aftertouch):** se utiliza para proporcionar un elemento adicional de expresión después de que una tecla se ha presionado. Por ejemplo, se podría utilizar una perilla o tecla adicional para activar la modulación de un vibrato para esa nota.
- **Program change:** Se utiliza para especificar un nuevo sonido o *patch* a ese canal.
- **Control change:** representa una clase compleja de mensajes que podría considerarse como un "mensaje dentro de un mensaje". El primer byte de datos especifica uno de los 120 posibles números o funciones del controlador y el segundo byte de datos especifica el valor de este controlador.

4.4.4.2. Mensajes de modo de canal

- **Reset all controllers:** resetea las condiciones de los controladores.
- **Local control:** se activa o se desactiva cuando el dispositivo es controlado por otro dispositivo. Normalmente se encuentra en *off* cuando es controlado por otro dispositivo, para que, al presionar las teclas, no se dé ningún cambio en la secuencia que el dispositivo está recibiendo.
- **All notes off:** apaga todas las notas del canal.
- **Mono mode on:** habilita el modo monofónico y desactiva el modo polifónico.
- **Poly mode on:** habilita el modo polifónico y desactiva el modo monofónico.

4.4.4.3. Mensajes de sistema

- **Timing clock:** se envían 24 mensajes de sincronización por cada nota negra. Este mensaje es útil para sincronizar un arpegiador MIDI.
- **Start:** indica que la secuencia comenzará cuando se dé el siguiente tiempo del reloj.
- **Continue:** indica que la secuencia continuará cuando se dé el siguiente tiempo del reloj.
- **Stop:** la secuencia se apagará, se ignorará cualquier mensaje de reloj recibido.
- **Reset:** restablece todos los receptores del sistema al estado de encendido.

4.5. Procesamiento de audio digital

La generación de sonido se asocia a la vibración de objetos sólidos. Cuando se perturba un sistema físico (como uno acústico-mecánico), con la posibilidad de movimiento relativo entre sus partes provistas de elasticidad y masa, el sistema puede estar sujeto a movimientos periódicos llamados vibraciones y el sistema dinámico puede denominarse sistema vibratorio. El sonido en sí a menudo se denomina vibración del aire, ya que también puede interpretarse como cambios de presión en el aire,

generados por la vibración del sistema. Estas vibraciones o perturbaciones pueden convertirse en vibraciones de voltaje gracias a un transductor eléctrico (dispositivo encargado de convertir energía acústica a energía eléctrica). Un transductor eléctrico puede ser un micrófono, el cual, convierte las ondas de presión en energía eléctrica mediante el movimiento de una bobina o lámina de metal. Esta bobina se mueve conforme el movimiento de las ondas sonoras que impactan en ella, este movimiento es el que se convierte en una señal eléctrica. Esto puede observarse en la Figura 39. La sensibilidad del micrófono determinará la cantidad de voltaje que se obtiene por un pascal, comúnmente denominado mV/Pa . Esta conversión de voltaje no es lineal para todas las frecuencias y presiones existentes; existe un límite antes de tener un nivel alto de distorsión. De manera análoga, se da el funcionamiento de una bocina, solo que con el procedimiento inverso. Una bocina convierte señal de voltaje en una señal de presión de aire mediante el movimiento de una bobina, creando así el sonido.

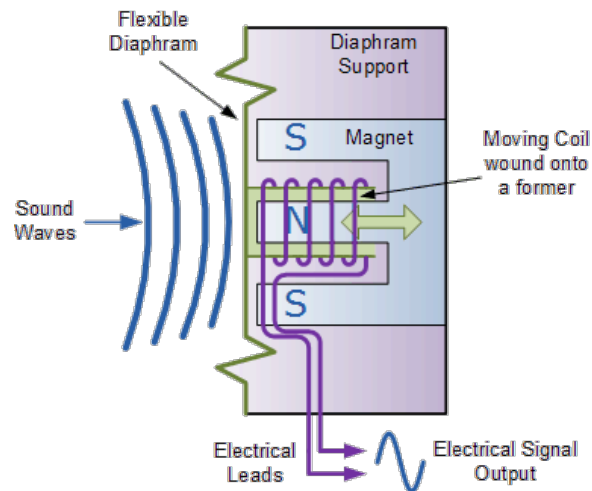


Figura 39. Ejemplificación de transductor de un micrófono (AspenCore, s.f)

Esta representación analógica de una señal de sonido debe convertirse en una digital para ser procesada por una computadora, ya que una computadora no es capaz de interpretar voltajes. De manera contraria, para que la computadora reproduzca un sonido, esa señal debe convertirse en una señal analógica para ser escuchada mediante las bocinas.

De manera similar a la conversión de señal acústica a eléctrica, se necesita un dispositivo para realizar la conversión. Para el caso de conversión analógica a digital, se utiliza un ADC (*analog to digital converter*) y, para el caso de conversión digital a analógica, se utiliza un DAC (*digital to analog converter*). Estos dispositivos electrónicos funcionan bajo el concepto de muestreo, donde se toman distintas muestras (o mediciones) de la señal en intervalos iguales de tiempo. El resultado del muestreo es una serie de números que representan la señal convertida. Dependiendo de la calidad de este muestreo, la señal representará de manera precisa o imprecisa. En la Figura 40, se observa un ejemplo del proceso de muestreo, donde los puntos azules determinan las muestras que se hacen de la señal en rojo.

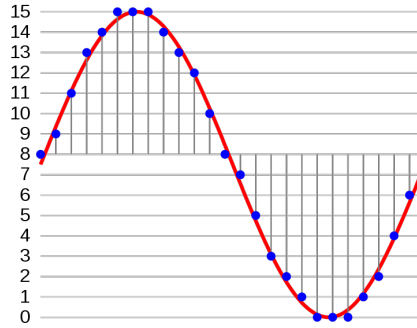


Figura 40. Representación de muestreo de una señal (Ethan, 2014)

Gracias a este muestreo, la computadora puede tomar una representación de la señal original e interpretarla de la forma que desea. La similitud entre esta señal creada digitalmente y la original depende de la frecuencia de muestreo y la profundidad de bits utilizados. Si se tienen valores muy bajos o delimitados, la señal creada será muy distinta a la original.

4.5.0.1. Frecuencia de muestreo

La frecuencia de muestreo delimita la cantidad de tiempo entre cada toma de una muestra de la señal analógica. Mientras más alta es esta frecuencia, más exacta será la señal representada digitalmente con la señal analógica, pero también más recursos se exigirán del equipo.

De acuerdo con el teorema de Nyquist:

$$f_s \geq 2f_{max}$$

Donde f_s es la frecuencia de muestreo y f_{max} es la frecuencia máxima de la señal analógica. En el caso del audio, se conoce que el rango auditivo humano abarca desde los 20Hz hasta los 20kHz. Siguiendo el criterio de Nyquist, de forma estandarizada se tiene una frecuencia de muestreo de 44100 Hz para muestrear una señal de audio de manera precisa. Como se observa, esta señal abarca más del doble de la frecuencia más alta (que sería 20kHz) de la señal de audio. Otros valores estándares utilizados son 48kHz, 96 kHz y 192 kHz (Edstrom, 2016). Estos, a pesar de sobrepasar las necesidades de un oído humano, facilitan el procesamiento para distintos *plugins* o programas de edición de audio que funcionan mejor bajo esas frecuencias.

4.5.0.2. Profundidad de bits

Otro aspecto importante del muestreo de una señal es su profundidad de bits, lo cual denomina la cantidad de bits que se utilizan para muestrear los voltajes de la señal analógica. Mientras más alto este número, mejor resolución tendrá la señal muestreada. Una resolución de 8 bits permite que la señal sea mapeada hasta 256 valores, mientras que una resolución de 16 permite que sea mapeada hasta 65 536 valores, como se observa en la Figura 41.

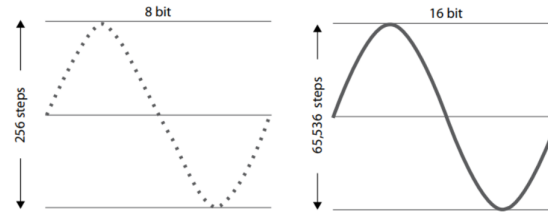


Figura 41. Ejemplo de una señal muestreada con distintos valores de dimensión de bits (Edstrom, 2016)

La profundidad de bits delimita el rango dinámico de la señal, por lo que una profundidad alta brinda un rango dinámico amplio. Se necesita tener un rango dinámico amplio para que la señal se encuentre lo más alejada posible del ruido de piso (o *noise floor*). Este ruido es la suma de las fuentes de ruido y señales no deseadas dentro del sistema, como la señal de alimentación, armónicos, entre otros. Una dimensión de 16 bits presenta un rango dinámico de 96dB, mientras que una de 24 bits, un rango de 144 dB (Ribichini y Burgognoni, 2022). La dimensión de bits utilizada depende del formato de audio.

Se ha logrado construir dos módulos de sintetizador con circuitos analógicos, un VCO y un VCA. Ambos funcionan de manera correcta de forma independiente y también tienen la posibilidad de interconectarse para aumentar sus funcionalidades.

Para el módulo de VCO, se lograron generar tres formas de onda distinta: triangular, senoidal y cuadrada. Estas tienen un rango de frecuencia de 36 Hz a 26kHz, aproximadamente, y un voltaje pico a pico de 10V. Por otro lado, se lograron tener cuatro parámetros para controlar por señales externas de voltaje: modulación de frecuencia lineal, modulación de frecuencia exponencial, modulación de ancho de pulso para señal cuadrada y entrada de 1V/oct.

Para el módulo de VCA, se logró modular el voltaje de una señal, utilizando solamente el módulo y una señal de control de voltaje externa. La señal de salida puede tener un voltaje pico a pico entre 0V y 10V, seleccionando el valor gracias a la perilla o modulada por la señal de control externa.

Se lograron desarrollar dos módulos digitales para complementar las funcionalidades del sintetizador, un módulo para MIDI y un *software* de grabación, aplicación de filtros, reproducción y guardado de archivos de audio.

Para el módulo MIDI, se logró leer los datos de un teclado con tecnología MIDI para interpretar qué nota se estaba tocando y entregar el voltaje correspondiente a esa nota a un módulo de VCO, mediante el control de voltaje de 1V/oct, logrando que el VCO oscilara a una frecuencia cercana a esa nota.

Para el *software*, se logró capturar una señal del sintetizador con duración de cinco minutos, mediante una tarjeta de sonido externa. Esta señal se capturó para agregar filtros (los cuales pueden ser Chorus, Reverb y Delay) luego de seleccionar los deseados, se puede exportar el archivo final con un formato WAV. También es posible escuchar y observar cómo el audio cambia conforme las acciones que se toman desde el programa.

6.1. Oscilador controlado por voltaje

Este VCO posee tres salidas de señales (triangular, senoidal y cuadrada) y cuatro entradas para CV (1V/oct, modulación de frecuencia exponencial, modulación de frecuencia lineal y modulación de ancho de pulso). El circuito se ha tomado de un diseño de Thomas Henry, tomado de Stites, 2010.

El VCO elaborado se compone de cuatro fases. Una fase de conversión de 1V/octava a corriente, una fase de generación de onda triangular, otra de generación de onda senoidal y otra de generación de onda cuadrada. La fase de conversión de 1V/octava a corriente se da gracias a un convertidor exponencial utilizando una configuración de amplificador sumador con convertidor exponencial (Figura 42). La fase de generación de onda triangular se da gracias al uso de un amplificador integrador y un Schmitt Trigger discreto (Figura 43). La conexión entre estas primeras dos fases puede observarse en la Figura 44.

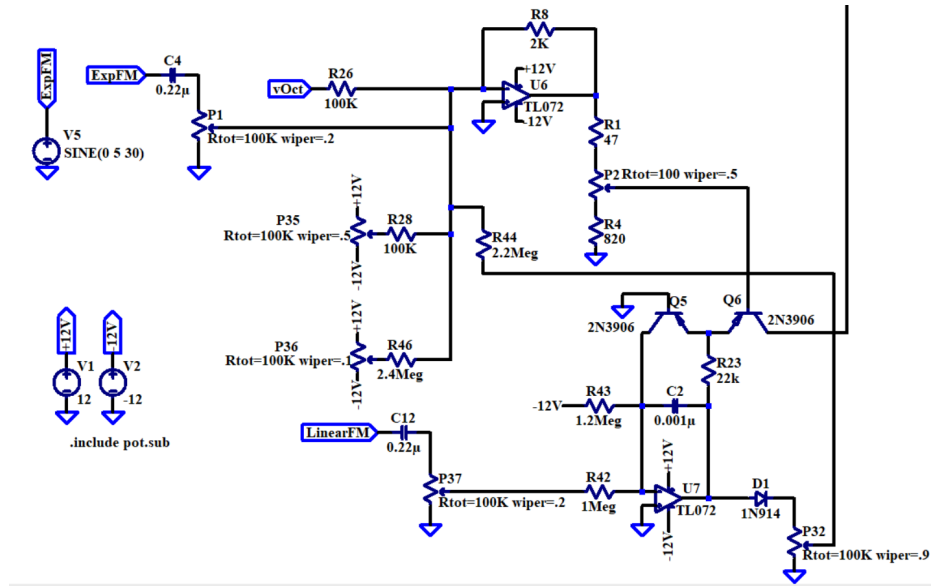


Figura 42. Fase de conversión de 1V/octava y cambio de frecuencias

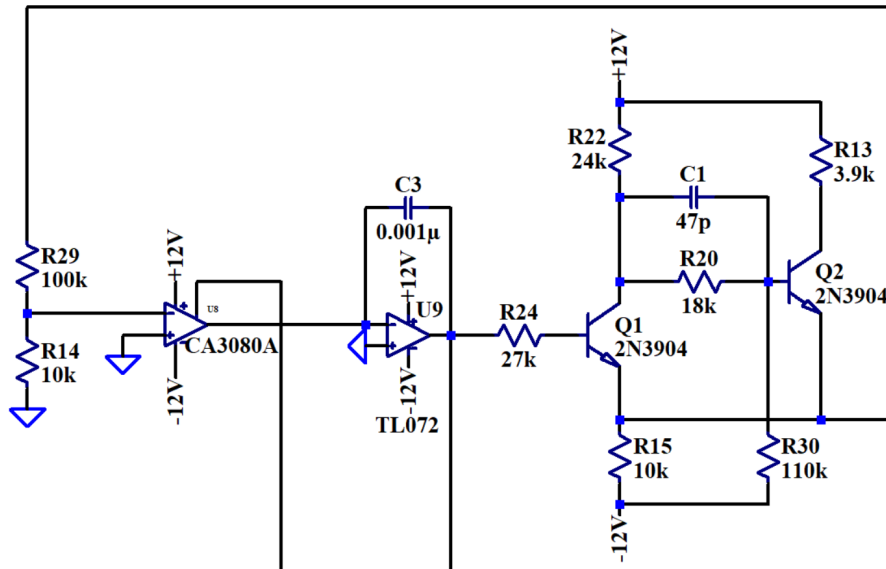


Figura 43. Fase de generación de onda triangular

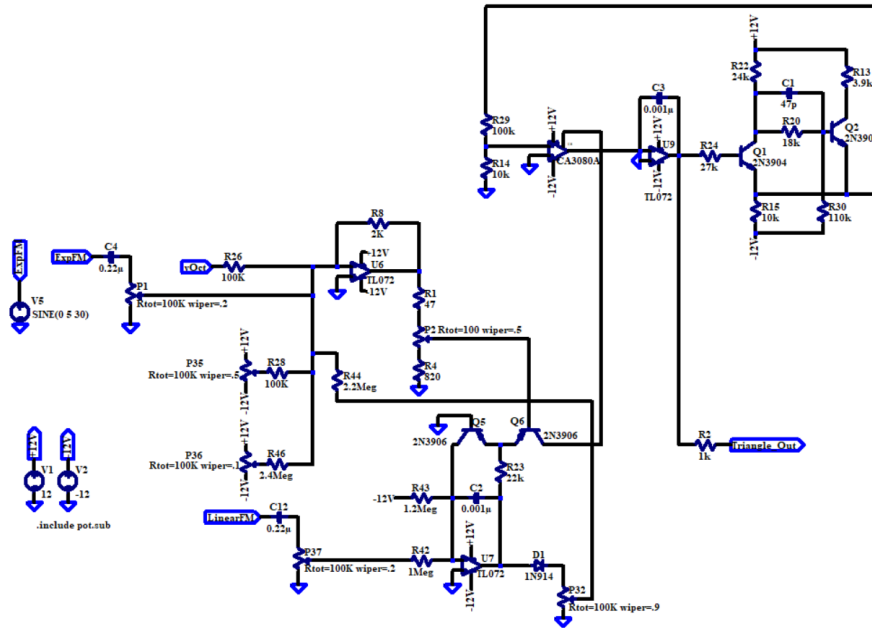


Figura 44. Conexión entre fase de 1V/oct y generación de onda triangular.

La fase de generación de onda senoidal se da gracias a una configuración de amplificadores diferenciales elaborados con un opamp y transistores (Figura 45). Finalmente, la fase de generación de onda cuadrada se da gracias al uso de una configuración de amplificador comparador y amplificador sumador, observado en la Figura 46. La conexión de estas dos fases se encuentra en la Figura 47.

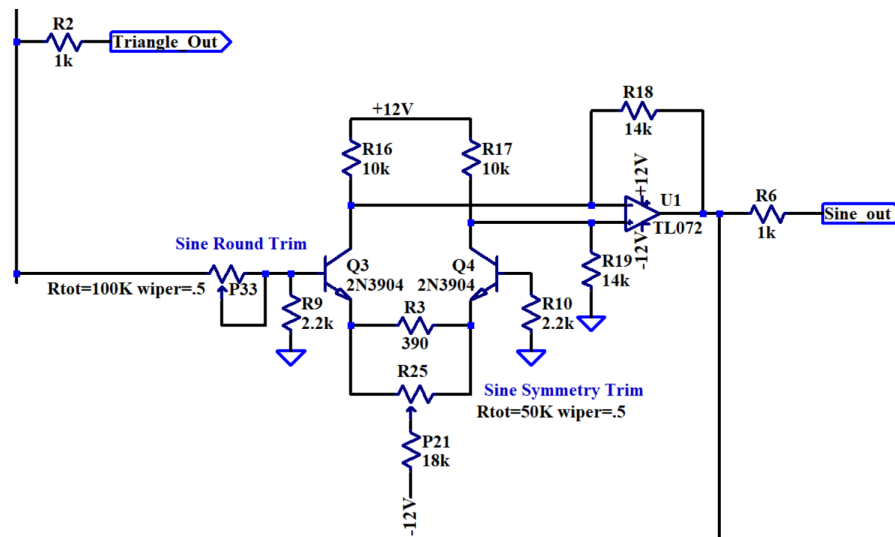


Figura 45. Fase de generación de onda senoidal

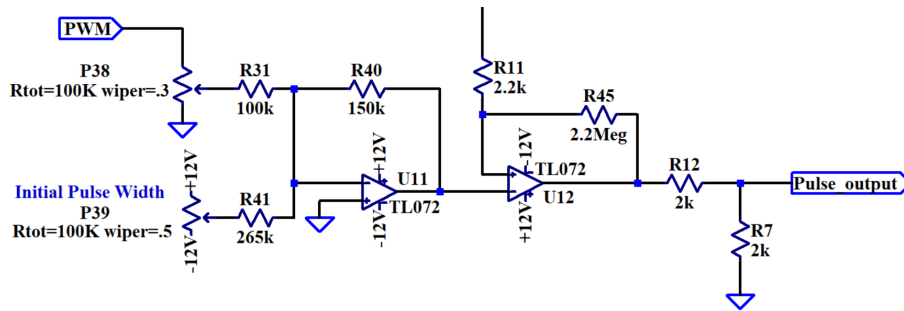


Figura 46. Fase de generación de onda cuadrada

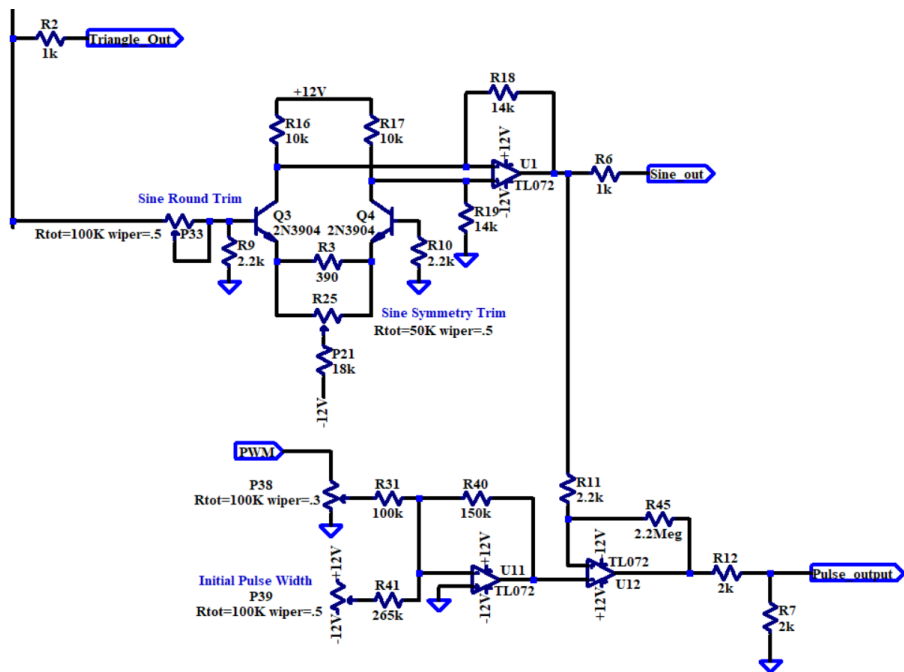


Figura 47. Conexión de fase de generación de onda senoidal con generación de onda cuadrada

6.1.1. Convertidor exponencial

Este convertidor se encarga de proporcionar una corriente a la fase de generación de onda triangular del VCO. El opamp U6 forma un amplificador sumador para proporcionar el voltaje de control. Este sumador se encarga de sumar la señal de entrada de 1V/octava del teclado, la señal de control para modulación de frecuencia exponencial, el voltaje para control de frecuencia grueso y para control de frecuencia fino (donde la diferencia de estos voltajes se da gracias a la resistencia R46, que permite que el voltaje de ese potenciómetro tenga menos efecto que el voltaje en el potenciómetro de modulación de frecuencia grueso).

El amplificador operacional y los demás componentes escalan el voltaje de control de manera adecuada. Con los valores mostrados, es posible ajustar el potenciómetro trimmer P2 para obtener una respuesta de 1V/octava afinada a las condiciones del sintetizador, proporcionando, de manera acertada, el voltaje de control para el par de transistores PNP Q5 y Q6 que se encargan de la conversión exponencial.

En resumen, la idea general del funcionamiento de este convertidor exponencial es que la corriente del colector de un transistor esté relacionada exponencialmente con el voltaje de entrada base-emisor. Desafortunadamente, la corriente de saturación del emisor crea una sensibilidad a la temperatura, por lo que se necesitan dos transistores para estabilizar el sistema. Debido a la forma en que se configuró, la corriente de error dentro de Q5 se mueve en la dirección opuesta. Ya que Q5 y Q6 se encuentran estrechamente unidos, se anula la mayor parte de la dependencia de la temperatura. Por otro lado, U7 y los componentes asociados forman la referencia actual para el convertidor. Suponiendo una alimentación de 12V, el valor I_{ref} es:

$$I_{ref} = -\frac{12V}{R43} = -\frac{12V}{1.2M} = -10\mu A$$

Teóricamente, este número se selecciona para representar el centro del rango de corriente deseado que se entrega a la salida del convertidor exponencial que ocurre cuando el voltaje de control es de 0V. Para la resistencia $R43 = 1.2M$, I_{ref} es de $10\mu A$. La resistencia R23 establece la corriente máxima que se puede generar. Esta cantidad viene dada por:

$$I_{ref} = \frac{12V}{R23} = \frac{12V}{22k} = 545.5\mu A$$

Para $R23 = 22K$, como se muestra, se obtiene una corriente máxima de $545.5\mu A$, el cual será el límite entregado a la fase de generación de onda triangular, conectado a la salida del convertidor exponencial. También se puede experimentar con el valor de R23, teniendo en cuenta que la corriente de control máxima esperada no debe exceder $1mA$ para evitar problemas de fuga térmica.

El resto del circuito proporciona una entrada de modulación lineal, donde se inyecta un voltaje en la referencia actual a través de R42. C12 bloquea cualquier componente de CC y, por lo tanto, se logra una desviación de la frecuencia central. Esto es excelente para proporcionar vibrato o crear sonidos estridentes. C2 se incluye para evitar que la referencia actual oscile falsamente.

Hay una dependencia restante de la temperatura introducida por el circuito de 1V/oct, esto se arregla gracias a la resistencia R8 en el circuito de retroalimentación de U6. La resistencia es un termistor de 2K. Su función es anular cualquier dependencia restante de la temperatura en el factor de escala. Para mejorar la estabilidad del VCO, Q5, Q6 y R8 deben estar estrechamente unidos para que funcionen a la misma temperatura.

El VCO puede llegar a presentar un comportamiento plano en la gama alta de frecuencias, este efecto se minimiza con el ajuste de alta frecuencia en P32. Una porción de U7 se deriva y se devuelve al sumador de voltaje de control, pero el error de seguimiento solo ocurre en el extremo superior cuando el voltaje aumenta por encima de cierto punto. Por lo tanto, la salida de U7 debe superar la caída de voltaje del diodo D1 (0.6 V aproximadamente) antes de que pueda contribuir con algo. Esto se logra gracias a la resistencia R44 de 2.2 M.

6.1.2. Generador de onda triangular con amplificador integrador y Schmitt Trigger discreto

El amplificador integrador está compuesto por U9, donde el capacitor C3 se utiliza para establecer la frecuencia de operación. El caso especial de este amplificador integrador es que en vez de tener una resistencia en su terminal negativa (como se observa en la página 24 Figura 24), utiliza un amplificador de transconductancia como resistencia variable. Se encarga de controlar la corriente que ingresa en el amplificador integrador.

Este módulo se encarga de generar una onda triangular, donde se entrega a un *jack* de audio luego de una resistencia 1k (como impedancia estándar), por lo que a la salida se tiene una señal

triangular con una amplitud pico a pico de 10V.

Esta onda triangular también se utiliza en la entrada para el Schmitt Trigger, el cual está construido con componentes discretos debido a la necesidad del circuito de tener la mayor velocidad posible, ya que la mayoría de opamps no cambian con la suficiente rapidez a frecuencias altas. La sincronización en la conmutación de los transistores debe ser la más exacta posible para que no existan imperfecciones en la sintonización y variabilidad de la amplitud de la señal triangular.

Al determinar los valores correctos de resistencias, se debe tomar en consideración que, para puntos de disparo de ± 5 V, R22 debe ser (como mínimo) el doble del valor de R15 y esta debe ser (como mínimo) el doble de R13. La señal cuadrada producida por este Schmitt Trigger no se toma directamente como salida del oscilador ya que, se puede aprovechar de una mejor manera para generar una onda triangular con ayuda del amplificador integrador. Esta onda triangular (que ya se encuentra amortiguada) puede llevarse a un comparador para generar una onda cuadrada con capacidad de modulación de ancho de pulso mediante la implementación de un amplificador sumador. Por otro lado, C1 es un capacitor de conmutación que se encarga de drenar cualquier carga acumulada en la base de Q2. Esto permite que el transistor cambie de estado más rápido. Presenta un valor de 47pF, pero es posible experimentar un poco con este valor, ya que depende del transistor particular utilizado.

Finalmente, la salida del disparador Schmitt se retroalimenta al OTA usado como resistencia controlable. Si el disparador sube, C3 comienza a cargarse a una velocidad determinada por el OTA. Cuando el disparador baja, la corriente se invierte y el capacitor se descarga.

6.1.3. Generador de onda senoidal con amplificador diferencial

Es posible tomar la salida del generador de onda triangular para transformarla en una onda senoidal gracias a un amplificador diferencial. Se aprovecha la señal triangular para aplicarla a la base de Q3, que forma un par diferencial con Q4. Deliberadamente, se sobrecarga la base de este transistor forzándolo a entrar en su región no lineal. Cuando se sobrecarga de esta manera, la señal resultante comienza a aproximarse a una onda sinusoidal. El potenciómetro P33 se utiliza para ajustar la redondez o nitidez de la aproximación resultante. Cuando se alcanza el punto óptimo intermedio, la señal se curva de manera agradable y asume su nueva apariencia como señal senoidal.

El segundo potenciómetro P21 permite ajustar la simetría de la aproximación. Con la configuración correcta, se obtiene una onda simétrica y ordenada. En términos de sonido, en un extremo u otro se detectarán algunos armónicos extraños que dan un sonido más frágil. Sin embargo, con la configuración correcta, se escuchará un tono puro.

A continuación, las salidas de este amplificador diferencial, compuesto por transistores, alimentan el siguiente amplificador diferencial, compuesto por U12. Con esos valores de resistencias, se obtiene una señal senoidal de 10V pico-pico con una impedancia de salida de 1k para ser entregada a un *jack* de audio.

6.1.4. Generador de onda cuadrada con amplificador comparador

Luego de la generación de la onda senoidal, está la generación de una onda cuadrada. El amplificador operacional U12, configurado como comparador (o una versión de un Schmitt Trigger) presenta en su entrada no inversora, la onda sinusoidal de 10 V_{p-p} mediante la resistencia R11. El nivel instantáneo del seno se compara con un voltaje de CC fijo en su entrada inversora. Si el nivel es más alto, la salida saltará a un valor cerca de +12 V. Si es más bajo, será a -12V. Por lo que, la onda cuadrada es generada gracias a la propia saturación del opamp.

R45 proporciona una retroalimentación positiva, lo que obliga a la salida a ajustarse más rápido y de manera más limpia. El divisor de voltaje creado con R12 y R7 reduce la salida al nivel estándar de 10 Vpp y, al mismo tiempo, proporciona una impedancia de 1K. Es común modular el ancho del pulso de la señal cuadrada con un LFO, un generador de envolvente o alguna otra fuente de voltaje de control. Por lo tanto, se tiene el amplificador U11 que se encarga de sumar una entrada de modulación de ancho de pulso tomada de PWM con un desplazamiento fijo proporcionado por P39. Utilizando los potenciómetros P38 y P39, es posible lograr un control del 0% al 100% sobre el ancho de la onda cuadrada de salida.

6.1.5. Simulación de VCO (*Voltage-controlled oscillator*)

En la Figura 48, se observa la onda triangular generada por el VCO. Su espectro de frecuencia (Figura 49) presenta una similitud muy alta al compararlo con la Figura 6 (página 9), ya que presenta los armónicos impares de su frecuencia fundamental, por lo que la señal generada tiene el comportamiento esperado.

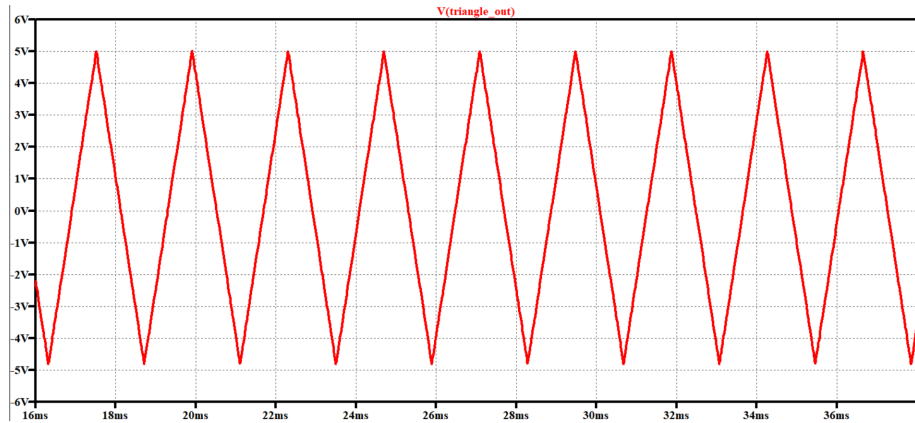


Figura 48. Onda triangular generada por VCO (*Voltage-controlled oscillator*)

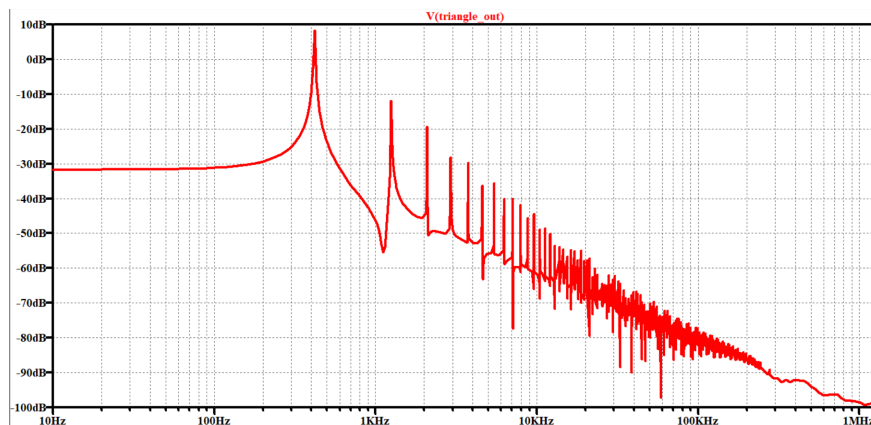


Figura 49. FFT de onda triangular generada por VCO (*Voltage-controlled oscillator*)

La onda senoidal generada por el VCO (Figura 50) tiene un espectro de frecuencia (Figura 51) que, comparando con la Figura 3 (página 8), presenta una similitud muy alta, ya que se observa un único armónico en su frecuencia fundamental, por lo que la señal generada tiene el comportamiento esperado.

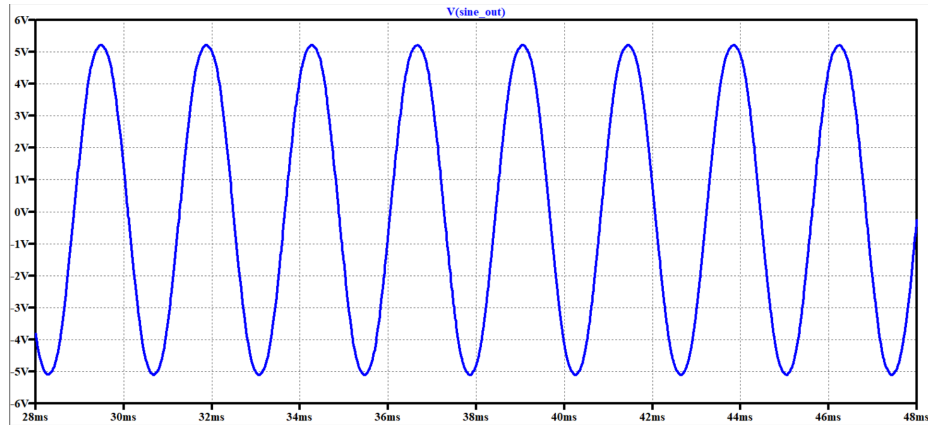


Figura 50. Onda senoidal generada por VCO (Voltage-controlled oscillator)

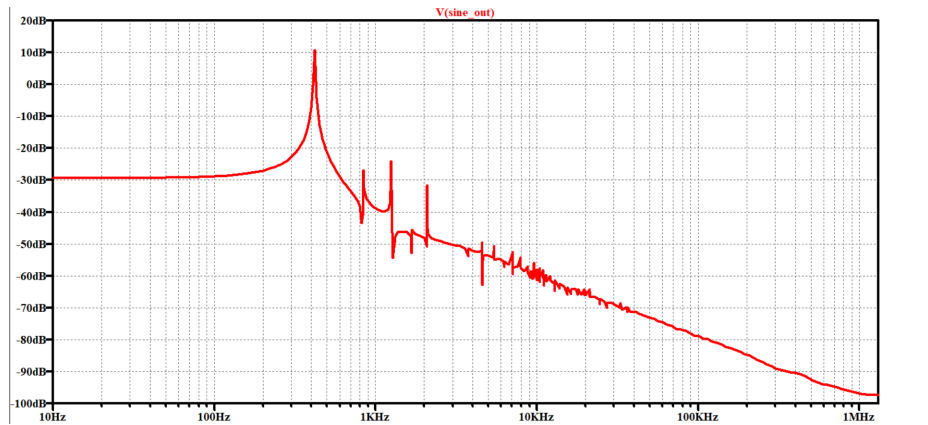


Figura 51. FFT de onda senoidal generada por VCO (Voltage-controlled oscillator)

Para la onda cuadrada generada por el VCO (Figura 52). También presenta el comportamiento esperado ya que se observa que su espectro de frecuencia (Figura 53) tiene una similitud muy alta con la Figura 5 (página 9) al mostrar los armónicos impares de su frecuencia fundamental.

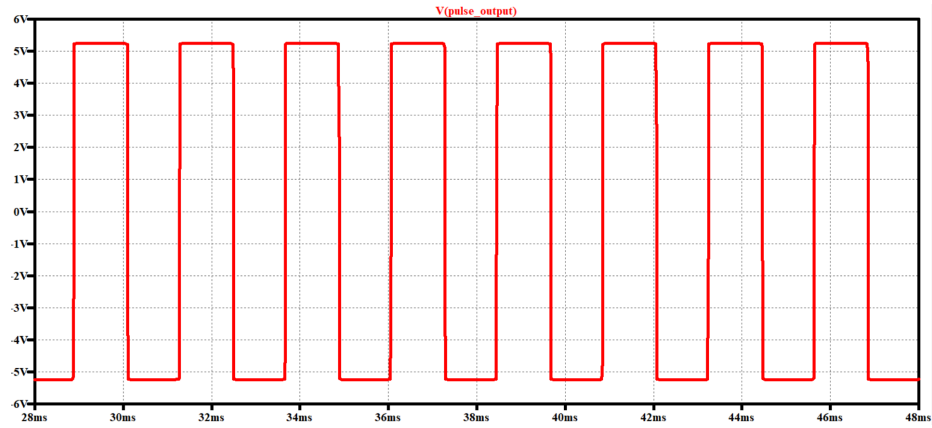


Figura 52. Onda cuadrada generada por VCO (Voltage-controlled oscillator)

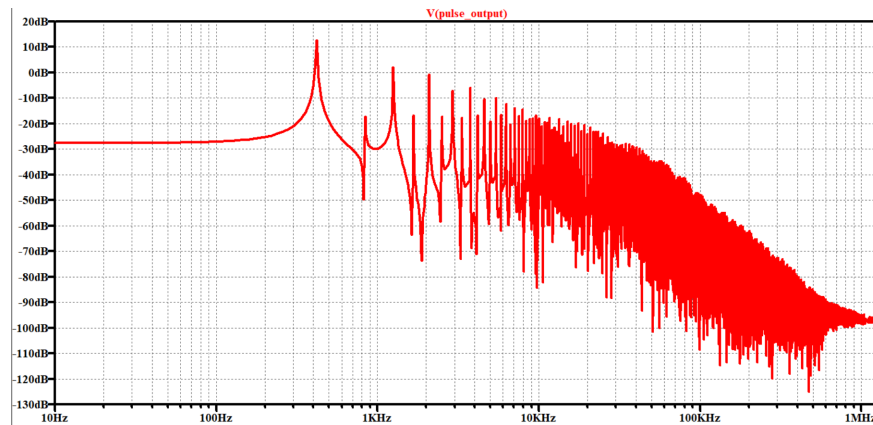


Figura 53. FFT de onda cuadrada generada por VCO (Voltage-controlled oscillator)

En la figura 54 se observa la modulación del ancho de pulso de la señal cuadrada con una señal de control de baja frecuencia (observada en azul). Se observa que el ancho de pulso de la señal cuadrada varía conforme los cambios de amplitud de la señal moduladora.

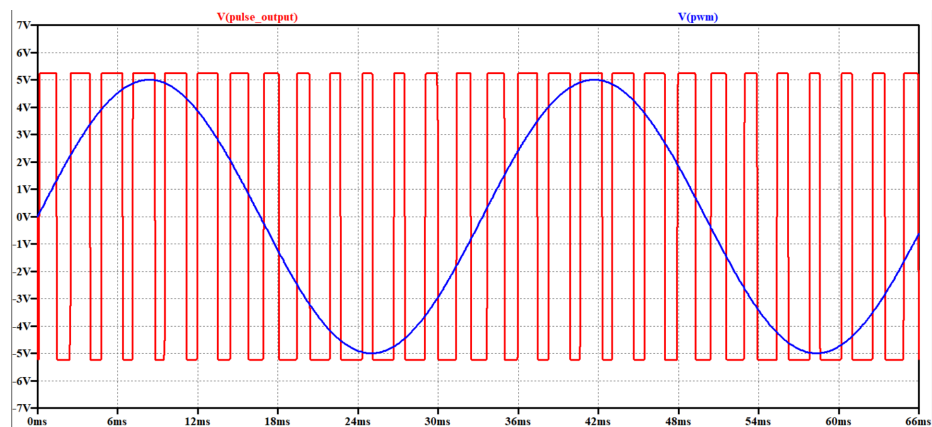


Figura 54. Modulación de PWM con señal de CV (Control voltage) en VCO (Voltage controlled oscillator)

En la Figura 55, se observa cómo ha sido posible la modulación de frecuencia de la señal de salida (en este caso se tomó la triangular), con una señal externa de 25 Hz. Se observa cómo la frecuencia varía conforme la amplitud de la señal moduladora.

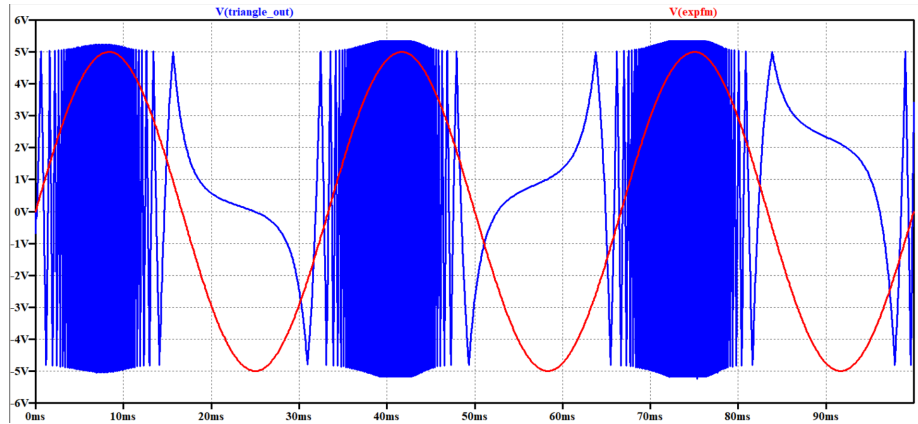


Figura 55. Modulación de frecuencia de VCO (Voltage controlled oscillator) con señal de CV (Control voltage)

6.2. Amplificador controlado por voltaje

El VCA elaborado se compone de dos amplificadores diferenciales (uno con transistores y otro con un amplificador operacional) y un amplificador sumador. También, presenta dos entradas, una para la señal que se desea modular (In) y otra para la señal de control (CV). Presenta una única salida, la cual es la señal de entrada amplificada, un control para el DC *offset* de la señal y otro para el desfase entre las señales del amplificador diferencial construido con transistores. El circuito fue tomado de M. Klein y Synths, 2022 y se observa completo en la Figura 56.

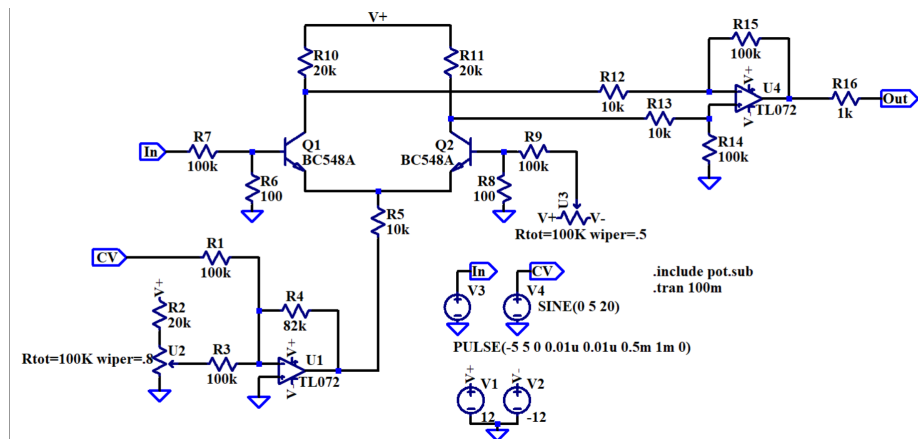


Figura 56. Esquemático completo de VCA (Voltage controlled amplifier) realizado

6.2.1. Funcionamiento de amplificador diferencial con transistores

Primero, analizando el circuito de la Figura 57, sin ninguna señal de entrada, se observan dos corrientes idénticas estables que fluyen a través de los transistores que se combinan en sus emisores

y luego son absorbidas por el amplificador sumador inversor. Esto es la corriente de polarización total que depende directamente del voltaje en la salida del amplificador sumador inversor. Cuanto más negativa (por debajo de 0 V) sea la salida, más fuerte será la corriente de polarización total. Esto se debe a que las bases de ambos transistores se encuentran en (o alrededor de) 0 V mientras el VCA está funcionando. Cuanto mayores sean las diferencias de voltaje entre sus bases y emisores, más se abrirán los transistores.

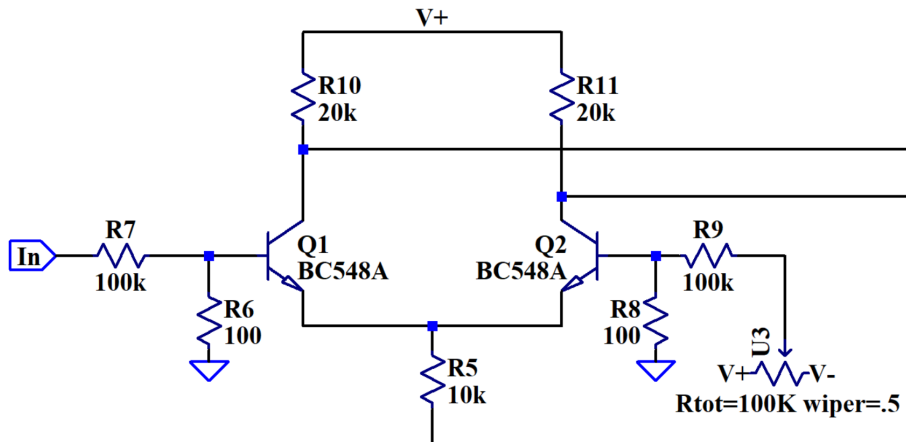


Figura 57. Fase de amplificador diferencial con transistores

Luego, se analiza el circuito al aplicar una señal de entrada a la base del transistor Q_1 . A medida que la señal de entrada oscila, la corriente de polarización en el transistor Q_1 también lo hará, porque se está manipulando aún más el voltaje entre la base y el emisor de ese transistor. Ahora, a medida que la corriente de polarización varía, obliga a su gemelo Q_2 a hacerlo también de manera invertida. Esto se debe a la retroalimentación negativa creada por la resistencia del emisor. Es más fácil forzar el comportamiento del transistor derecho que aumentar o disminuir la corriente de polarización total. Esto significa que la corriente de polarización total se mantendrá aproximadamente constante mientras que las dos corrientes de colectores individuales lucharán entre sí por el espacio dentro de ella.

Ahora, si se aumenta o disminuye la corriente de polarización total cambiando el voltaje de salida del amplificador operacional, también cambian los niveles de ganancia de los transistores. Esto se debe a que cuanto más corriente fluye a través de un transistor, más sensible se vuelve a los cambios en el voltaje base-emisor. Entonces, a medida que aumenta la corriente de polarización total, las dos corrientes del colector oscilarán más fuerte, haciendo que los voltajes del colector también oscilen más fuerte. De esta manera, se puede obtener tanta ganancia como sea necesaria, ya que no se depende de la pendiente de la curva de voltaje base a corriente de colector. Además, si las resistencias del colector coinciden, las oscilaciones de voltaje deberían ser las mismas, solo que invertidas. También, su DC *offset* debe ser idéntico, ya que ambas corrientes del colector oscilan exactamente en el mismo punto medio.

En caso de que ambas señales no presenten el mismo DC *offset* (esto se observa cuando la señal de salida del VCA no está centrada en cero), se introduce un divisor de voltaje en la base del transistor Q_2 , el cual consiste en un potenciómetro conectado a ambos voltajes negativos y positivos, y un par de resistencias. En lugar de conectar la base del transistor directamente a tierra, se le brinda un voltaje muy pequeño, constante y distinto de cero a través de un divisor de voltaje variable con el potenciómetro de 100k. Al hacer eso es como si se cambiara el nivel de ganancia natural del transistor: un voltaje positivo simula más ganancia mientras que uno negativo simula menos. Este nivel de ganancia natural es el que idealmente sería idéntico entre ambos transistores. Las oscilaciones de voltaje de colector tendrían exactamente el mismo DC *offset*, y restarlas entre sí,

daría una señal de salida correctamente centrada en 0V.

6.2.2. Funcionamiento de sumador inversor

Observando la Figura 58, la salida de este amplificador sumador inversor se encuentra conectada al emisor de los transistores del amplificador diferencial mediante una resistencia de 10k. Para el funcionamiento correcto del transistor, se debe tener una diferencia de voltaje entre base y emisor. Al colocar el extremo sur de la resistencia del emisor por debajo de 0 V, se espera que el voltaje en el emisor también caiga proporcionalmente. Esto aumentará la diferencia entre el voltaje de la base y el del emisor, lo que a su vez aumentaría la ganancia del amplificador diferencial. Lo que se está logrando al cambiar el voltaje del emisor es mover la región de operación del transistor hacia arriba o abajo en la curva de voltaje base a corriente. Al hacer esto no solo se cambia la ganancia del amplificador, también se está cambiando la cantidad promedio de corriente del colector que fluirá mientras el amplificador está funcionando. Lo que significa que el voltaje promedio en el colector del transistor también está cambiando. De manera efectiva, la ganancia del amplificador diferencial está directamente vinculada al DC *offset* de la señal de salida de este amplificador. Por esto, el amplificador sumador nivela la ganancia de la señal de entrada.

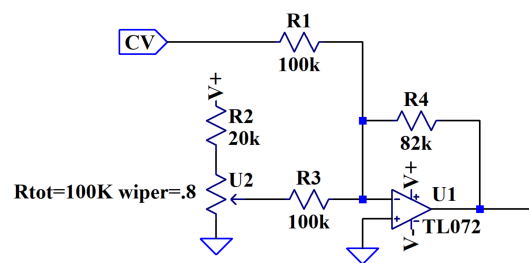


Figura 58. Fase de sumador en VCA (*Voltage controlled amplifier*)

Se puede observar que el amplificador sumador se encarga de sumar dos señales: la de control (CV) y la de un divisor de voltaje creado por un potenciómetro y un par de resistencias. El divisor de voltaje entrega un DC *offset*. Cuando no se presenta ninguna señal en CV, el opamp simplemente toma la señal DC del divisor y la amplifica con retroalimentación negativa, creando así un DC *offset*. Mientras más se aumenta el potenciómetro, más abajo se encuentra la señal. Sin embargo, cuando se introduce una señal CV, este DC *offset* se suma a esta señal, entregando así a la salida del opamp la señal de CV con el DC *offset* aplicado del divisor de voltaje.

6.2.3. Funcionamiento de amplificador diferencial con opamp

Al igual que el amplificador diferencial con transistores, este (Figura 59) se encarga de tomar dos señales y restarlas con retroalimentación negativa, por lo que la señal regresa a su posición original. Si se toman ambas señales gemelas del amplificador diferencial y se restan, el resultado será una señal sin ningún DC *offset*. Dado que ambas señales originales tienen el mismo DC *offset*, se cruzarán exactamente en sus respectivos puntos medios. Por lo tanto, se tendrá una señal correctamente centrada en 0V.

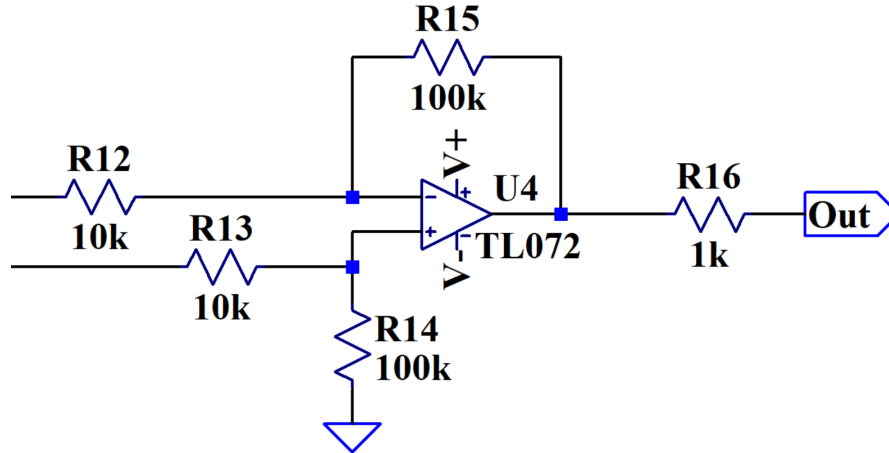


Figura 59. Amplificador diferencial con opamp en VCA (*Voltage controlled amplifier*)

Se resta el voltaje en la entrada no inversora del voltaje en la entrada inversora. Después se multiplica el resultado por una ganancia. Esta se da gracias a las resistencias de 100k y 10k, por lo que se brinda una ganancia de 10 V/V, lo cual lleva la señal de salida del VCA a 10Vp-p, el estándar de los sintetizadores comerciales.

6.2.4. Simulación de VCA (*Voltage-controlled amplifier*)

En la Figura 60, se observa la señal de entrada del VCA, la cual se trata de una señal cuadrada con voltaje p-p de 10V y una frecuencia de 1kHz.

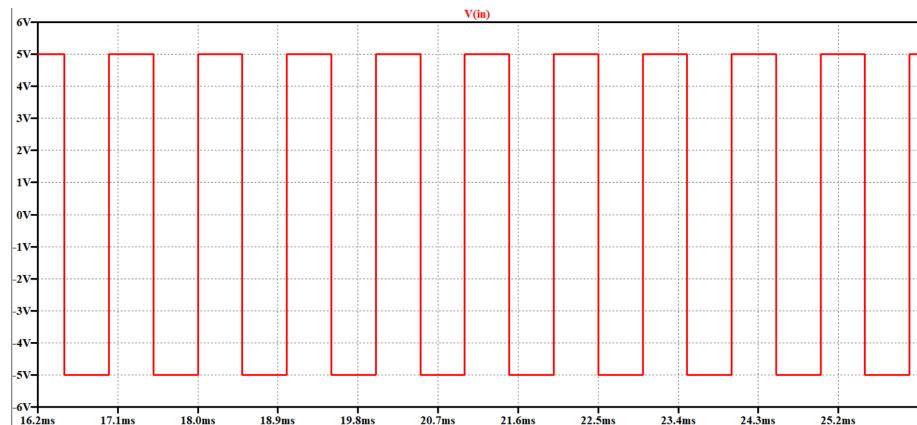


Figura 60. Señal de entrada para VCA (*Voltage controlled amplifier*)

Se observa que, luego del divisor de voltaje encontrado en la base del transistor Q_1 , la señal disminuye su amplitud y se encuentra con un valor de 10mVp-p (Figura 61). Por lo tanto, esta es la señal que ingresa a la base del transistor Q_1 .

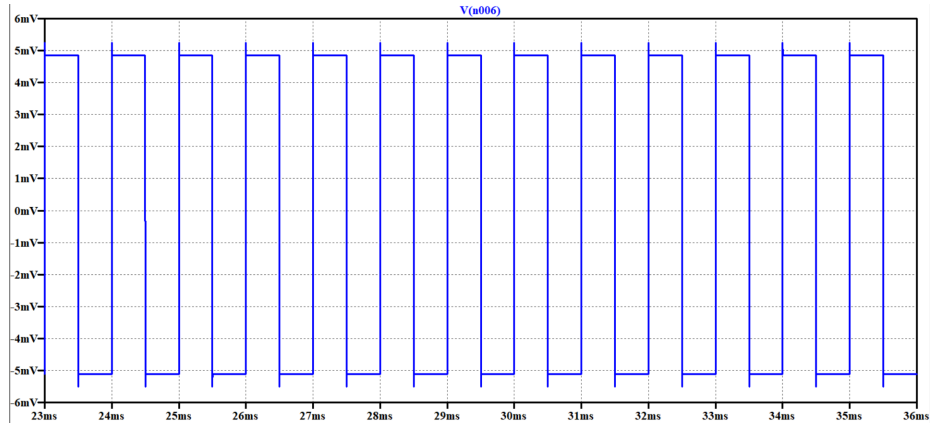


Figura 61. Señal de entrada en transistor Q_1 de VCA (Voltage controlled amplifier)

En la Figura 62, se observa la señal de CV (azul), la cual se trata de una señal senoidal con amplitud de 10Vp-p y frecuencia de 20Hz, y la señal DC (roja) brindada por el divisor de voltaje en una de las entradas del amplificador sumador.

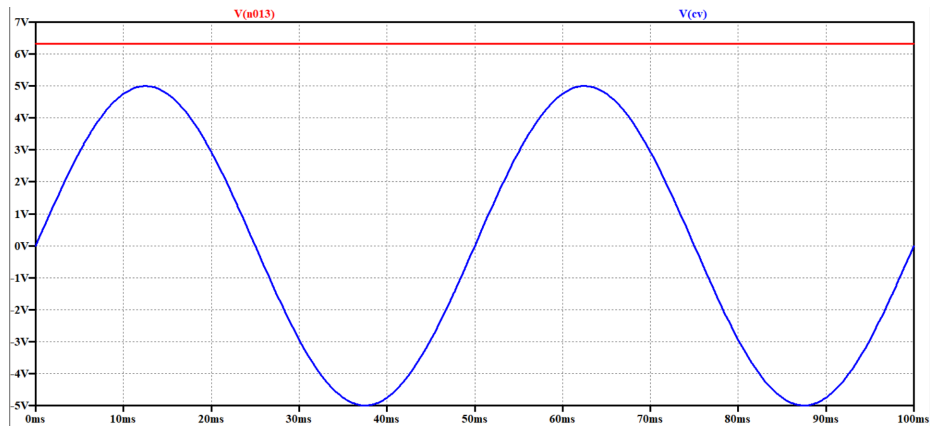


Figura 62. Señal de CV (Control voltage) y DC offset para VCA (Voltage controlled amplifier)

La suma de estas señales se encuentra en la Figura 63, por lo que es la señal con la que se alimenta los emisores en polarización de los transistores Q_1 y Q_2 . Se observa que se aplicó correctamente el *offset* y ahora la señal se encuentra por debajo de los -1V, llegando hasta -10V.

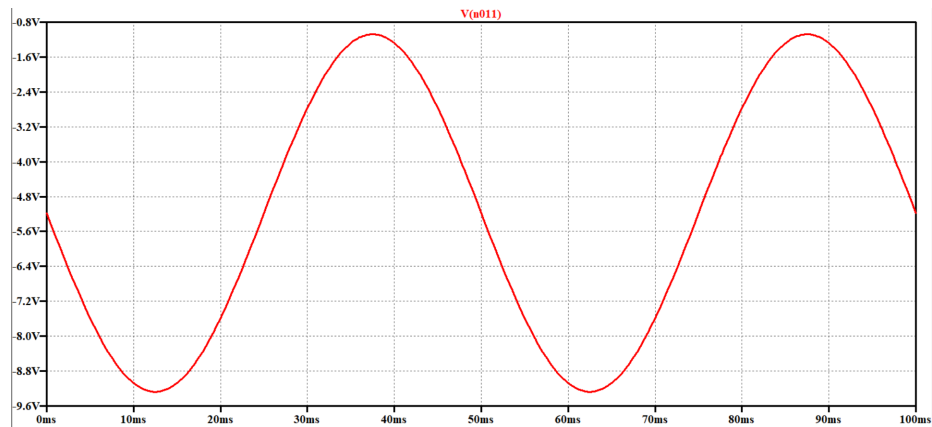


Figura 63. Señal de entrada en emisores de transistores de VCA (Voltage controlled amplifier)

En los emisores con polarización, se observa la señal en la Figura 64. La amplitud de la señal de entrada presenta la misma forma que la señal de CV, con el *offset* correspondiente.

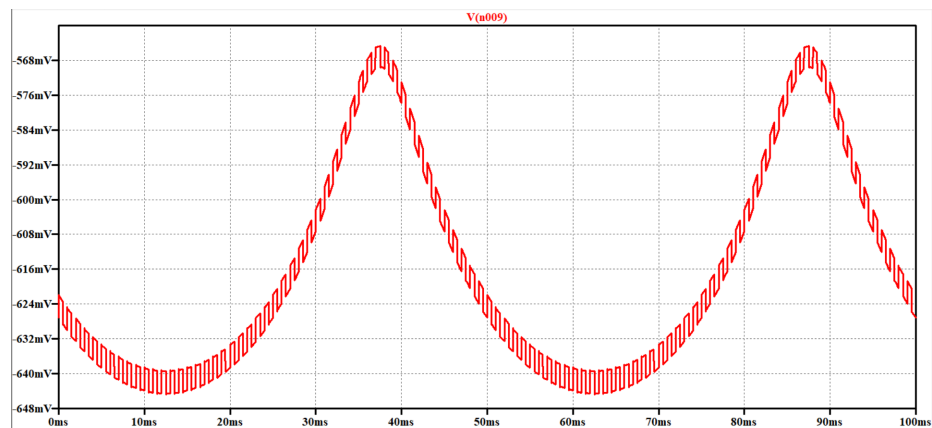


Figura 64. Señal obtenida en emisores de transistores de VCA (Voltage controlled amplifier)

Al ingresar la señal anterior por los emisores de ambos transistores, se observan ahora las señales en los colectores de estos (Figura 65). Se observa que ambas presentan el mismo DC *offset*, pero se diferencian en amplitud, donde la señal del colector del transistor Q_2 presenta una amplitud mayor a la señal del colector del transistor Q_1 .

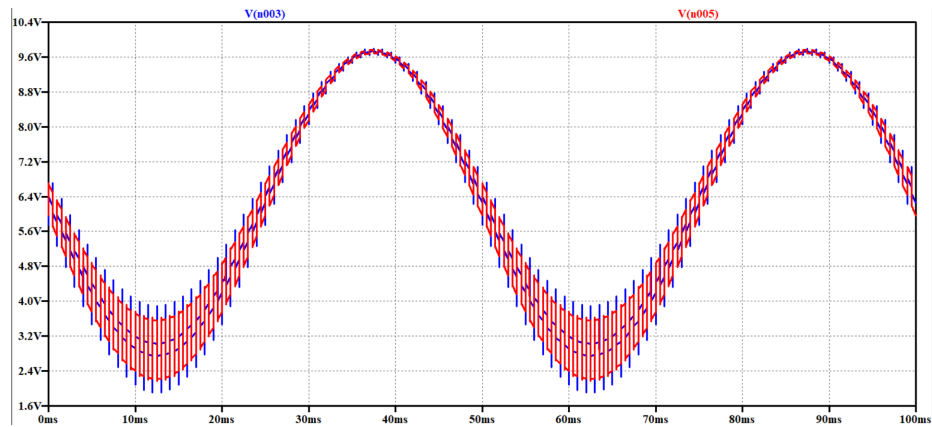


Figura 65. Señales en colectores de transistores de VCA (Voltage controlled amplifier)

Finalmente, se realiza la resta de señales y se observa la señal de salida en la Figura 66. Se observa cómo es una señal centrada en cero, con una amplitud de 10Vpp y un comportamiento igual al de la señal de CV. Por lo tanto, se confirma que la simulación del VCA funciona con éxito.

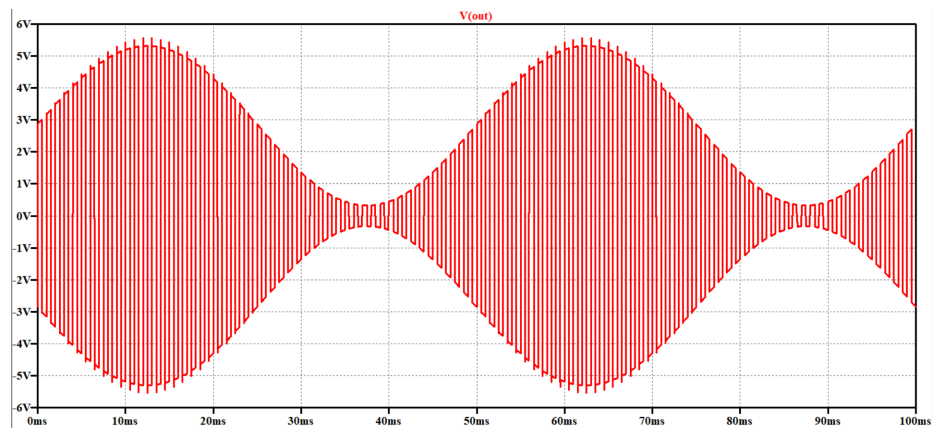


Figura 66. Señal final de salida de VCA (Voltage controlled amplifier)

Convertidor MIDI a CV

Para el funcionamiento de este módulo, se utilizó el microcontrolador Teensy para interpretar los datos del teclado a voltaje. Se desarrolló un código¹ para la toma de datos del teclado externo, la interpretación a voltaje y la entrega de ese voltaje a un DAC MCP4728. Gracias a este módulo, fue posible manejar mensajes de *note-on* y *note-off* (para activar o desactivar las salidas de *gate* correspondientes), *control change* y *velocity*.

A continuación se enlistan las librerías importadas al proyecto y se explica el uso de cada una:

- **USBHost_t36:** se utilizó para emplear el microcontrolador Teensy como un *host* de USB. Esta es la versión actualizada para la versión 3.6 del microcontrolador. Permite conectar una gran variedad de dispositivos, entre los cuales se encuentran dispositivos con comunicación MIDI.
- **Adafruit_MCP4728:** es una librería creada por la compañía Adafruit para implementar el DAC MCP4728 de una forma más sencilla a los distintos proyectos en los que se utiliza. Esta librería incluye funciones que permiten conectar el DAC con el microcontrolador y enviar los voltajes deseados a sus distintas salidas.
- **Wire:** esta librería se utilizó para una comunicación I2C entre el microcontrolador y el DAC MCP4728. Gracias a esta, se realizaron las funciones necesarias para enviar y recibir datos al DAC.

A continuación se explica el uso de las variables más importantes para el funcionamiento del programa.

- **VOLT_PER_OCTAVE:** Se utilizó para delimitar la relación de voltaje por octava que se manejó a las salidas del DAC. Para este caso, se seleccionó una relación de 1V/oct.
- **voltaje_ref:** el DAC utiliza un voltaje de referencia para entregar el solicitado por el microcontrolador. Esta variable almacena el valor de ese voltaje, el cual se especificó en 5V.

¹Enlace de GitHub: https://github.com/sofia1012s/MIDI_to_CV

7.1. Funciones del programa

A continuación se explicarán las funciones más importantes del programa para la grabación de audio, aplicación de efectos, reproducción y guardado de archivo.

7.1.1. myNoteOn

Mediante el uso de la librería `USBHost_t36`, fue posible leer mensajes MIDI mediante el microcontrolador. Al recibir un mensaje de `NoteOn`, esta función se encarga de tomar el valor de la nota presionada; realizar una operación matemática para encontrar el voltaje asociado a esa nota en específico, tomar la velocidad de la nota, su canal; e imprimir estos valores en la terminal serial. Se encarga de enviar el voltaje convertido a la salida correspondiente del DAC para tomar la señal e introducirla en un CV de $1V/oct$ de un VCO. Finalmente, se encarga de entregar una señal en alto al pin de salida de *gate* para indicar que la nota ha sido presionada.

7.1.2. myNoteOff

Al recibir un mensaje de `NoteOff`, esta función toma el valor de la nota presionada e indica que ha dejado de ser presionada. Envía una señal en bajo al pin de salida de *gate* para indicar que la nota ha dejado de ser presionada.

7.1.3. myControlChange

Al recibir un mensaje de `Control Change`, se toma el valor de este cambio, se encuentra su voltaje correspondiente mediante una operación matemática y se entrega este voltaje a la salida correspondiente del DAC. En el monitor serial, se imprimen los siguientes mensajes: canal, *control change*, valor del *control change* y voltaje correspondiente.

Análisis de programa

El programa elaborado en Python ¹ presenta una interfaz gráfica creada con la librería de Tkinter que permite grabar un audio, aplicar tres efectos distintos y, luego, exportar el audio en un formato WAV (Figura 67).

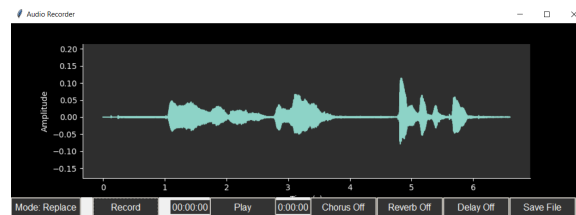


Figura 67. Captura de interfaz preliminar para programa elaborado

A continuación se enlistan las librerías importadas y se explica su uso:

- **tkinter:** se utilizó para crear la interfaz gráfica de usuario (GUI, por sus siglas en inglés) y agregar distintos elementos de la experiencia de usuario en la aplicación (como cuadros de diálogo).
- **wave:** se utilizó para leer y escribir archivos .WAV.
- **pyaudio:** brinda funcionalidades de grabación y reproducción de audio en tiempo real. Se utilizó para capturar audio desde un micrófono seleccionado por la computadora y reproducirlo en la salida seleccionada por la propia computadora.
- **numpy:** esta librería se utilizó para manipular los datos de audio y convertir *frames* de audio en distintos *arrays* que facilitan el procesamiento y aplicación de efectos.
- **matplotlib:** esta se utilizó para graficar el audio, mostró cómo cambia cuando se añasieron efectos y nuevas grabaciones.

¹Código en Github: https://github.com/sofia1012s/software_sinte

- **datetime:** se utilizó para trabajar con horas y fechas. Ayudó a manejar el tiempo de grabación y reproducción del audio.
- **threading:** Se utilizó para el manejo de distintos hilos dentro del código. Fue útil al momento de reproducir audio, permitiendo que la reproducción se realizara en un hilo distinto al de la interfaz y que esta no se bloqueara y siguiera funcionando con normalidad.
- **Pedalboard:** es una librería con distintos efectos de audio. Se utilizaron en específico tres de sus efectos: reverberación, *delay* y *chorus*. Estos se aplicaron al audio grabado.

Estas librerías establecen las base para que el programa pueda construir una aplicación de grabación, procesamiento y visualización de datos de audio, además de tener una interacción amigable con el usuario.

A continuación se explica el uso de las variables más importantes para el funcionamiento del programa.

- **FORMAT:** define el formato para muestrear los datos de audio. En este caso, se utilizó una tasa de 16 bits, por lo que los valores de audio captados oscilarán entre -32768 y 32767.
- **CHANNELS:** indica el número de canales para la grabación. En este caso, está como 1, por lo que se hace una grabación mono.
- **RATE:** es la frecuencia de muestreo para la toma de los datos. En este caso, presenta el valor estandarizado de 44100 Hz.
- **CHUNK:** es el número de muestras de audio procesadas por cada bloque. En este caso fue de 1024.
- **RECORD_SECONDS:** es el tiempo máximo permitido para grabar. En este caso, está especificado en 300 segundos, lo cual equivale a 5 minutos.
- **frames:** lista encargada de almacenar fragmentos de los datos de audio conforme se van guardando.
- **original_frames:** se utiliza para mantener una copia del audio original grabado para recuperar la señal limpia sin ningún filtro aplicado.
- **stream:** se utiliza para almacenar el objeto de audio para PyAudio cuando se comienza la grabación.
- **playback_thread:** objeto de Thread para determinar si se utiliza el hilo responsable de manejar la reproducción de audio para que no bloquee la interfaz.
- **chorus_effect:** crea una instancia del efecto *chorus*, tomado de la librería Pedalboard. Este efecto crea copias del sonido original con ligeros cambios en la afinación y el tiempo, por lo que brinda la sensación de que existe más de un instrumento.
- **reverb_effect:** crea una instancia del efecto *reverb*, tomado de la librería Pedalboard. Simula una reverberación, provocando que el sonido se escuche como si se estuviera reproduciendo desde un espacio físico amplio. Con el parámetro `room_size`, se ajusta el tamaño.
- **delay_effect:** crea una instancia del efecto *delay*, tomado de la librería Pedalboard. Este efecto reproduce el audio original con distintos retardos de tiempo. Con los parámetros `delay_seconds` y `feedback`, se configura la duración del retardo y la cantidad de señal que se alimenta de regreso en la entrada del efecto.

8.1. Funciones del programa

A continuación se explican las funciones más importantes del programa para la grabación de audio, aplicación de efectos, reproducción y guardado de archivo.

8.1.1. `stream_callback`

Esta es una función para la librería PyAudio. Se activa cuando se encuentran nuevos datos disponibles para leer desde la entrada seleccionada por la computadora (micrófono, tarjeta de sonido, entre otros). Agrega los datos tomados a las lista de *frames* y *original_frames* para hacer una copia de la señal que puede modificarse y otra donde se mantiene con sus valores originales.

8.1.2. `toggle_recording`

Es utilizado para alternar el estado de la grabación. Si hay una grabación en proceso, la detiene y actualiza el texto del botón de grabación. Si no se está grabando, se inicia y actualiza el texto del botón de grabación.

8.1.3. `toggle_record_mode`

Es utilizada para alternar entre ambos modos de grabación. Cuando se encuentra en *replace*, se reemplaza la grabación existente con la nueva. Cuando se encuentra en *append*, se agrega al final de la grabación existente la nueva. También actualiza el texto del botón de modo según el estado actual.

8.1.4. `start_recording`

Comienza a grabar audio. Si el modo de grabación es *replace*, se vacían ambas listas de *frames* y *original_frames*. Se abre un nuevo flujo de audio con los parámetros definidos de frecuencia de muestreo y profundidad de bits para capturar audio. Deshabilita temporalmente los botones de guardado y reproducción, y comienza a actualizar la etiqueta de tiempo de grabación.

8.1.5. `stop_recording`

Se utiliza para detener la grabación de audio si se encuentra una grabación activa y cerrar la entrada de flujo de datos. Reestablece la etiqueta de tiempo de grabación y vuelve a habilitar los botones de grabación, guardado y reproducción. Además, actualiza el gráfico de la onda de audio grabada.

8.1.6. `toggle_effect`

Alterna entre los tres efectos de audio (*chorus*, *reverb*, *delay*). Se encarga de actualizar el texto del botón correspondiente (para indicar si está encendido o apagado) y especificar qué efecto se aplica a la señal grabada.

8.1.7. `apply_effects_to_frames`

Convierte los bytes en la lista de `original_frames` a un *array* de la librería Numpy normalizado (para delimitar que la señal solamente toma valores entre -1 y 1) y aplica los efectos de audio activos. Actualiza los *frames* de la lista con los datos afectados, convirtiéndolos nuevamente a bytes.

8.1.8. `apply_effects`

Función auxiliar para la función `apply_effects_to_frames`. Aplica un efecto de audio específico a la lista de datos de audio correspondiente. Convierte los datos a un *array* de la librería Numpy de tipo flotante, los normaliza en valores entre -1 y 1, aplica el efecto específico y maneja posibles valores NaN o Inf. Es útil para efectos (como la reverberación) que necesitan este manejo de errores.

8.1.9. `apply_chorus`, `apply_reverb`, `apply_delay`

Estas funciones aplican cada efecto individual (*chorus*, *reverb* y *delay*) a *frames* especificados, únicamente si contienen datos. Cada función presenta los parámetros específicos para cada efecto y los procesos necesarios para aplicar de forma correcta al audio grabado.

8.1.10. `save_recording`

Permite que el usuario guarde el audio actual, incluyendo sus efectos, en un archivo de formato WAV. Normaliza los datos de este audio, los guarda en un archivo utilizando la librería Wave y actualiza la interfaz de usuario.

8.1.11. `play_recording`

Presenta la lógica necesaria para iniciar o detener la reproducción de la grabación o del audio actual. Aplica los efectos en tiempo real a los datos de audio guardado, comienza el hilo de reproducción para que el audio se reproduzca de forma correcta sin interrumpir el funcionamiento de la interfaz y actualiza la etiqueta de tiempo de reproducción.

9.1. Oscilador controlado por voltaje

En la Figura 68, se observa la onda triangular generada por el VCO. Esta posee un valor de voltaje pico a pico de 9.52 V. Su frecuencia puede ir desde los 37 Hz (Figura 69) hasta los 26kHz (Figura 68). Para comprobar la calidad de esta onda triangular, se tomó su espectro de frecuencia (Figura 70). Comparado con el espectro de frecuencia del valor teórico, se observa el mismo comportamiento. Se obtienen los armónicos impares de la frecuencia fundamental, con el decrecimiento esperado.

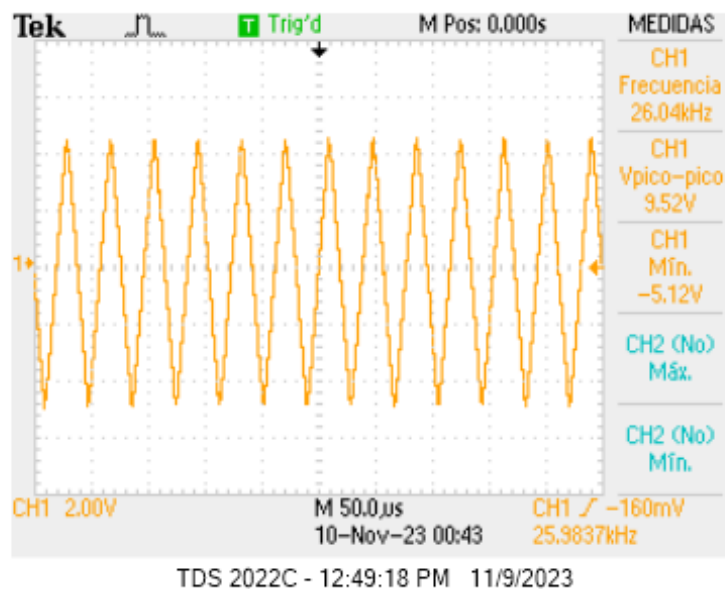


Figura 68. Captura de onda triangular generada por VCO (Voltage controlled oscillator)

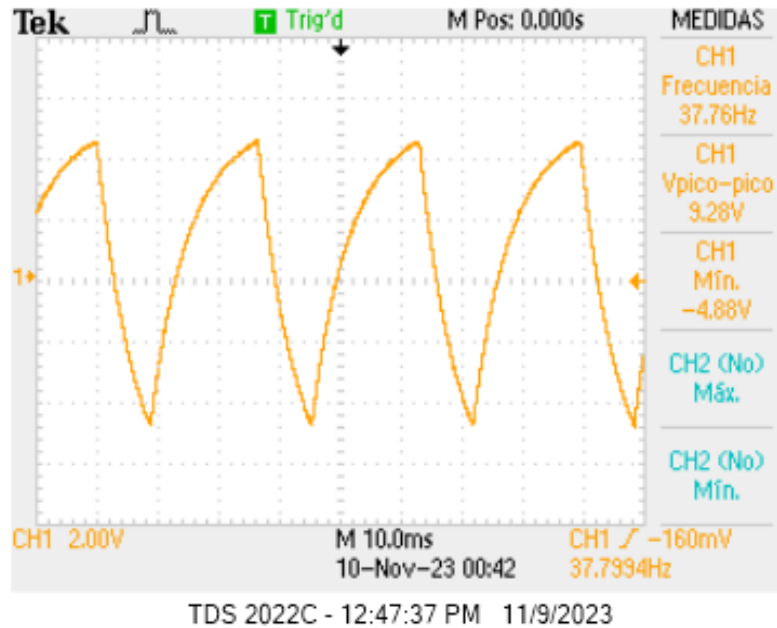


Figura 69. Límite inferior de frecuencia para onda triangular

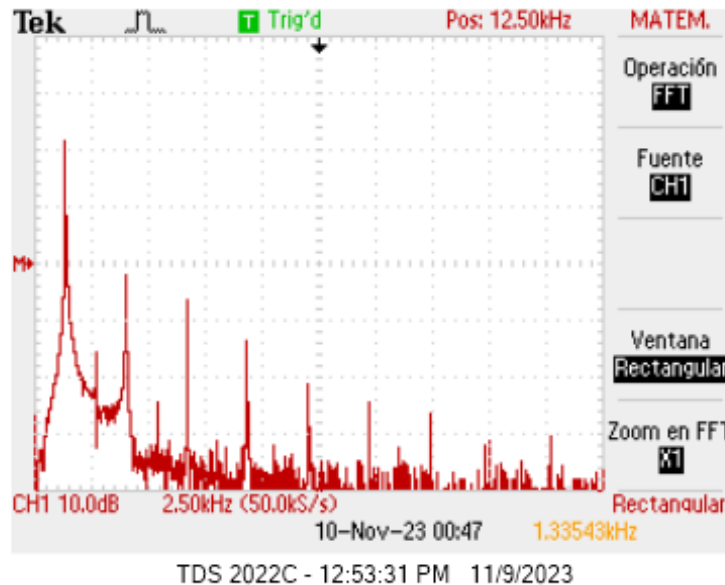


Figura 70. Captura de FFT de onda triangular generada por VCO (Voltage controlled oscillator)

La onda senoidal generada por el VCO (Figura 71), posee un valor de voltaje pico a pico de 10.2 V. Su frecuencia puede ir desde los 48Hz, (Figura 72) hasta los 26kHz (Figura 71). Para comprobar la calidad de esta onda senoidal, se tomó su espectro de frecuencia (Figura 73). Comparando con el espectro de frecuencia del valor teórico tomado, se observó un comportamiento similar. Se obtuvo un único armónico fundamental, pero este estaba acompañado de otro armónico impar. Sin embargo, el resto de armónicos se presentaron en amplitudes menores, por lo tanto presentó una pequeña distorsión armónica.

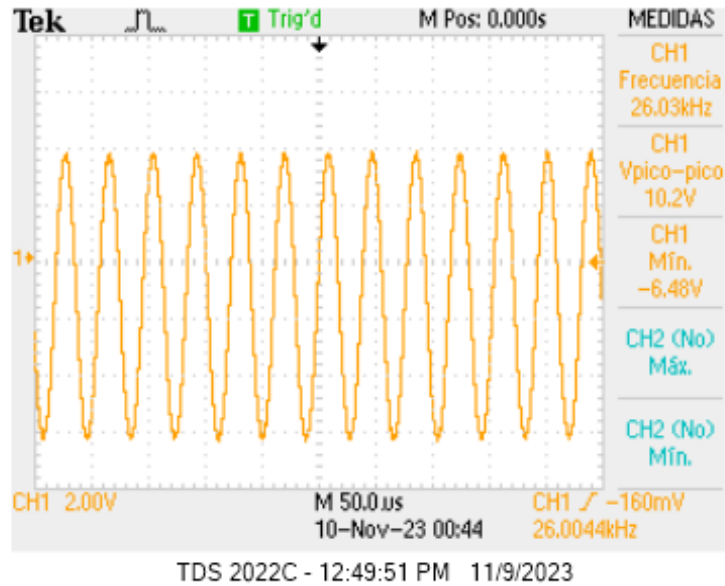


Figura 71. Captura de onda senoidal generada por VCO (Voltage controlled oscillator)

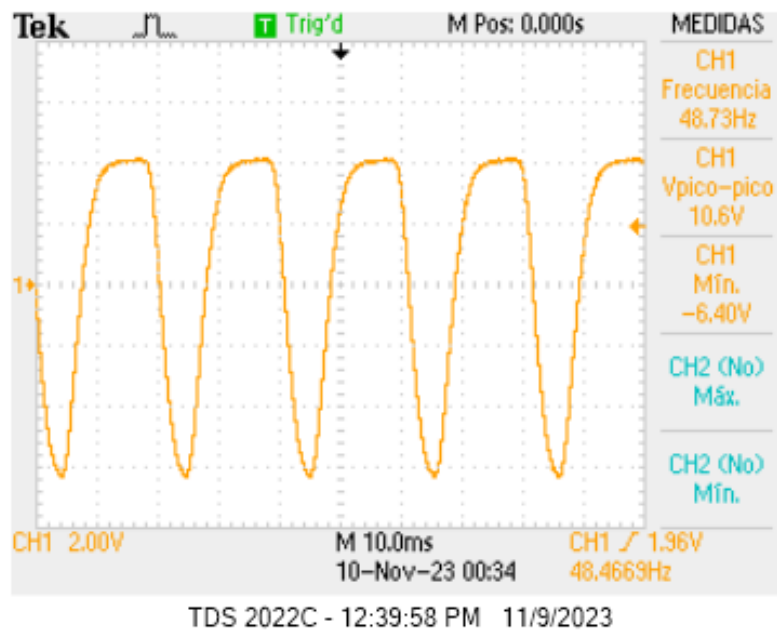


Figura 72. Límite inferior de frecuencia para onda senoidal

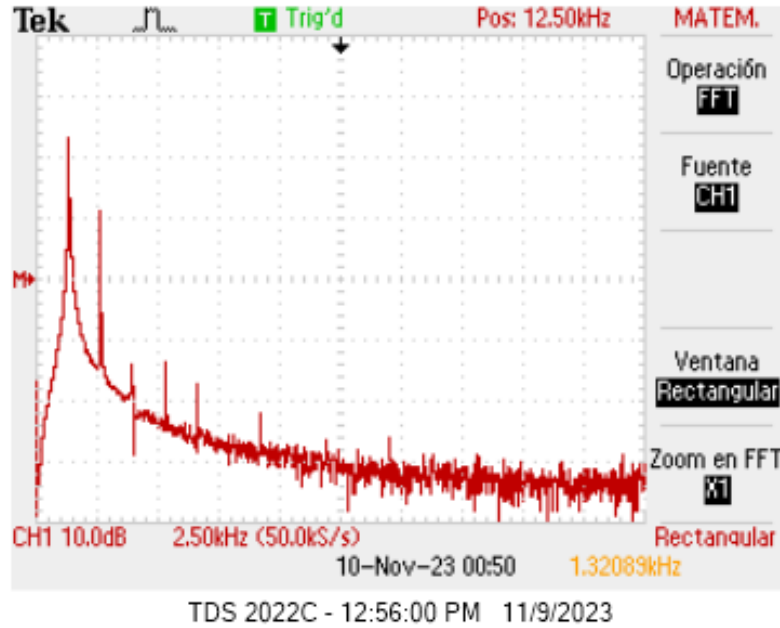


Figura 73. Captura de FFT de onda senoidal generada por VCO (Voltage controlled oscillator)

La onda cuadrada generada por el VCO (Figura 74) posee un valor de voltaje pico a pico de 10.6 V. Su frecuencia puede ir desde los 51Hz (Figura 74) hasta los 26kHz (Figura 75). Para comprobar la calidad de esta onda cuadrada, se prosiguió a tomar su espectro de frecuencia (76). Comparando con el espectro de frecuencia del valor teórico tomado, se observó un comportamiento similar. Se observan los armónicos impares de la frecuencia fundamental de la señal.

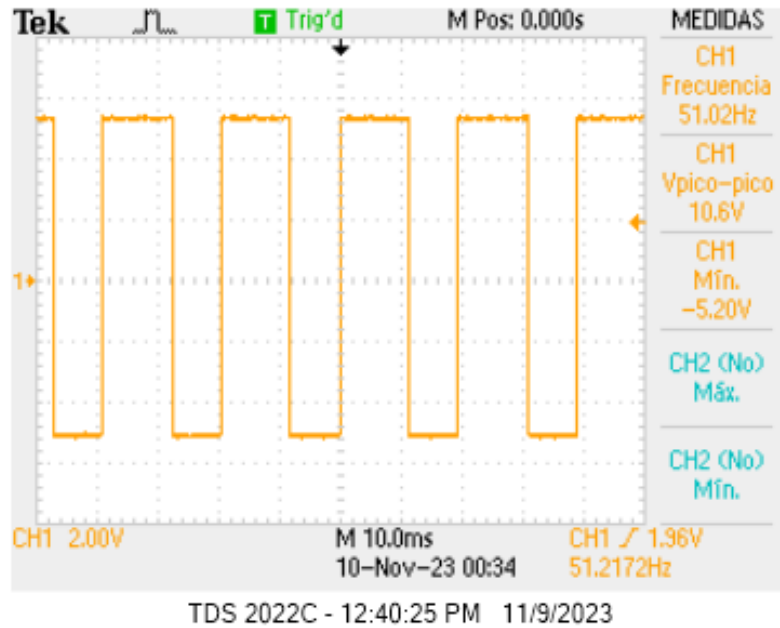


Figura 74. Captura de onda cuadrada generada por VCO

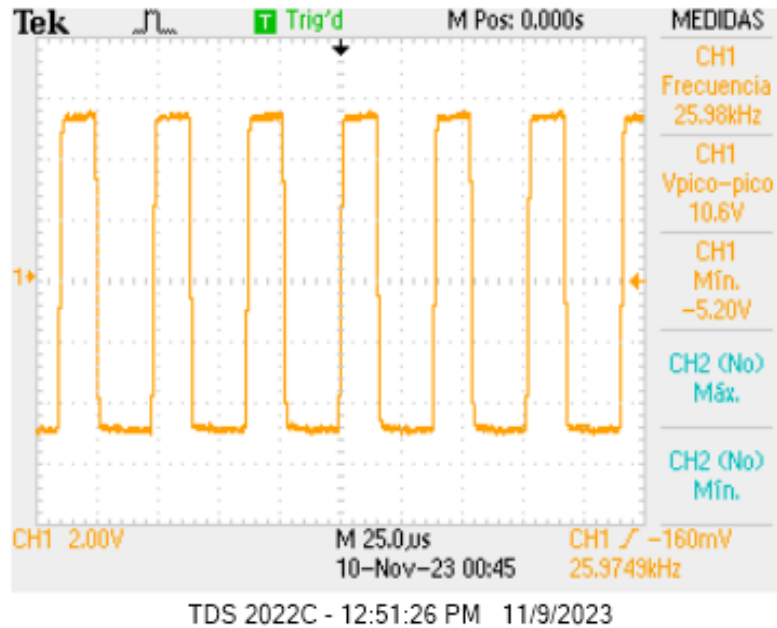


Figura 75. Límite superior de frecuencia para onda senoidal

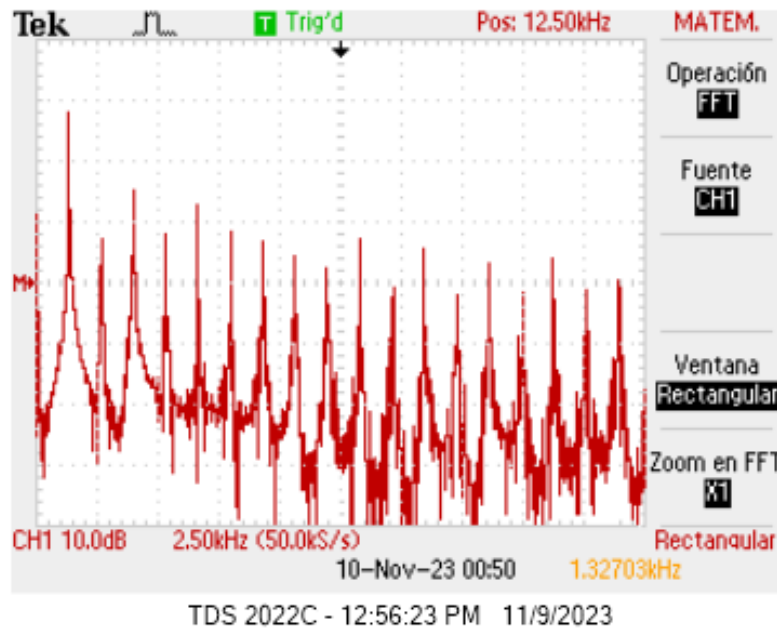


Figura 76. Captura de FFT de onda cuadrada generada por VCO

En la Figura 77, se observa la modulación exponencial de frecuencia mediante una señal de control externa. Esta señal moduladora posee una frecuencia de 31 Hz, por lo que es de baja frecuencia. La frecuencia de la señal triangular (amarillo) se modula conforme la señal moduladora. Pequeños cambios en su frecuencia provocan grandes cambios en la señal final, teniendo así un comportamiento exponencial. Al comparar este resultado con el resultado teórico, se observó un comportamiento muy similar.

La modulación lineal de frecuencia (Figura 78) también se da mediante una señal de control externa (azul) y posee una frecuencia de 39Hz, por lo que se considera de baja frecuencia. La frecuencia de la señal triangular se modula de manera proporcional con los cambios de esta señal, teniendo así una modulación de frecuencia lineal. Al compa

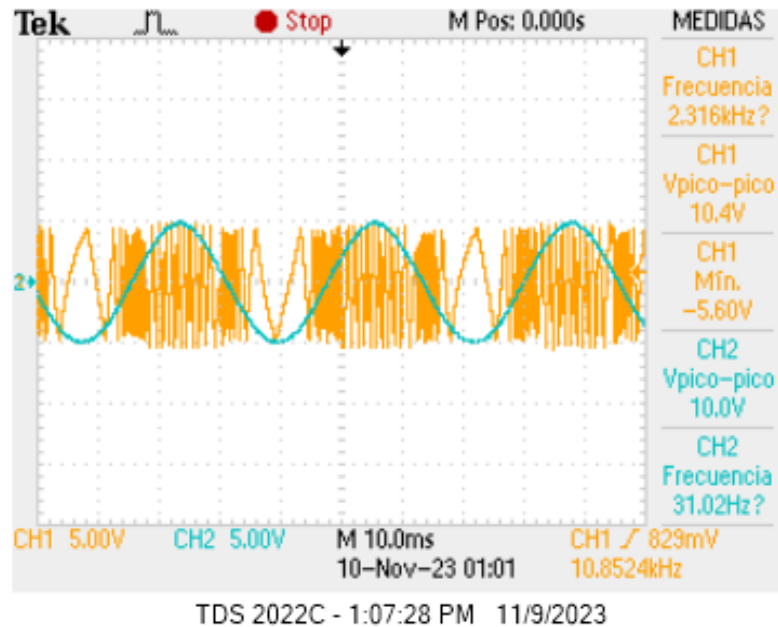


Figura 77. Modulación de frecuencia exponencial mediante CV

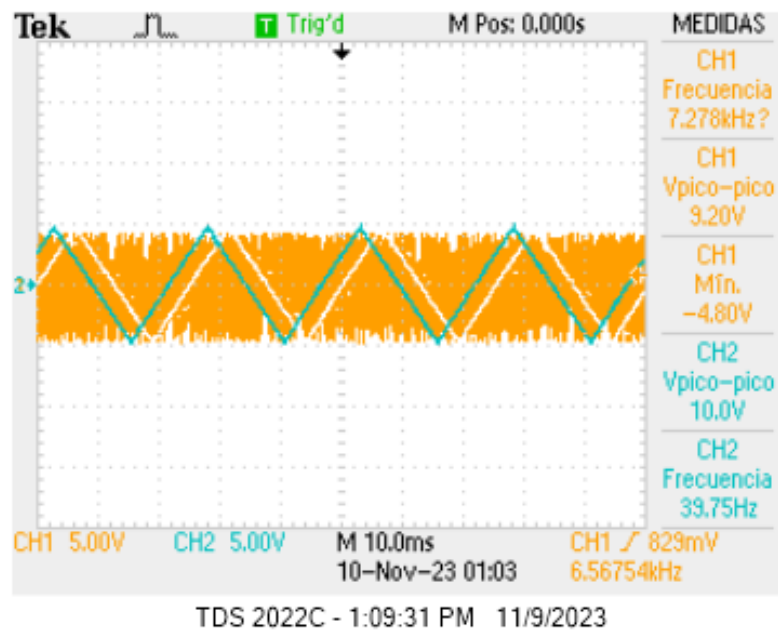


Figura 78. Modulación de frecuencia lineal mediante CV

La modulación de ancho de pulso para la señal cuadrada (Figura 79) es gracias a una señal de control externa. Esta señal moduladora posee una frecuencia de 10 Hz, por lo que es de baja frecuencia. El ancho de pulso de la señal cuadrada (amarillo) se modula conforme la señal moduladora (azul). Al comparar este resultado con el resultado teórico, se da un comportamiento muy similar.

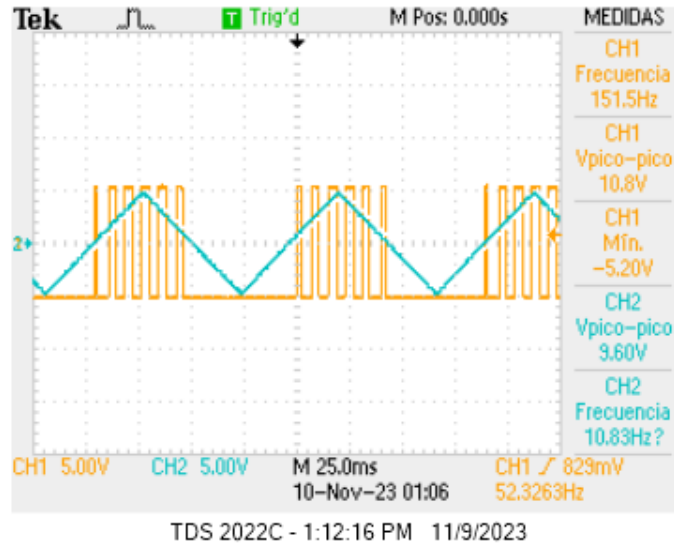


Figura 79. Modulación de ancho de pulso de señal cuadrada mediante CV

9.2. Amplificador controlado por voltaje

En la Figura 80, se observa la señal de entrada (azul) y señal de salida (amarillo). Se observa cómo su amplitud se moduló gracias al VCA, donde disminuyó a un valor pico de 4.8 V en lugar de los 9.92 V de la señal original.

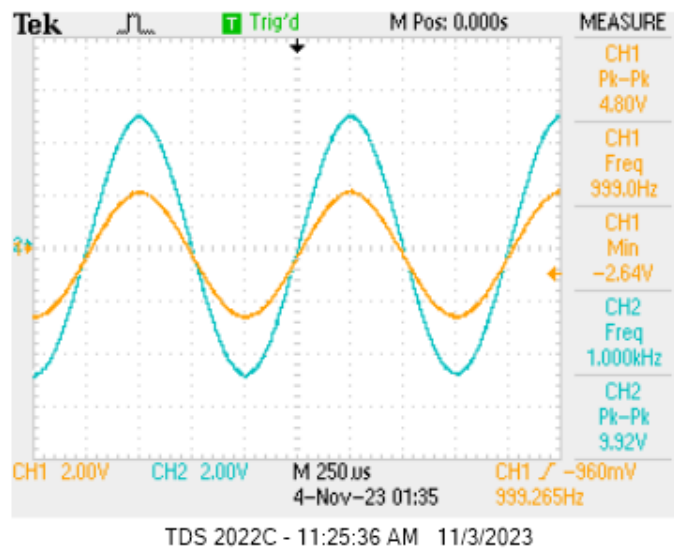


Figura 80. Modulación de amplitud de señal mediante VCA

En la Figura 81, se muestra la amplitud de la señal de entrada modulada por una señal de baja frecuencia. Para la señal de salida (amarillo), su amplitud varía conforme se dieron los cambios en voltaje de la señal moduladora, comportamiento similar de la gráfica teórica de la Figura 10 de la página 11. En la Figura 82, se observa un acercamiento al comportamiento de esta señal, donde, al tener valores cercanos a 5V, la amplitud de salida aumenta, mientras que más cercanos a 0V, su disminuye.

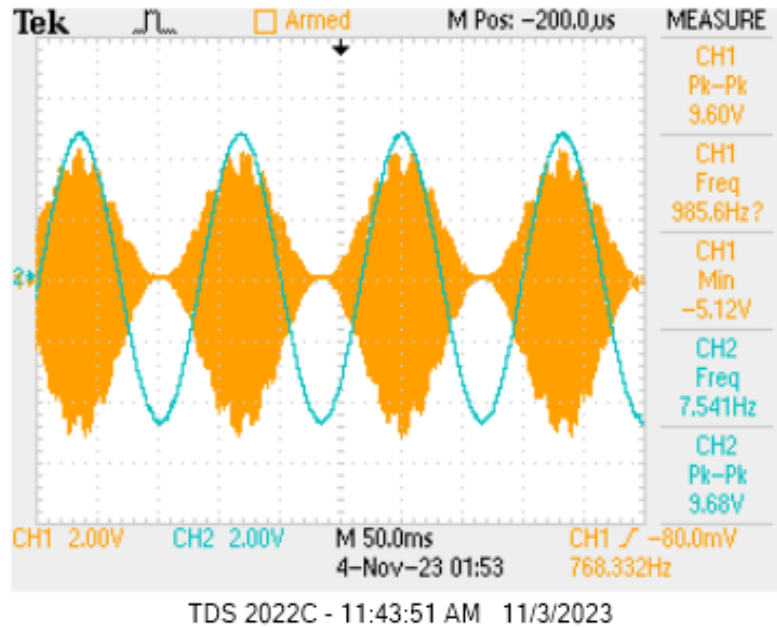


Figura 81. Modulación de amplitud de señal mediante CV de VCA

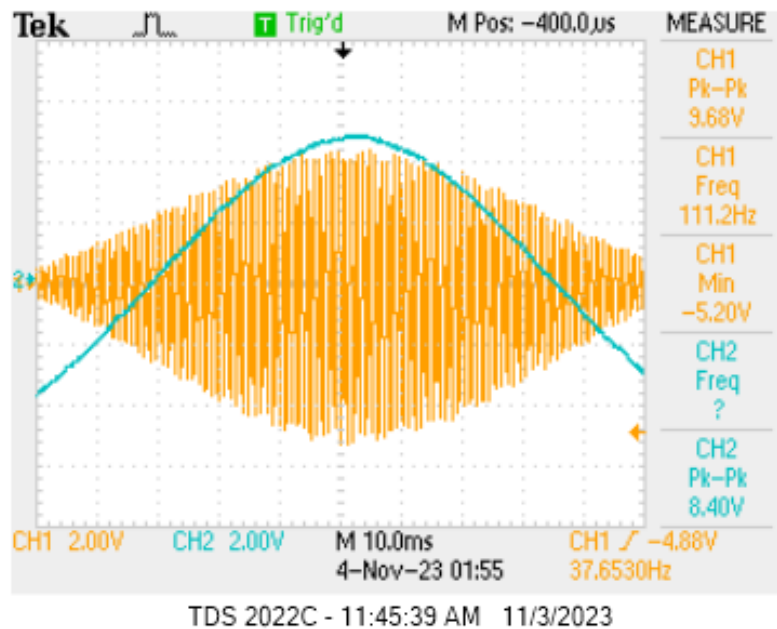


Figura 82. Acercamiento a modulación de amplitud de señal mediante CV de VCA

9.3. Convertidor MIDI a CV

En la Figura 83, se presenta la conversión de voltaje de la nota C4 tocada en un teclado con conexión MIDI. Esta nota corresponde a un voltaje de 2.93V (azul). La entrada de 1V/oct del VCO elaborado se encargó de tomar este voltaje y hacer oscilar la señal de salida a una frecuencia de 266Hz, a cual se acerca al valor esperado de 261Hz del C4. Al momento de tocar una octava arriba (C5), el módulo MIDI entregó un voltaje de 3.82 V (Figura 84, cumpliendo con la tasa de 1V/oct en un rango aceptable. Sin embargo, la entrada de CV de 1V/oct del VCO interpretó este voltaje como 1.3 octavas arriba, ya que la señal de salida oscilaba a una frecuencia de 581 Hz, más de los 523 Hz esperados.

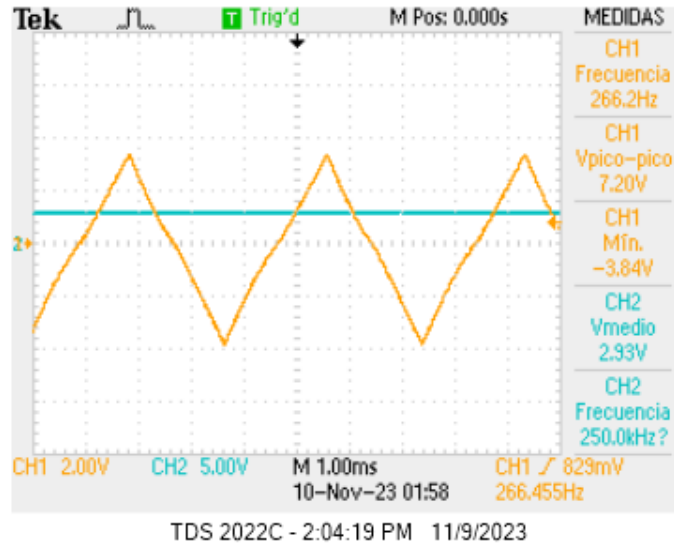


Figura 83. Nota C₄ en teclado, convertida a voltaje por módulo

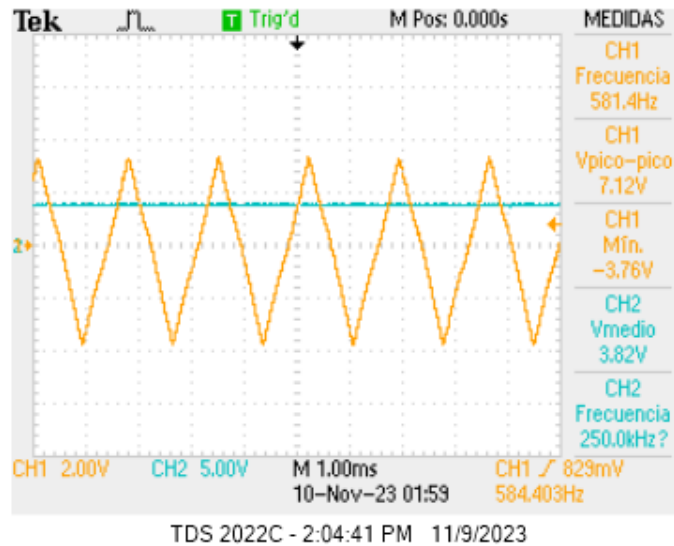


Figura 84. Nota C₅ en teclado, convertida a voltaje por módulo

9.4. Software

Como primer paso, se capturó de manera correcta un fragmento de audio de nueve segundos (Figura 85). Este audio se muestra en la gráfica generada. En la Figura 86, se observa que el filtro de *chorus* está activado y los cambios en la gráfica de la señal generada. Lo mismo ocurre al momento de aplicar el efecto *reverb* (Figura 87) y *delay* (Figura 88). Para el efecto de *delay* se perciben más estos cambios ya que, por las propiedades del efecto, se duplican varias veces pequeñas porciones del audio original.

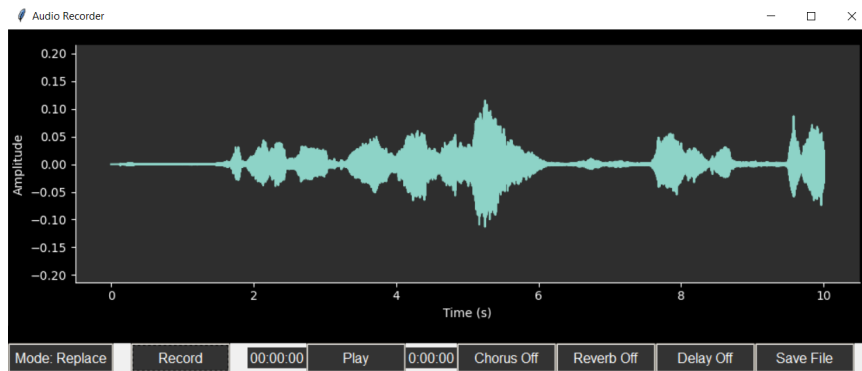


Figura 85. Captura de audio utilizando software

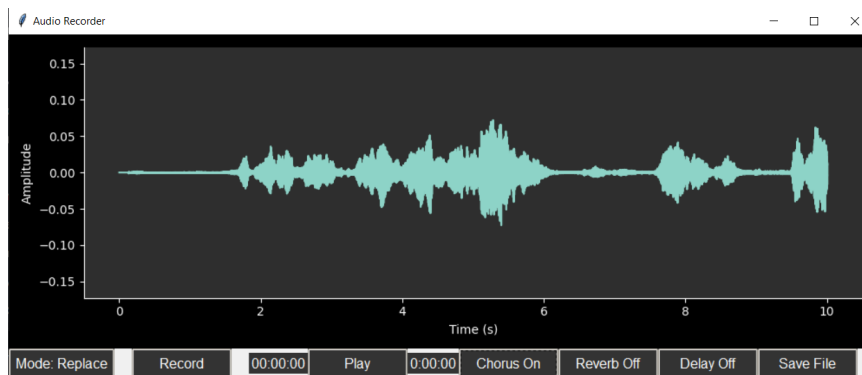


Figura 86. Efecto chorus aplicado a señal grabada

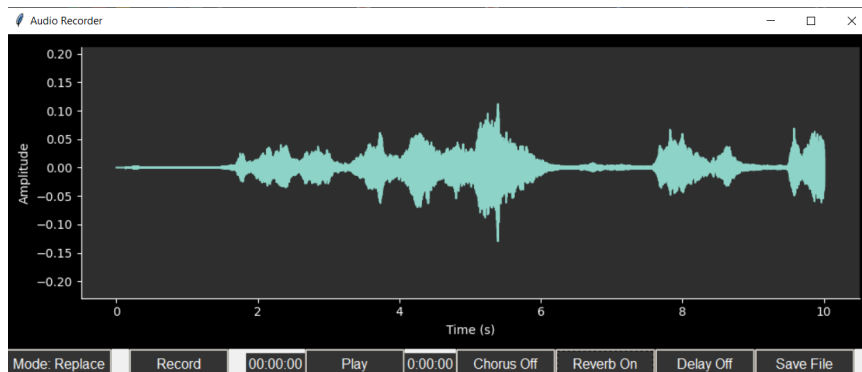


Figura 87. Efecto reverb aplicado a señal grabada

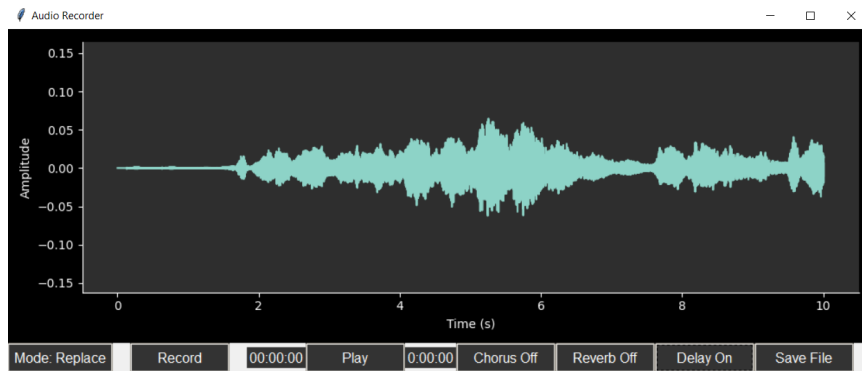


Figura 88. Efecto delay aplicado a señal grabada

Luego de aplicar los filtro deseados, se prosiguió a seleccionar la opción de guardar archivo. En la Figura 89, se observa la ventana de sistema que permite guardar el archivo en la carpeta y el nombre deseados, en formato .WAV.

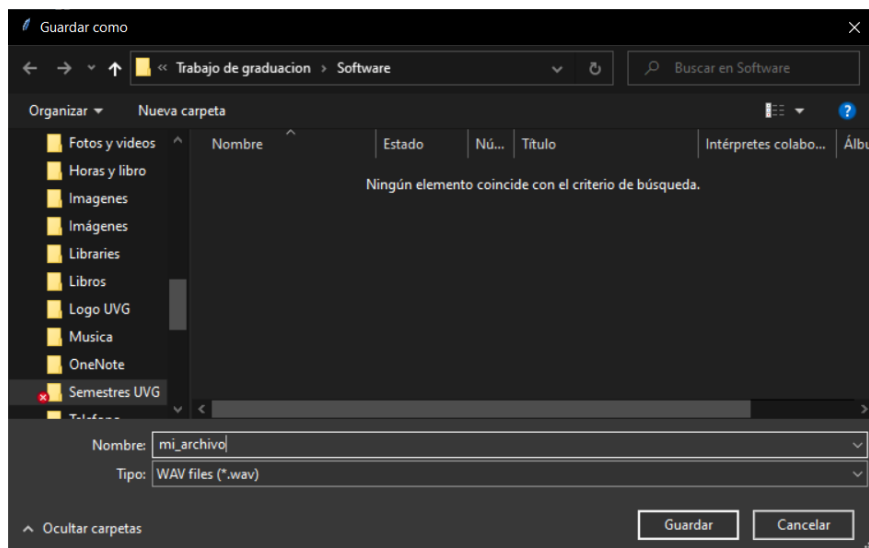


Figura 89. Ventana de sistema luego de seleccionar la opción guardar

Finalmente, el archivo se guarda con éxito en la carpeta seleccionada (Figura 90). Se comprueba que es el archivo del programa al escucharlo por una reproductor externo (Figura 91).

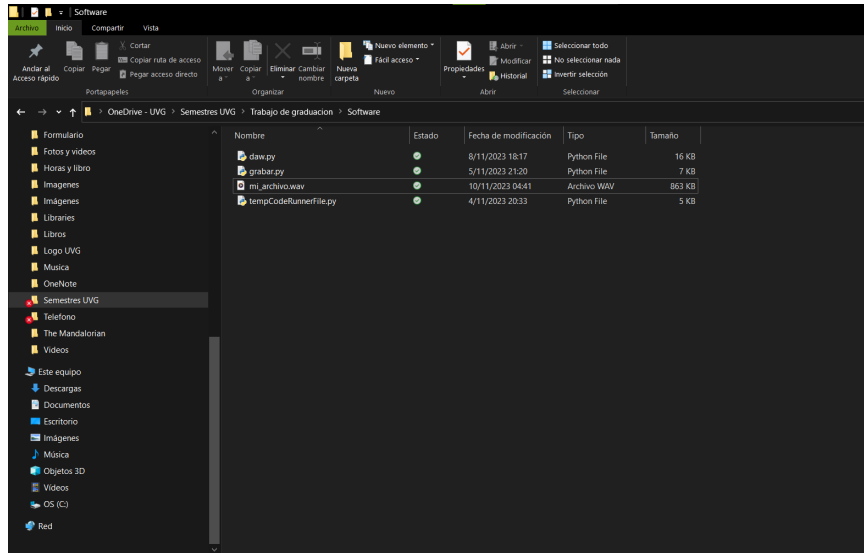


Figura 90. Archivo guardado en carpeta con éxito

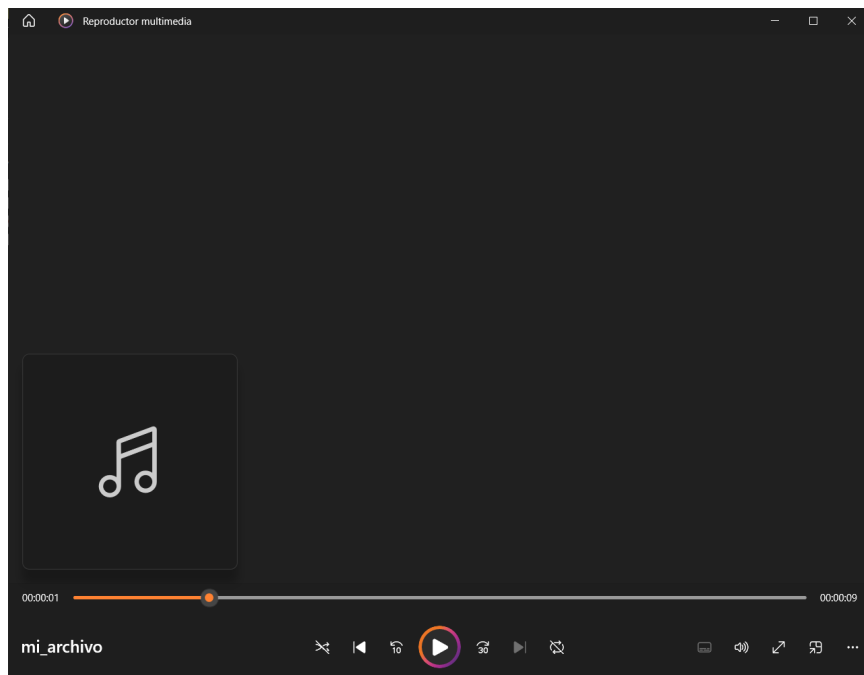


Figura 91. Archivo guardado con éxito

CAPÍTULO 10

Conclusiones

- Luego de realizar un análisis detallado de distintos circuitos de sintetizadores comerciales, se lograron desarrollar dos módulos para un sintetizador analógico modular, elaborado de manera manual y casera, con componentes encontrados dentro de Guatemala.
- Se logró el funcionamiento del VCO (Figuras 68, 71 y 74), además la implementación de controles de voltaje (Figuras 77, 78 y 79).
- Se logró el funcionamiento del VCA (Figura 80), además de la implementación de un control de voltaje (Figura 81).
- Luego de diseñar un circuito para convertir señal MIDI a CV, se logró controlar el sintetizador mediante comunicación MIDI a través de un teclado externo (Figuras 83 y 84).
- Fue posible el desarrollo de un *software* con la capacidad de grabar, aplicar efectos, reproducir y guardar el un archivo en formato .WAV (Figuras 85, 86, 88, 87, 89, 90 y 91).

- Se recomienda utilizar un par de transistores empaquetados en conjunto (como el modelo 2SA798 o similares) para sustituir el par de transistores acoplados térmicamente de forma artesanal utilizados para la parte del convertidor exponencial del módulo de VCO.
- Se recomienda elaborar los módulos en PCB en lugar de placa perforada para mejorar el rendimiento y disminuir el tamaño de los módulos finales.
- Se recomienda realizar simulaciones por partes en el dominio del tiempo en caso de no tener la potencia computacional necesaria. Sin embargo, se debe tomar en consideración el *match* de impedancias de los módulos y que no se presente ninguna retroalimentación en las señales.
- Se recomienda utilizar un lenguaje de programación de un nivel más bajo que Python si se desean implementar funciones más adecuadas a la industria de programación de audio al *software* realizado.
- Se recomienda explorar el amplio catálogo de librerías de Python para implementar nuevas funciones al *software* realizado.
- Se recomienda experimentar con otros tipos de efectos o procesamiento de señales para experimentar con los sonidos generados a partir del sintetizador y el *software* de grabación.

- Abram. (2017). Basic Voltage-Controlled Amplifier – Notes to self. <http://abrammorphew.com/notes/2017/09/01/basic-voltage-controlled-amplifier/>
- AspenCore. (s.f). Sound Transducers. https://www.electronics-tutorials.ws/io/io_8.html
- Chiuro, C. A., Frontini, G., & Otero, F. A. (2021). Señales y música, una relación inseparable. una aplicación de la serie de Fourier con Matlab. *ResearchGate*. https://www.researchgate.net/publication/352861789_Senales_y_musica_una_relacion_inseparable_Una_aplicacion_de_la_serie_de_Fourier_con_Matlab
- Devarahi. (1982). *The complete guide to synthesizers*. Prentice Hall.
- Edstrom, B. (2016). *Arduino for musicians*. Oxford University Press.
- Ethan. (2014). Digital Audio Basics. <https://www.ethanhein.com/wp/2014/digital-audio-basics/>
- Exponential converters and how they work. (2018). <https://northcoastsynthesis.com/news/exponential-converters-and-how-they-work/>
- Harris, J. G., & Camacho, A. (2008). A Sawtooth waveform inspired pitch estimator for speech and music. *Journal of the Acoustical Society of America*, 124(3), 1638-1652. <https://doi.org/10.1121/1.2951592>
- Jenkins, M. (2020). *Analog synthesizers* (2.^a ed.). Taylor Francis.
- Klein, B. (1982). *Electronic Music Circuits* (1.^a ed.). <https://docplayer.net/54454669-Electronic-music-circuits.html>
- Klein, M., & Synths, E. (2022). User manual EDU DIY VCA. https://www.ericasynts.lv/media/VCA_MANUAL_FINAL.pdf
- Moog, R. (1964). Voltage-Controlled Electronic Music Modules. *Audio Engineering Society Convention 16*.
- Parveen, T. (2013). *Textbook of Operational Transconductance Amplifier and Analog Integrated Circuits*. I. K. International Pvt Ltd.
- Pini, A. (2023). The Basics of Voltage Controlled Oscillators (VCOs) and How to Select and Use Them. <https://www.digikey.com/en/articles/the-basics-of-voltage-controlled-oscillators-vcos>
- Pukala, M. (2022). Square Waveform - Square Wave FFT, Harmonics and spectrum. <https://911electronic.com/square-waveform-square-wave-fft-harmonics-and-spectrum/>
- Ribichini, G., & Burgognoni, E. (2022). Noise floor analysis: signal measurement. <https://dewesoft.com/blog/noise-floor-analysis>
- Rise, S., & Rise, S. (2016). Voltage-Controlled Amplifier (VCA) | The Synthesizer Academy. <http://synthesizeracademy.com/voltage-controlled-amplifier-vca/>
- Sedha, R. (2022). *A Textbook of Applied Electronics (LPSPE)*. S. Chand Publishing.

-
- Sedra, A. S., Smith, K. C., Carusone, T. C., & Gaudet, V. (2020). *Microelectronic circuits*. Oxford Series in Electrical; Computer Engineering.
- SIGMADESIGN. (2019). Fig. 6 Triangle Wave - SIGMADESIGN. <https://www.sigmadzn.com/2019/01/09/high-speed-digital-design-part-2/fig-6-triangle-wave/>
- Stites, S. (2010). VCO-1. https://www.birthofasynth.com/Thomas_Henry/Pages/VCO-1.html
- Technologies, U. (2012). 2N3906 datasheet. <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/download/453220/UTC/2N3906.html>
- Ustaad. (s.f). Schmitt Trigger. <https://www.daenotes.com/electronics/digital-electronics/schmitt-trigger>
- Vail, M. (2014). *The synthesizer*. OUP USA.
- Wilczek, J. (2022). Envelopes in Sound Synthesis: The Ultimate guide | WolfSound. <https://thewolfound.com/envelopes/>
- Wilson, R. (2013). *Make: Analog synthesizers* (1.^a ed.). Maker Media.
- Zhang, Z. (2021). Qué es Schmitt Trigger: circuito y su funcionamiento. <https://es.fmuser.net/content/?21083.html>

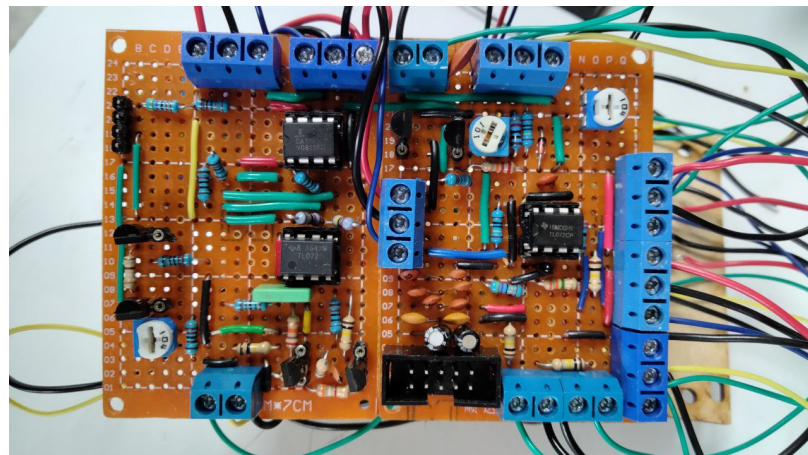


Figura 92. Placa soldada para módulo de VCO

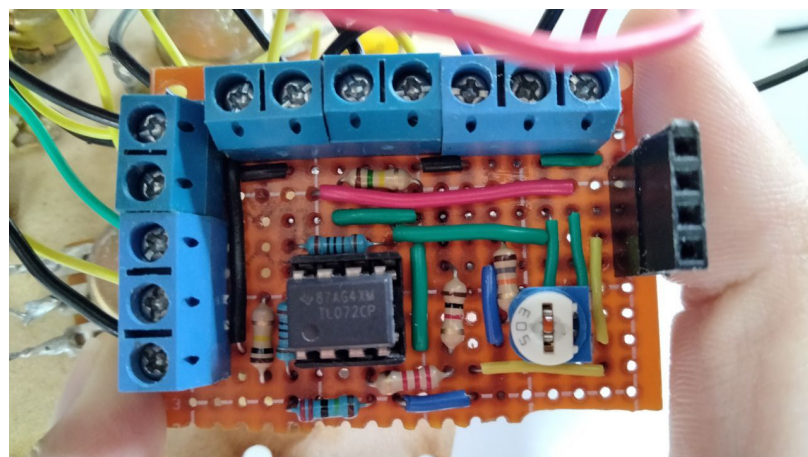


Figura 93. Segunda placa soldada para módulo de VCO

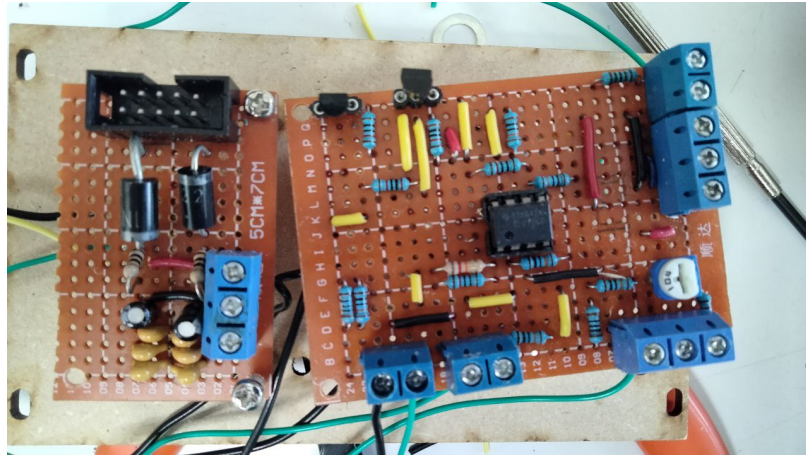


Figura 94. Placa soldada para módulo de VCA

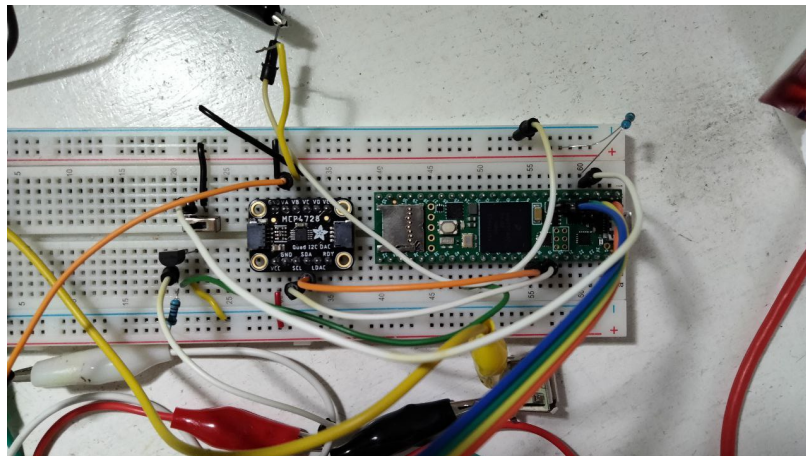


Figura 95. Módulo de MIDI a CV en protoboard



Figura 96. Panel frontal para VCO



Figura 97. Panel frontal para VCA



Figura 98. Panel frontal para MIDI a CV