

**1. TIPO DE DOCUMENTO:** Trabajo de grado para optar por el título de INGENIERO DE SONIDO  
**2. TÍTULO:** DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN REAKTOR ANÁLOGO MODULAR MONOFÓNICO COMO HERRAMIENTA INSTRUCTIVA EN ESTUDIANTES DE INGENIERÍA DE SONIDO

**3. AUTOR:** Fidel Ernesto Certuche Muñoz

**4. LUGAR:** Bogotá, D.C

**5. FECHA:** Enero 2020

**6. PALABRAS CLAVE:** Aerodinámica, Aerogenerador, Alabe, Ángulo de Twist, Cuerda, Diseño de Rotor, Eficiencia, Energías renovables, Engranajes, Estudio de Factibilidad, Turbina Eólica, Veleta, Poste.

**7. DESCRIPCIÓN DEL TRABAJO:** Este proyecto de investigación trata acerca del diseño electrónico e implementación de módulos análogos para síntesis, mezcla y modulación de sonido por medio de voltajes de control. Se basa en el sistema virtual de síntesis modular Reaktor de la compañía alemana Native Instruments; de aquí el nombre del proyecto. El sistema de síntesis cuenta con los siguientes módulos: Oscilador controlado por voltaje (VCO\*2), noise, mezclador, filtro controlado por voltaje (VCF), amplificador controlado por voltaje (VCA), generador de envolvente (ADSR), los cuales fueron calculados y simulados de manera previa a la implementación. Se concluye con la caracterización de cada módulo, su función de transferencia e impedancias de entrada-salida.

**8. LÍNEAS DE INVESTIGACION:** Diseño de Sistemas de Sonido

**9. METODOLOGÍA:** Investigación empírica analítica con un enfoque cuantitativo

**10. CONCLUSIONES:** Se logró implementar un sistema de síntesis análoga formado por 7 módulos de audio con máxima transferencia de voltaje entre cada uno de ellos debido a que se prestó especial cuidado a los acoples de impedancias, pues en cada módulo hay al menos un ratio de 20 entre sus impedancias de entrada y las impedancias de salida de el módulo inmediatamente anterior, esto garantiza una máxima transferencia de voltaje entre todos los módulos. Según (Witte, 2008, p. 39) una relación de 10 entre las impedancias de entrada del DUT y la impedancia de salida del módulo anterior a este permite una transferencia de voltaje del 91% respecto a el voltaje de la fuente  $V_s$ , por tanto una razón de 20 o superior permite una máxima transfrenca de voltaje. En cuanto a la interfaz de usuario, se lograron los objetivos propuestos que eran hacer una caja translúcida, pero a la vez resistente al abuso, se usó acrílico grueso para las tapas traseras y frontal, y aluminio para la zona de conexiones, Además el resto de la caja se hizo en madera cedro, para una mejor estética y durabilidad. en esta cara se diagramó en color azul las señales de audio y en color verde las señales de control y se le dio un aspecto visual a la caja que hace intuitivo el ruteo de señal. Las PCBs son de fácil extracción y se hicieron espaciadas para ejercicios de medición. También se creó un manual de instrucciones bastante simple y eficaz como herramienta de ayuda a los estudiantes que interactúen por primera vez con el sistema.

# **Diseño e Implementación de un Sistema Reaktor Análogo Modular Monofónico Como Herramienta Instructiva para estudiantes de Ingeniería de Sonido**

**Fidel Ernesto Certuche Muñoz**

Trabajo de Grado presentado como requisito para optar al título de Ingeniero de Sonido

Director:

Marcelo Herrera Martínez, PhD

Línea de Investigación de la Facultad:

Procesamiento de Señales

Línea de Investigación del Programa: Diseño de Sistemas de Sonido

Universidad de San Buenaventura, sede Bogotá

Facultad de Ingeniería

Programa de Ingeniería de Sonido

Bogotá, Colombia

2020

## **Agradecimientos**

Gracias a la energía creadora, al amor de mi familia. A mi hermano Kai que siempre me acompañó en silencio y hoy me guía desde el cielo, esto es por tu memoria. Gracias al profesor Manuel, pues cuando estaba a punto de tirar la toalla, su pedagogía me ayudó a creer que las cosas no eran tan difíciles como pensaba y así pude convertir un gran temor en una de mis mayores fortalezas, qué mejor huella puede dejar un docente en un alumno. Ahora construyo un proyecto de vida alrededor de este tema, no me imagino mi vida si me hubiera retirado de la carrera. Gracias al profesor Marcelo por creer en mí y siempre mostrarse dispuesto a ayudar, me enseñó a ser humilde y modesto y que entre más conocimiento se tenga, mayor es la responsabilidad moral de ayudar a los demás. Gracias a mi amigo Mateo, por su voluntad y por acompañarme en el largo proceso de implementación de éste proyecto, parcerero, me diste alientos, ideas y motivación cuando quería procrastinar y darme por vencido. Por último, un gracias inmenso a mí mismo, porque convertir debilidades en fortalezas requirió decisión, coraje y compromiso. La gran lección que obtuve con este proyecto fue el creer en mí, pues pude lograr lo que alguna vez admire tanto y que me parecía imposible. Ahora mi mente esta lista para conocimientos más grandes.

“Nunca es demasiado tarde para ser la persona que podrías haber sido”. George Eliot



## Resumen

Este proyecto de investigación trata acerca del diseño electrónico e implementación de módulos análogos para síntesis, mezcla y modulación de sonido por medio de voltajes de control. Se basa en el sistema virtual de síntesis modular Reaktor de la compañía alemana Native Instruments; de aquí el nombre del proyecto.

El sistema de síntesis cuenta con los siguientes módulos: Oscilador controlado por voltaje (VCO\*2), noise, mezclador, filtro controlado por voltaje (VCF), amplificador controlado por voltaje (VCA), generador de envolvente (ADSR), los cuales fueron calculados y simulados de manera previa a la implementación.

Se concluye con la caracterización de cada módulo, su función de transferencia e impedancias de entrada-salida.

El principal aporte de este proyecto consiste en brindar a los estudiantes un sistema electrónico diseñado e implementado de manera modular para que estos puedan hacer trabajo de exploración y medición en cada una de las etapas que conforman el dispositivo, pudiéndose usar esta herramienta instructiva no solo en clases de síntesis y diseño sonoro sino en el área de electrónica y diseño de sistemas de sonido.

En primer lugar, la interfaz de usuario se logró implementar de acuerdo con los objetivos. El ser totalmente modular y translúcida no sólo ayuda en su funcionalidad sino también en su estética. Se realizó un diagrama de entradas y salidas simple que permite de manera eficaz al estudiante entender el flujo de señal y las interconexiones. En segundo lugar, el funcionamiento y desempeño electrónico del sistema es funcional y se apega a las metas propuestas en el diseño.

**Palabras Clave:** Síntesis análoga, procesamiento análogo, sintetizadores, circuitos análogos, electrónica, osciladores controlados por voltaje, control de voltaje.

---

## Abstract

This research project is about the electronic design and implementation of analog modules for synthesis, mixing and modulation of sound by means of control voltages. It is based on the Reaktor virtual modular synthesis system of the German company Native Instruments; hence the name of the project.

The synthesis system has the following modules: Voltage controlled oscillator (VCO \* 2), noise, mixer, Voltage Controlled Filter (VCF), voltage controlled amplifier (VCA), envelope generator (ADSR), which were calculated and simulated prior to implementation.

It concludes with the characterization of each module, its transfer function and input-output impedances.

The main contribution of this project is to provide students with an electronic system designed and implemented in a modular way so that they can do exploration and measurement work in each of the stages that make up the device, being able to use this instructional tool not only in Synthesis and sound design classes but in the area of electronics and sound systems design.

First, the user interface was implemented according to the objectives. Being totally modular and translucent not only helps in its functionality but also in its aesthetics. A simple input and output diagrams were made that effectively allows the student to understand the signal flow and interconnections. Second, the operation and electronic performance of the system is functional and adheres to the goals proposed in the design.

**Keywords:** Analog synthesis, Analog processing, synthesizers, Analog circuits, Electronics, Voltage controlled oscillators, Voltage control.



# Contenido

<b>1. Capítulo I: Problema de Investigación .....</b>	<b>19</b>
<b>1.1. Planteamiento del Problema.....</b>	<b>19</b>
<b>1.2. Objetivos.....</b>	<b>21</b>
1.2.1. Objetivo General .....	21
1.2.2. Objetivos Específicos .....	21
<b>1.3. Justificación .....</b>	<b>21</b>
<b>2 Capítulo II: Marco de Referencia .....</b>	<b>23</b>
<b>2.1 Marco Conceptual.....</b>	<b>23</b>
2.1.1 Arreglo Completo .....	23
2.1.2. Interfaz MIDI a <i>CV-Gate</i> .....	24
2.1.3. Señales CV y GATE .....	24
2.1.4. Oscilador Controlado por Voltaje.....	26
2.1.5. Mezclador .....	27
2.1.6. Filtro Controlado por Voltaje (VCF) .....	29
2.1.7. Amplificador Controlado por Voltaje .....	38
2.1.8. Generador de Envolvente ADSR .....	41
2.1.9. Generador de Ruido Blanco .....	45
2.2.0. IMPEDANCIAS DE ENTRADA Y SALIDA .....	46
<b>3. Capítulo III: Diseño Metodológico .....</b>	<b>51</b>
<b>3.1. Tipo y Enfoque de la Investigación .....</b>	<b>51</b>
<b>3.2. Recopilación de Datos .....</b>	<b>51</b>
<b>3.3. Variables o Categorías de Análisis .....</b>	<b>52</b>
3.3.1. Variables Independientes .....	52
3.3.2. Variables Dependientes .....	52
<b>3.4 Hipótesis .....</b>	<b>52</b>

---

<b>4. Capítulo IV: Desarrollo Ingenieril .....</b>	<b>55</b>
<b>4.1. Oscilador Controlado por Voltaje VCO .....</b>	<b>57</b>
4.1.1 Linealización del 566 para uso en un sintetizador análogo .....	60
<b>4.2 Waveshaper .....</b>	<b>62</b>
<b>4.3 Mezclador.....</b>	<b>70</b>
<b>4.4 Amplificador controlado por voltaje VCA .....</b>	<b>72</b>
<b>4.5 Filtro controlado por voltaje VCF.....</b>	<b>82</b>
<b>4.6 Generador de envolvente ADSR .....</b>	<b>94</b>
<b>4.7 Generador de ruido blanco.....</b>	<b>102</b>
<b>4.8 Diseño interfaz de usuario .....</b>	<b>104</b>
<b>4.9 Diseño manual de usuario.....</b>	<b>106</b>
<b>5 Capítulo V: Pruebas y Resultados .....</b>	<b>108</b>
<b>5.1 Pruebas.....</b>	<b>108</b>
5.1.1 Oscilador controlado por voltaje VCO .....	114
5.1.2 Waveshapers .....	118
5.1.3 Mezclador .....	121
5.1.4 Filtro controlado por voltaje VCF .....	125
5.1.5 Amplificador controlado por voltaje VCA.....	129
5.1.6 Generador de ruido blanco.....	133
<b>6 Capítulo VI: Discusión .....</b>	<b>135</b>
<b>6.1 VCOs .....</b>	<b>135</b>
<b>6.2. Waveshapers .....</b>	<b>137</b>
<b>6.3. Mezclador .....</b>	<b>139</b>
<b>6.4. VCF .....</b>	<b>140</b>
<b>6.5 VCA.....</b>	<b>144</b>
<b>6.6 Generador de ruido blanco.....</b>	<b>145</b>
<b>7 Capítulo VII: Conclusiones y Recomendaciones .....</b>	<b>146</b>
<b>8 Referencias .....</b>	<b>148</b>
<b>9 Anexos.....</b>	<b>152</b>

**Lista de Figuras**

FIGURA 2-1: FORMAS DE ONDA COMUNES EN SINTETIZADORES ANÁLOGOS..... 23

FIGURA 2-2: INTERFAZ MIDI A CV-*GATE* DOEPFER A190-2..... 24

FIGURA 2-3: ILUSTRACIÓN VOLTAJES DE CONTROL EN TECLADO DE UNA (1) OCTAVA ..... 25

FIGURA 2-4: DIAGRAMA VOLTAJE-TIEMPO DE SEÑAL *GATE* Y *TRIGGER*..... 26

FIGURA 2-5: DIAGRAMA INTERNO NE566..... 27

FIGURA 2-6: CIRCUITO DE MEZCLADOR AC ..... 28

FIGURA 2-7: DIAGRAMA DE FILTROS BÁSICOS DE 1RO Y 2DO ORDEN CON GRÁFICA DE ..... 30

FIGURA 2-8: TIPOS DE FILTROS (ANÁLOGOS Y DIGITALES)..... 31

FIGURA 2-9: ANCHO DE BANDA DE UN FILTRO PASA BANDA ..... 32

FIGURA 2-10: FACTOR DE FORMA DE FILTRO PASABANDA..... 33

FIGURA 2-11: GRÁFICA DE LOS PARÁMETROS DE UN FILTRO EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA ..... 34

FIGURA 2-12: GRÁFICA DE LA RESPUESTA DE FILTRO PASABAJO A UNA SEÑAL ESCALÓN EN EL DOMINIO DEL TIEMPO ... 35

FIGURA 2-13: FILTRO PASABAJOS KORG35 ..... 37

FIGURA 2-14: FILTRO PASABAJOS SALLEN KEY ..... 37

FIGURA 2-15: DIAGRAMA GENERAL DEL *VCA* Ó MULTIPLICADOR ANÁLOGO DE 2 CUADRANTES..... 39

FIGURA 2-16: MULTIPLICADOR ANÁLOGO DE 2 CUADRANTES. PLANO CARTESIANO QUE ILUSTRAS PRODUCTO ALGEBRAÍCO DE SEÑAL DE AUDIO DE ENTRADA POR UNA SEÑAL DE CONTROL ..... 40

FIGURA 2-17: DIAGRAMA DE *VCA* CON CONEXIÓN EN PARALELO PARA MÚLTIPLES SEÑALES DE CONTROL CV..... 40

FIGURA 2-18: GRÁFICA DE ENVOLVENTE ADSR..... 41

FIGURA 2-19: TEMPORIZADOR 555 EN CONFIGURACIÓN MONOESTABLE ..... 43

FIGURA 2-20: SEÑAL DE DISPARO QUE ACTIVA TEMPORIZADOR 555 ..... 43

FIGURA 2-21: SEÑAL *GATE*, *TRIGGER* Y ADSR..... 44

FIGURA 2-22: DIAGRAMA INTERNO 555..... 45

FIGURA 2-23: ESQUEMA DEL CIRCUITO ELECTRÓNICO DE UN GENERADOR DE RUIDO TÉRMICO EMPLEANDO UN TRANSISTOR BJT ..... 46

FIGURA 2-24: MODELO THEVENIN FUENTE-CARGA ..... 48

FIGURA 2-25: MODELO THEVENIN CON FUENTE-CARGA CONECTADOS ..... 48

FIGURA 4-1: DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DESARROLLADO..... 56

FIGURA 4-2: CIRCUITO DE OSCILACIÓN FRECUENCIA LIBRE..... 58

FIGURA 4-3: SIMULACIÓN CIRCUITO SALIDA, 566 EN FRECUENCIA LIBRE ..... 59

FIGURA 4-4: MODELO CON TRANSISTOR DE FUENTE DE CORRIENTE..... 60

FIGURA 4-5: CIRCUITO MODIFICADO *VCO* 566 ..... 62

FIGURA 4-6: AMPLIFICADOR DIFERENCIAL DE TERMINAL SIMPLE..... 63

FIGURA 4-7: ONDA DE ENTRADA Y ONDA DE SALIDA AL PASAR POR AMPLIFICADOR DIFERENCIAL DE TERMINAL SIMPLE .....	63
FIGURA 4-8: CORRIENTES ELÉCTRICAS A LA SALIDA DE UN PAR DIFERENCIAL .....	64
FIGURA 4-9: CORRIENTES ELÉCTRICAS A LA SALIDA DE UN PAR DIFERENCIAL .....	65
FIGURA 4-10: DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL CIRCUITO DE WAVESHAPING IMPLEMENTADO.....	66
FIGURA 4-11: RESULTADOS DE SIMULACIÓN EN LA SALIDA DEL CIRCUITO DE WAVESHAPER .....	67
FIGURA 4-12: CIRCUITO COMPLETO DE OSCILADOR CONTROLADO POR VOLTAJE VCO .....	68
FIGURA 4-13: MODELO 3D DE LA PCB DEL SISTEMA DE OSCILACIÓN (VCO Y WAVESHAPER).....	69
FIGURA 4-14: DIAGRAMA DEL MEZCLADOR IMPLEMENTADO .....	70
FIGURA 4-15: ESQUEMÁTICA FINAL DEL MIXER IMPLEMENTADO.....	71
FIGURA 4-16: MODELO 3D DE LA PCB DEL CIRCUITO DEL MEZCLADOR.....	72
FIGURA 4-17: DIAGRAMA SIMPLIFICADO DEL CIRCUITO INTERNO DEL INTEGRADO THAT2181 .....	73
FIGURA 4-18: MÓDULO DE CONTROL POR VOLTAJE IMPLEMENTADO .....	76
FIGURA 4-19: CIRCUITO ETAPA DE AMPLIFICACIÓN .....	77
FIGURA 4-20: MEDICIÓN SIMULADA DE LA AMPLIFICACIÓN DE CORRIENTE EN EL 2181 .....	78
FIGURA 4-21: ETAPA DE BALANCEO DE SEÑAL SALIDA VCA .....	80
FIGURA 4-22: SIMULACIÓN EN PUNTOS A,B,C DE LA FIGURA 4-19 .....	80
FIGURA 4-23: ESQUEMÁTICA FINAL DEL CIRCUITO VCA.....	81
FIGURA 4-24: MODELO 3D DE LA PCB DEL CIRCUITO VCA.....	82
FIGURA 4-25: DIAGRAMA INTERNO 3320 .....	84
FIGURA 4-26: DIAGRAMA INTERNO DE UNA SOLA ETAPA DEL AS3320.....	86
FIGURA 4-27: DIAGRAMA DEL NÚCLEO DEL VCLPF CON AS3320 .....	88
FIGURA 4-28: ATENUADOR SEÑAL DE CONTROL PROVENIENTE DE FC Y ADSR .....	90
FIGURA 4-29: CIRCUITO PARA CONTROL DE LA RESONANCIA DEL VCF .....	91
FIGURA 4-30: ESQUEMÁTICA CIRCUITO COMPLETO VCF .....	92
FIGURA 4-31: MODELO 3D DE LA PCB DEL VCF FINAL.....	93
FIGURA 4-32: CIRCUITO GENERADOR DE ENVOLVENTE DE ADSR PROPUESTO POR JONATHAN JACKY.....	94
FIGURA 4-33: CIRCUITO GENERADOR DE SEÑAL TRIGGER.....	96
FIGURA 4-34: ETAPAS CIRCUITO GENERADOR DE SEÑAL TRIGGER .....	97
FIGURA 4-35: CIRCUITO GENERADOR DE ENVOLVENTE ADSR.....	98
FIGURA 4-36: SEÑAL GATE, TRIGGER Y ENVOLVENTE SIMULADA .....	99
FIGURA 4-37: GENERADOR DE ENVOLVENTE ADSR IMPLEMENTADO .....	100
FIGURA 4-38: MODELO 3D DE LA PCB DEL CIRCUITO ADSR.....	101
FIGURA 4-39: CIRCUITO GENERADOR DE RUIDO BLANCO.....	102
FIGURA 4-40: CIRCUITO FINAL DE AMPLIFICACIÓN IMPLEMENTADO EN EL MÓDULO RUIDO BLANCO .....	103
FIGURA 4-41: MODELO 3D DE LA PCB DEL CIRCUITO GENERADOR DE RUIDO BLANCO.....	104

---

FIGURA 4-42: INTERFAZ DE USUARIO PANEL DE CONEXIONES .....	105
FIGURA 4-43: INTERFAZ DE USUARIO PANEL DE CONTROLES .....	106
FIGURA 4-44: DISPOSITIVO FINAL.....	107
FIGURA 5-1: MEDICIÓN FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA MÉTODO 1 .....	110
FIGURA 5-2: MEDICIÓN FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA MÉTODO 2 .....	110
FIGURA 5-3: CONFIGURACIÓN DE SMAART PARA MEDICIONES DE TRANSFERENCIA Y ESPECTRO .....	111
FIGURA 5-4: MONTAJE PARA MEDICIÓN IMPEDANCIA DE SALIDA .....	113
FIGURA 5-5: MONTAJE PARA MEDICIÓN IMPEDANCIA DE ENTRADA .....	113
FIGURA 5-6: RESPUESTA EN FRECUENCIA VCOs.....	117
FIGURA 5-7: RESPUESTA EN FRECUENCIA WAVESHAPERS .....	120
FIGURA 5-8: RESPUESTA EN FRECUENCIA MEZCLADOR 5 CANALES.....	124
FIGURA 5-9: RESPUESTA EN FRECUENCIA VCF, MEDICIÓN HECHA A BANDAS DE 1 OCTAVA.....	128
FIGURA 5-10: GANANCIA DE VOLTAJE AV DE 2181 MEDIDA.....	129
FIGURA 5-11: RESPUESTA EN FRECUENCIA VCA.....	132
FIGURA 5-12: RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL GENERADOR DE RUIDO BLANCO.....	134
FIGURA 6-1: CURVAS DE CV VS FRECUENCIA, REALES E IDEAL.....	136
FIGURA 6-2: CURVAS DE IMPEDANCIA DE SALIDA DE VCOs EN PUERTOS DE SALIDA TRIANGULAR Y CUADRADA .....	137
FIGURA 6-3: CURVAS DE IMPEDANCIAS DE ENTRADA Y SALIDA DE WAVESHAPERS 1 Y 2 .....	139
FIGURA 6-4: CURVAS DE IMPEDANCIAS DE ENTRADA Y SALIDA DEL MEZCLADOR.....	140
FIGURA 6-5: CURVAS DE IMPEDANCIAS DE ENTRADA Y SALIDA DEL VCF .....	141
FIGURA 6-6: CURVAS CV VS Fc TEÓRICA Y MEDIDA .....	142
FIGURA 6-7: COMPARATIVA Cv vs. Fc ENTRE EL VCF DEL REAKTOR ANÁLOGO CON VCF DE GONZALO RECIO .....	144
FIGURA 6-8: CURVAS DE IMPEDANCIAS DE ENTRADA Y SALIDA DEL VCA .....	145

## Lista de Tablas

TABLA 4-1: CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS VCO.....	57
TABLA 4-2: PARÁMETROS DE DISEÑO VCOs.....	57
TABLA 4-3: VALORES MÁXIMOS ABSOLUTOS 2181.....	73
TABLA 4-4: VALORES MÁXIMOS ABSOLUTOS AS3320.....	83
TABLA 5-1: HARDWARE Y SOFTWARE USADO EN LAS PRUEBAS Y MEDICIONES.....	108
TABLA 5-2: VOLTAJE DE CONTROL VS FRECUENCIA.....	115
TABLA 5-3: IMPEDANCIAS DE SALIDA MEDIDAS VCO1.....	116
TABLA 5-4: IMPEDANCIAS DE SALIDA MEDIDAS VCO2.....	116
TABLA 5-5: IMPEDANCIAS DE SALIDA WAVESHAPERS 1 Y 2.....	118
TABLA 5-6: IMPEDANCIAS DE ENTRADA WAVESHAPER.....	119
TABLA 5-7: IMPEDANCIAS DE ENTRADA WAVESHAPER 2.....	119
TABLA 5-8: IMPEDANCIAS DE SALIDA EN BANDAS DE OCTAVA PARA EL MEZCLADOR.....	121
TABLA 5-9: IMPEDANCIAS DE ENTRADA EN BANDAS DE OCTAVA PARA EL MEZCLADOR.....	122
TABLA 5-10: IMPEDANCIAS DE SALIDA VCF EN BANDAS DE 1 OCTAVA.....	125
TABLA 5-11: IMPEDANCIAS DE ENTRADA VCF EN BANDAS DE 1 OCTAVA.....	125
TABLA 5-12: SOLUCIÓN FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA PARA FRECUENCIAS EN BANDAS DE UNA (1) OCTAVA.....	127
TABLA 5-13: IMPEDANCIAS DE SALIDA VCA EN BANDAS DE 1 OCTAVA.....	130
TABLA 5-14: IMPEDANCIAS DE ENTRADA VCA EN BANDAS DE 1 OCTAVA.....	130
TABLA 5-15: VALORES DE AMPLIFICACIÓN Y ATENUACIÓN VCA PARA ESTABLECER CUVA DE RESPUESTA.....	131
TABLA 6-1: VALORES TEÓRICOS Y MEDIDOS FRECUENCIA DE CORTE.....	142
TABLA 6-2: CAÍDA EN LA PENDIENTE DE CADA CURVA DE RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL VCF.....	143

## Lista de Ecuaciones

(Ec. 1).....	27
(Ec. 2).....	28
(Ec. 3).....	30
(Ec. 4).....	32
(Ec. 5).....	32
(Ec. 6).....	34
(Ec. 7).....	38
(Ec. 8).....	38
(Ec. 9).....	42
(Ec. 10).....	47
(Ec. 11).....	47
(Ec. 12).....	48
(Ec. 13).....	49
(Ec. 14).....	49
(Ec. 15).....	50
(Ec. 16).....	58
(Ec. 17).....	59
(Ec. 18).....	61
(Ec. 19).....	61
(Ec. 20).....	64
(Ec. 21).....	65
(Ec. 22).....	65
(Ec. 23).....	65
(Ec. 24).....	75
(Ec. 25).....	77
(Ec. 26).....	77
(Ec. 27).....	78

(Ec. 28).....	78
(Ec. 29).....	83
(Ec. 30).....	84
(Ec. 31).....	85
(Ec. 32).....	85
(Ec. 33).....	86
(Ec. 34).....	86
(Ec. 35).....	87
(Ec. 36).....	89
(Ec. 37).....	89
(Ec. 38).....	97
(Ec. 39).....	97
(Ec. 40).....	98
(Ec. 41).....	98
(Ec. 42).....	112
(Ec. 43).....	114
(Ec. 44).....	126
(Ec. 45).....	126
(Ec. 46).....	126
(Ec. 47).....	127
(Ec. 48).....	127
(Ec. 49).....	127
(Ec. 50).....	129
(Ec. 51).....	130

## Introducción

Desde mediados del siglo XIX, Elisha Gray (desarrollador del Telégrafo Musical, U.S. Patent 0,166,095 - *Electrical Telegraph for Transmitting Musical Tones*, issued July 27, 1875 (The Gale Group, 2003) y hasta mediados del siglo XX con Don Buchla y Robert Moog, los cuales diseñaron los sintetizadores que llevan sus apellidos, se han generado diversos diseños para crear sonido de manera sintética, usando componentes electrónicos. Estas personas pretendían expandir las posibilidades sonoras ofrecidas por los instrumentos de la época con la ayuda de nuevas tecnologías electrónicas.

Acorde con lo anterior la producción en masa del sintetizador controlado por voltaje, y la emancipación del uso de los transistores, y más adelante los circuitos integrados, permitió que más personas con los conocimientos necesarios en electrónica pudieran realizar sus propios diseños, lo que generó una oleada de inventores de instrumentos para crear sonidos por medio de síntesis substractiva (método de diseño sonoro análogo en el que se toma una forma de onda compleja como fuente y mediante un filtro se agregan o extraen armónicos para crear la textura sonora deseada).

Finalmente, este proyecto busca diseñar e implementar un sistema Reaktor (su nombre proviene de el reconocido sintetizador virtual modular de Native Instruments) análogo modular monofónico de síntesis sonora para uso instructivo en estudiantes de Ingeniería de Sonido. Se aplicarán los conocimientos adquiridos en la línea de electrónica análoga en la creación de 7 módulos interconectables: VCO, MIXER, VCF, VCA, ADSR, PITCHBEND y WAVESHAPER, cuyo diseño e interfaz de usuario ha sido creada especialmente para uso con estudiantes en proceso de aprendizaje en áreas como síntesis electrónica, electrónica análoga, y diseño electrónico.



# 1. Capítulo I: Problema de Investigación

## 1.1. Planteamiento del Problema

En 1965 Robert Moog presentó un documento en la Audio Engineering Society, titulado *Voltage Controlled Electronic Music Modules*, donde expone la aplicación de osciladores, filtros y amplificadores controlados por voltaje en la creación de música electrónica. En este, Moog ofrece una explicación clara y concisa del diseño electrónico y funcionamiento de VCO, VCF, VCA a través de conceptos, diagramas de bloque, esquemáticas y ecuaciones. (Moog, 1965)

En el documento expuesto en la AES en octubre de 2013 por Will Pirkle titulado *Modelling the Korg35 lowpass and highpass filters*, basado en el filtro del sintetizador monofónico análogo semimodular KORG MS20 lanzado al mercado en 1978, se crea un modelo virtual programado en C++ que replica la topología análoga del Korg35. En este documento se realiza una explicación detallada y exhaustiva tanto en el componente conceptual como electrónico y matemático del filtro *Korg35*, desde su circuito base el cual es el filtro *Sallen-Key*, su análisis matemático y función de transferencia, hasta el sistema de control por voltaje del filtro antes de entrar en el proceso de simulación y réplica, en el cual se tratan temas de procesamiento de señal digital y programación que no atañen a esta investigación. (Pirkle, 2013)

En la literatura especializada se pueden encontrar varios proyectos que son relevantes para este trabajo, la investigación realizada por Gonzalo Recio Cervantes (Cervantes, s.f) en la que se desarrollan e implementan las distintas etapas de un sistema de síntesis analógica, ofrece conceptos generales y procedimientos matemáticos que permiten poner en perspectiva los requerimientos cognitivos en electrónica y en síntesis de sonido que se deben tener para culminar un proyecto de tal envergadura como lo es diseñar e implementar un sistema modular de síntesis electrónica de sonido. Hay tres grandes diferencias entre el trabajo realizado por Cervantes y el proyecto desarrollado en este trabajo de grado.

La primera es la presentación de la interfaz y la implementación de los módulos, que en este caso se diseñaron teniendo en cuenta que va a ser un dispositivo para uso instructivo en estudiantes, no sólo para uso musical, sino además para realizar mediciones en laboratorio, extraer módulos, experimentar haciendo interconexiones con módulos externos e integrándolos al sistema, entre otras; lo que implica un diseño de PCBs más espaciado, cableado de colores, cara frontal y trasera del sintetizador translúcida, una caja más grande y robusta para el sistema completo. La segunda es la caracterización de la función de transferencia de cada etapa del sistema de síntesis con ayuda del software *SmartLive*. Este software proporcionará como resultado unas gráficas que representan en forma detallada la respuesta de cada módulo (función de transferencia) a una señal de excitación.

La tercera es la medición de impedancias de entrada y salida de cada etapa, procedimiento que permitirá obtener un estimado de las impedancias de manera experimental, y acondicionar el sistema para lograr una máxima transferencia de voltaje entre módulos sin degradaciones de la señal en ninguna etapa del sistema.

En la tesis de grado realizada por German Camacho y Andres Ardila (2014), se desarrolla un sistema para síntesis análoga con sus respectivos módulos, pero el enfoque está en el diseño de una interfaz de control digital; se cambian voltajes de control análogos por voltajes de control generados por un algoritmo. En ese método se observa una de las grandes ventajas del control digital, poder guardar *presets* y configuraciones de control para llamarlas cuando el usuario lo desee, a diferencia de los módulos de control análogo, donde el usuario no tiene esta posibilidad sino que le toca memorizar o escribir las configuraciones de control si desea usarlas de nuevo (Ardila, Camacho, 2014). Una vez más la gran diferencia con el proyecto que se expone en este documento es el enfoque en el diseño e implementación del sintetizador cuyo uso no solo va a ser musical sino instructivo para estudiantes, lo que implica características estéticas, funcionales y dimensionales diferentes.

En el p $\acute{e}$ nsum actual de Ingeniería de Sonido, las materias de síntesis de sonido y electrónica análoga han encontrado un punto común en el diseño de instrumentos electrónicos. La Universidad de San Buenaventura cuenta con laboratorios de electrónica, pero no hay equipos análogos para aprender Síntesis de Sonido. Los sintetizadores son digitales, sus flujos de señal son fijos, no son

---

sugestivos y explicativos, por tanto, su uso no se extiende al diseño electrónico al no ser posible hacer mediciones sin tener que abrirlos totalmente para acceder a sus placas y puertos de entrada o salida. Es así que los estudiantes de síntesis se verían beneficiados si contaran con un sistema análogo, de módulos interconectables para ofrecer enseñanza con los principios básicos de síntesis, y con la flexibilidad y libertad que solo un sistema modular como el propuesto puede ofrecer.

Dado lo anterior, la presente investigación se centrará en conocer ¿Qué consideraciones hay que tener en cuenta en el diseño de un sistema Reaktor análogo modular monofónico como herramienta instructiva para estudiantes de Ingeniería de Sonido?

## 1.2. Objetivos

### 1.2.1. Objetivo General

Diseñar e implementar un sistema Reaktor análogo modular monofónico, como herramienta instructiva para estudiantes de Ingeniería de Sonido.

### 1.2.2. Objetivos Específicos

- Diseñar e implementar un sistema Reaktor análogo con 7 módulos: VCO (2), *waveshaper*, *noise*, mezclador, VCF, VCA y ADSR.
- Diseñar una interfaz de usuario con las siguientes características: Módulos translúcidos, montaje de componentes espaciado, componentes con etiquetas visibles y cableado de colores.
- Crear un manual que permita a los estudiantes familiarizarse con los módulos, su funcionamiento e interconexión.
- Caracterizar cada módulo, respuesta en frecuencia, impedancias, función de transferencia.

## 1.3. Justificación

La construcción de un instrumento musical electrónico análogo, modular e interconectable, diseñado como herramienta instructiva para uso en el laboratorio, en el estudio o aula de clase, le permitirá al estudiante realizar no solo ejercicios de medición y procedimientos de diseño

electrónico con facilidad (debido a que cada etapa del instrumento es independiente y sus entradas y salidas interconectables), sino también aprender síntesis análoga en una interfaz amigable, intuitiva, explicada y fácil de navegar. Además, el estudiante estará interactuando con un sistema modificable, podrá analizar y medir cada módulo de manera individual o en conjunto con todo el sistema.

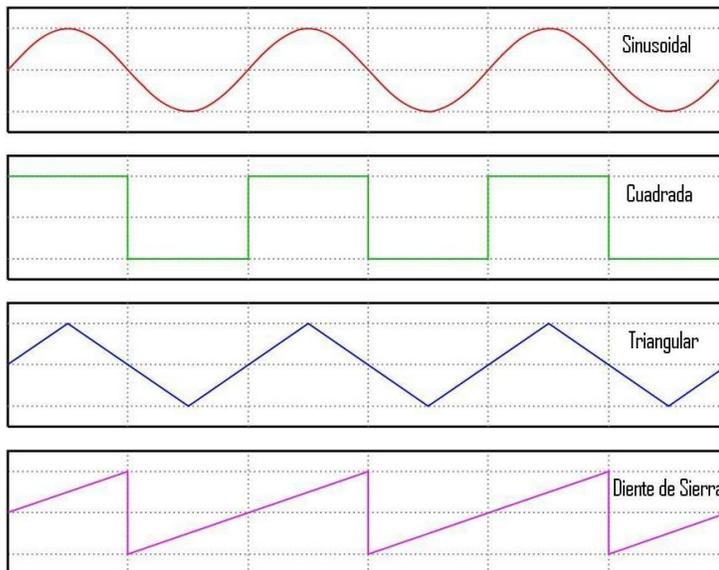
## 2 Capítulo II: Marco de Referencia

### 2.1 Marco Conceptual

#### 2.1.1 Arreglo Completo

Hace referencia a todo el conjunto de generadores y procesadores del sistema, cuyos controles por voltaje son creados por transductores de control (resistencias variables como knobs o potenciómetros, sensores, Interfaz midi a CV-Gate DOEPFER 190-2). Estos módulos son: MIDI a CV-GATE, VCO, WAVESHAPER, VCF, VCA, ADSR, NOISE los cuales funcionando en conjunto forman un sintetizador analógico modular. Las formas de onda más comunes generadas por sintetizadores análogos son sinusoidal, cuadrada, triangular y diente de sierra, véase **figura (2-1)**

**Figura 2-1:** Formas de onda comunes en sintetizadores análogos

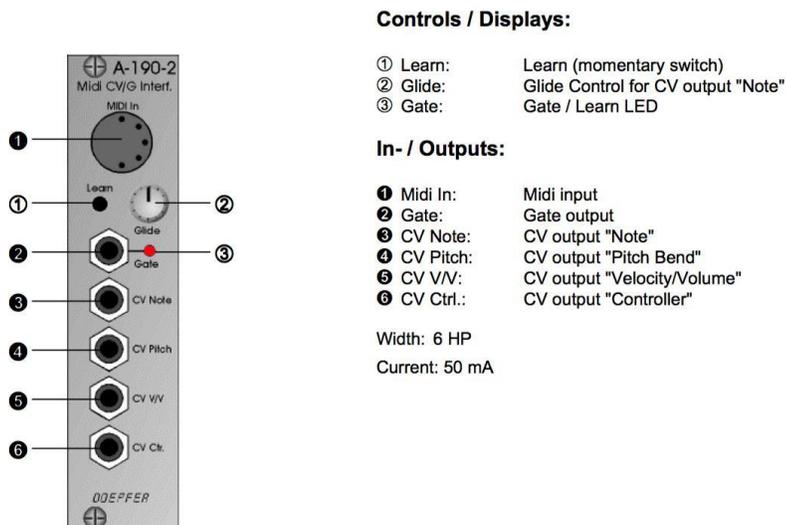


**Fuente:** <https://markobonilla.wordpress.com/>

### 2.1.2. Interfaz MIDI a CV-Gate

Un sintetizador análogo es controlado mediante voltajes, por medio de señales de control *CV* y *Gate*, por tanto, es necesario un dispositivo que transforme las señales MIDI a señales *CV* y *Gate*. En este proyecto se usará la interfaz Doepfer A190-2 **figura (2-2)**, que transforma la señal MIDI en una señal *Gate* y cuatro señales *CV*.

**Figura 2-2:** Interfaz MIDI a CV-Gate Doepfer A190-2.



Fuente: (Doepfer, MIDI to CV-GATE A190-2, 1995)

### 2.1.3. Señales CV y GATE

Los sintetizadores análogos dependen de voltajes de control para operar. Estos voltajes, en el caso de un sintetizador monofónico, constan de una o varias señales *CV* (note, pitchbend entre otras) y una única señal de tiempo *gate*. La señal de voltaje emitida por los generadores de control puede ser aleatoria, periódica o predeterminada. Están en esta categoría los generadores de envolvente ADSR, secuenciadores, fuentes de ruido y LFOs. Las señales de control del generador de envolvente ADSR son preprogramadas por el usuario y ocurren en respuesta a una señal trigger externa. Las fuentes de ruido y LFOs generan una señal de salida independiente de un estímulo externo o señal trigger (Klein, 1982, p. 42).

El voltaje de control *CV Note* es una señal DC que controla la frecuencia de oscilación de un VCO. Fue creada por Robert Moog en 1960 para variar el pitch de un oscilador a razón de 1V/Octava, es decir por cada voltio de aumento de la señal *CV*, la frecuencia del oscilador se

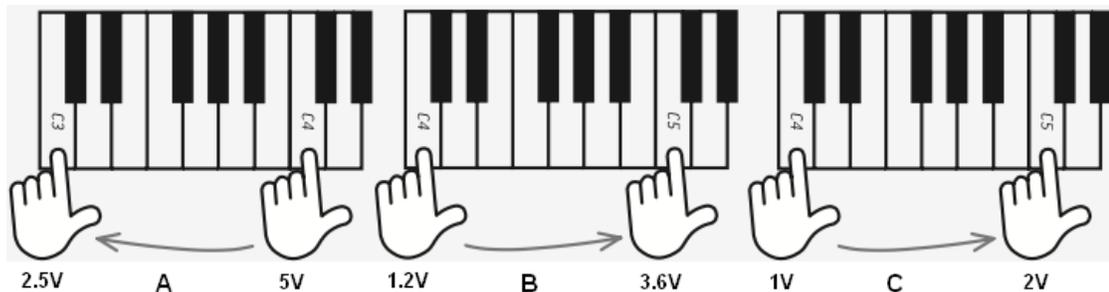
duplicaba. Esta señal analógica de control representa la nota de la tecla pulsada (Gill, 2013). A través del tiempo otros diseñadores importantes han creado otros estándares comerciales de comunicación CV, por ejemplo, 1.2 V/octava creado por Don Buchla y el otro es Hz/voltio, como se describe en la siguiente tabla:

**Tabla 2-1:** Estándares comerciales para voltajes de control CV

V/Octava	Hz/V	1.2V/octava
Robert Moog		Don Buchla
Moog	Korg, Yamaha	
Por cada aumento en 1V de CV, aumenta 1 Octava	Cada vez que se dobla CV, aumenta 1 Octava	100mV por Semitono
		Un aumento de 2.4V en CV, aumenta 1 Octava

La **figura (2-3)**, ilustra el voltaje necesario para doblar la frecuencia de una nota pulsada inicialmente, es decir subir una octava una nota, en los 3 estándares de comunicación CV comerciales más usados. A se tiene Hz/voltio, B se tiene 1.2V/octava y en C se tiene 1V/octava (Endorphin, 2017, p. 8).

**Figura 2-3:** Ilustración voltajes de control en teclado de una (1) octava

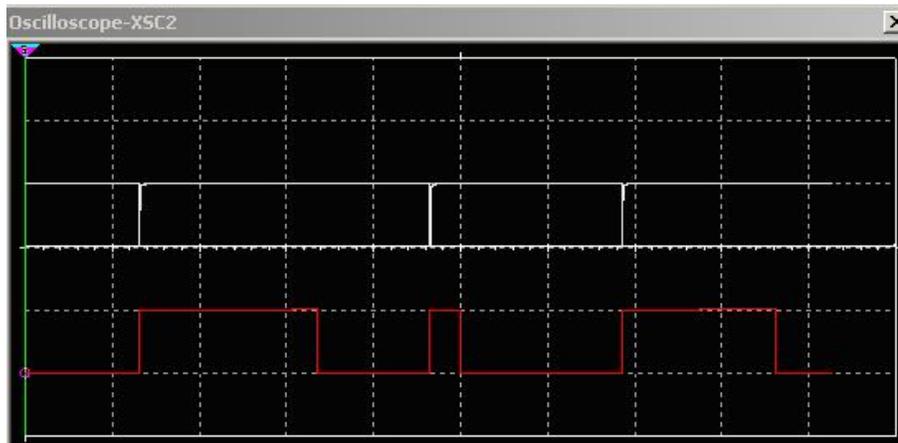


**Fuente:** <http://unionrave.com>

En este proyecto la señal CV tendrá valores entre 0V y 5V. A diferencia de GATE que es un modelo binario (0 ó 5V), esta es continua, quiere decir que en el rango de 0 y 5V hay una cantidad infinita de valores de voltaje. La señal GATE es un voltaje de control de tiempo, se puede modelar como una señal binaria, de 2 posiciones que nos indica cuándo una tecla está oprimida (5V), por cuánto tiempo y cuándo esta se libera (0V). Como se puede observar en la **Figura 2-4**, Esta señal se envía junto con el voltaje TRIGGER al módulo ADSR para indicar cuándo iniciar o reiniciar la envolvente de amplitud. (Klein, 1982)

La señal *TRIGGER* es un pulso pequeño de una longitud fija ( $\gg 5\text{ms}$ ) que se usa para iniciar y reactivar el generador de envolvente al cambiar de una tecla a otra. El valor absoluto del voltaje de esta señal al igual que el voltaje *GATE*, usualmente es de 5 ó 10V, depende del circuito interfaz que convierte la señal MIDI a voltajes CV-GATE, y corresponde al primer tramo (entre 0 y 5V) de la gráfica Voltaje vs Tiempo de la señal *GATE*, véase **figura (2-4)** (Klein, 1982, p.25). Si no hay un circuito que permita obtener la señal trigger, sencillamente no sonará una segunda tecla hasta que no se termine todo el ciclo ADSR de la primera.

**Figura 2-4:** Diagrama Voltaje-Tiempo de señal *GATE* y *TRIGGER*



**Fuente:** Propia. Imagen capturada de circuito conversor de Gate a Trigger simulado en Proteus 8

#### 2.1.4. Oscilador Controlado por Voltaje

Un oscilador controlado por voltaje es un dispositivo controlado por una señal continua (DC) llamada voltaje de control (CV) que genera a su salida una señal alterna (AC). Su salida es un patrón de voltaje cambiante específico que tiene una repetición por unidad de tiempo definida, llamada frecuencia (Klein, 1982). Un ejemplo de VCO es el integrado NE566, el cual genera formas de onda triangular y cuadrada. Esta unidad varía su frecuencia en función de un (1) capacitor, una (1) resistencia y un voltaje de control CV. El 566 está integrado por una fuente de corriente que carga y descarga un capacitor externo  $C_1$  a una velocidad establecida por el resistor externo  $R_1$  y el voltaje de control CV. También posee un circuito disparador Schmitt que se usa para conmutar la carga y descarga del condensador y el voltaje triangular generado a través del capacitor y la onda cuadrada del disparador provistos como salidas a través de amplificadores de

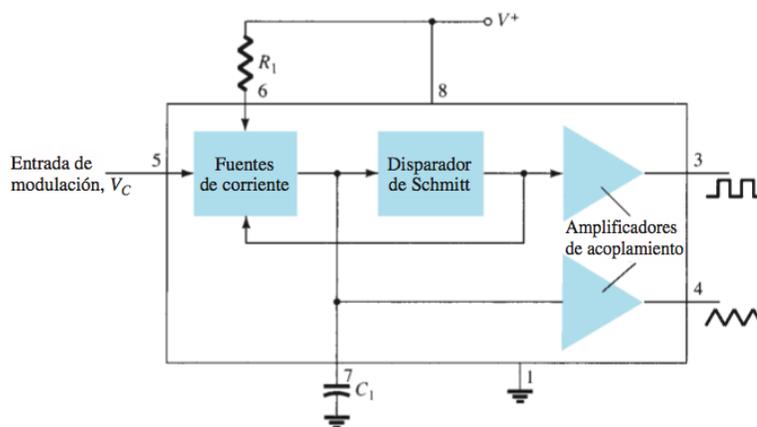
acoplamiento o buffers (Robert Boylestat, 2009, p. 725). Véase **Figura 2-5**. Hay algunos parámetros de diseño ofrecidos por el fabricante en su hoja de datos (Philips Semiconductors Linear products, 1992) basados en la ecuación que define la frecuencia de salida del 566, véase **(Ec. 1)**, los cuales se presentan a continuación.

**Tabla 2-2:** Parámetros de diseño VCO con integrado NE566

VARIABLE	VALOR MÍNIMO	VALOR MÁXIMO
R1	2kΩ	20kΩ
Vc	0.75V+	V+
V+	10V	24V

$$f_o = \frac{2}{R_1 C_1} \left( \frac{V^+ - V_c}{V^+} \right) \quad (\text{Ec. 1})$$

**Figura 2-5:** Diagrama interno NE566



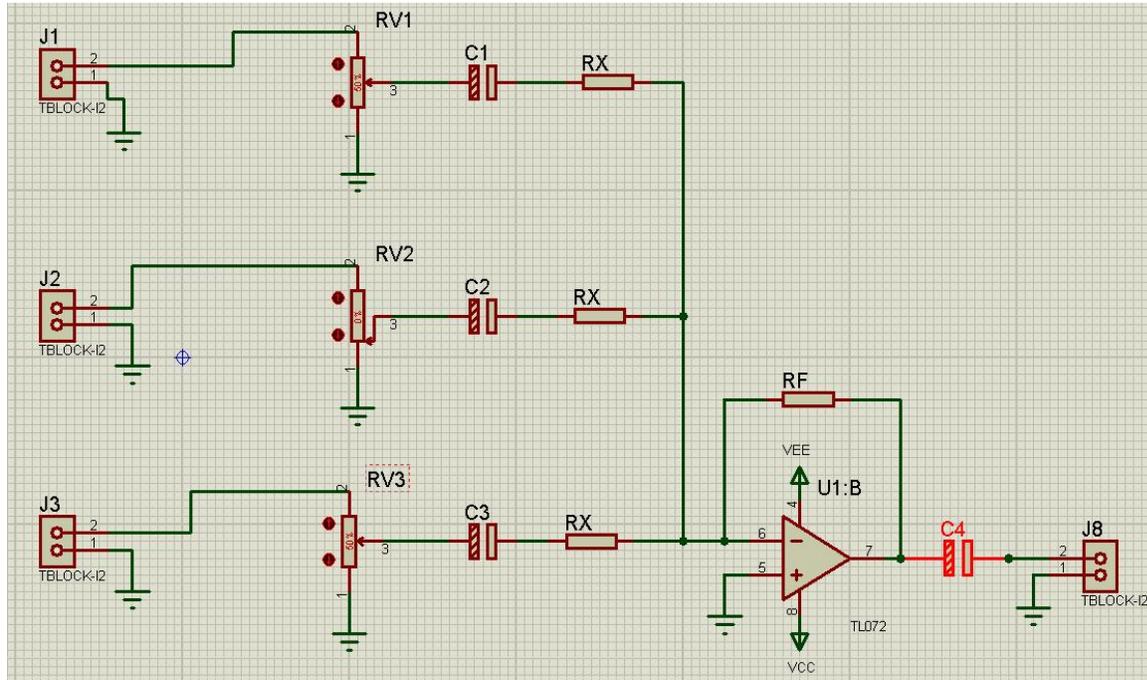
**Fuente:** Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos (Robert Boylestat, 2009)

### 2.1.5. Mezclador

Este circuito básicamente es un amplificador sumador (véase **Figura 2-6**), el cual permite hacer la suma algebraica de los voltajes AC (audio) o DC (control) en su entrada multiplicados por un

factor de ganancia constante; además, con este dispositivo es posible modificar individualmente la amplitud de cada una de las señales presentes en la entrada de cada canal.

**Figura 2-6:** Circuito de mezclador AC



**Fuente:** Propia, esquemática realizada en Proteus 8

Los condensadores C1 a C4 permiten el acople AC, de esta manera ningún voltaje DC pasa a la salida del módulo. La ecuación general que define el comportamiento del circuito mezclador AC es la siguiente (voltaje en voltios y resistencia en ohmios):

$$V_o = (-R_F / R_X)(V_1 + V_2 + V_3) \quad (\text{Ec. 2})$$

$R_F$  : Resistencia de realimentación negativa [ $\Omega$ ].

$R_X$  : Resistencia que regula la corriente hacia la entrada del op amp [ $\Omega$ ].

---

$V_o$  : Voltaje de salida [V].

“La realimentación negativa fue inventada por el ingeniero eléctrico Harold Black en Agosto 2 de 1927” (Black, 1991, p.82). Es una topología en la que la salida del sistema se envía de nuevo a la entrada de este. En el caso de circuito eléctrico con un amplificador operacional, consiste en enrutar la salida a la entrada inversora de este. Algunos de los beneficios de esta topología son la reducción en distorsión, no linealidades y se logra una respuesta plana dentro de un rango de respuesta en frecuencia deseado. Cabe resaltar que al sumar señales de audio (corriente alterna) empleando el circuito anterior, es necesario incluir un acople AC en la entrada y en la salida tal como se vé en la figura **Figura 2-6**; y si se van a sumar voltajes de control (corriente continua) el acople debe ser DC.

El acople AC se logra poniendo un condensador electrolítico a la entrada y salida del circuito, esto permite filtrar cualquier tipo de componente DC y hace que se logre una mayor resolución en la señal ya que la componente DC actúa como un voltaje offset <sup>1</sup>que no permite centrar la señal en el punto cero. El acople DC describe el procesamiento de una señal con sus componentes AC y DC respectivamente, por tanto, se deja el circuito sin capacitores. (National Instruments, 2019)

### 2.1.6. Filtro Controlado por Voltaje (VCF)

“Un filtro es una red eléctrica que altera la amplitud y/o fase de una señal con respecto a la frecuencia” (Lacanette, 2010, p. 1).

Cada filtro tiene parámetros específicos, que se explicarán a continuación, tanto en dominio de la frecuencia como del tiempo. También cuenta con una función de transferencia  $H_s$  que equivale a la relación entre las transformadas de Laplace de la señal de salida  $V_{out}$  y señal de entrada  $V_{in}$ .

---

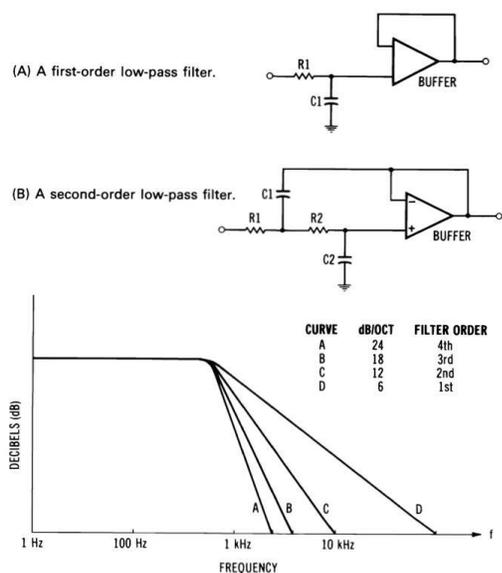
<sup>1</sup> Voltaje no deseado generado por el circuito y no por la señal de entrada a este. Los métodos de compensación de este voltaje los ofrecen los fabricantes de cada operacional en las hojas de datos.

$$|H_s| = V_{out}(s) / V_{in}(s)$$

(Ec. 3)

En la función de transferencia de un filtro se encuentra implícito su orden. El orden de un filtro es el valor máximo del exponente de la variable S en la función de transferencia  $H_s$ , que es la que define la respuesta del filtro y su pendiente de atenuación respecto a cualquier señal en su entrada (Lacanette, 2010,p.1). En la **Figura 2-7** se ilustran las curvas de respuesta en frecuencia de acuerdo al orden del filtro.

**Figura 2-7:** Diagrama de filtros básicos de 1ro y 2do orden con gráfica de curva de respuesta en frecuencia del filtro según el orden, hasta cuarto orden

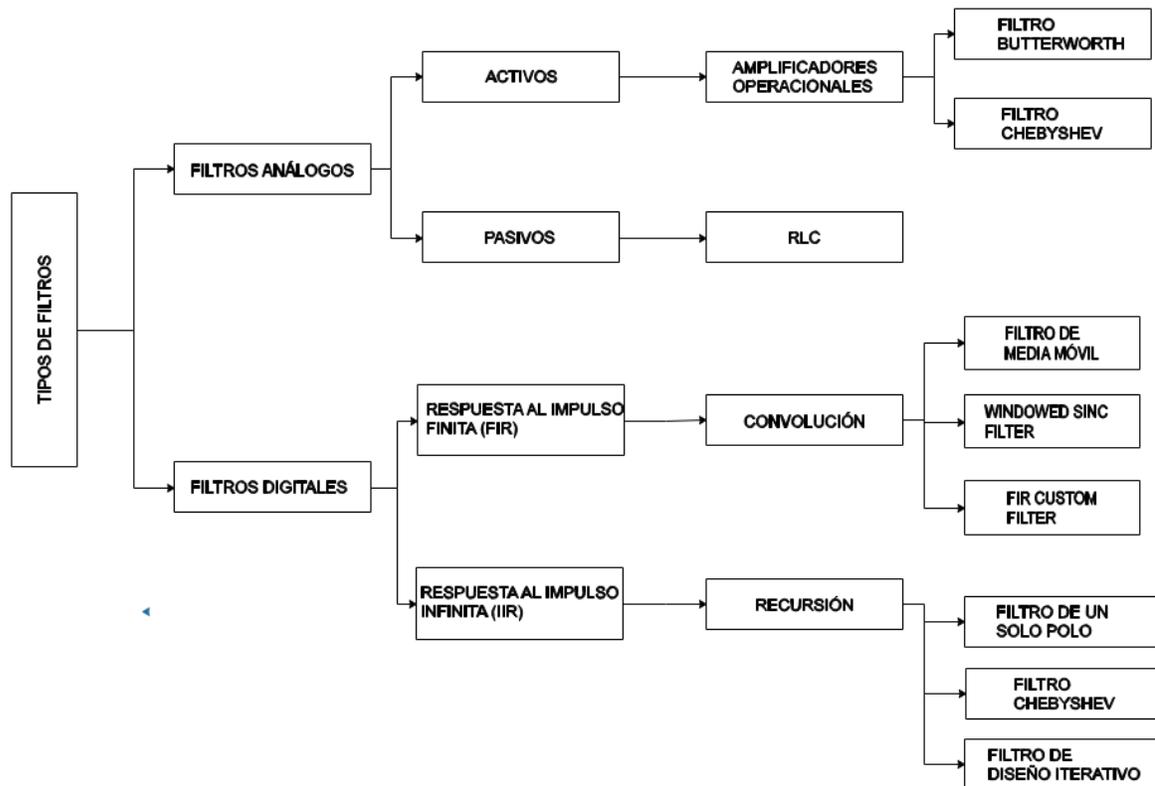


**Fuente:** Electronic Music Circuits (Klein, 1982, p. 121)

### Tipos de filtros:

De acuerdo al tipo de señal que procesan, continua o discreta, los filtros se clasifican en analógicos y digitales. A continuación, en la **Figura 2-8** se clasifican los tipos de filtros más comunes en ambas clases:

**Figura 2-8:** Tipos de filtros (análogos y digitales)



**Fuente:** DAVIDEK, V., LAIPERT, M., VLCEK, M. Analog and Digital Filters. Ed. CVUT, 2006

### Parámetros de un filtro

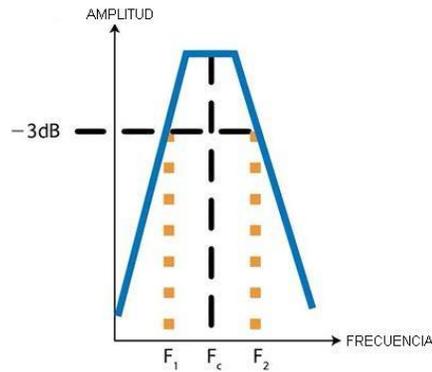
#### Dominio de la frecuencia

**Selectividad:** Un filtro es un dispositivo selectivo en frecuencia, por tanto, “la selectividad se define como la pendiente en la respuesta del filtro respecto a determinada frecuencia. Su unidad es logarítmica dB/Hz” (Borrás, 2016, p. 26)

**Factor de calidad (Q):** Se define como la frecuencia central del filtro ( $f_c$ ) dividida por el ancho de banda (BW) como se muestra en la siguiente ecuación. Entre más alto sea el Q, la pendiente de respuesta del filtro va a ser más abrupta. En la **Figura 2-9** se grafica la respuesta de un filtro pasabanda, donde se observan sus frecuencias de corte mínima y máxima. “La frecuencia de corte es la frecuencia a la que la magnitud de la función de transferencia cae a 0.7071 de su valor máximo, esto equivale a -3dB” (Perez Vega, Casanueva López, & María Samanillo, 2007, p. 92)

$$Q = f_{central} / BW \quad (\text{Ec. 4})$$

**Figura 2-9:** Ancho de banda de un filtro pasa banda

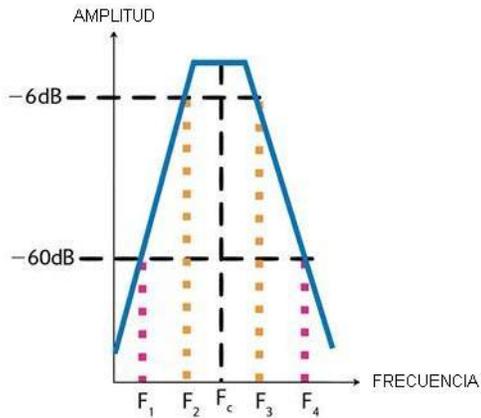


**Fuente:** Mobile Radio Technology Magazine (Kinley, s.f)

**Factor de forma (Shape Factor):** “El factor de forma proporciona una medida de la pendiente de la falda del filtro. Cuanto menor sea el factor de forma, más pronunciada será la pendiente y el filtro será más selectivo” (Constantino Pérez Vega, 2007, p.92). el **SF** expresa la selectividad del filtro de otra manera, como un cociente entre la respuesta del filtro a -60dB y -6dB de atenuación. De la **Figura 2-10** obtenemos la ecuación del factor de forma (SF).

$$SF = (f_4 - f_1) / (f_3 - f_2) = (BW \rightarrow -60dB) / (BW \rightarrow -6dB) \quad (\text{Ec. 5})$$

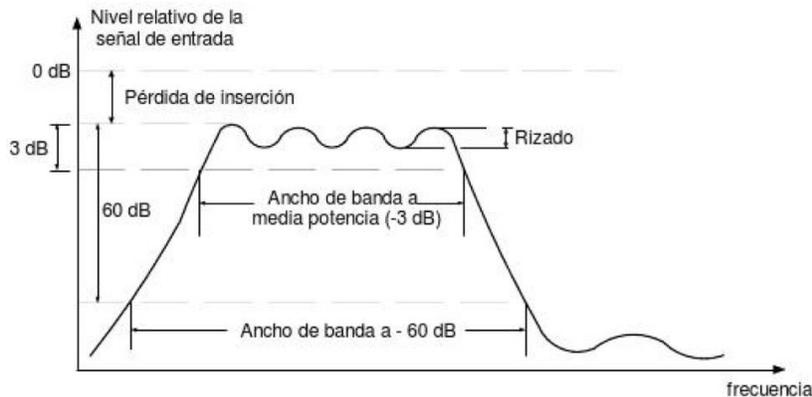
**Figura 2-10:** Factor de forma de filtro pasabanda



**Fuente:** Mobile Radio Technology Magazine (Kinley, s.f)

**Pérdida de Inserción:** “Es la pérdida de señal que se genera por la inserción de un circuito entre un generador y su respectiva carga. No debe confundirse con la pérdida por desacople de impedancias” (Perez Vega, Casanueva López, & María Samanillo, 2007, p. 92). Véase **Figura 2-11**.

**Rizado:** “Medida de lo plana que es la respuesta en amplitud en la banda de paso, y se da como la diferencia entre las atenuaciones máxima y mínima en la banda de paso” (Perez Vega, Casanueva López, & María Samanillo, 2007), véase **Figura 2-11**.

**Figura 2-11:** Gráfica de los parámetros de un filtro en el dominio de la frecuencia

**Fuente:** Sistemas de comunicación 1ra edición (Perez Vega, Casanueva López, & María Samanillo, 2007, p. 93)

### Dominio del tiempo

Asumiendo que la entrada del filtro se excita con una señal escalón unitario, su salida se llamará respuesta al escalón. Se tienen tres parámetros:

El primero es el tiempo de subida, se refiere al tiempo que tarda la respuesta al escalón en pasar del 10% al 90% del valor definitivo después del escalón, a este valor definitivo se le denomina

$y(\infty)$ . El segundo es el overshoot, se refiere al exceso  $y_{\max}$  sobre  $y(\infty)$  que va a tener como máximo la respuesta  $y(t)$ . Este parámetro se expresa como un valor absoluto o como un porcentaje sobre el tiempo de establecimiento. El overshoot se expresa como un valor absoluto, véase (Ec. 6), (Borrás, 2016, p. 28).

$$Os(\%) \triangleq \left[ (y_{\max} - y(\infty)) * 100 \right] / y(\infty) \quad (\text{Ec. 6})$$

El tercero es el tiempo de establecimiento, presupone que hay un overshoot y es el tiempo que tarda  $y(t)$  en pasar por primera vez por  $y(\infty)$  hasta que  $y(t)$  cae y se mantiene por debajo de 0.01 (Borrás, 2016, p. 27), véase **Figura 2-12**. Es decir:

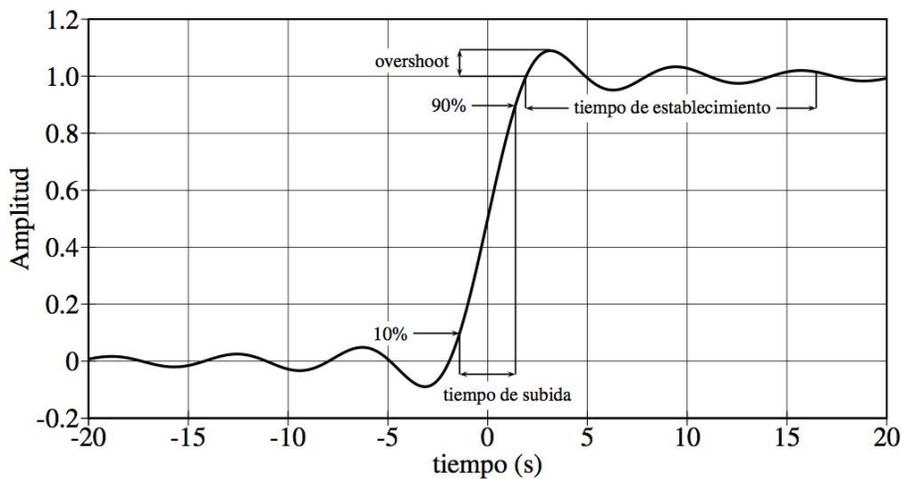
$$t_f = t_1 - t_0$$

Donde:

$$y(t_0) = y(\infty) \quad \text{Primera vez que sucede;}$$

$$\left[ y(t_1) - y(\infty) \right] = 0.01 \text{ s} \quad \text{Última vez que sucede.}$$

**Figura 2-12:** Gráfica de la respuesta de filtro pasabajo a una señal escalón en el dominio del tiempo



**Fuente:** Fundamentos de la teoría de filtros (Borrás, 2016, p.28)

### Clasificación de los filtros según su factor de calidad (Q)

**Filtro Butterworth:** Su principal característica es el ser plano en la frecuencia de paso (no posee resonancias definidas). Su frecuencia crítica coincide con la frecuencia de corte, con una magnitud de -3dB respecto a la banda pasante. Su valor de  $Q=0.707$  es fijo para filtros de segundo orden. En términos de  $Q$  este filtro es el límite entre un filtro plano y filtro con rizado en la banda pasante (Cifuentes, 2018).

**Filtro Bessel:** Su comportamiento en fase es muy aproximado a lineal, su valor de  $Q$  es fijo para filtros de segundo orden y es 0.577. En este filtro la frecuencia crítica  $f_o$  es diferente de la frecuencia de corte  $f_c$ , pues esta última se corre hacia la banda de paso tornando al filtro menos selectivo. Este filtro no presenta resonancias en la banda de paso (Cifuentes, 2018).

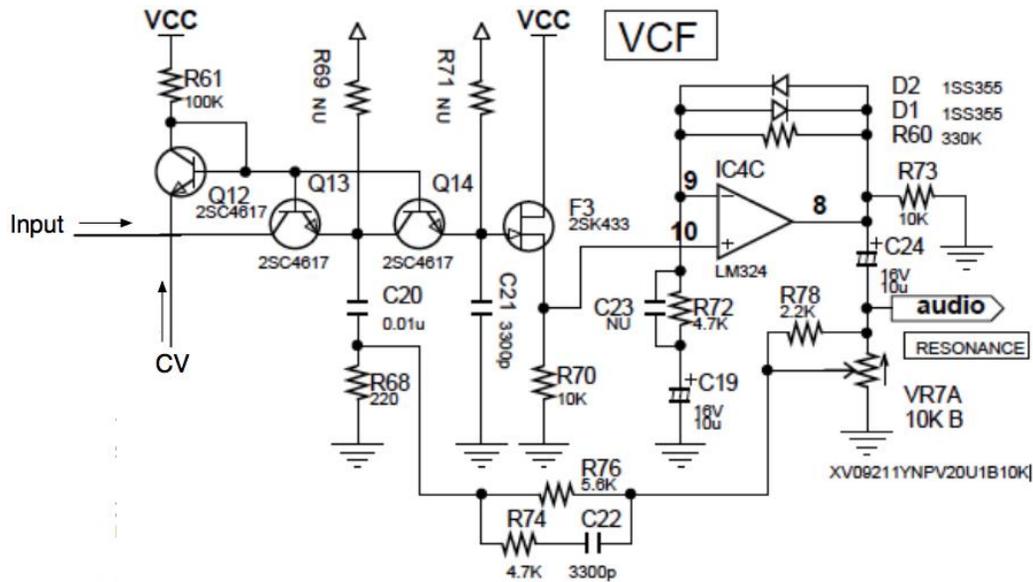
**Filtro Chebyshev:** Se caracteriza por presentar rizados en la banda de paso y porque general respuestas con pendientes más selectivas. Son filtros subamortiguados y presentan resonancias en la banda de paso, su frecuencia de corte  $f_c$  se desplaza hacia la banda de rechazo. Sus valores de  $Q$  son mayores a los del filtro Butterworth.

Los filtros anteriormente mencionados son los más comunes, pero también tenemos otros tipos como lo son el críticamente amortiguado ( $Q = 0.5$ ), los sobre amortiguados ( $Q < 5$ ) y los sub amortiguados ( $Q > 5$ ), siendo estos últimos más resonantes y selectivos, pero con corrimientos más severos de fase (Cifuentes, 2018).

Cualquier tipo de filtro para un sintetizador análogo debe ser controlado por voltaje, de esta manera la frecuencia de corte puede ser modulada por otras fuentes de señal de control CV (LFOs, generadores de envolvente ADSR, entre otros). Un filtro controlado por voltaje es un dispositivo cuya frecuencia de corte es variable y esta variación esta definida por un voltaje DC de control (señal CV). “El filtro controlado por voltaje es el módulo que hace posible la síntesis substractiva” (Horn, 1984, p.146).

Un ejemplo de VCF es el Korg35, el cual es un filtro pasabajos controlado por voltaje presente en sintetizadores análogos comerciales como el Korg MS-10, MS-20. Es un filtro de segundo orden con resonancia, cuya característica principal era que no reducía la ganancia de la señal cuando se aumentaba el valor de resonancia a diferencia de sus contemporáneos como el Moog Ladder y los filtros de escalera de diodos. El Korg35 es una versión controlada por voltaje del filtro pasabajos Sallen key, donde el control por voltaje se hace con dos (2) transistores controlados por corriente que operan como resistencias variables por voltaje (Pirkle, VA Korg35 Lowpass Filter v3.5, 2013). Véase **Figura 2-13**.

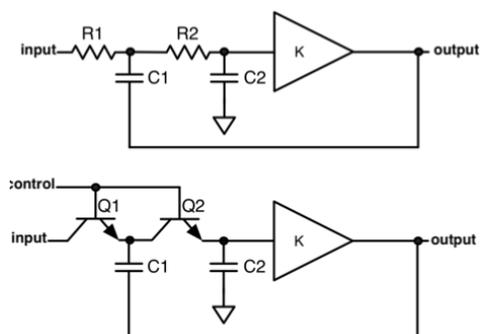
**Figura 2-13:** Filtro Pasabajos Korg35



**Fuente:** Virtual Analog Korg35 Lowpass Filter v3.5 (Pirkle, VA Korg35 Lowpass Filter v3.5, 2013)

A continuación en la **Figura 2-14**, se muestra como a partir del filtro pasabajos Sallen Key de segundo orden (arriba) se llega a una versión simplificada del Korg35 con puerto de control por voltaje (abajo). Se puede observar que la base de los transistors recibe la señal de control y el colector de Q1 recibe la señal de audio a filtrar.

**Figura 2-14:** Filtro pasabajos Sallen Key



**Fuente:** (Pirkle, Modelling the Korg35 lowpass and highpass filters, 2013)

El control por voltaje en el Korg35 se hace con los transistores BJT Q1 y Q2 que actúan como resistencias controladas por corriente, reemplazando las resistencias R1 y R2 presentes en la topología sellen key pasabajos de un solo amplificador. Observar que el filtro tiene una realimentación positiva que va desde el operacional a través de C1. En el diseño del Korg35, un potenciómetro ajusta este valor de realimentación desde cero hasta su máximo donde entra en oscilación el filtro (Pirkle, Modelling the Korg35 lowpass and highpass filters, 2013). La razón por la cual un transistor se puede comportar como una resistencia variable por voltaje debido a que la encontramos en la ecuación de Ebers-Moll, donde la relación entre el voltaje de entrada  $V_{be}$  y la corriente de salida  $I_c$  es exponencial como se ve en la, véase **(Ec. 7)**.

En un transistor la corriente de colector esta determinada de manera precisa por el voltaje base-emisor. Esta relación es exponencial y está definida por la ecuación de Ebers-Moll que se describe en **(Ec. 7)**:

$$I_c = I_s \left( \frac{e^{V_{be}}}{V_T} - 1 \right) \quad \text{(Ec. 7)}$$

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad \text{(Ec. 8)}$$

El voltaje térmico ( $V_T$ ) descrito en la **(Ec. 8)**, equivale a 26mV a 20 °C, k es la constante de Boltzmann, equivalente a  $1.38 \times 10^{-23}$  joules  $k^{-1}$ , T es la temperatura en Kelvin e  $I_s$  es la corriente de saturación, la cual es única a cada modelo de transistor que se use y el valor aparecerá en la hoja de datos. Esta corriente de saturación es dependiente de la temperatura (Robert Boylestat, 2009).

### 2.1.7. Amplificador Controlado por Voltaje

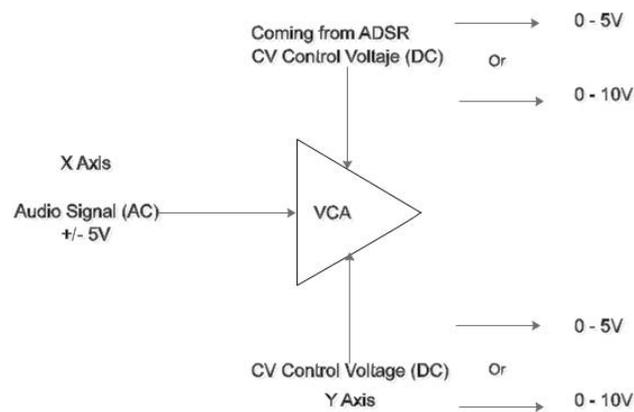
Antes de entrar directamente a conceptualizar el VCA, es necesario explicar qué es un multiplicador análogo.

Los multiplicadores análogos son circuitos que multiplican el voltaje instantáneo de una señal de entrada AC por el voltaje instantáneo de otra señal entrante DC, siendo esta última de

control. El más común de los multiplicadores análogos es el amplificador controlado por voltaje (VCA); el cual es un dispositivo que amplifica un voltaje entrante AC en función de un voltaje de control DC. (Klein, 1982, pag.153).

En la **Figura 2-15** se puede observar un esquema general de un VCA, con su respectiva entrada de audio y sus señales de control DC. Se pusieron los rangos de voltaje de control usuales en sintetizadores comerciales y se toman 2 señales CV, una para modular la amplitud y otra proveniente del generador de envolvente que le da forma a la onda de acuerdo a la configuración establecida en el módulo generador de ADSR. Este VCA también recibe el nombre de multiplicador análogo de 2 cuadrantes, debido a que el signo del producto algebraico de la señal de entrada por la señal de control, queda en el cuadrante 1 ó 2 del plano cartesiano (véase **Figura 2-16**) (Klein, 1982, p.153).

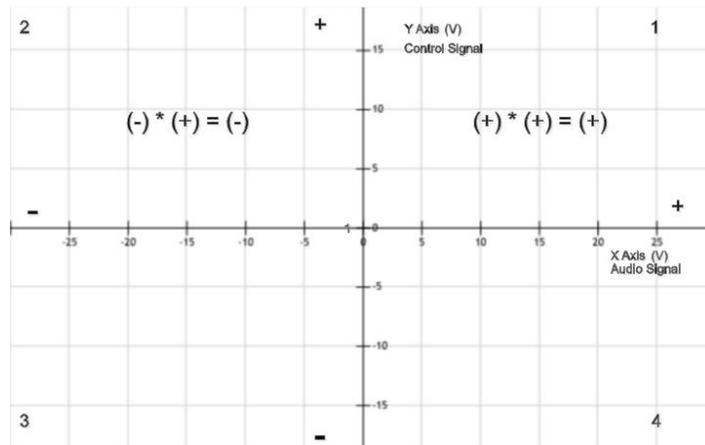
**Figura 2-15:** Diagrama general del VCA ó multiplicador análogo de 2 cuadrantes



**Fuente:** Electronic Music circuits (Klein, 1982)

Continuando con la **Figura 2-15**, en realidad se pueden usar más señales de control, hay que recordar que cualquier dispositivo que a su salida ofrezca un voltaje DC se puede usar como generador de señal de control, lo único que hay que hacer es poner las señales de entrada en paralelo en un circuito mezclador.

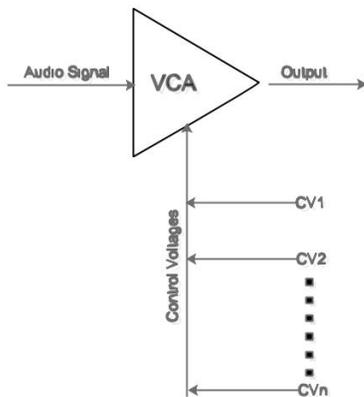
**Figura 2-16:** Multiplicador análogo de 2 cuadrantes. Plano cartesiano que ilustra producto algebraico de señal de audio de entrada por una señal de control



**Fuente:** Electronic music circuits (Klein, 1982)

La **Figura 2-17** ilustra cómo se agregarían más voltajes de control al VCA, que es por medio de un circuito mezclador de señales DC, donde todos los voltajes de control se disponen en paralelo.

**Figura 2-17:** Diagrama de VCA con conexión en paralelo para múltiples señales de control CV

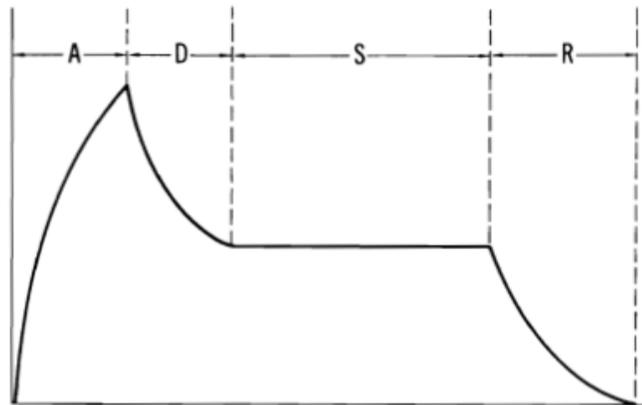


**Fuente:** Electronic music circuits (Klein, 1982)

### 2.1.8. Generador de Envolvente ADSR

El generador de envolvente de amplitud **ADSR** es un circuito que permite procesar la señal GATE proveniente del dispositivo MIDI, que es binaria (5 ó 0V), y generar a su salida una envolvente ó forma de onda que pasa a través de cuatro(4) estados: El primero es un ataque con curva exponencial (**A**), el segundo es un decaimiento inicial (**D**), el tercero es un estado de sostenimiento o nivel fijo DC (**S**) y el cuarto es un decaimiento final o relajación (**R**), véase **Figura 2-18**. Cada uno de estos cuatro (4) parámetros es continuamente variable por lo tanto las formas de onda generadas son diversas (Jacky, 1980).

**Figura 2-18:** Gráfica de envolvente ADSR



**Fuente:** Electronic Music circuits (Klein, 1982)

A continuación, se explican las cuatro fases de la envolvente ADSR:

- **Ataque:** Es el tiempo que toma la señal en llegar a su máxima amplitud o voltaje. Si su tiempo es corto la entrada del sonido va a ser más abrupta, al contrario, si es largo, su entrada va a ser mas progresiva, llegando a su voltaje pico en el tiempo establecido manualmente para este parámetro (Crombie, 1984, p.30).
- **Decaimiento:** Cuando termina el ataque, el decaimiento es el tiempo que toma la señal en pasar de su máximo voltaje a un nivel de tension estable o nivel de sostenimiento\_ (Crombie, 1984, p.30).
- **Sostenimiento:** Es el tiempo durante el cual la señal se mantiene en un nivel de tensión o amplitud constante. (Crombie, 1984, p.30).

- **Relajación:** Es el tiempo que tarda la señal en disminuir completamente su amplitud una vez se deja de presionar una tecla en el teclado MIDI. Si es un tiempo corto el nivel de amplitud de la señal llegará a cero de manera abrupta, pero si el tiempo es largo, el nivel de amplitud llegará a cero de manera más progresiva (Crombie, 1984, p.30).

Una de las maneras de implementar un generador de envolvente ADSR es con un circuito temporizador del tipo 555, a continuación se explica el funcionamiento de este integrado temporizador en el módulo generador de envolvente ADSR.

### Operación del circuito temporizador 555

El temporizador 555 es un integrado analógico-digital formado por dos (2) comparadores análogos, un (1) circuito biestable digital, un (1) amplificador y un (1) transistor de descarga. Una conexión en serie de tres (3) resistencias ajusta los voltajes de referencia de los comparadores a  $\frac{2V_{CC}}{3}$  y  $\frac{V_{CC}}{3}$ , siendo la señal de salida de estos comparadores la que ajusta la unidad biestable. La salida de este circuito biestable se pasa por un amplificador de salida. Tener en cuenta que el circuito biestable también opera un transistor de descarga (descarga capacitor de temporización) a tierra cuyo colector va al pin 7 del 555, Véase **Figura 2-19**. (Robert Boylestat, 2009, p. 721)

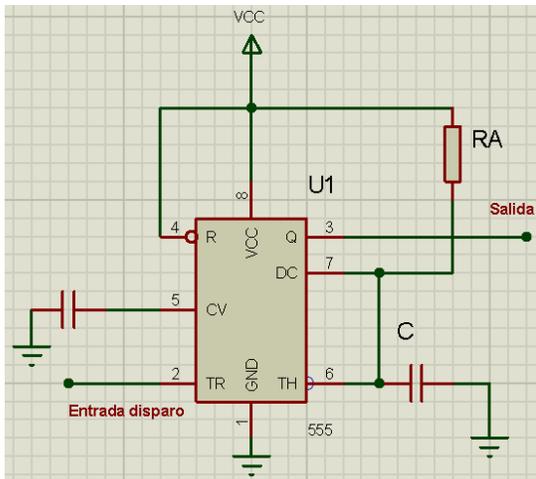
### Operación monoestable del 555

La **Figura 2-19** muestra el temporizador 555 en configuración de multivibrador monoestable.

Cuando la señal de entrada de disparo (*trigger*) es menor que el voltaje de referencia  $V_{ref} = \frac{V_{CC}}{3}$ , se activa el circuito monoestable, con la salida en el pin 3 que se eleva durante un intervalo de tiempo dado por la ecuación (9):

$$T_{ALTA} = 1.1R_A C \quad (\text{Ec. 9})$$

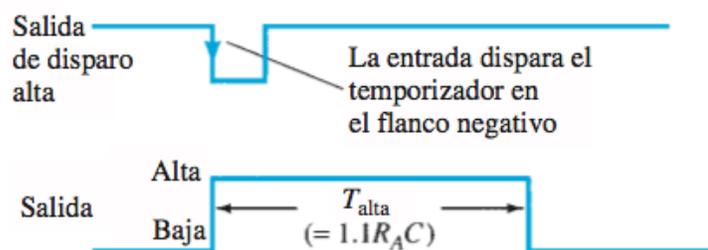
**Figura 2-19:** Temporizador 555 en configuración monoestable



**Fuente:** Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos (Robert Boylestat, 2009)

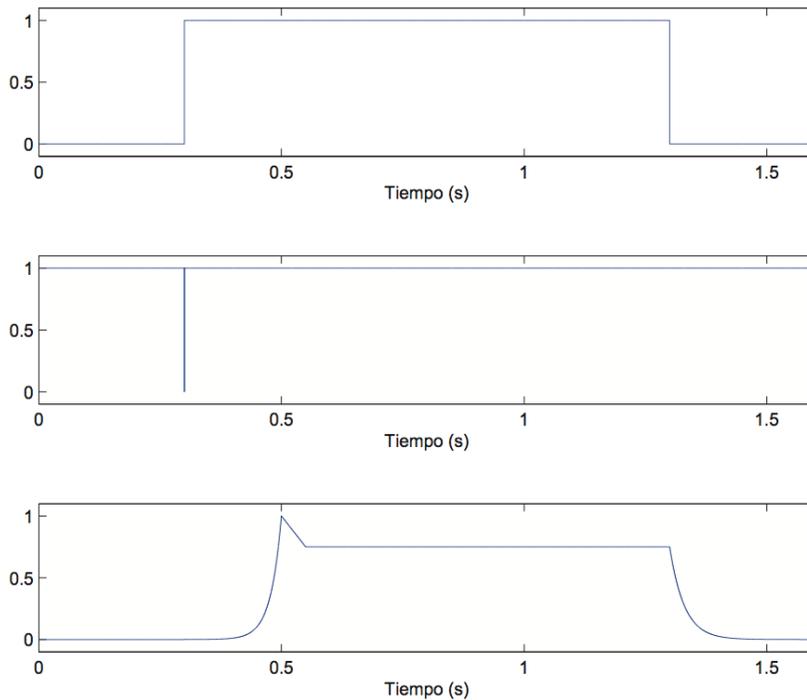
La **Figura 2-20** muestra la señal de disparo (*trigger*) que activa un temporizador 555 en configuración monoestable y su forma de onda a la salida, junto con su ecuación para calcular el ancho de pulso.

**Figura 2-20:** Señal de disparo que activa temporizador 555



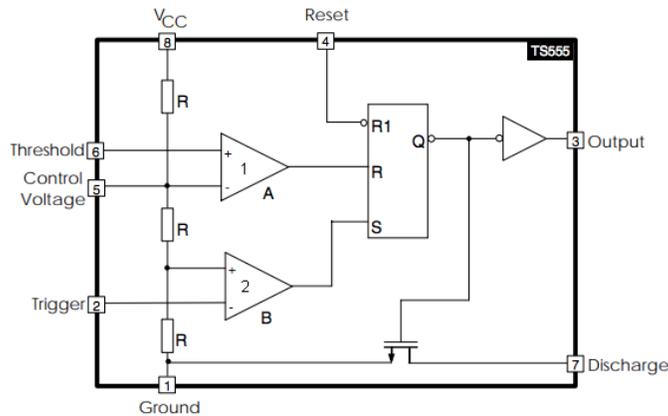
**Fuente:** Electrónica: Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos (Robert Boylestat, 2009)

La **Figura 2-21** ilustra las señales gate, trigger y ADSR respectivamente

**Figura 2-21:** Señal gate, trigger y ADSR

**Fuente:** Diseño e implementación de un sintetizador analógico modular

La **Figura 2-22** muestra el diagrama interno del 555. Cuando la señal de disparo (trigger) llega al pin2 hace que el comparador 2 dispare el circuito biestable, quedando la salida en pin3 en nivel alto (1). El capacitor C se carga hacia  $V_{CC}$  a través de  $R_A$ , mirar **Figura 2-18**. Durante el intervalo de carga la salida permanece en nivel alto (1), cuando el voltaje a través del capacitor conectado al pin6, llega a  $\frac{2V_{CC}}{3}$ , el comparador 1 dispara el circuito biestable con la salida en pin3 a nivel bajo (0), lo que hace que C permanezca casi a 0V hasta que el circuito se vuelva a disparar (Robert Boylestat, 2009).

**Figura 2-22:** Diagrama interno 555

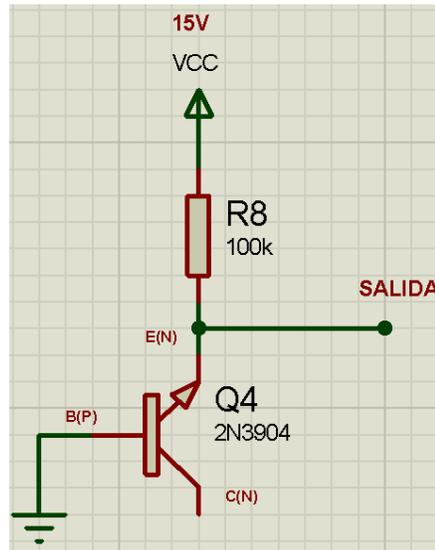
**Fuente:** Hoja de datos LM555 (Texas Instruments, 2015)

### 2.1.9. Generador de Ruido Blanco

“El ruido blanco es una señal aleatoria cuya potencia en todas sus bandas de frecuencia del espectro audible es la misma” (Crombie, 1984, p.23). Es decir que el ruido blanco tiene una densidad espectral constante (National Semiconductor, 1977).

Uno de los métodos para generar ruido aleatorio de manera análoga se basa en el voltaje térmico generado por el efecto de ruptura *Zener* que se logra polarizando este diodo en inversa, haciendo circular por este una corriente de al menos  $-1\text{ mA}$ . El diodo *zener* se puede representar con un transistor 2N3904 polarizado en inversa y con su colector flotante como se ve en la **Figura 2-23**, es decir, sin conexión alguna a colector. Al estar el colector flotante queda la conexión base-emisor (P-N), que es la que modela al diodo, y es donde el ruido térmico es generado. Este ruido es del orden de los microvoltios, siendo necesario una o más etapas de amplificación (Sanchez, 2008). El efecto de ruptura *zener* es un fenómeno que se puede explicar físicamente de la siguiente manera: Las uniones PN altamente dopadas tienen zonas de agotamiento estrechas, lo que hace que se generen campos eléctricos grandes en esta región. Esto quiere decir que portadores generados térmicamente en la región de agotamiento son acelerados por el campo eléctrico causando ionización en otros átomos de Si (Silicio) produciendo una cascada de electrones e incrementando rápidamente la corriente (Kasap, 2006).

**Figura 2-23:** Esquema del circuito electrónico de un generador de ruido térmico empleando un transistor BJT



Fuente: The technique of electronic music (Wells, 1981)

El voltaje de ruptura del 2N3904 es 6V, y su corriente en emisor debe superar los 10  $\mu$ A. Tenemos

$$\frac{V_{CC}}{R8} = 12V \quad \text{y} \quad I = \frac{V_{CC}}{R8} = \frac{12V}{100K} = 120\mu A,$$

ambas cantidades superan los valores máximos establecidos de corriente y voltaje en inversa para que se genere el efecto de ruptura zener.

### 2.2.0. IMPEDANCIAS DE ENTRADA Y SALIDA

(Cage, 1971) afirma: “La impedancia es la oposición al paso de corriente. En DC, la resistencia de un dispositivo lineal de 2 terminales es la razón del voltaje y corriente que lo recorren. Esta cantidad se llama resistencia DC” (p.264). La ecuación (10) presenta la ecuación de resistencia en DC.

$$R = \frac{V}{I} \quad (\text{Ec. 10})$$

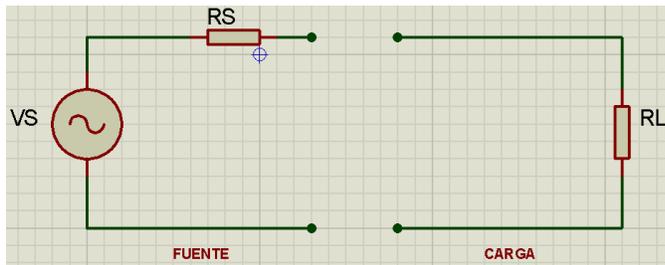
Para señales senosoidales este radio es complejo. El equivalente AC de la ley de ohm en forma cartesiana se muestra en la ecuación (11):

$$\frac{V}{I} = Z = R + jX \quad (\text{Ec. 11})$$

Z es la impedancia

La parte real se llama resistencia AC y la parte imaginaria es la reactancia. Ambas cantidades R y X son dependientes de la frecuencia. En el caso de este proyecto, se medirá solo la magnitud de la impedancia, no su fase; para ese propósito se usará un método indirecto de medición de impedancias de entrada y salida,  $Z_i$  y  $Z_o$  (Cage, 1971). La razón de esto es que se diseñó cada puerto de entrada y salida del sintetizador buscando la máxima transferencia de voltaje más no de potencia.

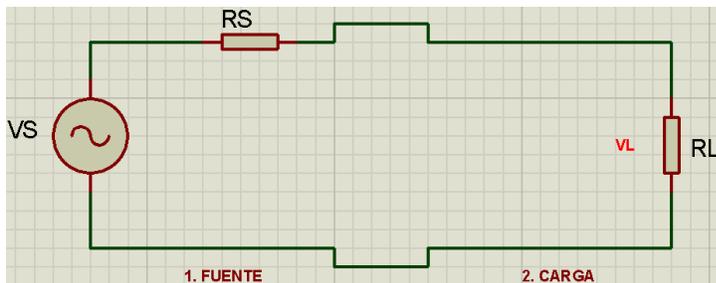
Cuando 2 circuitos (una fuente y una carga) se conectan, las corrientes y voltajes en esos circuitos cambian. En el caso de una medición eléctrica, el circuito bajo prueba es la fuente y el instrumento de medición es la carga, véase **Figura 2-24**. Muchos circuitos fuente y carga pueden ser representados por un modelo simple llamado circuito equivalente Thevenin. Un circuito equivalente Thevenin de fuente está formado por una fuente de voltaje  $V_s$  y una resistencia en serie  $r_s$ , y el equivalente Thevenin de carga esta formado por una resistencia de carga  $R_L$  (Witte, 2008, pp. 37-38).

**Figura 2-24:** Modelo Thevenin fuente-carga

**Fuente:** Electronic test instruments analog and digital measurements (Witte, 2008)

Cuando la fuente y la carga se unen, el voltaje a través de la carga  $R_L$  está dado por la ecuación de divisor de tensión (Ec. 12), véase **Figura 2-25**. Para obtener la máxima salida de voltaje de una fuente siendo cargada por una resistencia  $R_L$  el ratio  $R_L/R_S$  debe ser tan grande como sea posible (Witte, 2008).

$$V_L = \left( \frac{V_s R_L}{R_s + R_L} \right) \quad (\text{Ec. 12})$$

**Figura 2-25:** Modelo Thevenin con fuente-carga conectados

**Fuente:** Electronic test instruments analog and digital measurements (Witte, 2008)

El concepto que expone la ecuación (12) es importante para la adquisición experimental de los valores de las impedancias de cada módulo del sistema. Con base en las ecuaciones de voltaje de carga  $V_L$  en las condiciones mencionadas, se puede hacer una estimación indirecta de la

impedancia de salida del dispositivo bajo prueba. Se necesita hallar  $R_s$  (impedancia de salida) la cual no se puede medir directamente, pero se puede medir fácilmente el valor de  $V_L$  y  $V_s$ , y a partir de estos, hallar  $R_s$ , ver **Figura 5-3** y ecuación (12). La impedancia de entrada se modela como el circuito de carga de la **Figura 5-4**, es decir como una única resistencia, donde  $R_o$  es la resistencia de salida del generador (conocida),  $V_s$  es el voltaje del generador,  $R_T$  es una resistencia de prueba (valor conocido) que se pone entre el generador y el dispositivo bajo análisis,  $V_L$  y  $V_i$  son los valores de tensión que se miden en los puntos que muestra la figura, ver **Figura 5-5** y ecuación (13), cuyos valores una vez conocidos permiten calcular la impedancia de entrada  $R_i$  con la ecuación de divisor de voltaje que se muestra a continuación:

$$R_i = \frac{R_T V_i}{V_L - V_i} \quad (\text{Ec. 13})$$

(Witte, 2008) afirma : Dado que la potencia depende del voltaje y la corriente, un máximo voltaje no garantiza máxima potencia. La potencia entregada a una carga RL se determina por:

$$P = \frac{V_s^2 R_L}{(R_L + R_s)^2}$$

$$P = \frac{V_s R_L}{R_L + R_s} \cdot \frac{V_s}{R_L + R_s} \quad (\text{Ec. 14})$$

La potencia es máxima cuando:

$$\frac{R_L}{R_s} = 1$$

**(Ec. 15)**

## **3. Capítulo III: Diseño Metodológico**

### **3.1. Tipo y Enfoque de la Investigación**

La investigación fue empírica analítica con un enfoque cuantitativo. Se tomó el método científico como pilar para crear una descripción a partir de la experimentación, observación y medición. En este proyecto se busca diseñar e implementar un sistema Reaktor análogo modular monofónico para uso instructivo con estudiantes de Ingeniería de Sonido, a partir de la investigación de las técnicas y métodos de diseño electrónico de sistemas análogos para hacer síntesis electrónica de sonido. Por medio del diseño y construcción de módulos electrónicos traslúcidos interconectables, con sus montajes de componentes espaciados, etiquetados y caracterizados (respuesta en frecuencia e impedancias) para que los usuarios complementen la información obtenida empíricamente con el rigor técnico que ofrece la hoja de datos resultante de las mediciones de respuesta en frecuencia e impedancias de cada módulo. De igual forma, mediante la creación de un manual instructivo se busca dar un abrebocas conceptual y de conexiones al sistema completo, de esta manera cada usuario tendrá acceso a información simple y concisa del circuito completo antes de comenzar a usarlo.

### **3.2. Recopilación de Datos**

El presente trabajo investigativo implica el diseño electrónico, caracterización e implementación de 8 dispositivos (generación y modulación de audio) que conforman el sistema reaktor análogo modular monofónico. El método cuantitativo de recolección de datos es por observación y medición en laboratorio usando fuente DC, multímetro, generador de señal, osciloscopio y computador con el software SIA SmaartLive y Proteus 8. Las variables a medir son impedancias, respuesta en frecuencia y función de transferencia.

### 3.3. Variables o Categorías de Análisis

#### 3.3.1. Variables Independientes

- Selección de los módulos de generación y modulación de sonido que conforman el sistema reaktor análogo.
- Selección de los valores de los parámetros de los circuitos integrados usados en cada módulo, ganancia en lazo abierto, ancho de banda y slewrate.

#### 3.3.2. Variables Dependientes

- Tener claro qué módulos conformarán el sistema permite establecer un flujo de señal del circuito completo, también se establecen los métodos para las mediciones de impedancia y función de transferencia, ya que hay módulos con entradas y salidas y otros solo con salidas como es el caso de los VCO's y ADSR. Lo que implica métodos de medición diferentes.
- Recolección de valores de parámetros presentes en las hojas de datos de los circuitos integrados a usar es el paso previo a la etapa de diseño para establecer los límites de funcionamiento y rendimiento óptimo que tendrá el sistema completo por medio de la selección de los componentes adecuados que más acondicionarán la respuesta del circuito al diseño y las simulaciones.

### 3.4 Hipótesis

Se plantea la construcción de un sistema que puede servir como herramienta instructiva para estudiantes de ingeniería de sonido y que cuente con un total de 7 módulos, tres (3) de generación de señal formado por dos (2) osciladores controlados por voltaje y un módulo de generación de ruido blanco, y 3 de procesamiento de señal formados por el circuito mezclador, circuito defiltro controlado por voltaje y circuito de amplificador controlado por voltaje. El séptimo módulo es el generador de envolvente de ataque, decaimiento, sostenimiento y relajación (ADSR). Al ser un instrumento cuyo propósito es usarlo como herramienta instructiva con estudiantes se consideran formas distintas para exponer su funcionamiento, flujo de señal y manejo. Se plantea un diseño de interfaz de usuario translúcido, con panel de conexiones y panel de control separados y cada uno

---

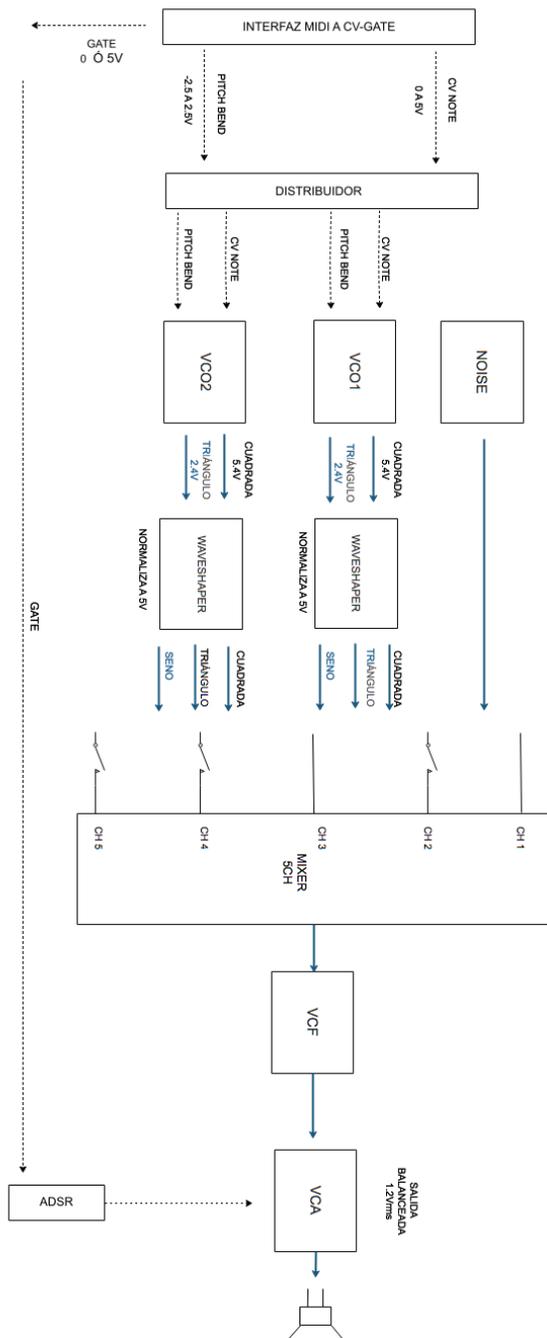
de ellos diagramado y etiquetado para proveer una comodidad visual tanto para la interconexión de los módulos como para su control, apuntando a una mayor fluidez en los procesos creativos cuando se le vaya a dar un uso musical al instrumento en la materia de síntesis electrónica de sonido, adicionalmente e plantea un diseño de circuitos impresos con componentes espaciados y cableado de colores, para cuando se le vaya a dar uso al dispositivo en materias como electrónica análoga ó diseño de sistemas de sonido.



## 4. Capítulo IV: Desarrollo Ingenieril

El núcleo del sistema lo conforman 4 etapas, siendo la primera la de generación de señal que esta formada por 2 osciladores controlados por voltaje, 2 waveshapers y un generador de ruido blanco. Las formas de onda generadas son triangular, cuadrada y seno. La segunda etapa es la de mezcla donde se usa un mezclador de señales alternas con acople AC. La tercera etapa es la de filtrado, se usa un VCLPF (filtro controlado por voltaje pasa bajos), aquí es donde se suman o restan armónicos a la señal proveniente del mezclador AC, realizándose el proceso de síntesis substractiva explicado al comienzo de este documento. Por último, se tiene la etapa de amplificación, se usa un VCA que además de amplificar adecua el nivel eléctrico de la señal para pasarla a la etapa final de reproducción bien sea con nivel de línea o balanceado. Esta etapa contiene el módulo generador de envolvente de amplitud ADSR. La **Figura 4-1** ilustra el diagrama de bloques del sistema electrónico desarrollado. Este sistema consta de 8 módulos: 2VCO's, 1 GENERADOR DE RUIDO BLANCO, 2 WAVESHAPERS, 1 MIXER 5CH, ADSR, VCF, VCA.

Figura 4-1: Diagrama de bloques del sistema desarrollado



Fuente: Propia

## 4.1. Oscilador Controlado por Voltaje VCO

Se escogió como circuito integrado para generar señales triángulo y cuadrada al generador de funciones NE566, el cual es un oscilador controlado por voltaje lineal, presenta forma de onda cuadrada y triangular, cada una con un buffer de acople previo a su salida. La frecuencia de oscilación es determinada por una resistencia y condensador externos y el voltaje aplicado a la terminal de control (Philips Semiconductors Lineal products, 1992). Tiene las siguientes características eléctricas según la hoja de especificaciones, véase **Tabla 4-1**:

**Tabla 4-1:** Características eléctricas VCO

FRECUENCIA DE OPERACIÓN MÁXIMA	VOLTAJES DE OPERACIÓN	VOLTAJE DE CONTROL CV	IMPEDANCIA PUERTO DE ENTRADA CV(PINS)
1MHz	±15V	0-5V NOTE -2.5 - 2.5V PITCHBEND	50Ω
SEÑALES DE SALIDA			
VOLTAJE MÁX TRIÁNGULO	VOLTAJE MÁX CUADRADA	IMPEDANCIA SALIDA TRIÁNGULO	IMPEDANCIA DE SALIDA CUADRADA
2.4Vpp	5.4Vpp	50Ω	50Ω

**Fuente:** Propia

La banda de frecuencias de oscilación se estableció en 50 Hz – 12 kHz, junto con la alimentación bipolar que tendrán todos los módulos y el voltaje de control CV de estos. La respuesta del VCO no será de 1V/octava de acuerdo con el estándar creado por Robert Moog (Moog, 1965), sino que es un VCO lineal (Hz/V), cuya frecuencia de oscilación se extenderá 8 octavas con los 5V de control ofrecidos por la interfaz DOEPFER A190-2. Por lo tanto, la respuesta de los osciladores será de 0,62V/octava. Véase **Tabla 4-2**.

**Tabla 4-2:** Parámetros de diseño VCOs

FRECUENCIA DE OPERACIÓN MÁXIMA	VOLTAJES DE OPERACIÓN	CV NOTE	CV PITCHBEND	#OCTAVAS
50Hz-12kHz	±15V	5V	-2.5-2.5V	8

**Fuente:** Propia

Como punto de inicio se toma el circuito de la hoja de datos donde el NE566 se usa como un generador de señales triangulares y cuadradas cuya frecuencia de funcionamiento libre  $f_o$  es

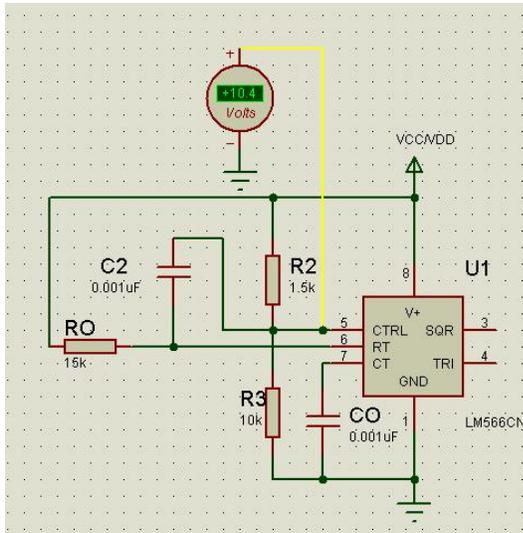
función de la resistencia  $R_o$  y el condensador  $C_o$ , Con el objeto de familiarizarse con las funciones básicas del integrado. La frecuencia de funcionamiento libre es la frecuencia de salida del oscilador en ausencia de un voltaje variable de control CV.

$$f_o = \frac{2[(V_+) - (V_c)]}{R_o C_o V_+} \quad (\text{Ec. 16})$$

Se escogió un valor para  $C_o$  y de acuerdo con la hoja de datos (Philips Semiconductors Linear products, 1992) se toma un valor para  $R_o$  entre  $2 \text{ k}\Omega$  y  $20 \text{ k}\Omega$ , véase **Figura 4-2**. Se tomaron los siguientes valores:

$$C_o = 0.001\mu\text{F}; \quad R_o = 15\text{k}\Omega; \quad V_{cc} = 12\text{V}; \quad V_{pin5} = 10.4\text{V}.$$

**Figura 4-2:** Circuito de oscilación frecuencia libre



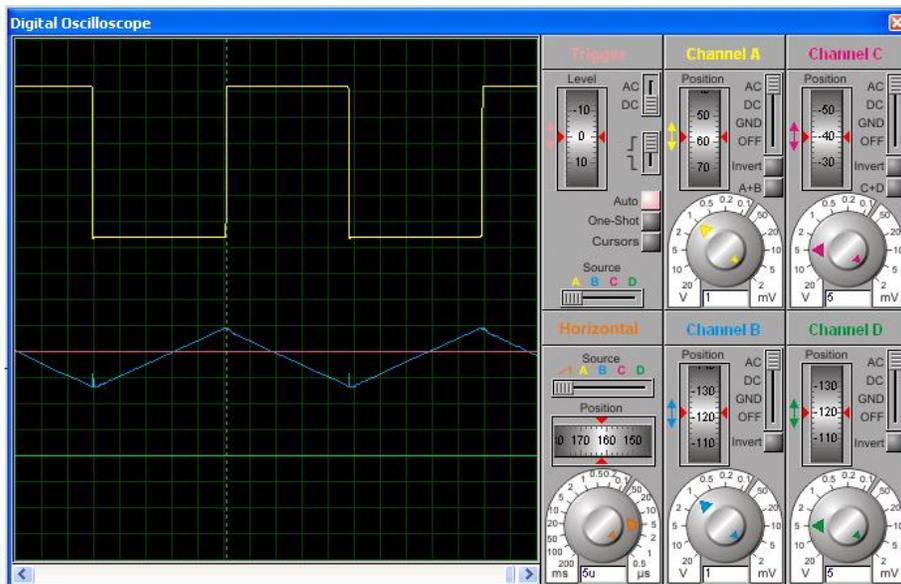
Fuente: Hoja de datos 566, esquemática realizada en Proteus 8

$$f_o = \frac{2(12 - 10.4)}{15k\Omega * 0.001\mu F * 12} \quad (\text{Ec. 17})$$

$$f_o = 18 \text{ kHz}$$

La **Figura 4-3** a continuación ilustra la respuesta del circuito. La frecuencia de salida simulada es 20408 Hz.

**Figura 4-3:** Simulación circuito salida, 566 en frecuencia libre



**Fuente:** Propia, simulación realizada en Proteus 8

El fundador de PAiA electronics Jhon Simonton explica en detalle el funcionamiento del NE566, y por qué el circuito de la **Figura 4-2** no es apto para implementarlo en un circuito oscilador controlado por voltaje. Además, detalla un método para linealizar la respuesta de este circuito integrado y adecuarlo para su uso en un sintetizador análogo.

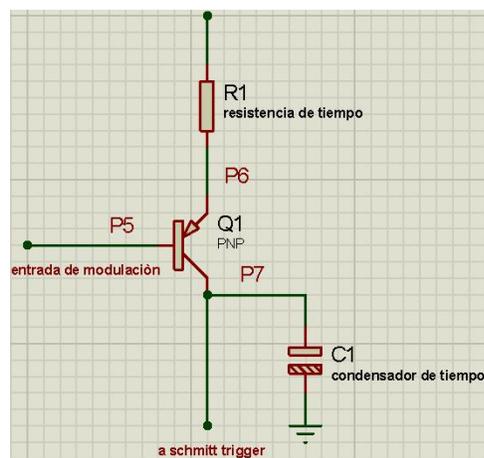
Como la mayoría de osciladores controlados por voltaje, el 566 es en esencia un oscilador de relajación. El condensador de tiempo se carga a una tasa definida por la resistencia de tiempo. Mientras el condensador se carga, el voltaje a través de este se incrementa hasta un umbral superior definido por el circuito schmitt trigger interno. En ese momento el trigger se dispara causando que

la fuente de corriente provea una corriente de descarga en lugar de una de carga. El voltaje a través del condensador disminuye hasta alcanzar el umbral inferior del schmitt trigger. Aquí el circuito se reinicia comenzando de nuevo el proceso de carga. Debido a que el proceso de carga y descarga se hace con una corriente constante, el voltaje a través del condensador tiene forma de onda triangular, la cual pasa a través de un buffer antes de aparecer en el pin de salida número 4. La salida del schmitt trigger es la forma de onda cuadrada pin numero 3. (Simonton, 1977, p. 28)

#### 4.1.1 Linealización del 566 para uso en un sintetizador análogo

Jhon Simonton explica en su artículo que el circuito de la **Figura 4-2** tiene 2 problemas importantes los cuales lo hacen no apto para aplicaciones musicales : El primero se presenta en el puerto de entrada de control por voltaje, ya que está referenciado a  $V_{cc}$  y no a tierra, esto causa que incrementos en el voltaje de control causen disminuciones en la frecuencia  $f$ , es decir el control por voltaje es inversamente proporcional a la frecuencia. El segundo se refiere a la no linealidad del circuito que se explicará a continuación con ayuda de la fuente de corriente del NE566, la cual se puede modelar como un transistor, véase **Figura 4-4**. La ecuación del diodo que gobierna el flujo de corriente a través del transistor es no lineal y extremadamente dependiente de la temperatura, véase ecuación (18) y (19). También hay que tener en cuenta que el buffer que precede la salida de onda triangular no es ideal, por lo tanto, no la aísla totalmente y parte de la corriente que debe cargar el condensador se desvía al buffer generando un error (Simonton, 1977).

**Figura 4-4:** Modelo con transistor de fuente de corriente



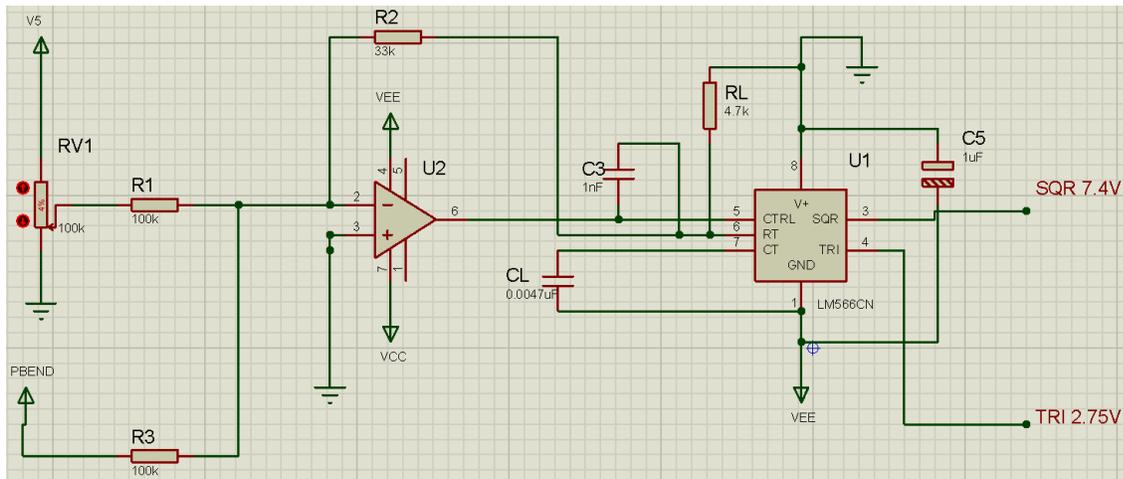
Fuente: Polyphony magazine, Paia electronics (Simonton, 1977)

$$I_D = I_S \left( e^{\frac{V_D}{nV_T}} - 1 \right) \quad (\text{Ec. 18})$$

$$V_T = \frac{kT}{q} = 26mV \quad (\text{Ec. 19})$$

$I_S$  es la corriente de saturación en inversa,  $V_D$  es el voltaje de polarización en directa a través del diodo,  $n$  es el factor de idealidad que toma valor 1,  $V_T$  es el voltaje térmico,  $k$  es la constante de Boltzmann que equivale a  $1.38 \cdot 10^{-23}$  J/K,  $T$  es la temperatura absoluta en Kelvin que equivale a  $273 + ^\circ\text{C}$  y  $q$  es la carga del electrón que equivale a  $1.6 \cdot 10^{-19}$  C. (Robert Boylestat, 2009, p. 13)

Para solucionar el primer problema se modifica el voltaje de alimentación del circuito ahora negativo  $V_{EE}$ , y se invierten los pines de alimentación y tierra como se ve en la **Figura 4-5**, donde se observa que ahora en el pin 1 va a  $V_{EE}$  y el pin 8 va a tierra. Esto hace que la entrada de voltaje de control se referencie a tierra; por lo tanto, ahora la frecuencia  $f$  responde de manera directamente proporcional al voltaje de control  $V_C$ . Para linealizar la fuente de corriente se pone dentro del loop de realimentación negativa de un amplificador sumador, esto descarga la fuente del sistema extendiendo la respuesta lineal del circuito de 10:1 a 1000:1 (Simonton, 1977).

**Figura 4-5:** Circuito modificado VCO 566

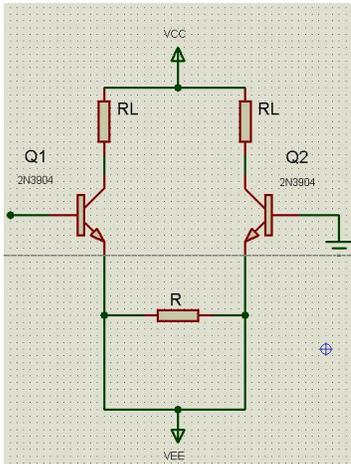
**Fuente:** Polyphony magazine, Paia eletronic (Simonton, 1977)

## 4.2 Waveshaper

Una vez obtenidas las ondas cuadrada y triangular, niveladas ambas a 4Vpp, se procede a la etapa de *waveshaping* para obtener de una señal triangular una senoidal, existen otros circuitos de *waveshaping* como por ejemplo de onda triangular a diente de sierra y de diente de sierra a rampa, pero para este proyecto solo se diseñó e implementó el mencionado. Para esta aplicación se usa una forma de onda triangular en vez de cuadrada debido a que esta contiene menos armónicos (Grebene, 1972). Carlos A. dos Reis Filho et al. Presenta dos (2) técnicas principales para lograr esta tarea: La primera es por el método de aproximación de segmentos lineales a forma de onda seno con diodos y la segunda es por el método de saturación de par diferencial basado en la aproximación de series de tangente hiperbólica a la forma de onda seno. En el diseño del presente módulo de waveshaping se usa el segundo método. En el circuito de la **Figura 4-6** se observa un amplificador diferencial de terminal simple: 2 entradas separadas, dos salidas separadas y los emisores están conectados entre sí. Se aplica señal a cualquier entrada del amplificador con el otro puerto de entrada a tierra, la señal de entrada opera en ambos transistores gracias a la conexión de emisor común que presenta el circuito (Robert Boylestat, 2009). Si la entrada en la base de Q1 se incrementa o si R se decrementa presenta una condición de saturación en los transistores llevándolos a la región de corte. La transición gradual entre la región activa y la de corte es exponencial y puede ser usada para redondear los picos de la señal triangular de entrada. De esta manera la salida triangular del circuito diferencial se convierte en una forma de onda senoidal

(Grebene, 1972).

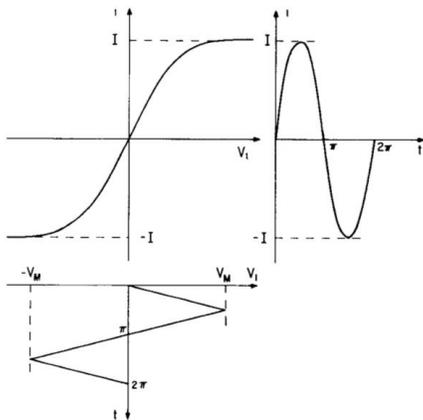
**Figura 4-6:** Amplificador diferencial de terminal simple



**Fuente:** (Grebene, 1972)

En efecto, cuando una onda triángulo de determinada amplitud (en este caso puntual de 5 Vpp) se aplica al circuito de la **Figura 4-6**, la onda de salida es aplanada por la curvatura de la característica de transferencia de voltaje del circuito diferencial con resistencia de emisor como se muestra en la **Figura 4-7**, y su forma de onda se acerca mucho a una función seno (Robert G. Meyer, 1976).

**Figura 4-7:** Onda de entrada y onda de salida al pasar por amplificador diferencial de terminal simple

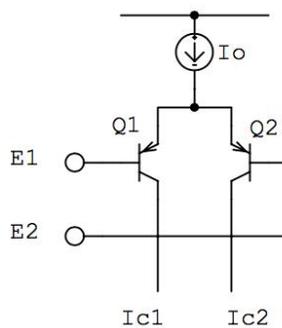


**Fuente:** (Robert G. Meyer, 1976)

### MÉTODO DE LAS SERIES DE TANGENTE HIPERBÓLICA

Carlos A. dos Reis Filho et al. Expone que la diferencia de corriente a la salida de un par diferencial de BJT esta relacionada con el voltaje de base diferencial (véase **Figura 4-8**), de acuerdo con (**Ec. 20**).

**Figura 4-8:** Corrientes eléctricas a la salida de un par diferencial

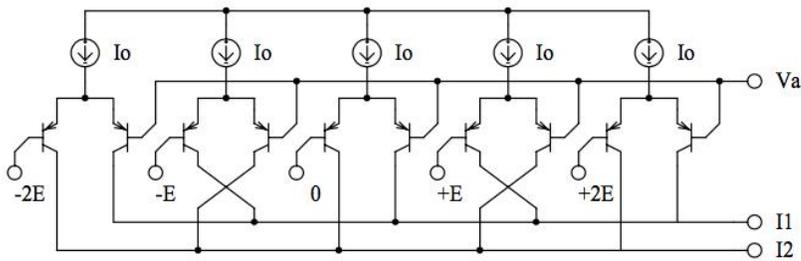


**Fuente:** Analog triangular to sine converter using lateral PNP transistors in CMOS process (Carlos A. dos Reis Filho, 2002)

$$I_{c1} - I_{c2} = I_o \operatorname{Tanh} \frac{(E2 - E1)}{2V_T} \quad (\text{Ec. 20})$$

Barry G. et al. Demuestra que series de función de tangente hiperbólica cuyos argumentos siguen una progresión aritmética, convergen en una función seno. En 1977 Gilbert presentó una técnica de waveshaping materializando este principio dentro de un circuito compuesto por varios pares diferenciales de BJT cuyas diferencias de corriente de colector fueron añadidas alternando signos de acuerdo con los coeficientes de las series de tangente hiperbólica expandidas. Este circuito se muestra en la **Figura 4-9**. (p.1)

**Figura 4-9:** Corrientes eléctricas a la salida de un par diferencial



**Fuente :** Analog triangular to sine converter using lateral pnp transistors in CMOS process (Carlos A. dos Reis Filho, 2002)

Carlos A. dos Reis Filho et al. Explica que el circuito de la **Figura 4-9** produce una corriente sinusoidal en función de un voltaje de entrada  $V_a$ , por lo tanto, un circuito compuesto por una secuencia de pares diferenciales ordenados produce una señal de corriente diferencial. (p.1) véase **(Ec. 21)**:

$$I_1 - I_2 = I_o \sum_{m=-2}^2 (-1)^m \tanh\left[\frac{(V_a + m \cdot E)}{2V_T}\right] \quad (\text{Ec. 21})$$

Barry G. en "Circuits for the precise synthesis of the sine function" establece la siguiente relación, véase ecuación **(22)** y **(23)**:

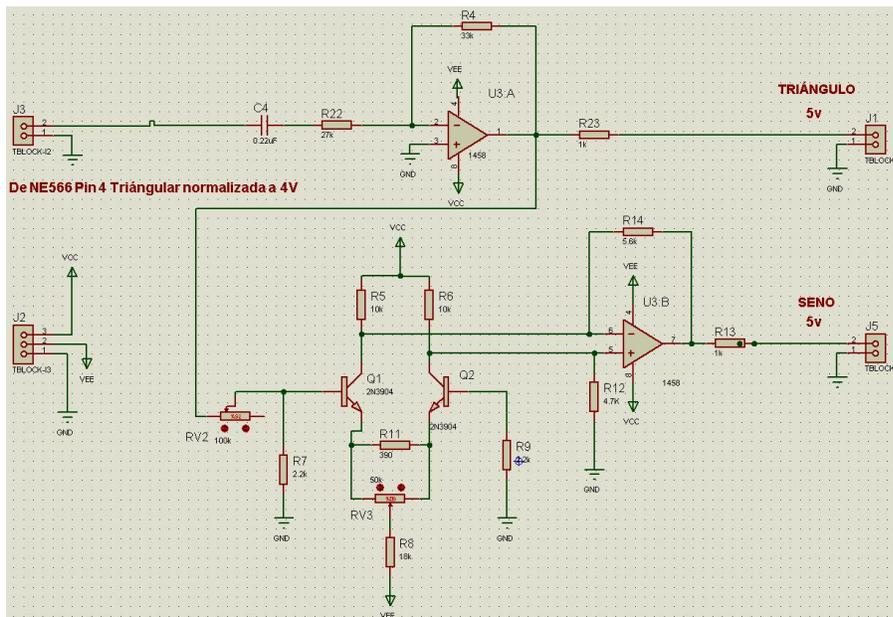
$$I_1 - I_2 = n \cdot I_o \cdot \sin\left(\frac{V_a}{E}\right) \quad (\text{Ec. 22})$$

Donde:

$$n = 2 \cdot \exp\left(\frac{-V_T \cdot \rho^2}{2 \cdot E}\right) \quad (\text{Ec. 23})$$

La **Figura 4-10** muestra la esquemática simulada del circuito final de waveshaping. La señal triangular llega con un nivel de 4 V a el bloque de terminal J3. Pasa por un amplificador inversor que eleva su señal a 5V antes de pasar a la etapa del mezclador. La señal de 5 V pasa al waveshaper donde es recibida por el potenciómetro RV2. Nótese que los transistores del circuito diferencial se pueden llevar a corte bien sea aumentando el paso de señal en la entrada base de Q1 ó decrementando el valor de R11 modificando el valor de RV3 (pues estas dos están en paralelo), y es con RV2 y RV3 que se realiza la modificación de forma de onda de la señal triangular a seno. Las señales obtenidas de los colectores de Q1y Q2 están en fase, pasan por un circuito diferencial de terminal simple, luego a un circuito amplificador que acondiciona el nivel de la señal a 5 V, y por último llega al módulo mezclador.

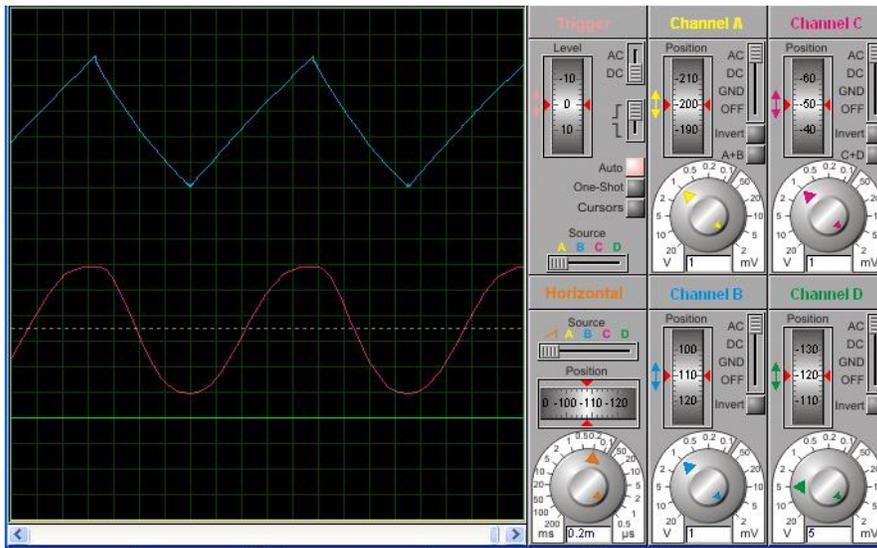
**Figura 4-10:** Diagrama esquemático del circuito de *waveshaping* implementado.



Fuente: Making music with the 566 (Henry, 2007)

La **Figura 4-11** muestra la gráfica simulada de la salida del waveshaper implementado, se muestra la señal triangular y seno con un nivel de 5 V cada una. A pesar de ser 2 circuitos de waveshaper se usa una sola gráfica ya que los componentes en la simulación son ideales, cosa que no sucede con las gráficas del circuito real como se podrá observar más adelante.

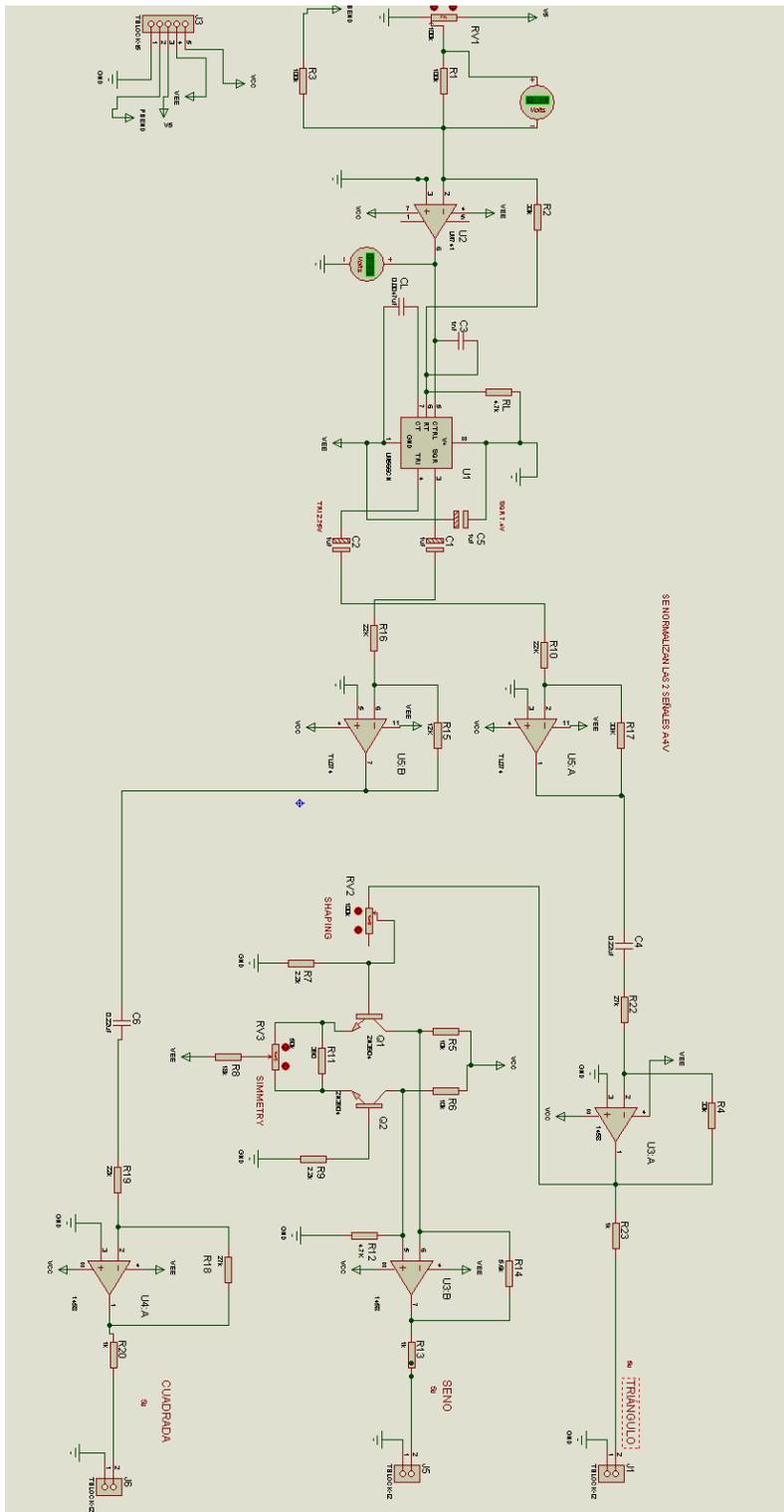
**Figura 4-11:** Resultados de simulación en la salida del circuito de *waveshaper*



**Fuente:** Propia, simulado en Proteus 8

En la **Figura 4-12** se muestra la esquemática del circuito VCO completo, formado por el circuito oscilador y el circuito de *waveshaping*. Como herramienta complementaria para entender el circuito completo de VCO, la gráfica del anexo 8 muestra un diagrama de bloques del sistema de oscilación completo, donde se ilustra claramente los dos (2) bloques principales, el VCO (con sus 2 señales de control por voltaje *cv note* y *cv pitchbend*) y el de *waveshaping*, que agrega una forma de onda más al sistema al convertir la señal triangular en seno.

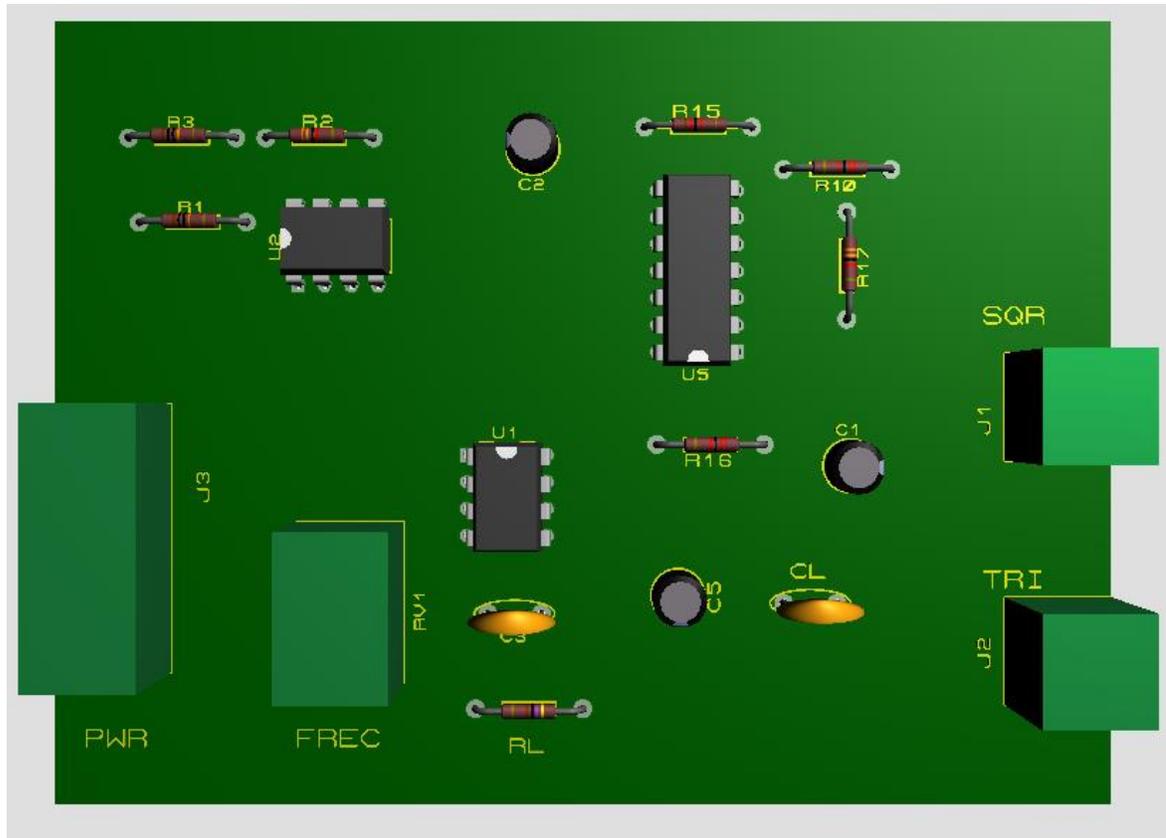
Figura 4-12: Circuito completo de oscilador controlado por voltaje VCO



Fuente: Propia, simulación hecha en Proteus 8

La **Figura 4-13** ilustra el modelo 3d extraído de la simulación de proteus. Aunque se explicaron por aparte los VCOs y waveshapers, los 2 circuito juntos completan el sistema de oscilación. Recordar que la tercera forma de onda, seno, se obtiene del waveshaper.

**Figura 4-13:** Modelo 3d de la PCB del sistema de oscilación (VCO y waveshaper)

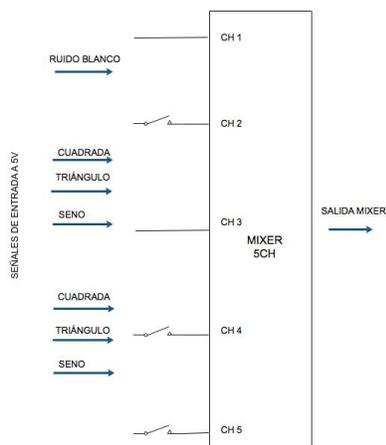


**Fuente:** Propia, modelo hecho en Proteus 8

### 4.3 Mezclador

Se procede con el módulo mezclador de señales de audio. La **Figura 4-14** muestra un diagrama de bloques del circuito final implementado. Se diseñó un mezclador de 5 canales tres de ellos con un interruptor. Se usó el integrado TL072 que presenta 2 características importantes para la implementación de este módulo. La primera es la alta impedancia de entrada debido a su etapa FET y la segunda es su velocidad de subida (*slewrate*) de  $13V/ms$ . La alta impedancia permite un acople adecuado en todos los canales de entrada del mezclador para una transferencia de voltaje máxima, y el alto *slewrate* permite cambios rápidos en el voltaje de entrada sin que la señal de salida sufra deformaciones o distorsiones. El módulo usa tres entradas con las señales provenientes de 2 VCO y un módulo generador de ruido blanco. Los otros 2 canales se implementaron con el propósito de procesar señales provenientes de dispositivos externos y así generar formas de onda más complejas a la salida del módulo.

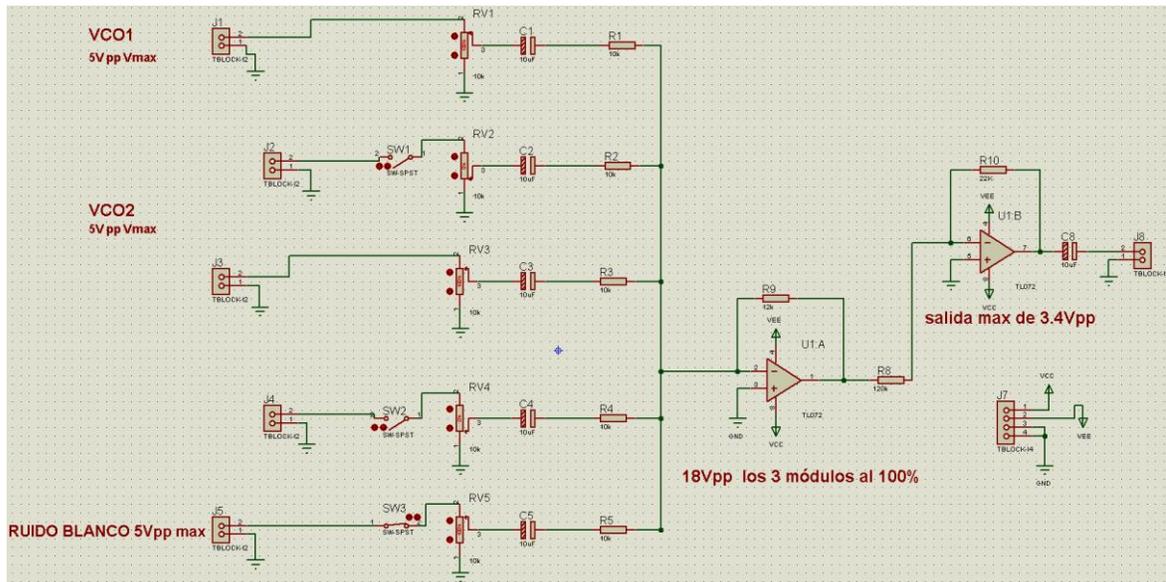
**Figura 4-14:** Diagrama del mezclador implementado



**Fuente:** Propia

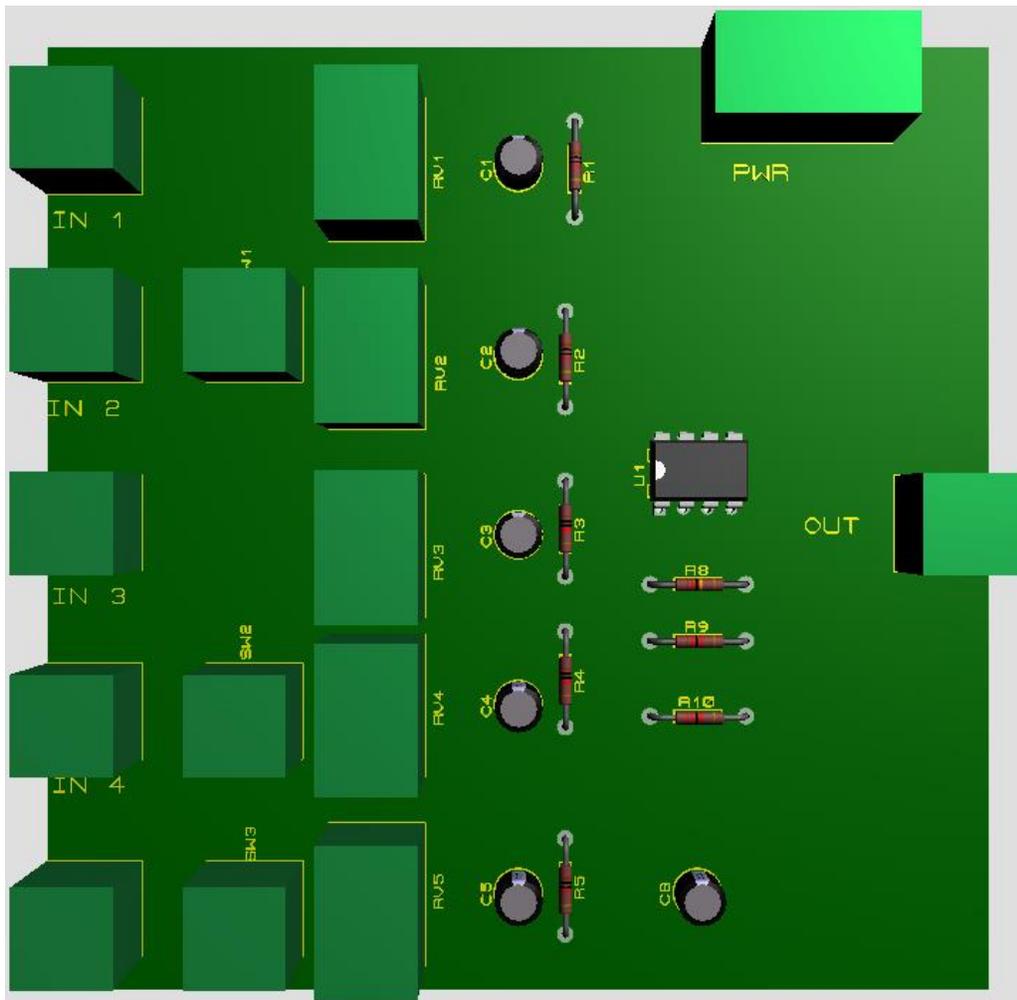
La **Figura 4-15** ilustra la esquemática del mezclador implementado. Se simuló con tres señales entrando a tres canales: función cuadrada, triangular y seno con un nivel máximo de 5 Vpp. A la salida del operacional U1A se obtienen 18Vpp los cuales a través del circuito del operacional U1B pasan a un nivel de 3.4Vpp ó 1.2 Vrms.

**Figura 4-15:** Esquemática final del mixer implementado



**Fuente:** Propia, simulación realizada en Proteus 8

La **Figura 4-16** ilustra el modelo 3d extraído de la simulación de proteus. Se ilustra claramente los cinco (5) canales de entrada, los tres (3) switches y los cinco (5) potenciómetros de ganancia.

**Figura 4-16:** Modelo 3d de la PCB del circuito del mezclador

**Fuente:** Propia, modelo hecho en Proteus 8

#### 4.4 Amplificador controlado por voltaje VCA

Ahora se procede al módulo VCA. Se usó el integrado THAT2181C para el diseño e implementación de esta etapa. Este circuito integrado posee un amplio rango dinámico ( $>120\text{dB}$ ), un amplio rango de ganancia ( $>130\text{dB}$ ), su control de ganancia es exponencial, tiene baja distorsión armónica ( $\square 0.005\%$ ) y posee entradas de control por voltaje duales, positivo y negativo (THAT corporation, 2016). Se tomaron los valores máximos absolutos de la hoja de datos como referente para escoger valores de voltajes de alimentación, voltajes de control y corrientes de alimentación. La Tabla 4-3 muestra estos datos:



transconductancia<sup>2</sup> trabaja para mantener el pin1 en un voltaje de tierra virtual<sup>3</sup> alimentando los emisores de Q1 y Q3. Q3/D3 y Q1/D1 actúan como circuito logarítmico frente a la corriente de entrada, produciendo un voltaje  $V_3$ , el cual representa el logaritmo bipolar de la corriente de entrada. Q2/D2 y Q4/D4 toman el antilogaritmo bipolar de  $V_3$  y producen una corriente que es réplica precisa de la corriente de entrada. Debido a su característica exponencial, el voltaje de control establece la ganancia de salida linealmente en decibeles” (p.4). Las corrientes de polarización DC se obtienen de la siguiente manera, según (THAT corporation, 2016): “El consumo de energía del 2181 está determinado por la resistencia entre el pin 5 y la fuente negativa de voltaje  $V_{EE}$ . Típicamente para una fuente de voltaje de 15 V, el valor de este resistor es 5.1 k $\Omega$ , el cual provee 2.4 mA. Esta corriente se divide de la siguiente manera: 570 mA para polarizar el circuito integrado y la corriente restante se convierte en  $I_{CELL}$ .-como se muestra en el diagrama del circuito interno simplificado.  $I_{CELL}$  se distribuye de la siguiente manera: 20 mA polarizan los transistores del núcleo del integrado(Q1 a Q4), el resto queda disponible como corriente de señal de entrada y salida”

El diseño del circuito VCA se dividió en tres etapas: La primera es la etapa de control por voltaje, la segunda es la etapa de amplificación realizada por el 2181 tomando como punto de partida el circuito presentado en la nota de diseño 121 de THAT corporation. Y, por último, la etapa de acondicionamiento de nivel de voltaje de salida y balanceo de señal.

---

<sup>2</sup> Un amplificador de transconductancia es un amplificador cuya salida es una fuente de corriente de alta impedancia controlada mediante tensión diferencial de entrada, en lugar de ser una fuente de tensión de baja impedancia como en el caso de los operacionales convencionales.

<sup>3</sup> La tierra virtual es un punto en un circuito donde la corriente se acerca a cero  $\nabla \gg 0V$ , pero no hay flujo de corriente hacia tierra.

### Diseño del control por voltaje

La **Figura 4-18** ilustra el módulo de control por voltaje implementado. El rango de los voltajes de control se estableció teniendo en cuenta la hoja de datos del fabricante, donde se señala que el rango de voltaje de control debe estar en  $\pm 1V$ . Con una fuente DC, un generador de señal y un osciloscopio, se aplicó a la entrada del VCA una señal seno de 4 Vpp. El valor de voltaje de control negativo para que la señal se atenuara a una razón de 200, es decir hasta los 20 mVpp, fue  $-220$  mV. El voltaje de control positivo se obtuvo así: para que la señal se amplificara a un máximo sin distorsión, a una razón de 13,7 veces, el voltaje de control fue 100 mV. Una vez obtenidos los rangos, se toma la línea de 5 V de la fuente de poder para el control positivo y para el negativo se emplea la línea negativa  $V_{EE}$  que tiene un voltaje de  $-15$  V y se pasa por un LM7905. Al tener los  $\pm 5$  V listos se diseñan los divisores de voltaje respectivos, véase ecuación (24).

$$V_{C+} = 100\text{mV} \quad V_{\text{entrada}} = 5\text{V}$$

$$V_{\text{salida}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{\text{entrada}} \quad (\text{Ec. 24})$$

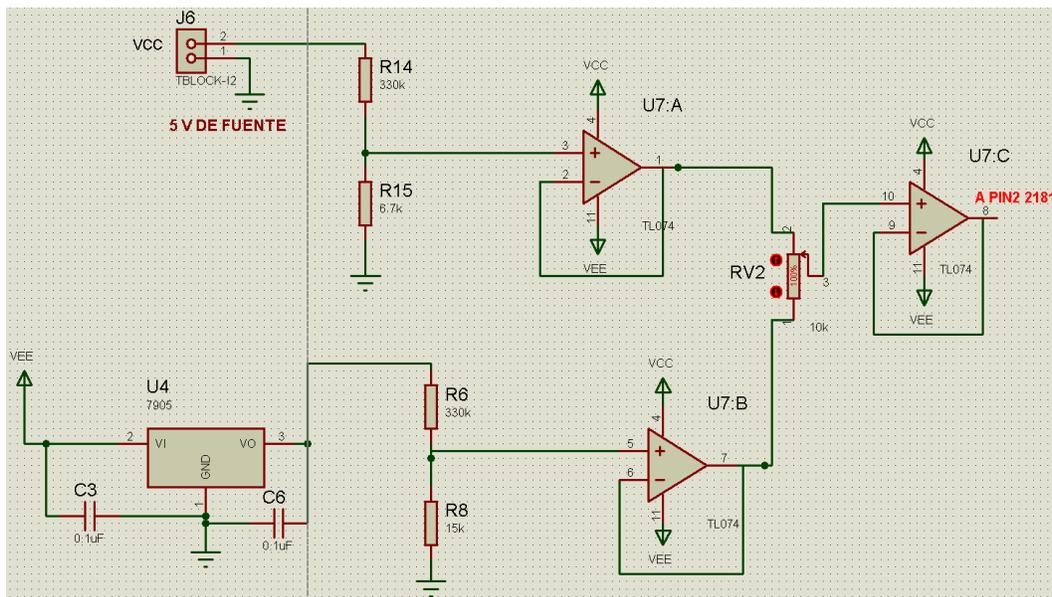
$$\text{Se escoge } R_1 = 330\text{k}\Omega$$

$$\text{Se obtiene } R_2 = 6.7\text{k}\Omega$$

$$V_{C-} = -220\text{mV} \quad V_{\text{entrada}} = -5\text{V}$$

$$\text{Se escoge } R_1 = 330\text{k}\Omega$$

$$\text{Se obtiene } R_2 = 15\text{k}\Omega$$

**Figura 4-18:** Módulo de control por voltaje implementado

**Fuente:** Propia, simulación realizada en Proteus 8

(THAT corporation, 2016) afirma: "La serie de VCAs 2181 está diseñada para operar con fuentes de impedancia  $0\ \Omega$  en los pines 2 y 3, y una fuente de alta impedancia ( $\approx 50\ k\Omega$ ) en el pin 4. Para obtener el mayor desempeño de un 2181, mantener la impedancia de la fuente de voltaje de control por debajo de  $50\ \Omega$ " (p.9). Teniendo en cuenta esta información, se diseñaron tres buffers con el integrado TL074, de esta manera se minimiza al máximo la impedancia de la fuente de voltaje de control y se estabiliza el circuito de control de ganancia del 2181.

### Diseño etapa de amplificación

La **Figura 4-19** muestra el circuito implementado para esta etapa. El 2181 se encarga de amplificar la corriente de la señal de entrada de 5 V. Esta corriente está determinada por la resistencia R1  $20\ k\Omega$ , y tiene un valor de  $250\ \mu\text{A}$ .

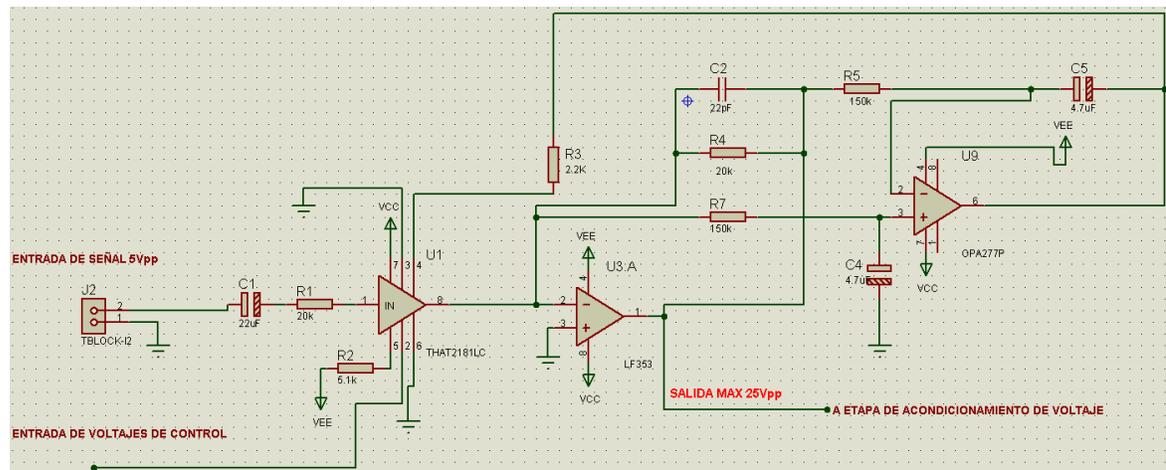
(Ec. 25)

$$I_{R1} = \frac{V_{señal}}{R_1}$$

$$I_{R1} = \frac{5V}{20k\Omega}$$

$$I_{R1} = 250\mu A \quad (\text{Ec. 26})$$

**Figura 4-19:** Circuito etapa de amplificación



**Fuente:** Propia, esquemática simulada en Proteus 8

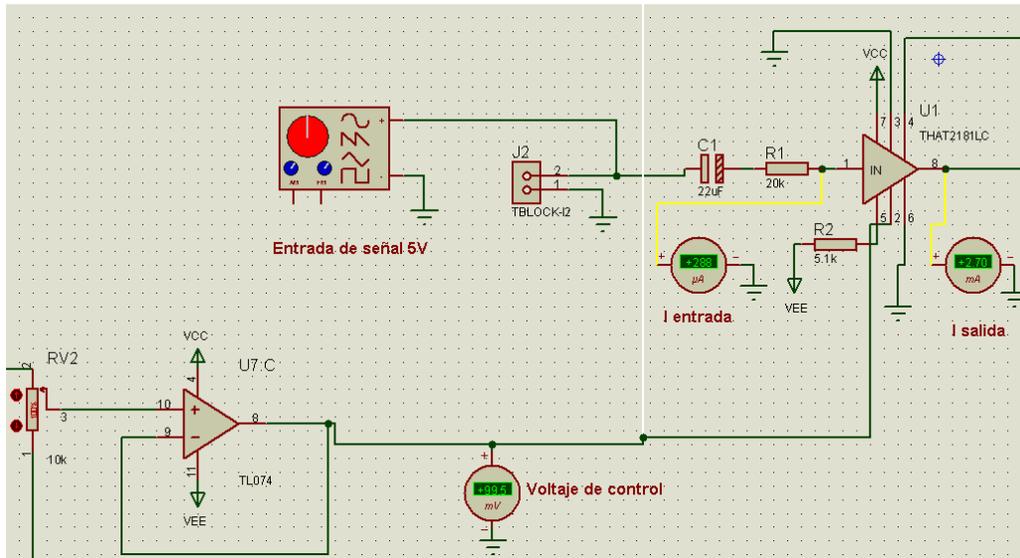
La corriente amplificada por el 2181 es convertida en voltaje de nuevo a través del amplificador de transimpedancia formado por el LF353, R4 y C2. La ganancia de corriente  $A_I$  la obtenemos de los valores de corriente de entrada y salida del 2181, véase ecuación (27), como se muestran en la **Figura 4-20**, donde con un voltaje de control de 99,5 mV se presentan las siguientes corrientes:

$$A_I = \frac{I_{salida}}{I_{entrada}} \quad (\text{Ec. 27})$$

$$A_I = \frac{2.70mA}{288mA}$$

$$A_I = 9.4 \quad (\text{Ec. 28})$$

**Figura 4-20:** Medición simulada de la amplificación de corriente en el 2181



**Fuente:** VCA symmetry autotrim circuit (That Corporation, 2010)

Continuando el análisis de la **Figura 4-19**, el integrador formado por el OPA277, R3, R5, R7, C4, C5 se llama circuito de autotrimming de simetría, y se usa para obtener bajos niveles de distorsión por medio de una compensación de voltaje offset aplicado al pin 4 del 2181. Respecto a la causa de estas asimetrías presentes en los transistores internos del 2181 (That Corporation, 2010) explica:

“Un mecanismo de distorsión dominante en los amplificadores controlados por voltaje logarítmicos/antilogarítmicos son las disparidades entre los transistores de la celda de ganancia interna. Sin compensación para estas disparidades la distorsión armónica total puede llegar a un

---

promedio de 0.5 a 0.7%. Un trim de simetría externa puede ser usado para compensar estas disparidades resultando en un desempeño superior a 0.02% de distorsión armónica total (THD). Además, también se reduce el nivel de thump o súbito cambio de voltaje offset dc a la salida cuando se hacen cambios rápidos en la ganancia... La THD que resulta de esta asimetría es por naturaleza de segundo armónico, esta resulta de la disparidad de ganancia entre la mitad positiva de la celda de ganancia y la mitad negativa. Cualquier frecuencia de la señal de audio que es distorsionada por este mecanismo tendrá un voltaje dc offset inducido, el cual resulta en una corriente dc a través de R2 (resistencia de realimentación del amplificador de transimpedancia<sup>4</sup> LF353)... La corrección de la simetría del VCA se logra enrutando la corriente dc a un integrador diferencial y usar esta señal de salida para corregir la asimetría. R6, el resistor de  $2\text{ kW}$  conectado al puerto de simetría (pin4) trabaja en conjunto con la resistencia interna de  $27\text{ W}$  para proveer un atenuador de 75:1 que reduce el efecto del ruido de la entrada del U3 LF353. (p.2)

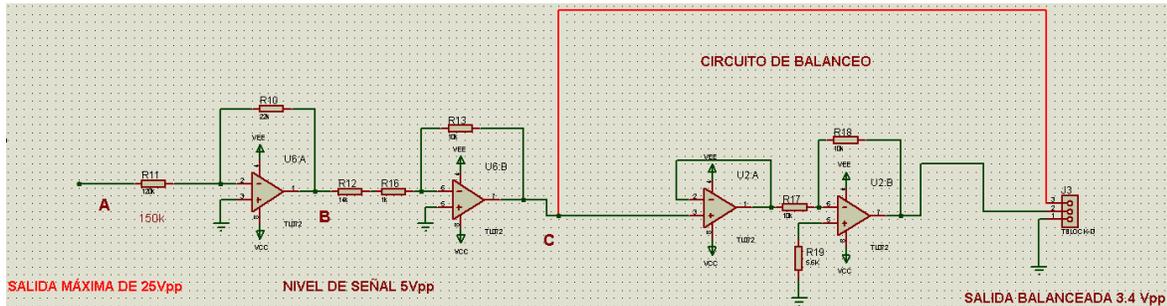
En ese orden de ideas, la distorsión generada por estas disparidades es de segundo armónico y se incrementa linealmente con el voltaje a través de R4 a un radio de 0.01% THD+N por cada 480  $\mu\text{V}$ , siendo R4 20 k $\Omega$ . Por lo tanto 4,8 mV a través de esta resistencia generarían una THD+N de 0.1%. El circuito de autotrimming baja esta THD+N a un valor de 0.02% según las notas de diseño 121 (That Corporation, 2010).

### **Diseño etapa de acondicionamiento de nivel de voltaje de salida y balanceo de señal**

Una vez la señal sale del amplificador de transimpedancia con un voltaje de 27.5Vpp se procede a pasarla por dos circuitos de atenuación y uno de balanceo de señal. La **Figura 4-21** muestra el circuito implementado de atenuación y balanceo, y se midió con el osciloscopio en los puntos señalados de la esquemática.

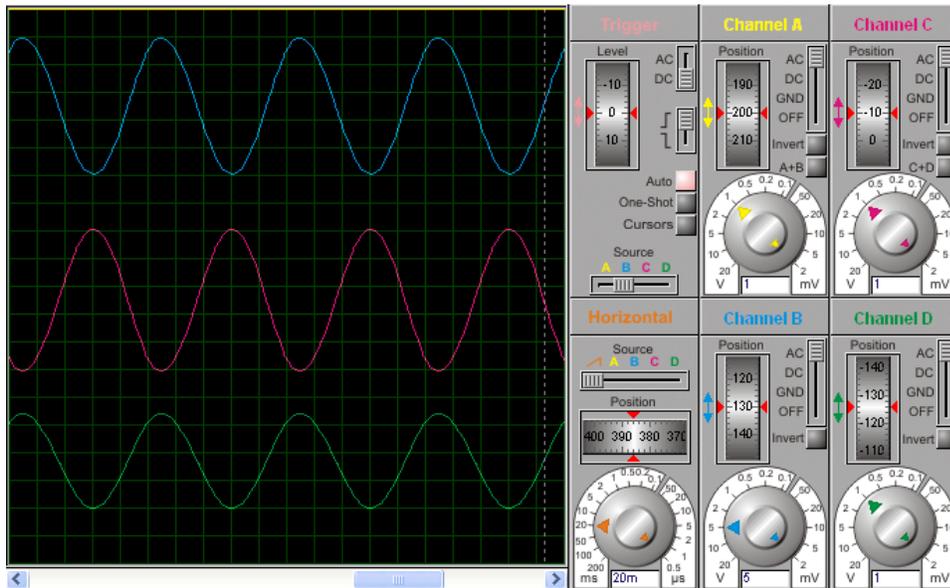
---

<sup>4</sup> Amplificador de transimpedancia: Permite convertir una corriente en voltaje.

**Figura 4-21:** Etapa de balanceo de señal salida VCA

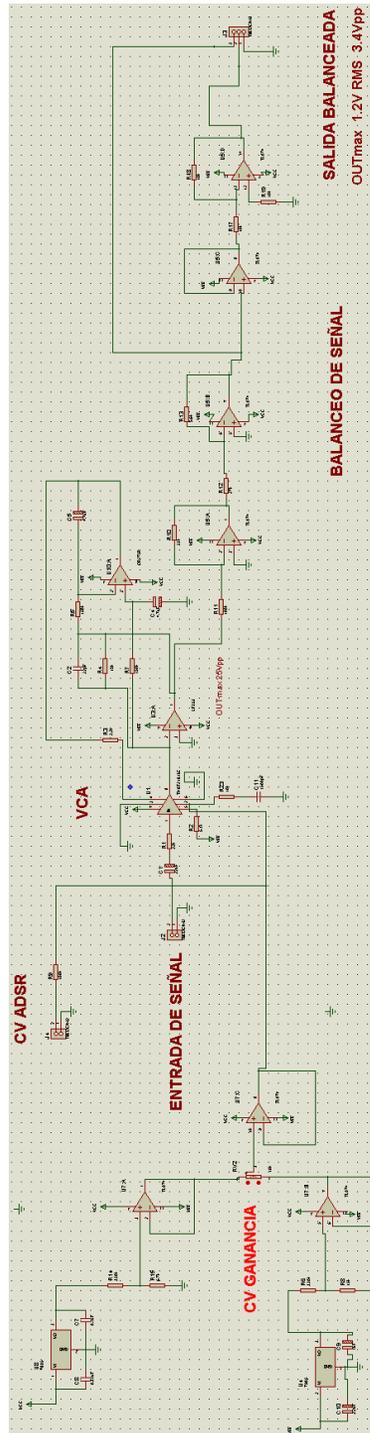
**Fuente:** Propia, esquemática simulada en Proteus 8

El punto A es la salida del VCA, y hay un voltaje de 25Vpp, luego en el punto B se atenúa esta señal hasta los 5Vpp y posteriormente en el punto C se atenúa la señal no balanceada hasta los 3.4Vpp. Luego tenemos el circuito que permite balancear esta señal para así poder pasarla al sistema de amplificación y monitoreo. La **Figura 4-22** muestra la simulación de la señal en los puntos A, B, y C. Se puede observar que el canal A (punto A del circuito) está a 5V/Div color azul y la señal tiene 25V, el canal B (Punto B del circuito) esta a 1V/Div color rojo y tiene 5V y el canal C esta a 1V/Div color verde y tiene 3.4V. La **Figura 4-23** ilustra el circuito final VCA.

**Figura 4-22:** Simulación en puntos A,B,C de la figura 4-19

**Fuente:** Propia, simulación circuito VCA realizada en Proteus 8

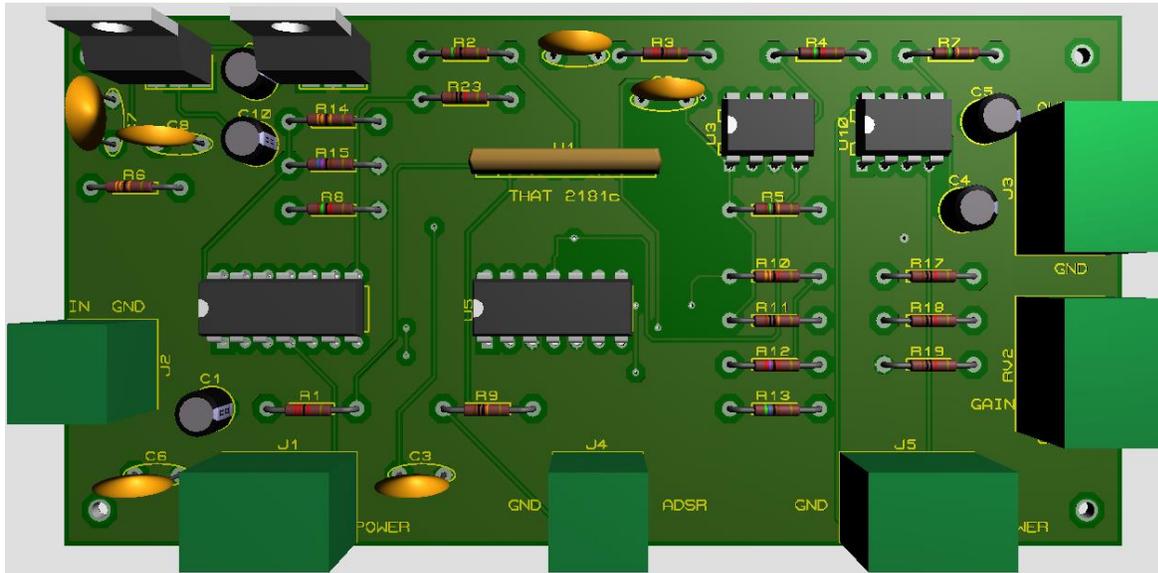
Figura 4-23: Esquemática final del circuito VCA



Fuente: Propia, esquemática hecho en proteus 8

La **Figura 4-24** ilustra el modelo 3d de la PCB del circuito VCA, donde se observa la entrada y salida de audio, entrada CV para ganancia y ADSR.

**Figura 4-24:** Modelo 3d de la PCB del circuito VCA



**Fuente:** Propia, modelo hecho en proteus 8

## 4.5 Filtro controlado por voltaje VCF

Ahora se procede con el VCF. Se diseñó un filtro controlado por voltaje pasabajos con frecuencia de corte  $f_c = 20\text{KHz}$ , alimentación bipolar  $\pm 15\text{V}$ . Para su diseño se usó el integrado AS3320 de la compañía Alfa, el cual es un clon del CEM3320 de la marca Curtis Electromusic Specialties. Este es un filtro de alto rendimiento con 4 polos y controlado por voltaje, con resonancia controlada por voltaje, formado por 4 etapas independientes que se pueden interconectar de distintas maneras según el tipo de filtro que se desea obtener (LP, HP, BP, AP) (Alfa, 2018). A continuación, se muestra la **Tabla 4-4** con los valores máximos absolutos del 3320:

**Tabla 4-4:** Valores máximos absolutos AS3320

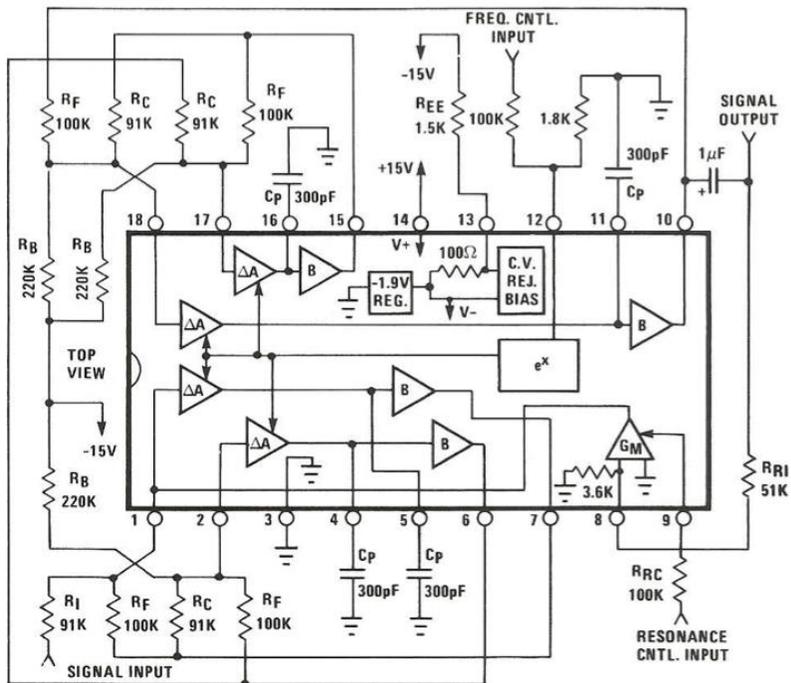
Column1	Column2
VALORES MÁXIMOS ABSOLUTOS	RANGOS
Voltaje entre Vcc y Vee	22V, ±0.5V
Voltaje entre Vcc y ground	18V, ±0.5V
Voltaje entre Vee y ground	-4V, ±0.5V
Voltaje entre entrada de celda y ground	0.5V, ±6V
Voltaje entre Fc y ground	±6V

**Fuente:** Hoja de datos CEM3320 (Curtis Electromusic Specialties CEM3320, 1980)

La **Figura 4-25** muestra el diagrama de la la hoja de datos del AS3320 en configuración de filtro pasabajos con  $F_c=20\text{KHz}$  y sirve para analizar el funcionamiento interno del integrado con sus 4 filtros de primer orden (B), 4 celdas de ganancia ( $\Delta A$ ), un exponenciador de corriente ( $e^x$ ) y una celda de transconductancia para la resonancia ( $G_M$ ). En la entrada de la celda de ganancia hay un diodo polarizado en directa, aquí se presenta un nodo de suma de baja impedancia a 650mV sobre el nivel de tierra. Las corrientes de entrada requeridas se obtienen de la red resistiva que llega a este nodo (pin 1). Para mayor estabilidad DC en cada una de las 4 etapas y generar una corriente de referencia constante en cada etapa se usa una resistencia de realimentación  $R_F$  desde la salida del buffer hasta la entrada de la celda de ganancia variable, en este nodo de entrada a la celda  $\Delta A$  también hay un capacitor a tierra llamado capacitor de polo  $C_p$  (Klein, 1982). Según el fabricante la salida de voltaje de cada buffer (pines 6-7-10-15) esta dada por la ecuación (29):

$$V_{ODC} = 0.46V_{cc} = 6.9\text{v} \quad (\text{Ec. 29})$$

Figura 4-25: Diagrama interno 3320



Para calcular  $R_F$  se usa la ecuación (30):

$$R_F = \frac{V_{ODC} - 0.65V}{I_{ref}} = 100k\Omega \quad (\text{Ec. 30})$$

Más adelante se explica el cálculo de  $I_{ref}$ , por ahora se procede a calcular la frecuencia de polo<sup>5</sup> de cada etapa del filtro que esta definida por la resistencia de realimentación equivalente  $R_{EQ}$  y el capacitor de polo  $C_p$  de acuerdo con la ecuación:

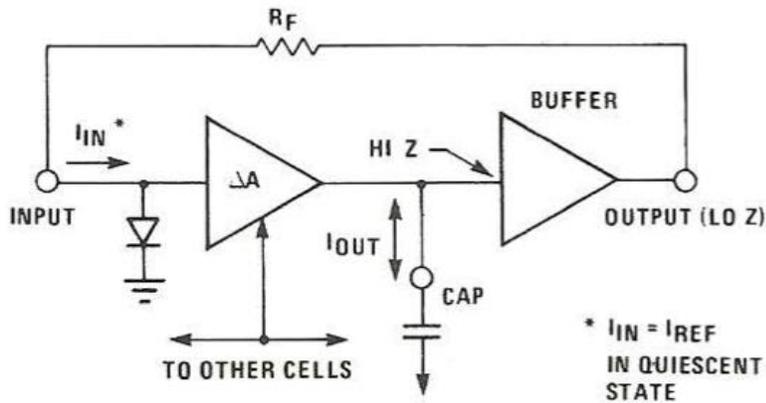
$$f_p = \frac{A_{IO}}{2 R_{EQ} C_p} e^{\frac{-V_c}{V_T}} \text{ [Hz]} \quad (\text{Ec. 31})$$

$$R_{EQ} = \frac{R_F * 1MW}{R_F + 1MW} \text{ [W]} \quad (\text{Ec. 32})$$

Para explicar de dónde sale la resistencia de  $1MW$ , se presenta la **Figura 4-26** que muestra el diagrama interno de una sola etapa del filtro, formada por su celda de ganancia/buffer  $\Delta A$ , su capacitor de polo  $C_p$  y su resistencia de realimentación  $R_F$ . La impedancia de salida de la celda de ganancia se realimenta hacia la entrada de esta celda como una resistencia AC de  $1MW$  en paralelo con  $R_F$  (Curtis Electromusic Specialties CEM3320, 1980).

---

<sup>5</sup> Frecuencia de polo: Hace referencia a los polos del filtro (esos valores de  $s=j\omega$  en la función de transferencia que hacen que el denominador valga 0). La expresión matemática de esta función de transferencia es la Ec. 31.

**Figura 4-26:** Diagrama interno de una sola etapa del AS3320

**Fuente:** Hoja de datos AS3320 (Curtis Electromusic Specialties CEM3320, 1980)

El propósito de  $R_F$  es estabilizar cada etapa del filtro generando una corriente de referencia constante a la salida de cada celda de ganancia/buffer. Siendo  $I_{out}$  la corriente presente a la salida de cada buffer en los pines 6-7-10-15, véase la ecuación (33):

$$I_{out} = (I_{ref} - I_{in}) A_{10} e^{\frac{-V_c}{V_T}} \quad [mA] \quad (\text{Ec. 33})$$

$V_c$  = Voltaje de control aplicado en el pin12.

$$I_{ref} = \frac{0.46V_{cc} - 0.65V}{100k\Omega} \quad [mA] \quad (\text{Ec. 34})$$

$A_{10}$  = Ganancia de corriente de la celda cuando  $V_c = 0$  (0.9 nominal)

$$I_{ref} = 63\mu A \quad \text{para} \quad V_{cc} = 15V$$

El diseño del VCF implementado en este proyecto se dividió en 2 subcircuitos, el primero es el módulo central del VCLPF formado por el integrado AS3320 y el segundo módulo esta formado por los circuitos de control de voltaje para frecuencia de corte, resonancia, entrada de señal ADSR.

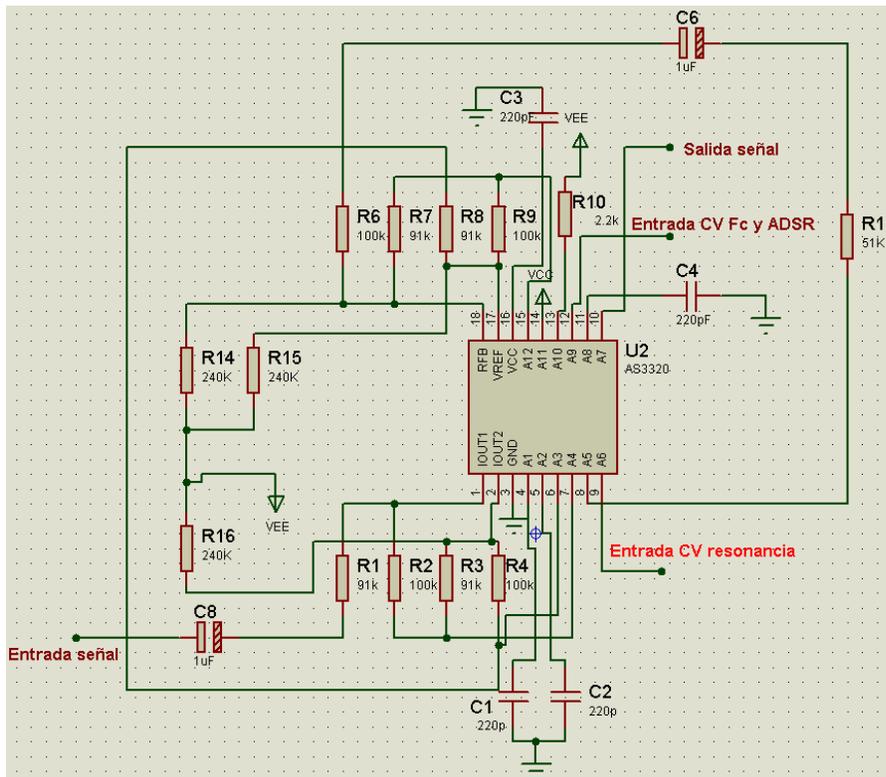
### Diseño del módulo central del filtro pasabajos

El módulo central del circuito es el formado por el AS3320, sus 4 resistencias de realimentación  $R_F$ , las 4 resistencias escaladoras de acople  $R_C$ , sus 4 capacitores de polo  $C_p$ , 5 resistencias limitadoras de corriente, cuatro  $R_B$  y una  $R_{EE}$ , tal como se muestra en la **Figura 4-27**. Para lograr la función de pasabajos, la entrada a cada etapa debe ser acoplada a través de una resistencia de escalamiento y acople  $R_C$  cuyo valor el fabricante lo estimó en  $91k\Omega$ . La ganancia de voltaje en la banda de paso  $A_{VBP}$  está dada por la ecuación (35):

$$A_{VBP} = \frac{R_{EQ}}{R_C} = \frac{91k}{91k} = 1 \quad \text{(Ec. 35)}$$

□

**Figura 4-27:** Diagrama del núcleo del VCLPF con AS3320



Fuente: Hoja de datos 3320 (Curtis Electromusic Specialties CEM3320, 1980)

La corriente de entrada de las etapas 2, 3 y 4 (pines 2-17-18) (véase **Figura 4-25**), será la suma de las corrientes que vienen de la resistencia de realimentación  $R_F$  y de la corriente almacenada en el condensador de la etapa previa  $C_p$ . Esto genera una corriente excesiva por tanto se usan las 3 resistencias  $R_B$  saliendo de los pines mencionados hacia  $V_{ee}$ , para reducir la corriente que entra a las celdas de ganancia de las etapas 2, 3 y 4, para mantener la ganancia unitaria en la banda de paso  $A_{VBP}$  (Curtis Electromusic Specialties CEM3320, 1980).  $R_{EE}$  es una resistencia que va al pin 13 y actúa como limitadora de corriente y se calcula con la ecuación (36):

Siendo  $V_{ee} = -15V$  se tiene que

$$R_{EE} = \frac{V_{ee} - 2.7V}{0.008} = 2KW \quad (\text{Ec. 36})$$

$$I_{pin13} = 6.8 [mA] \quad (\text{Ec. 37})$$

$R_{EE}$  va en serie con una resistencia interna de  $100W$ , en serie con una fuente regulada interna de  $-1.9V$  con un regulador shunt<sup>6</sup>, lo que permite reducir el warm up drift cuando se enciende el filtro. El warm up drift es el cambio en el voltaje de salida de una fuente de poder desde que se enciende hasta que alcanza el equilibrio térmico y logra la salida de voltaje especificada (Curtis Electromusic Specialties CEM3320, 1980).

### Diseño de circuitos de control por voltaje

El filtro diseñado con el AS3320 en este proyecto tiene tres entradas de control por voltaje, la primera es CV para frecuencia de corte  $f_c$ , la segunda es CV para resonancia, y una tercera entrada para el voltaje CV proveniente del módulo externo ADSR.

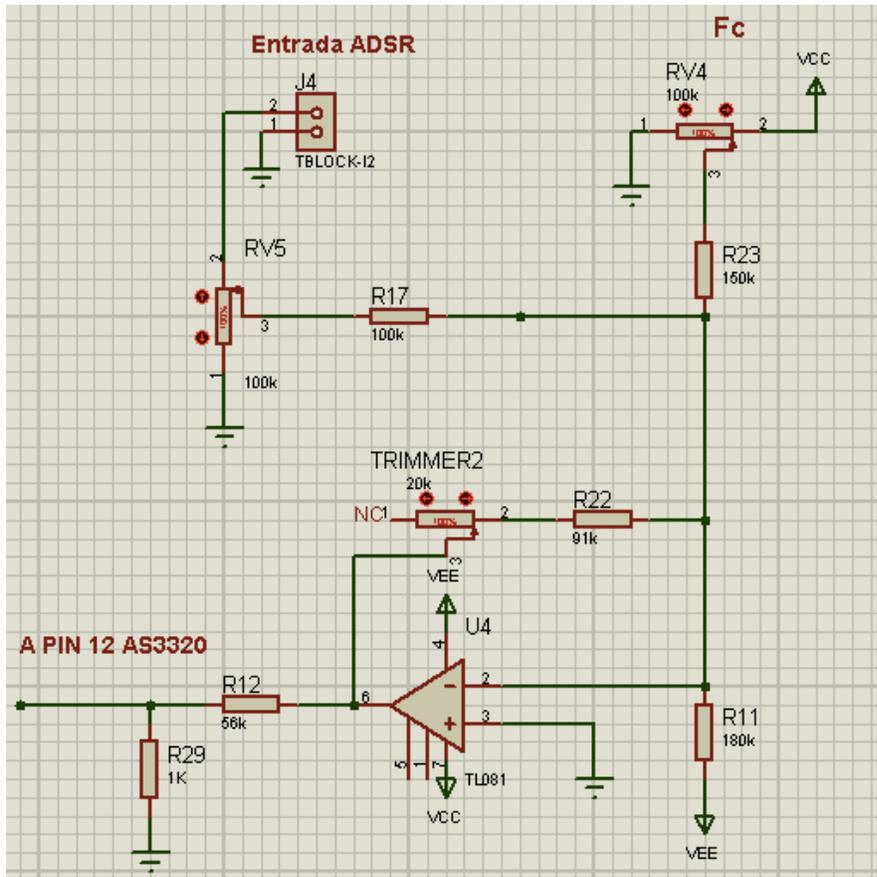
La ganancia de corriente de cada una de las 4 etapas y sus frecuencias de corte se controlan simultáneamente con un voltaje DC aplicado al pin 12. Un voltaje CV con incremento positivo, baja la frecuencia de corte  $f_c$ . Debido a que el filtro tiene un exponenciador conectado a este pin para la entrada de CV, funciona de acuerdo al estandar de Robert Moog de 18 mV/octava, es por

---

<sup>6</sup> Regulador shunt: Circuito regulador usado para crear referencias precisas de voltajes bajos.

eso que se necesita una red circuital de atenuación (Curtis Electromusic Specialties CEM3320, 1980), como se muestra en la **Figura 4-28**.

**Figura 4-28:** Atenuador señal de control proveniente de Fc y ADSR

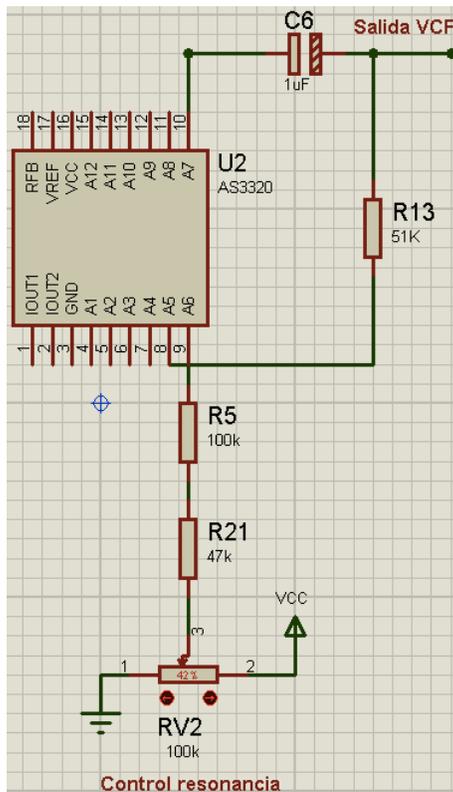


**Fuente:** Electronic Music circuits (Klein, 1982)

El fabricante sugiere un rango de CV entre  $-25\text{mV}$  a  $+155\text{mV}$ , lo que en teoría sería un voltaje de control para 10 octavas teniendo en cuenta el estándar de R. Moog de  $18\text{mV/octava}$ . El rango real de voltaje de control en el circuito implementado es de  $-20.1\text{mV}$  a  $123\text{mV}$ . La entrada para la señal de control proveniente del ADSR queda implementada en el circuito, pero no en la interfaz de usuario, es decir la caja. Se deja en la PCB del VCF en caso de futuras modificaciones al dispositivo. Usar la salida del generador de envolvente ADSR como voltaje de control para el filtro le brinda al sistema de síntesis la capacidad de crear sonidos más complejos usando una envolvente de filtro. Para lograr el acople entre la salida del ADSR y la entrada CV del VCF, será necesario el diseño de un circuito atenuador de voltaje, debido a que la salida del ADSR es una señal DC que

esta entre los 0 y 5V, mientras que el voltaje de control para el VCF esta en el rango de -20.1mV a 123mV. El control de la cantidad de resonancia aplicada al circuito se realiza a través de un amplificador de transconductancia  $G_M$  como se observa en la **Figura 4-25**. Este amplificador tiene una entrada para señal de voltaje independiente (pin 8), otra entrada independiente para corriente de control (pin 9) y una salida de corriente que internamente realimenta la entrada a la etapa 1 del VCF (pin 1) (Curtis Electromusic Specialties CEM3320, 1980). La **Figura 4-29** muestra el circuito para el voltaje de control de resonancia implementado en el VCF. Se observa que la salida del filtro se realimenta al pin 8 del AS3320, que corresponde a la entrada de señal en la celda de transconductancia. Para controlar la resonancia se envía una corriente entre 0 y 100 mA al pin 9, considerando que el filtro entra en oscilación cuando la corriente en el pin 9 llega a su valor máximo de 100 mA. El fabricante sugiere una resistencia R5 de 100 kW para que el estado de resonancia se alcance cuando la señal que entra tiene un valor de 10Vpp (Klein, 1982).

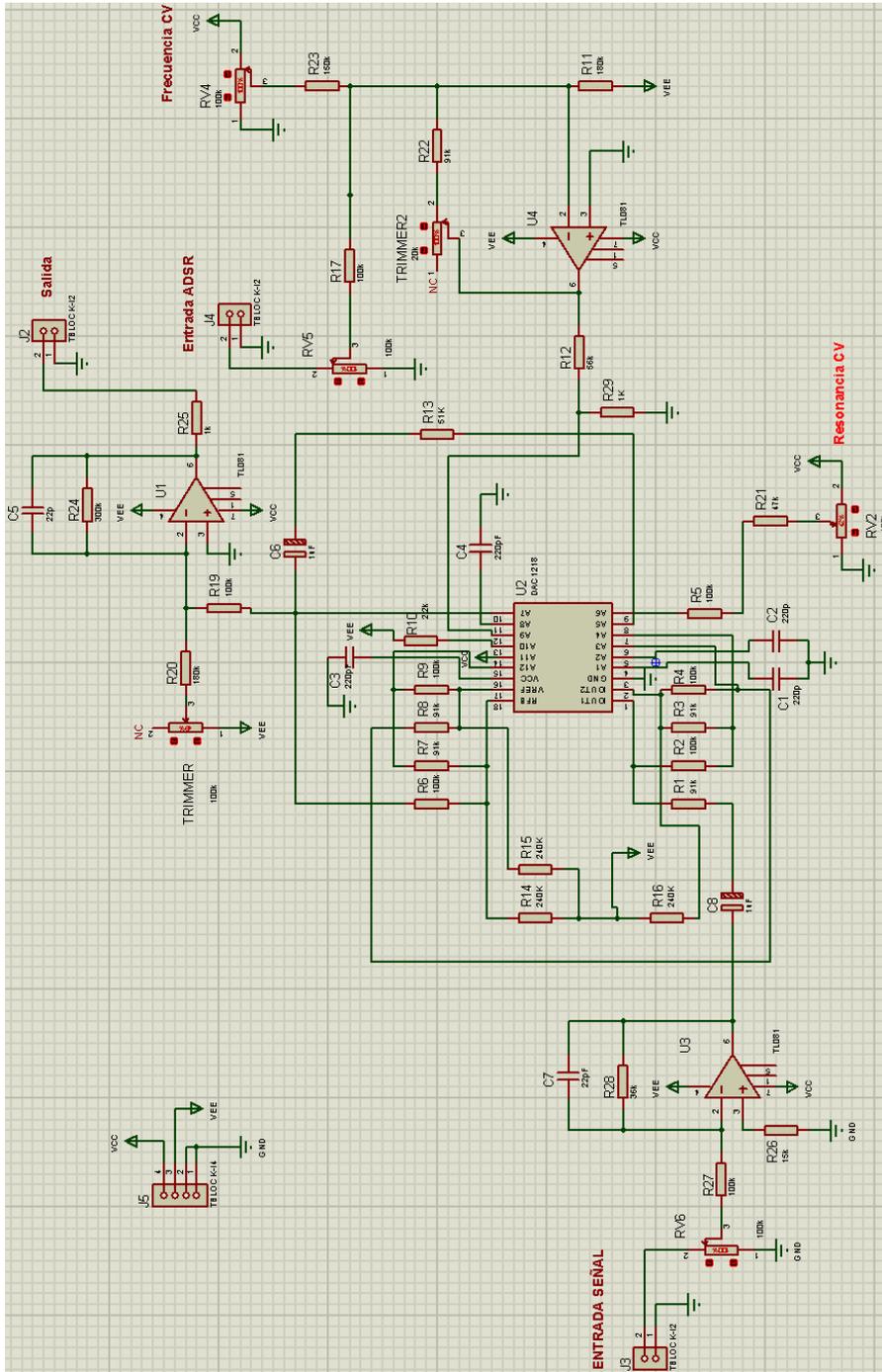
**Figura 4-29:** Circuito para control de la resonancia del VCF



**Fuente:** Electronic Music circuits (Klein, 1982)

El circuito completo del filtro controlado por voltaje VCF se muestra a continuación en la **Figura 4-30**.

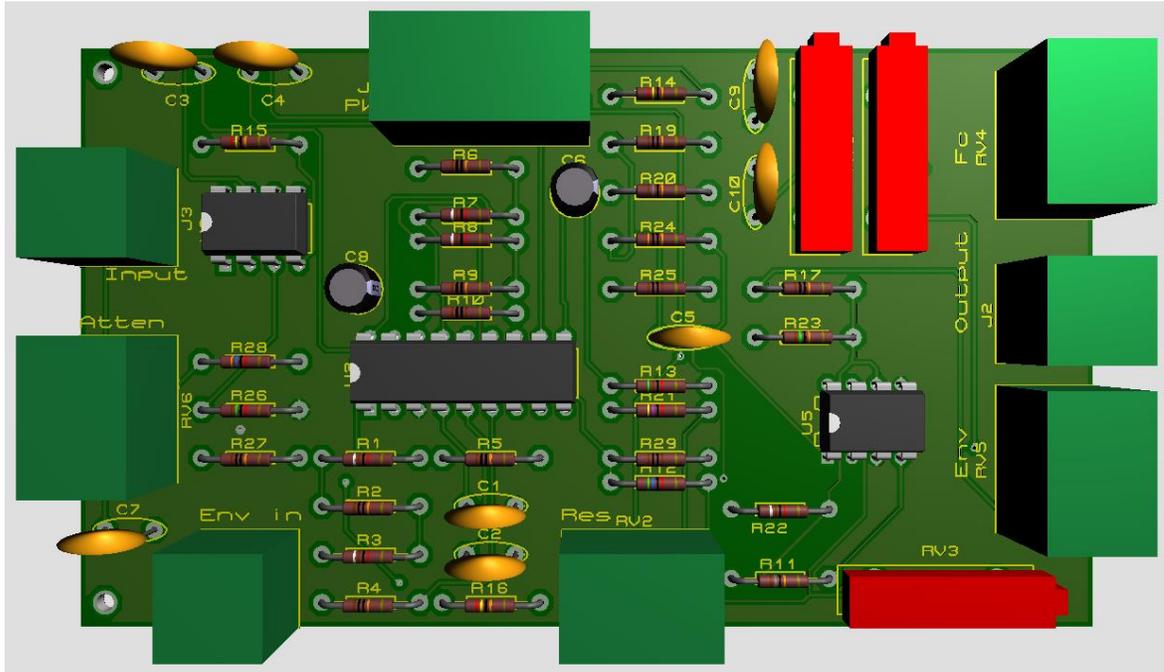
**Figura 4-30:** Esquemática circuito completo VCF



**Fuente:** Electronic Music circuits (Klein, 1982)

La **Figura 4-31** ilustra el modelo 3d de la PCB del filtro controlado por voltaje. Se observa la entrada de señal de audio con su potenciómetro atenuador, salida de señal de audio y tres (3) entradas de CV para Fc, ADSR y resonancia.

**Figura 4-31:** Modelo 3d de la PCB del VCF final

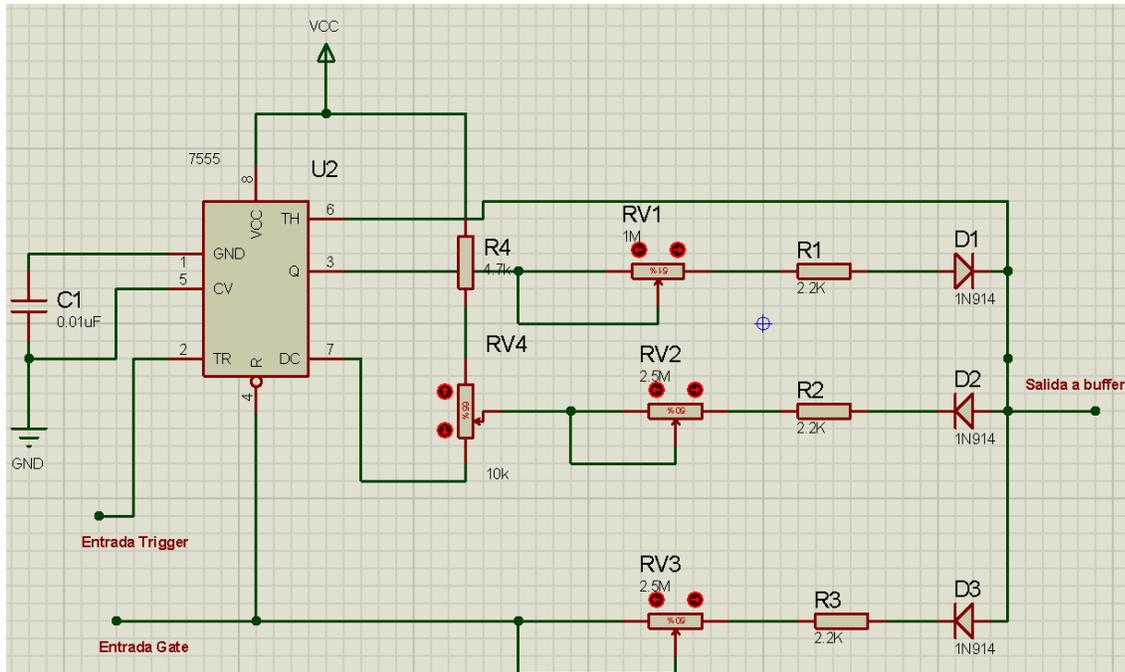


**Fuente:** Propia, modelo hecho en Proteus 8

## 4.6 Generador de envolvente ADSR

Ahora se procede con el generador de envolvente ADSR. El desarrollo de este módulo generador de envolvente se basa en el circuito propuesto por Jonathan Jacky (Jacky, 1980). En la **Figura 4-32** se muestra el circuito.

**Figura 4-32:** Circuito generador de envolvente de ADSR propuesto por Jonathan Jacky



**Fuente:** Two chip generator shapes synthesizer's sound (Jacky, 1980)

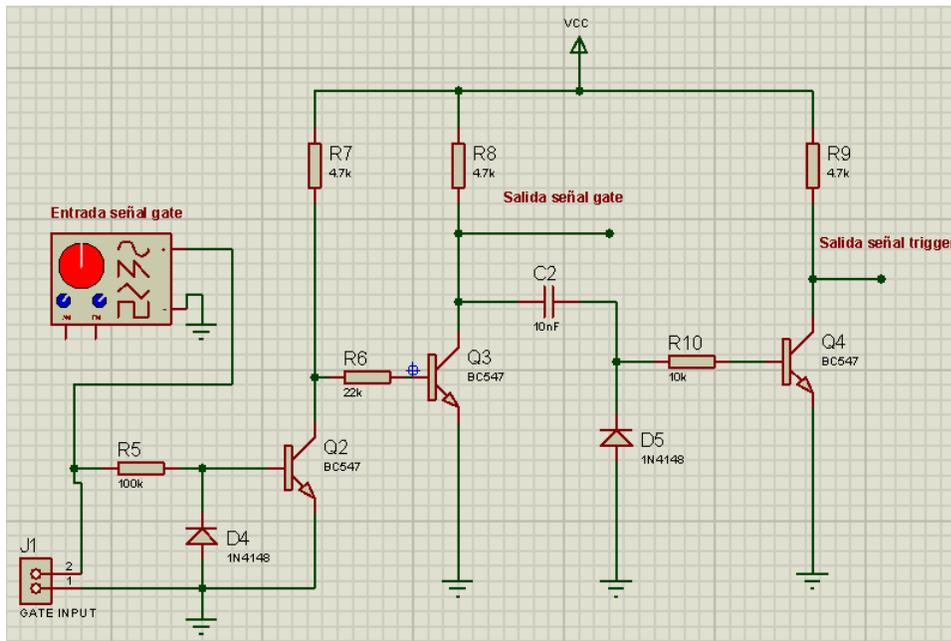
El generador ADSR del proyecto se diseñó usando el IC TS555 en configuración monostable de la marca ST electronics, el cual es un temporizador de precisión de bajo consumo y alta respuesta en frecuencia (hasta 2.7MHz). (Jacky, 1980) explica:

Las formas de onda de las envolventes se generan por la carga y descarga secuencial de C1. El TS555 controla la secuenciación mientras que los diodos cambian la dirección de la corriente. En el pin 4 entra la señal GATE (0 ó 5V) proveniente de la interfaz A190-2, la cual es generada cuando se oprime una tecla hasta que esta se libera. En el pin2 entra la señal trigger que es un pulso negativo generado cuando cada tecla es presionada. La señal trigger elimina la necesidad de liberar cada tecla antes de oprimir la siguiente para iniciar una fase de ataque. En estado inactivo la entrada de señal gate en el

---

pin 4 del 555 esta en nivel bajo. Cuando se oprime una tecla, la señal *gate* queda en nivel alto y aparece la señal *trigger* en el pin 2, la salida del 555 (pin 3) queda en alto y carga C1 a través de R3, R4 y D1, produciendo el segmento de ataque de la forma de onda. Notar que el diodo D2 esta polarizado en inversa porque el pin 7 del 555 esta en nivel alto, y que el diodo D3 es polarizado por la señal lógica aplicada a la entrada de la señal GATE. Cuando el voltaje a través de C1 alcanza 10V, el pin 3 del 555 queda en estado bajo y el pin 7 queda a tierra terminando la fase de ataque. Ahora los diodos D1 y D3 estan polarizados en inversa y C1 se descarga a través de D2, R5 y R6 para producir el decaimiento inicial. El nivel de sostenimiento lo determina el divisor de voltaje formado por R4 y RV4. Cuando la última tecla es liberada la salida GATE queda en estado bajo y 1 se descarga a través de D3, R3, RV3 para producir la etapa de relajación. (p.1)

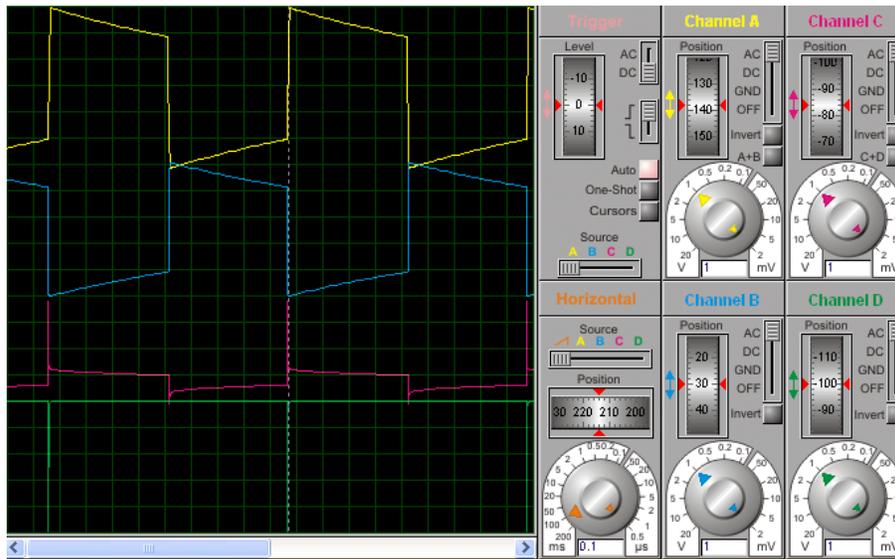
En vista de que la interfaz MIDI a CV-GATE no provee la señal de disparo (*trigger*, coincidente con los flancos izquierdos de la señal GATE), indispensable para poner en funcionamiento el TS555, es necesario un circuito que extraiga el pulso negativo de la señal GATE, como se muestra en la **Figura 4-33**. El circuito necesario para obtener la señal de disparo se puede obtener fácilmente con transistores NPN de la siguiente forma: Primero se hace pasar la señal *gate* original de 0 y 5V por 2 negadores lógicos Q2 y Q3, del colector de Q3 obtenemos la señal *gate* que va al pin4 (*reset*) del TS555. Al pasar la señal *gate* que sale del colector de Q3 por el condensador C1, se elimina su señal continua, obteniendo el primer flanco ascendente de la señal *gate*. Nuevamente se pasa esta señal por un inversor Q4 que lo convierte en disparos negativos que salen por su colector. El valor del condensador C1 define el ancho del pulso; al no ser una aplicación crítica, cualquier valor menor a 10 nF es suficiente. El resto de resistencias y diodos protegen a los transistores de la corriente excesiva o diferencias de tensión demasiado abruptas (Cervantes, s.f).

**Figura 4-33:** Circuito generador de señal trigger

**Fuente:** Diseño e implementación de un sintetizador analógico modular (Cervantes, s.f)

La **Figura 4-34** muestra la señal en cada una de las etapas del circuito generador de señal trigger. La gráfica amarilla es la señal cuadrada de entrada de 5V a 1kHz, que en la simulación se obtiene de un generador de funciones para simular la señal *gate* generada cada vez que se oprime una tecla del sintetizador. Al pasar por el primer inversor Q2, se obtiene la señal azul, que es la misma *gate* inicial pero invertida y ahora su impedancia es baja de cara al pin4 del TS555, esta señal sirve como reset para generar una nueva envolvente ADSR cada vez que se oprime una tecla. Al pasar por el negador lógico Q3, se tiene la señal morada, cuyo estado ahora es un 1 lógico, y al pasar por el último inversor Q4, se obtiene la señal trigger final. Un detalle importante a tener en cuenta es el valor  $V_{CC}$  de este circuito, que se definió en 5V. La razón es que los unos lógicos a la salida del circuito siempre van a tener voltaje equivalente a  $V_{CC}$ , y una señal lógica con voltaje de 15V no es necesaria. Por lo tanto, se mantienen los niveles de voltaje de un sistema TTL que son 0 ó 5V.

**Figura 4-34:** Etapas circuito geenrador de señal trigger



**Fuente:** Propia, basado en circuito hecho por Gonzalo Recio (Cervantes, s.f)

Se procede al circuito generador de envolvente. Una vez se pulsa una tecla la señal GATE conectada al pin 4 (reset) sube a nivel lógico 1 (5V). El pin 3 (out) sube a nivel lógico 1 (5V) y hace circular una corriente por el potenciómetro RV2, el diodo D2 que carga C1 y la resistencia R2, véase **Figura 4-35**. Esta primera fase de ataque se carga de manera exponencial en un tiempo  $t$  de acuerdo con la ecuación (38):

$$t = RC \quad (\text{Ec. 38})$$

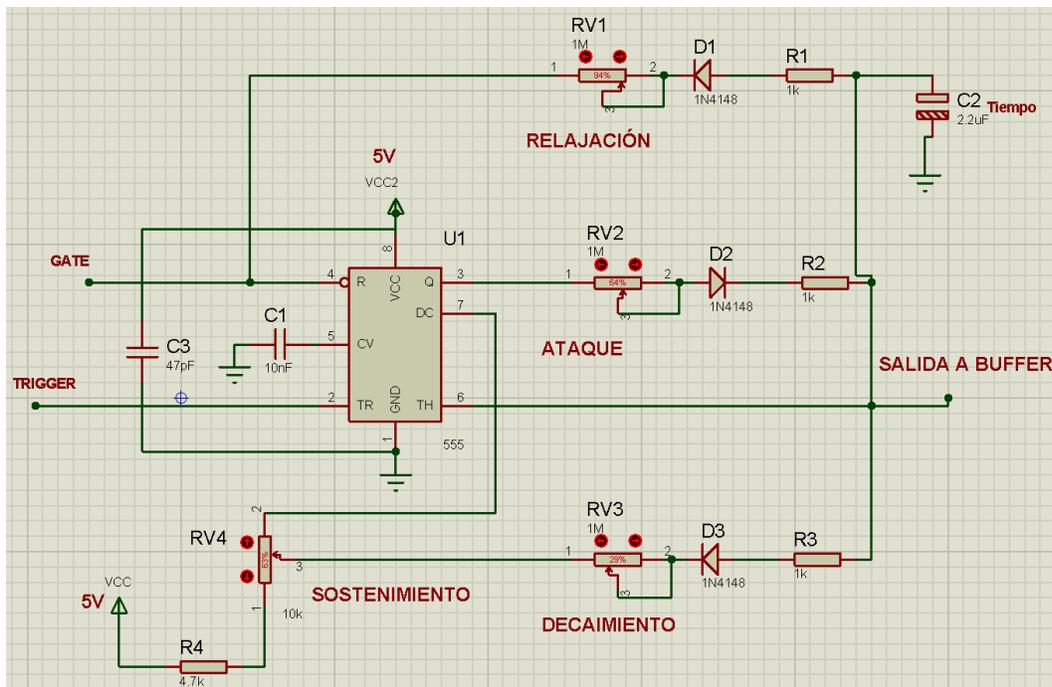
$$t = (RV2 + R2)C2 \quad (\text{Ec. 39})$$

Por ejemplo, si  $RV2 = 1M\Omega$  entonces

$$t = (1.001 \cdot 10^6) 2.2mF \quad (\text{Ec. 40})$$

$$t = 2.2[S] \quad (\text{Ec. 41})$$

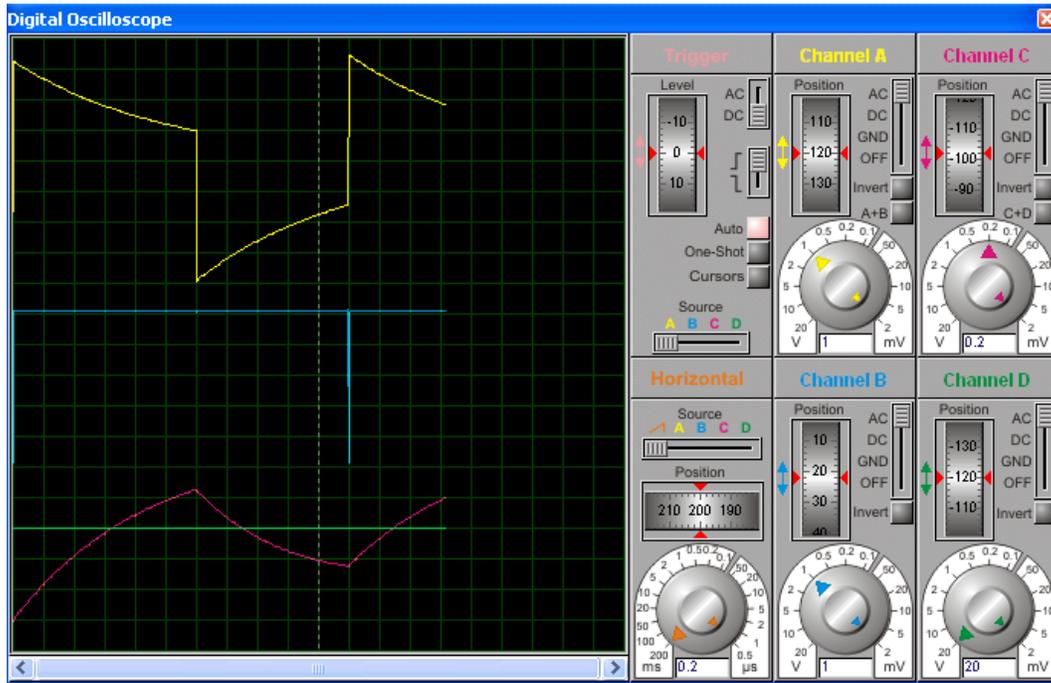
Figura 4-35: Circuito generador de envolvente ADSR



Fuente: Two chip generator shapes synthesizer's sound (Jacky, 1980)

La **Figura 4-36** muestra tres gráficas, la amarilla es la señal GATE, la de color azul es la señal TRIGGER y la morada es la forma de onda de la envolvente generada ADSR, recordar que al oprimir una tecla, se genera la señal gate que indica cuando esta oprimida una tecla y cuando no lo está, de esta señal se obtiene la señal trigger que es la que reinicia la envolvente y por último se obtiene la señal de control ADSR. Si se conectara el GE al VCF, se crearía una envolvente de filtro, lo cual sí altera la frecuencia de la señal.

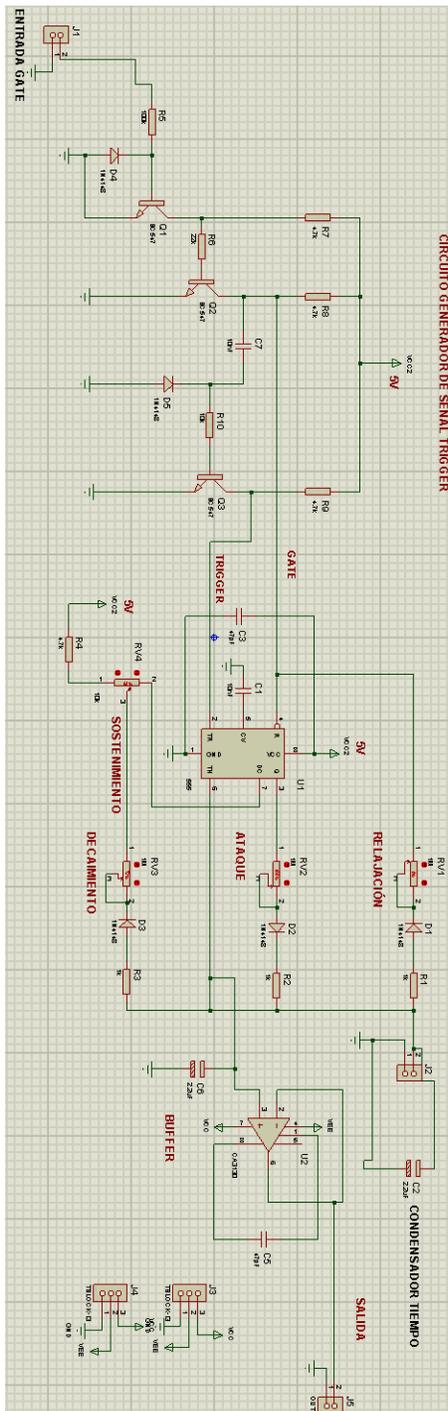
**Figura 4-36:** Señal gate, trigger y envolvente simulada



**Fuente:** Propia, simulada en Proteus 8

El circuito final implementado se muestra en la **Figura 4-37**.

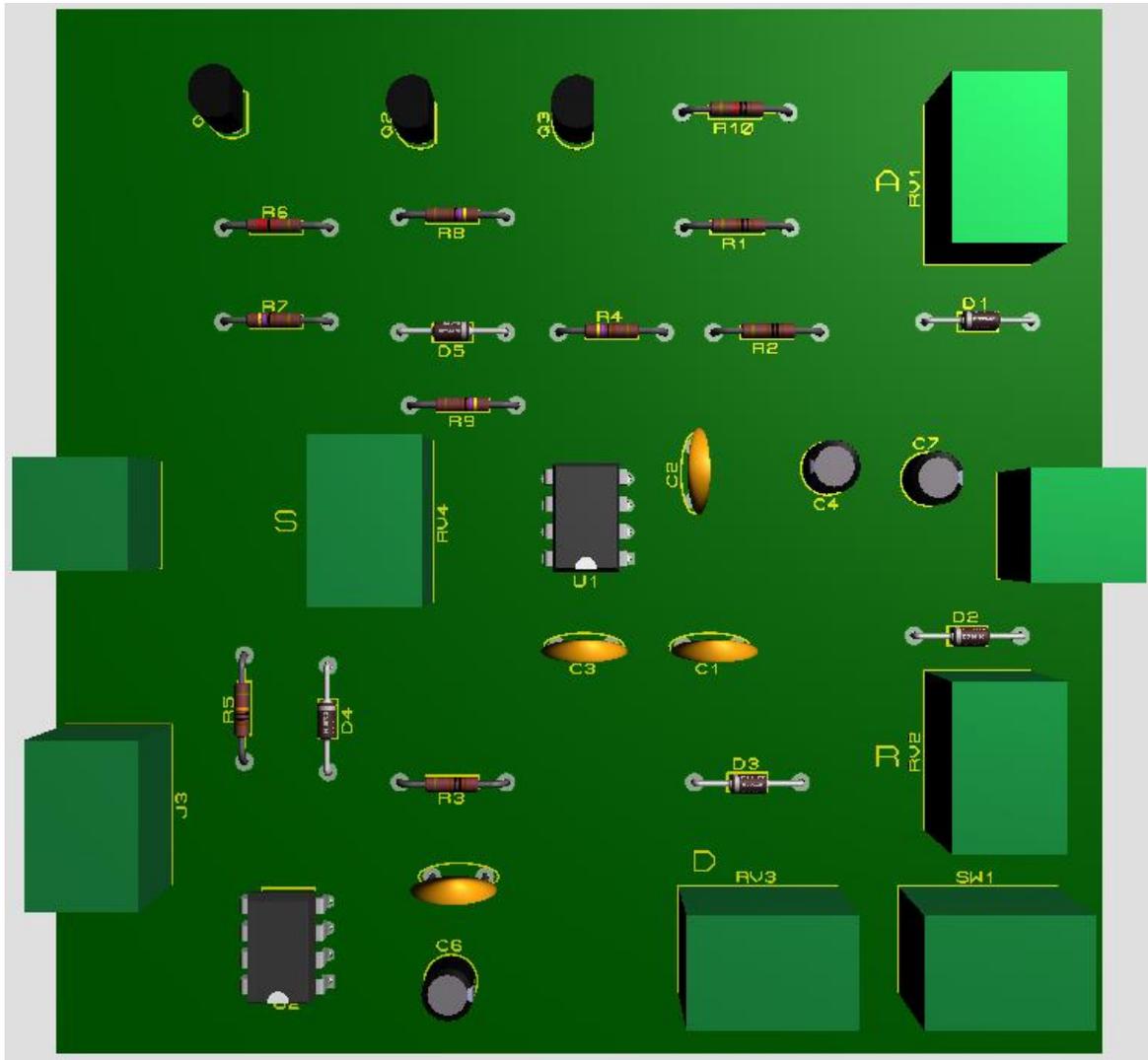
**Figura 4-37:** Generador de envolvente ADSR implementado



**Fuente:** Two chip generator shapes synthesizer's sound (Jacky, 1980)

El modelo 3d de la PCB del circuito generador de envolvente se ilustra en la **Figura 4-38**

**Figura 4-38:** Modelo 3d de la PCB del circuito ADSR

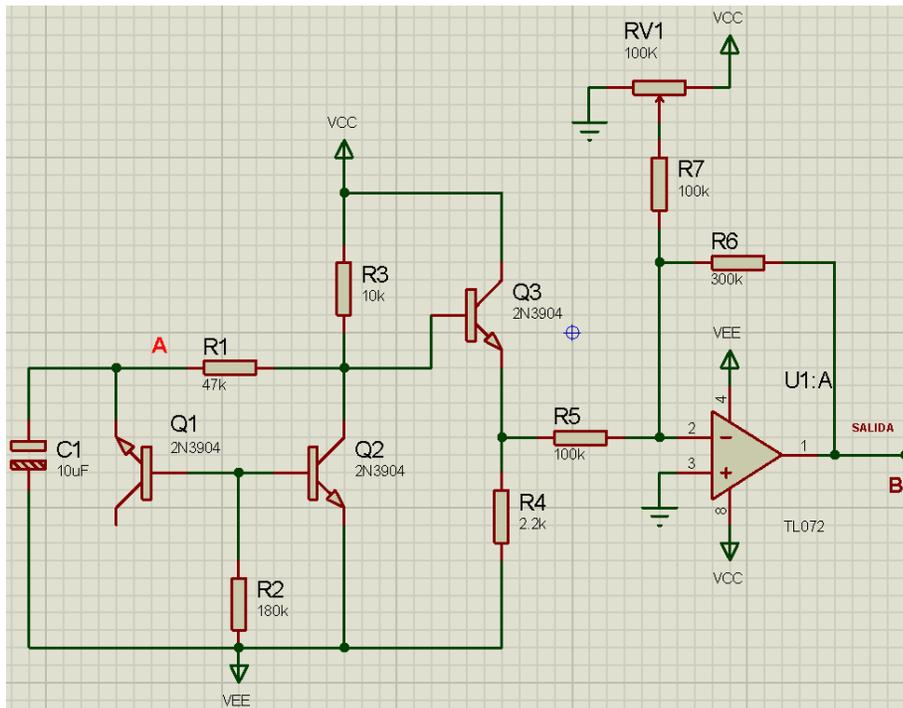


**Fuente:** Propia, modelo hecho con Proteus 8

## 4.7 Generador de ruido blanco

Ahora se procede con el módulo generador de ruido blanco (white noise). Este circuito se basa en el presentado por Walter Jung (Wells, 1981, p. 62) como se observa en la **Figura 4-39**. Como dispositivo generador de ruido térmico se tiene un transistor 2N3904 polarizado en inversa por una fuente  $V_{CC} = 15V$ .

**Figura 4-39:** Circuito generador de ruido blanco

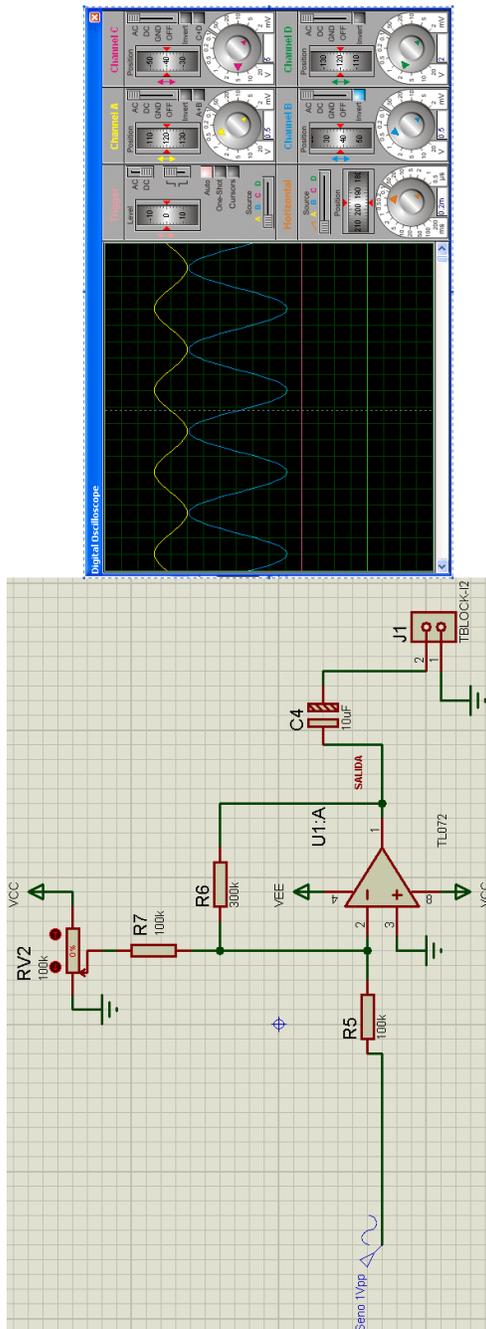


**Fuente:** The technique of electronic music (Wells, 1981, p. 62)

El circuito generador de ruido blanco de la **Figura 4-39** se puede dividir en 4 etapas: La primera formada por Q1, donde se genera el voltaje térmico debido a la polarización en inversa del 2N3904, la segunda es una etapa de amplificación formada por Q2 en configuración emisor común, la tercera es un emisor seguidor formado por Q3, donde se adecúa la impedancia de salida antes de pasar a la etapa 4 formada por el TL072, donde se amplifica la señal a una razón de 3 como lo muestra la **Figura 4-40** y queda lista para enviar al módulo mezclador.

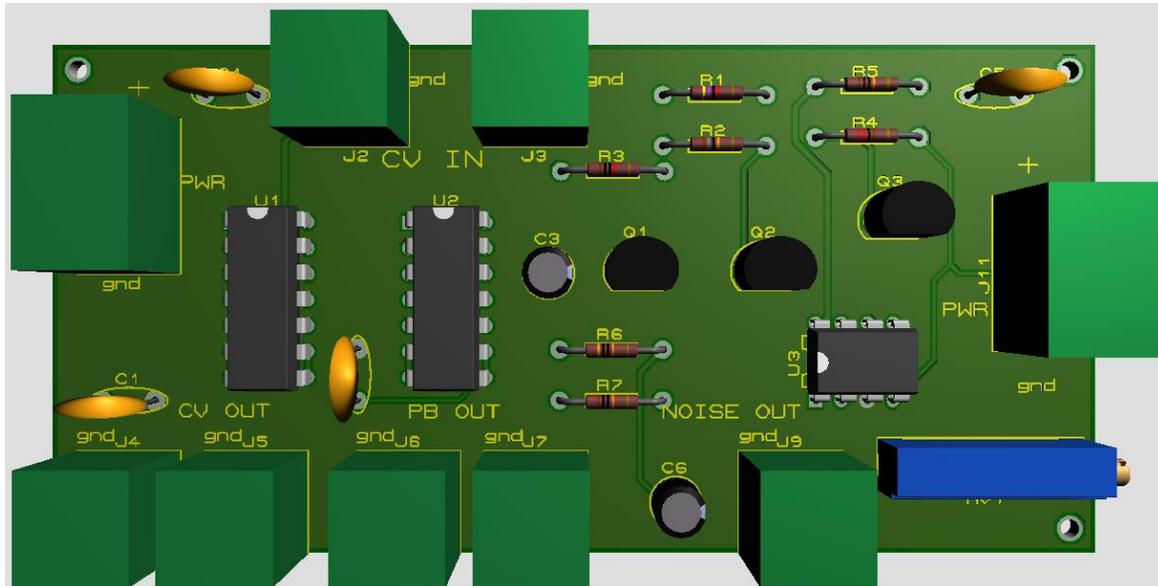
La **Figura 4-41** ilustra el modelo 3d del circuito de ruido blanco. Se puede observar que tiene un pequeño y simple circuito distribuidor en la parte izquierda formado por 5 emisores seguidores encargados de duplicar la señal CV note y pitchbend.

**Figura 4-40:** Circuito final de amplificación implementado en el módulo ruido blanco



**Fuente:** The technique of electronic music (Wells, 1981)

**Figura 4-41:** Modelo 3d de la PCB del circuito generador de ruido blanco

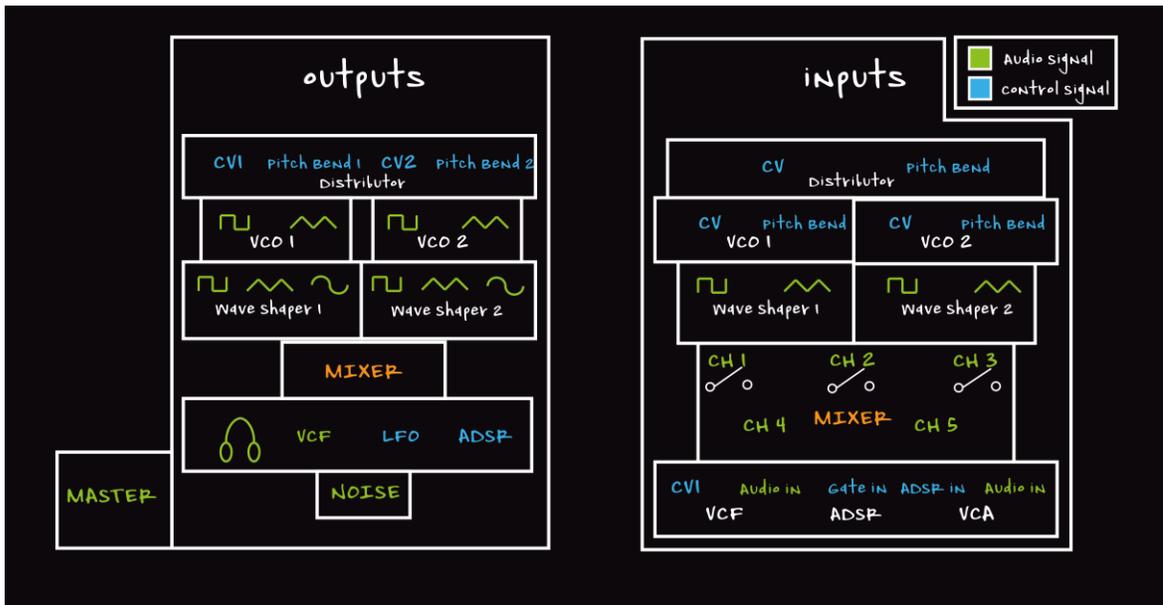


**Fuente:** Propia, modelo hecho en Proteus 8

## 4.8 Diseño interfaz de usuario

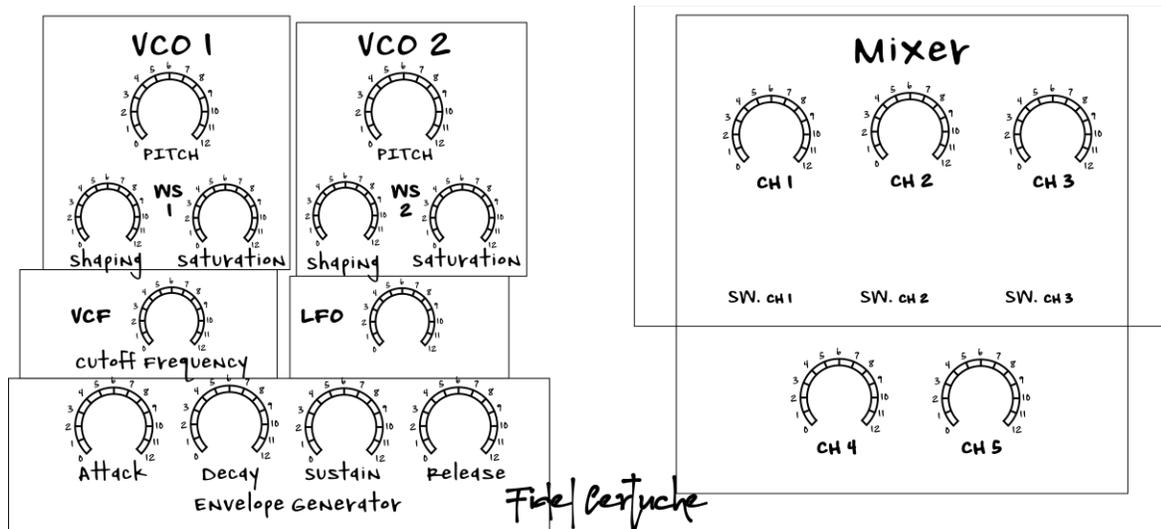
El principal elemento que se tuvo en cuenta para hacer la interfaz de usuario fue la simplicidad. Se dividió en 2 zonas, la primera la zona de conexiones y la segunda la zona de controles, que contiene solo knobs y switches. Se diseñó con ayuda del software Adobe Illustrator. La zona de conexiones se hizo con una lámina de aluminio pues es la parte que va a sufrir más uso y abuso por parte del usuario, por lo tanto debe ser la más resistente. Se diagramó cada módulo y se asignó color azul a las señales de control y verde a las señales de audio. La diagramación se hizo para que visualmente el usuario ubicara las zonas de conexión sin mayor esfuerzo, pues a pesar de que las entradas y salidas tienen etiquetado su módulo, sin los diagramas se vuelve un poco confuso y entorpece la fluidez con la que el usuario interactúa con la interfaz. Esto en un instrumento musical interfiere con la creatividad. Véase **Figura 4-42**.

**Figura 4-42:** Interfaz de usuario panel de conexiones



**Fuente:** Propia, ilustración hecha en Adobe illustrator

La zona de controles se hizo en acrílico de 4mm verde translúcido buscando una mejor estética. En esta se encuentran los respectivos potenciómetros para señales de control y audio. También se diagramó y se etiquetó en letra grande cada módulo. La tapa trasera de la caja también se hizo en acrílico de 3mm color verde translúcido. El resto de la caja se hizo en madera cedro buscando una mayor estética, durabilidad y Resistencia al uso y abuso. A continuación las ilustraciones de la interfaz de conexiones y la interfaz de controles. Cabe anotar que el Sistema se diseñó para que se puedan interconectar de cualquier manera las señales de control sin que halla problema de acoples de impedancias (pues el dispositivo tiene propositos principalmente instructivos), pero es importante recalcar que la señales de control no cuentan con esta flexibilidad, es decir las señales de control deben ir en su respectivo puerto y color, pues son señales con voltajes del orden de los milivoltios, y cada módulo tiene sus distintos rangos que no se pueden exceder porque se generarían daños permanentes a los puertos de control de los módulos. Es por eso que los cables de conexión vienen con su respectivo color. Véase **Figura 4-43**.

**Figura 4-43:** Interfaz de usuario panel de controles

**Fuente:** Propia, ilustración hecha en Adobe Illustrator

## 4.9 Diseño manual de usuario

Una vez más, el diseño del manual se hizo buscando simpleza pero claridad. Recordar que el principal propósito del dispositivo es el uso instructivo en estudiantes de síntesis electrónica de sonido ó electrónica análoga y diseño de sistemas de sonido, por lo tanto se asume que el estudiante que manipule el sistema tiene nociones básicas de su manejo en alguna de las dos (2) áreas mencionadas. Se realizaron diagramas de bloque de cada módulo, con sus respectivos puertos para señales de audio y control. Se dividió el manual en tres secciones, en la primera se da una descripción general del producto, en la segunda se explica la interfaz de usuario con sus respectivos paneles de conexión y control y en la tercera se hace una descripción funcional de todo el sistema, esta parte se divide en dos subsecciones, la primera es la generación de sonido formada por los 2 VCOs y el ruido blanco, la segunda es la de procesamiento de señal, formada por el waveshaper, mixer, VCF, VCA, ADSR. El manual se encuentra en el **Anexo 2**.

**Figura 4-44:** Dispositivo final



**Fuente:** Propia

## 5 Capítulo V: Pruebas y Resultados

En este capítulo se presentan los experimentos realizados para validar cada una de las fases y etapas del sistema completo de síntesis y cotejar los resultados con los valores teóricos estipulados en el diseño de cada módulo. La **Tabla 5-1** muestra hardware y software usados en cada medición:

**Tabla 5-1:** Hardware y software usado en las pruebas y mediciones

MEDICIÓN	HARDWARE	SOFTWARE
FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA	Osciloscopio LG5020 Fuente de voltaje dual Generador de Señal Multímetro True RMS UNIT39c Interfaz Apollo Twin Duo Imac 21.5	Smaart 7 Proteus
IMPEDANCIAS	Osciloscopio LG5020 Multímetro True RMS UNIT39c Fuente de voltaje dual Generador de Señal	

### 5.1 Pruebas

A cada módulo se le realizan 2 mediciones principales dispuestas en los objetivos específicos: La primera es la medición de la respuesta en frecuencia realizada con el software Smaart (System Measurement Acoustic Analysis Real-time Tool), el cual es un software de medición basado en el análisis de la transformada rápida de Fourier de doble canal (dual channel FFT analysis). La segunda es la medición de impedancias de entrada y salida de cada módulo. Las **Figuras 5-1** y **5-2** muestran las conexiones para cada tipo de medición. Hay algunas mediciones adicionales que se realizaron en algunos módulos, para validar etapas de diseño, las cuales se indicaran en su respectiva sección. El método de medición se detalla en la siguiente sección. Para la obtención de las funciones de transferencia de todos los módulos del sistema se realizó una

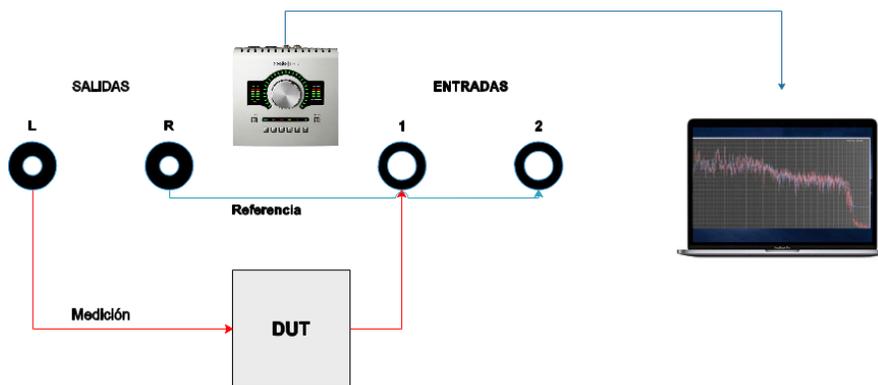
---

medición de doble canal con el Smaart. Este relaciona las transformadas de Fourier de la entrada y salida del DUT. Aquí es posible medir función de transferencia (TF) y respuesta al impulso (IR). En los módulos VCO y noise se realiza otro tipo de medición en vista de que solo tiene salida y no puertos de entrada de señal, llamada medición de un solo canal, donde se examina la señal en un solo punto del sistema, mejor descrita por el desarrollador como medición para el análisis de la señal (Rational Acoustics, 2011). Aquí el Smaart hace un análisis de la FFT de la señal de salida del DUT, pudiéndose determinar el nivel de la señal y su contenido frecuencial. El método de medición se detalla en la siguiente sección.

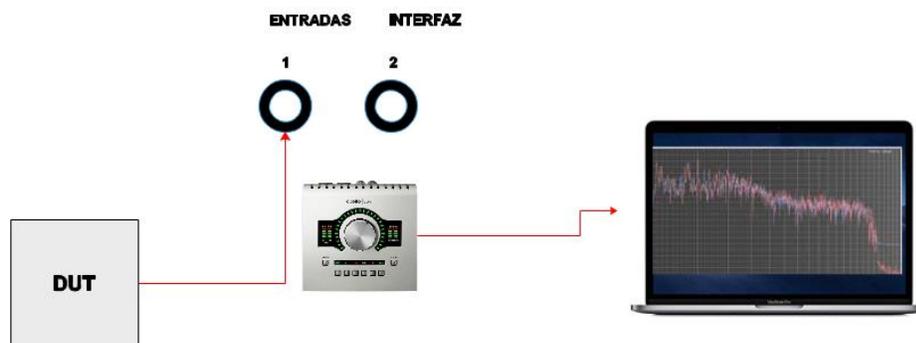
En la **Figura (5-1)** se observa el diagrama de conexiones para medir respuesta en frecuencia. Se usa como señal de referencia un barrido seno logarítmico 20Hz a 20KHz, a -3dB, el cual va al Smaart a través de un canal de la interfaz de audio (señal de referencia) y a la entrada del dispositivo bajo prueba. La salida del DUT<sup>7</sup> va a la segunda entrada de la interfaz y llega al Smaart como señal de medición. El sistema coteja las dos señales y crea una gráfica de respuesta en frecuencia del dispositivo medido. En **Figura 5-2**, se observa el diagrama de conexiones para medición de respuesta en frecuencia en el modo SPECTRUM del Smaart. Este tipo de conexión se usó en este proyecto para medir dispositivos que solo tienen puerto de salida de señal y no de entrada, como los VCOs y el módulo de white noise. La salida del **DUT** se conecta a la entrada de la interfaz que va al Smaart, donde se crea la gráfica de respuesta en frecuencia del dispositivo medido.

---

<sup>7</sup> DUT: Device under test (dispositivo bajo prueba)

**Figura 5-1:** Medición función de transferencia método 1

**Fuente:** Propia

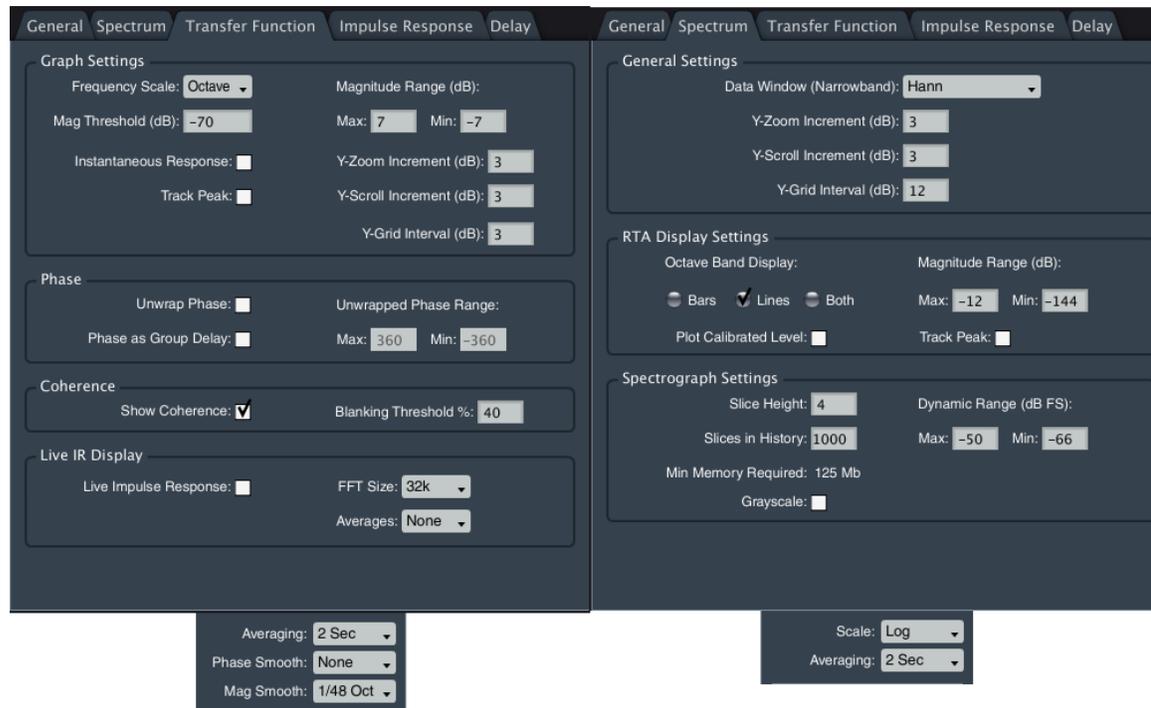
**Figura 5-2:** Medición función de transferencia método 2

**Fuente:** Propia

La **Figura 5-3** muestra la configuración del smart tanto para modo *TF* como para el modo *Spectrum*. Para medición de función de transferencia se ajustó el tamaño del buffer de la *FFT* se en 32K para obtener una respuesta mas fiel en bajas frecuencias, ya que estas contienen más energía y por lo tanto requieren de más número de muestras para una captura más fiel. La

resolución de la captura se ajustó a 24 bits, la frecuencia de muestreo fue 44.1KHz que cumple con el criterio de Nyquist para el rango de frecuencias de audio (20Hz a 20KHz).

**Figura 5-3:** Configuración de Smart para mediciones de transferencia y espectro



**Fuente:** Propia

### Procedimiento de medición impedancias

En vista de que la impedancia es función de la frecuencia, las mediciones se realizaron a bandas de una (1) octava, a partir de 63Hz que es la frecuencia más cercana a la frecuencia mínima de oscilación de los VCOs. Es decir, se usará una señal de medición seno en 9 frecuencias diferentes: 63 Hz, 125 Hz, 250 Hz, 500 Hz, 1000 Hz, 2000 Hz, 4000 Hz, 8000 Hz, 16000 Hz, tanto para las impedancias de entrada como de salida de cada módulo. La carga de prueba usada en las mediciones (RL, RT) se obtuvo en todos los casos con un trimmer de precisión que se ajustó para

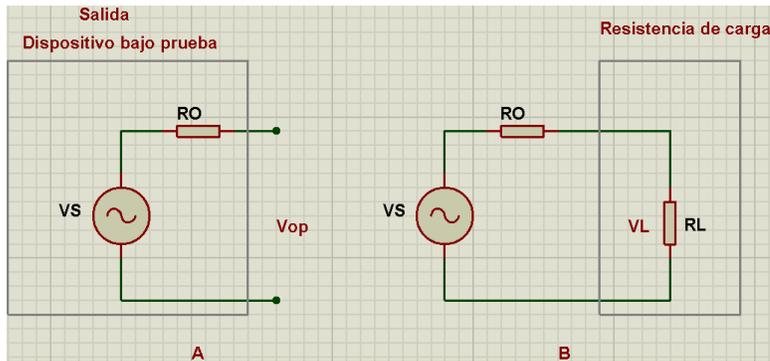
medir en cada frecuencia. En el presente proyecto se obtiene la magnitud de las impedancias, se aplicará un método indirecto de medición detallado a continuación.

### **Impedancia de salida**

Un método simple para obtener la impedancia de salida de un dispositivo es: Con un generador de señal se produce una señal  $V_s$ , que será la señal de medición, en su puerto de salida medir el nivel de voltaje sin carga, y luego medir nuevamente este valor con una carga conocida  $R_L$  conectada a la salida del circuito bajo prueba (Metzler, 1993), Julian Dunn explica un método similar para hallar impedancia de salida pero es para el espectro de radiofrecuencia, por lo tanto se usan cargas específicas de 110 y 75 ohmios, pero el principio es el mismo, se aplica una señal de prueba a la entrada de DUT, se mide su voltaje a la salida sin carga, luego con carga y se aplica la **Ec. 42**. La **Figura 5-4** ilustra el montaje.

$$R_o = R_L \left( \frac{V_s}{V_L} - 1 \right) \quad (\text{Ec. 42})$$

**Figura 5-4:** Montaje para medición impedancia de salida

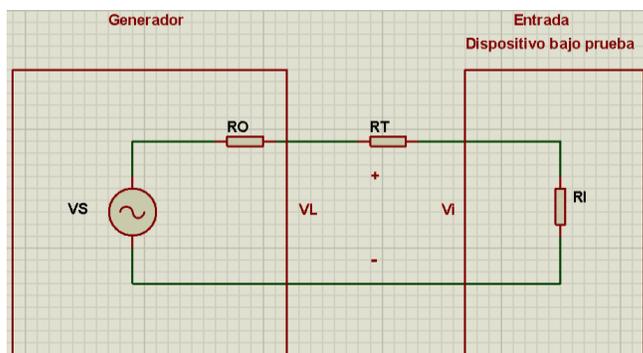


**Fuente:** Measurement techniques for digital audio (Dunn, 2001)

### Impedancia de entrada

Siguiendo el orden de ideas, se aplica el mismo concepto para medir la impedancia de entrada, Dunn expone en su libro el método. Se toma un generador de funciones con una impedancia conocida para alimentar el puerto de entrada del **DUT**. Se usa un osciloscopio para medir el voltaje de la forma de onda en el puerto de entrada y luego se compara con la forma de onda vista cuando en el puerto de entrada se ha puesto una resistencia de prueba( $R_T$ ) (Dunn, 2001), mirar **Figura 5-5:**

**Figura 5-5:** Montaje para medición impedancia de entrada



**Fuente:** Measurement techniques for digital audio (Dunn, 2001)

Es decir, para medir la impedancia de entrada del DUT, se pone una resistencia a la entrada de este y se pone un generador como se ve en la **Figura 5-5**. Se miden los valores  $V_L$  y  $V_i$ , se despeja el valor de impedancia de salida de la ecuación **(43)** de divisor de voltaje:

$$R_i = \frac{R_r V_i}{V_L - V_i} [W] \quad \text{(Ec. 43)}$$

### 5.1.1 Oscilador controlado por voltaje VCO

#### Medición frecuencia y control por voltaje CV en VCO modificado

La primera prueba se realizó sobre el circuito de la **Figura 4-5**, propuesto por Jhon Simonton (Simonton, 1977). Aquí se tomaron 26 valores de control de voltaje para cada VCO, los primeros 14 en rangos de 10mV en el CV y los restantes 12 en rangos de 100mV, y se observó el valor de la frecuencia de salida para cada valor de CV. El propósito de esta prueba es corroborar que los osciladores del sistema oscilen en el rango de frecuencias propuesto en el diseño (50Hz – 12 KHz) y observar gráficamente la respuesta lineal del sistema de oscilación. La **Tabla 5-2** muestra los resultados para cada VCO.

**Tabla 5-2:** Voltaje de control Vs Frecuencia

FRECUENCIA1[Hz]	CV1[mV]	FRECUENCIA2[Hz]	CV2[mV]
VCO1		VCO2	
40	-20	17.8	-10
166	-30	100	-20
294	-40	238	-30
357	-50	333	-40
455	-60	400	-50
555	-70	476	-60
625	-80	555	-70
740	-90	675	-80
800	-100	714	-90
862	-110	833	-100
943	-120	862	-110
1000	-130	1000	-120
1090	-140	1086	-130
1200	-150	1200	-140
1587	-200	1250	-150
2380	-300	1666	-200
3174	-400	2564	-300
4000	-500	3448	-400
4761	-600	4347	-500
5555	-700	5405	-600
6451	-800	6250	-700
7575	-900	7142	-800
8333	-1000	8200	-900
9260	-1100	9100	-1.000
10000	-1200	10000	-1.100
11300	-1270	11100	-1.200
		12000	-1.270

### Medición de impedancias de entrada y salida

La segunda prueba es la medición de las impedancias de salida de cada VCO. Se implemento el montaje de la **Figura 5-4**. Se usó un multímetro digital true rms y osciloscopio, como resistencia de carga un (1) trimmer de precisión de 10K cuyo valor de resistencia se escoge de manera arbitraria para cada medición. Para medir  $Z_o$  del pin 3 (cuadrada) se midió con el osciloscopio el  $V_{pp}$  sin carga, luego se insertó el trimmer de carga entre pin3 y tierra y se midió nuevamente con el osciloscopio el  $V_{pp}$ , y se aplicó la **Ec. 31** para hallar la impedancia de salida. Se aplicó el mismo procedimiento para hallar  $Z_o$  del pin4. Igual con VCO2. En la **Tabla 5-3 y 5-4** (vco1 y vco2 respectivamente) se muestran los voltajes de salida sin carga para cada forma de onda y número de pin de salida del NE566, la resistencia de carga, el voltaje de salida con carga y por último la impedancia de salida calculada, para cada VCO.

**Tabla 5-3:** Impedancias de salida medidas VCO1

V <sub>SALIDA</sub> (Vpp)	PIN 566	F <sub>MEDICIÓN</sub> (Hz)	R <sub>L</sub> (Ω)	V <sub>SALIDA</sub> (Vpp)	Z <sub>SALIDA</sub> (Ω)
	4	Triángulo			
2.7		63	3260	2.1	931
2.7		125	3100	2.2	704
2.7		250	1910	2	668.5
2.7		500	1140	2.1	325.7
2.7		1000	1060	2.1	302.8
2.7		2000	920	2.1	262.8
2.7		4000	1690	2.2	384.1
2.7		8000	870	1.9	366.3
2.7		12000	970	1.9	408.4
	3	Cuadrada			
7.6		63	5870	6.6	890
7.6		125	2060	6.3	425
7.6		250	1230	4.9	678
7.6		500	2010	6.6	304.5
7.6		1000	1510	5.5	576.5
7.6		2000	1390	5.3	603.2
7.6		4000	1220	5	634.4
7.6		8000	1270	5.2	586.1
7.6		11300	1180	5.2	544.6

**Tabla 5-4:** Impedancias de salida medidas VCO2

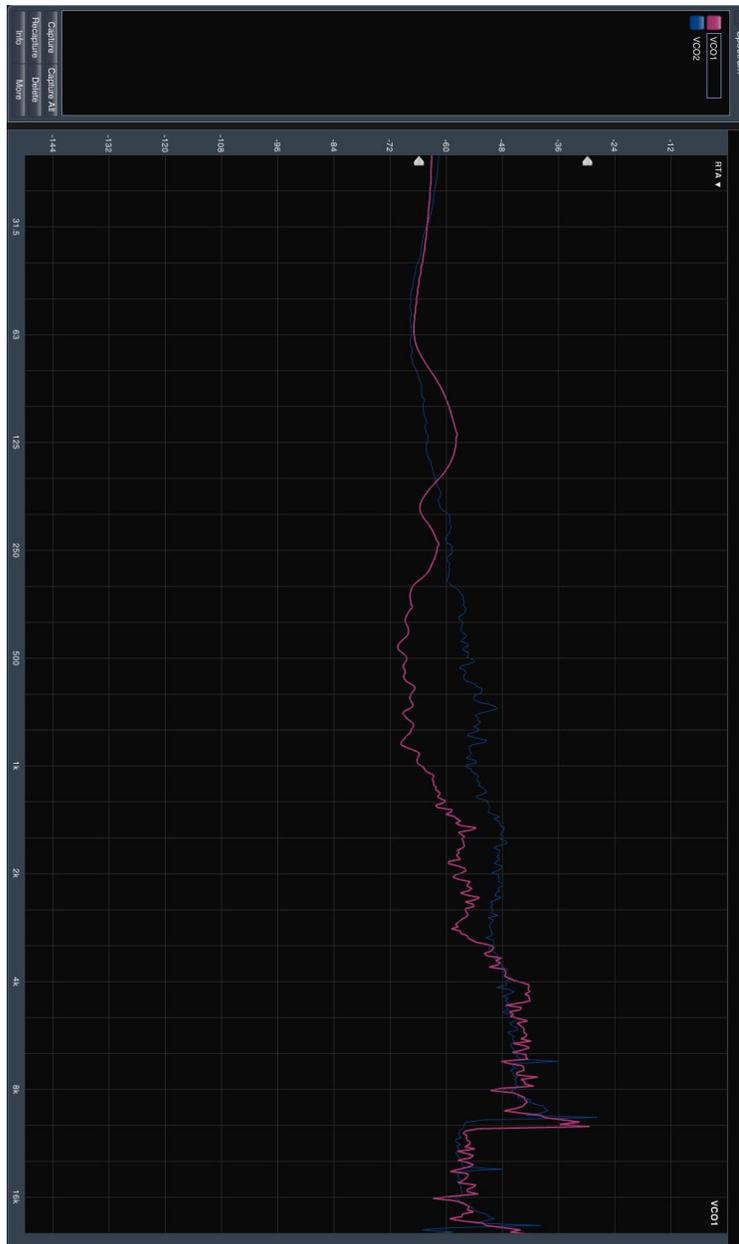
V <sub>SALIDA</sub> (Vpp)	PIN 566	F <sub>MEDICIÓN</sub> (Hz)	R <sub>L</sub> (Ω)	V <sub>SALIDA</sub> (Vpp)	Z <sub>SALIDA</sub> (Ω)
	4	Triángulo			
2.8		63	3190	2	1276
2.8		125	2040	2	816
2.8		250	3980	2.15	1200
2.8		500	4100	2	1640
2.8		1000	4220	1.9	1998
2.8		2000	3230	1.8	1794
2.8		4000	2620	1.8	1455
2.8		8000	4030	1.9	1908
2.8		12000	2610	1.9	1236
	3	Cuadrada			
8		63	2130	6	710
8		125	2040	6.2	592
8		250	1640	5	984
8		500	2610	6.2	758
8		1000	1620	5.1	921
8		2000	1640	5.3	835.5
8		4000	1770	5.8	671
8		8000	2110	6	703
8		12000	2050	6.2	595

### Medición de respuesta en frecuencia

La tercera prueba es la medición de la respuesta en frecuencia de cada VCO con ayuda del software Smaart v7 y una interfaz de audio. En este caso se configura el Smaart para hacer medición de un solo canal, en el modo SPECTRUM, (en vista de que un oscilador es un dispositivo que no tiene entrada de señal como tal, solo salida) como lo muestra la **Figura 5-2**. Se

tomó cada oscilador y se movió su potenciómetro de voltaje de control hacia sus 2 extremos 20 veces a una velocidad lenta y razonablemente constante. Se atenuó la salida de ambos VCO a 3.4 Vpp (1.2Vrms), se dejó la entrada a la tarjeta en  $-20\text{dBFS}$  y se procedió a hacer la medición. La **Figura 5-6** muestra la respuesta en frecuencia de los 2 VCOs.

**Figura 5-6:** Respuesta en frecuencia VCOs



**Fuente:** Propia, medición hecha con Smaart v7

## 5.1.2 Waveshapers

### Medición impedancias de entrada y salida

Las impedancias de salida  $Z_o$  se midieron de acuerdo a lo indicado en la **Figura 5-4**, usando un generador de señal onda sinusoidal de 5Vpp, multímetro digital, osciloscopio y trimmer de precisión. Se midió con el osciloscopio el voltaje de salida sin carga, luego se puso en la salida una carga arbitraria y se midió el voltaje, después se aplicó la **Ec. 31** y se obtuvo  $Z_o$  para las distintas frecuencias. Las impedancias de entrada  $Z_i$  se midieron de acuerdo a lo indicado en la **Figura 5-5**, se midieron los voltajes a la entrada del **DUT** con la carga de prueba y sin esta, luego se aplicó la **Ec. 32** para obtener las distintas impedancias de entrada  $Z_i$ , Véase **Tablas 5-5, 5-6 y 5-7**. Hay que resaltar que en la medición de impedancias de salida cuyo resultado se muestra en la **Tabla 5-7**, se midió el waveshaper1 con la resistencia de 1k que se muestra en la **Figura 4-10**, y el waveshaper 2 se midió sin esta. Aquí se comprobó experimentalmente que, si a la salida de un sistema X se pone una resistencia de determinado valor, la entrada del sistema siguiente Y, va a ver a esa resistencia como la impedancia de salida del sistema X.

**Tabla 5-5:** Impedancias de salida waveshapers 1 y 2

WAVESHAPER1 CON RESISTENCIA 1K						
SEÑAL MEDICIÓN	V <sub>inloaded</sub> [Vpp]	F MEDICIÓN [Hz]	SALIDA	RL [Ω]	V <sub>loaded</sub> [Vpp]	Z <sub>SALIDA</sub> [Ω]
SENO	5	63-16000	TRIANGULAR	1490	3	993
SENO	5	63-16000	CUADRADA	1490	3	993
SENO	5	63-16000	SENOSOIDAL	1490	3	993

WAVESHAPER2 SIN RESISTENCIA 1K						
SEÑAL MEDICIÓN	V <sub>inloaded</sub> [Vpp]	F MEDICIÓN [Hz]	SALIDA	RL [Ω]	V <sub>loaded</sub> [Vpp]	Z <sub>SALIDA</sub> [Ω]
SENO	5	63-16000	TRIANGULAR	40	3.4	18.8
SENO	5	63-16000	CUADRADA	40	3.4	18.8
SENO	5	63-16000	SENOSOIDAL	166	3.2	93.4

**Tabla 5-6:** Impedancias de entrada waveshaper

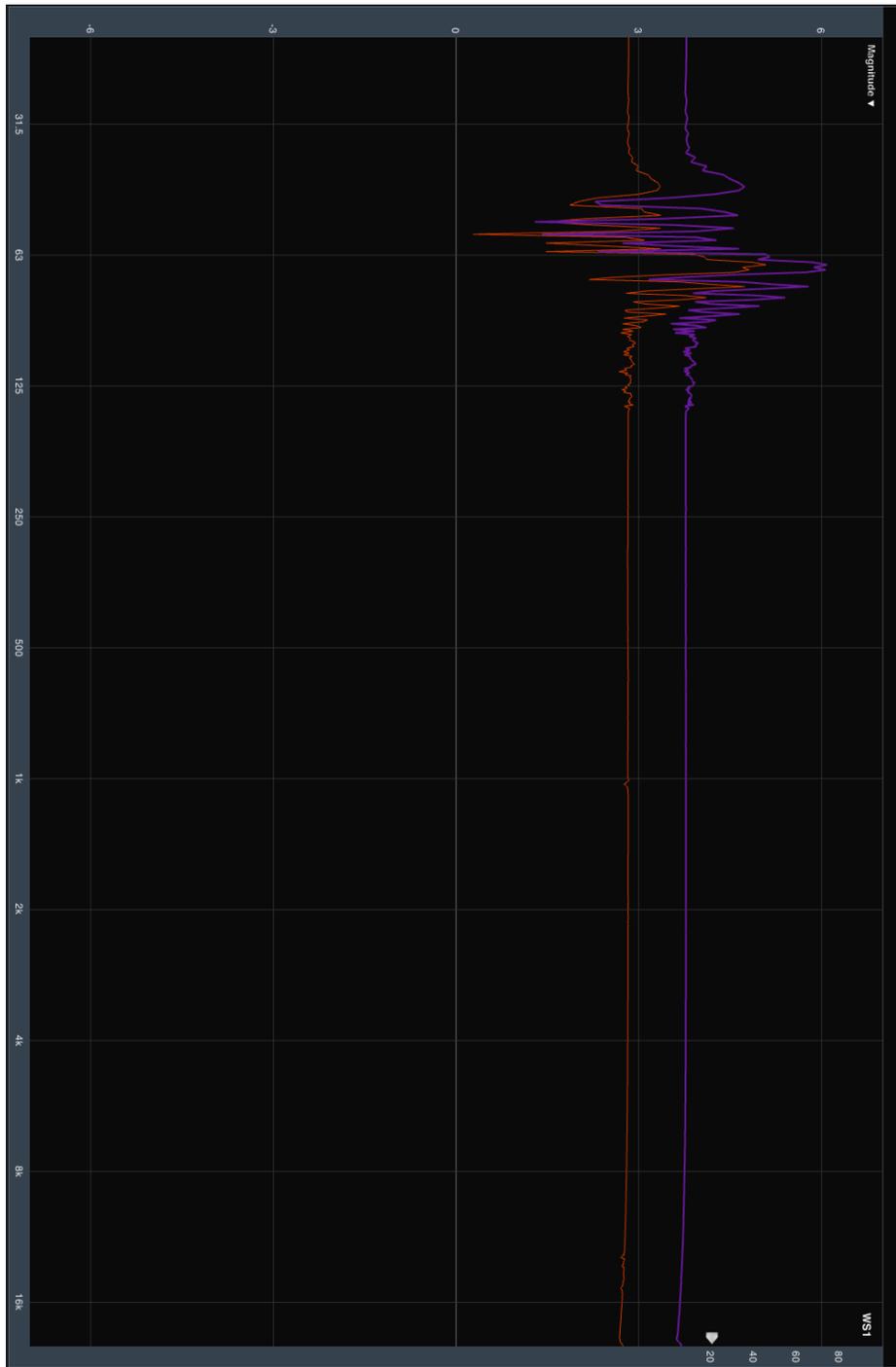
SEÑAL/MEDICIÓN	ENTRADA	F MEDICIÓN (Hz)	V MED (Vpp)	RT ( $\Omega$ )	V MED (Vpp)	Z ENTRADA ( $\Omega$ )
SENO	TRIANGULAR	63	5	15700	2.9	21680
SENO		125	5	16800	2.8	21381
SENO		250	5	16900	2.8	21509
SENO		500	5	15100	2.9	20852
SENO		1000	5	16300	2.8	20745
SENO		2000	5	14700	2.9	20300
SENO		4000	5	15700	2.8	19981
SENO		8000	5	14500	2.9	20023
SENO		16000	5	16100	2.8	20490
SENO	CUADRADA	63	5	15900	2.9	21957
SENO		125	5	15500	2.9	21404
SENO		250	5	16000	2.8	20363
SENO		500	5	13700	3	20550
SENO		1000	5	16600	2.8	21127
SENO		2000	5	16200	2.8	20618
SENO		4000	5	14600	2.9	20161
SENO		8000	5	15900	2.8	20236
SENO		16000	5	15100	2.9	20852

**Tabla 5-7:** Impedancias de entrada waveshaper 2

SEÑAL/MEDICIÓN	ENTRADA	F MEDICIÓN (Hz)	V MED (Vpp)	RT ( $\Omega$ )	V MED (Vpp)	Z ENTRADA ( $\Omega$ )
SENO	TRIANGULAR	63	5	18300	2.7	21482
SENO		125	5	15600	2.9	21542
SENO		250	5	16000	2.8	20363
SENO		500	5	13900	3	20850
SENO		1000	5	15200	2.9	20990
SENO		2000	5	13800	3	20700
SENO		4000	5	15800	2.8	20109
SENO		8000	5	11800	3.1	19252
SENO		16000	5	13700	3	20550
SENO	CUADRADA	63	5	13600	3	20400
SENO		125	5	15900	2.8	20236
SENO		250	5	14600	2.9	20161
SENO		500	5	13100	3	19650
SENO		1000	5	15400	2.8	19600
SENO		2000	5	11900	3.1	19415
SENO		4000	5	15800	2.8	20109
SENO		8000	5	13700	2.9	18919
SENO		16000	5	12300	3.1	20068

### Medición de respuesta en frecuencia

Para la medición de respuesta en frecuencia, se usó la conexión de la **Figura 5-1**. A la entrada de cada canal del mezclador se envía un sinesweep de 20Hz a 20Khz, -3dB, y su salida se envía al Smaart. Tanto el canal de medición como el de referencia se dejan a -20dBFS. El resultado de esta medición se muestra en la **Figura 5-7**.

**Figura 5-7:** respuesta en frecuencia waveshapers

**Fuente:** Propia, medición hecha en Smaart v7

### 5.1.3 Mezclador

#### Medición impedancias de entrada y salida

Las impedancias de salida  $Z_o$  se midieron de acuerdo a lo indicado en la **Figura 5-4**, se generó una señal seno de 5Vpp a la entrada de cada canal del mezclador, se midieron los voltajes de salida sin carga y luego con una carga de valor arbitrario conocida, una vez obtenidos estos 2 valores en cada banda de frecuencia, se aplica la ecuación (42) para obtener las impedancias de salida  $Z_o$ . Las impedancias de entrada  $Z_i$  se midieron de acuerdo con lo indicado en la **Figura 5-5**. Se usó una señal seno de prueba de 5Vpp, se midió el voltaje a la entrada del sistema sin carga, y luego con una carga conocida, al obtener estos dos valores para cada banda de frecuencia, se aplica la ecuación (43). En la **Tabla 5-8** y **5-9** se presentan los resultados.

**Tabla 5-8:** Impedancias de salida en bandas de octava para el mezclador

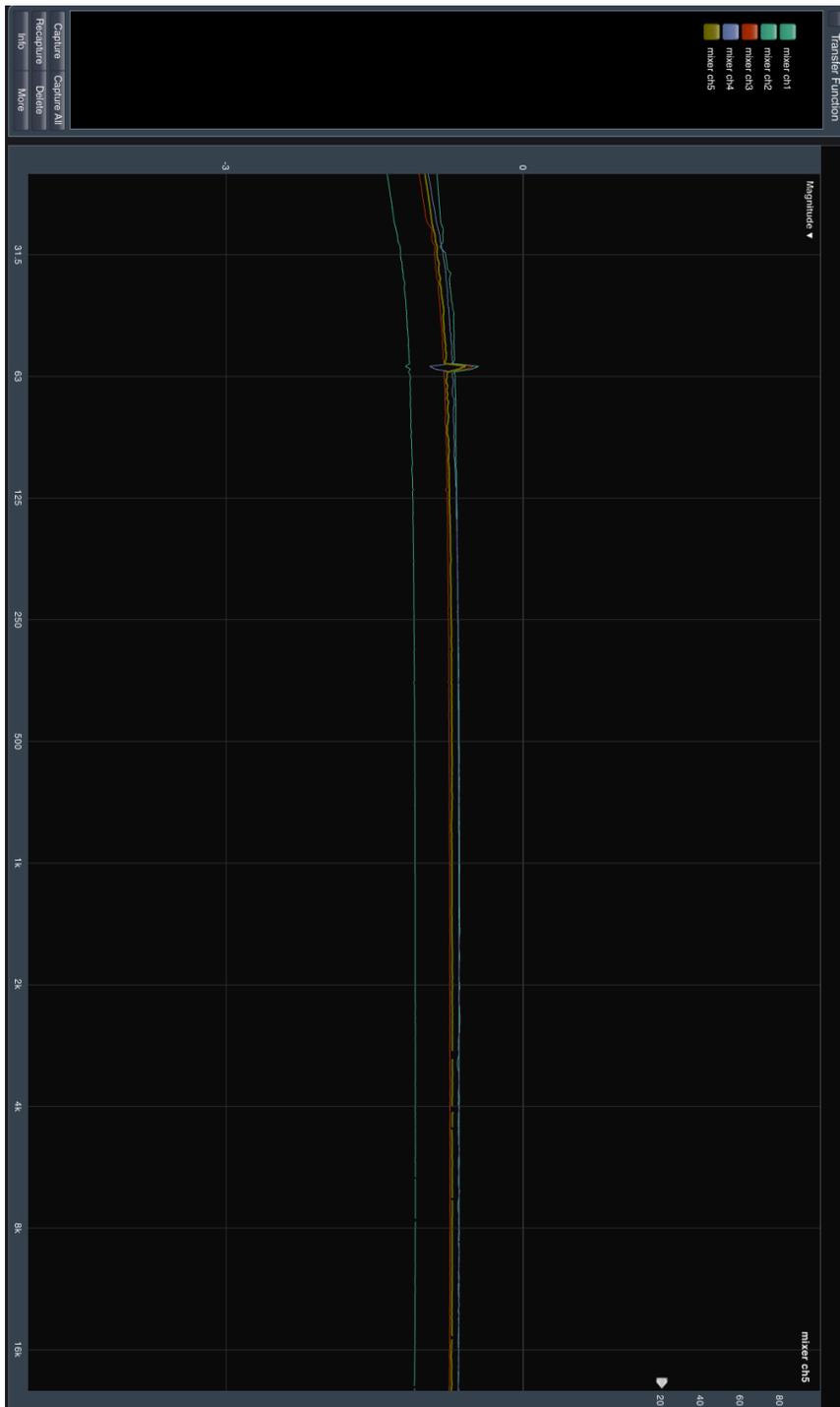
#CANAL	VOPEN(Vpp)	FMEDICIÓN(Hz)	RL( $\Omega$ )	V5ALIDA(Vpp)	Z5ALIDA( $\Omega$ )
1A15	5	63	54.2	3.5	23.22
1A15	5	125	56.2	3.2	31.6
1A15	5	250	63.4	3.8	20
1A15	5	500	63.7	3.8	20.11
1A15	5	1000	59.6	3.8	18.82
1A15	5	2000	62.2	4	15.55
1A15	5	4000	60.1	4	15
1A15	5	8000	60.2	4	15
1A15	5	16000	60.3	4.2	11.48

**Tabla 5-9:** Impedancias de entrada en bandas de octava para el mezclador

#CANAL	VL(Vpp)	F MEDICIÓN(Hz)	RT( $\Omega$ )	V( $\Omega$ )	Z ENTRADA( $\Omega$ )
1	5	63	6700	2.1	4851
	5	125	3900	2.75	4766
	5	250	6700	2.2	5264
	5	500	7900	2	5266
	5	1000	11000	1.6	5176
	5	2000	11000	1.6	5176
	5	4000	8400	1.9	5148
	5	8000	9000	1.8	5062
	5	16000	9700	1.8	5456
2	5	63	3470	3	5205
	5	125	2230	3.5	5203
	5	250	3640	2.8	4632
	5	500	4090	2.8	5205
	5	1000	3930	2.8	5001
	5	2000	4060	2.8	5167
	5	4000	3900	2.8	4963
	5	8000	4140	2.75	5060
	5	16000	4550	2.7	5341
3	5	63	4590	2.6	4972
	5	125	4080	2.7	4789
	5	250	3790	2.8	4823
	5	500	4580	2.6	4961
	5	1000	4240	2.7	4977
	5	2000	4600	2.6	4983
	5	4000	4040	2.7	4742
	5	8000	4590	2.6	4972
	5	16000	5540	2.4	5113
4	5	63	4510	2.7	5294
	5	125	4100	2.8	5218
	5	250	3500	3	5250
	5	500	4560	2.7	5353
	5	1000	3780	2.8	4810
	5	2000	3060	3	4590
	5	4000	3970	2.8	5052
	5	8000	4590	2.7	5388
	5	16000	3850	2.9	5316
5	5	63	2560	2.9	3535
	5	125	2870	2.7	3369
	5	250	2570	2.9	3540
	5	500	2960	2.7	3474
	5	1000	2750	2.8	3500
	5	2000	2440	2.9	3369
	5	4000	2540	2.9	3508
	5	8000	2890	2.75	3532
	5	16000	3730	2.4	3443

### **Medición de respuesta en frecuencia**

La tercera prueba fue la medición de respuesta en frecuencia. Se usó la conexión de la **Figura 5-1**. A la entrada de cada canal del mezclador se envía un sinesweep de 20Hz a 20Khz, -3dB, y su salida se envía al Smaart. Tanto el canal de medición como el de referencia se dejan a -20dBFS. El resultado de esta medición se muestra en la **Figura 5-8**.

**Figura 5-8:** Respuesta en frecuencia mezclador 5 canales

**Fuente:** Propia, medición hecha en Smaart v7

### 5.1.4 Filtro controlado por voltaje VCF

#### Medición de impedancias de entrada y salida

Las impedancias de salida  $Z_o$  se midió de acuerdo a lo indicado en la **Figura 5-4** aplicando la ecuación (42). Las impedancias de entrada  $Z_i$  se midieron de acuerdo con lo indicado en la **Figura 5-5** aplicando la ecuación (43). Los resultados se muestran en la **Tabla 5-10** y **5-11**.

**Tabla 5-10:** Impedancias de salida VCF en bandas de 1 octava

SEÑAL MEDICIÓN	V UNLOADED	F MEDICIÓN (Hz)	R L (Ω)	V LOADED (Vpp)	Z SALIDA (Ω)
SENO	4.8	63	1400	3	933,33
SENO	4.8	125	1200	2.7	1022
SENO	4.8	250	1600	3.1	980
SENO	4.8	500	1400	3	933,33
SENO	4.8	1000	1300	2.9	851,72
SENO	4.8	2000	1100	2.7	855,5
SENO	4.8	4000	1400	2.8	1000
SENO	4.8	8000	1900	2.7	1477,8
SENO	2.6	16000	2300	1.9	847,3

**Tabla 5-11:** Impedancias de entrada VCF en bandas de 1 octava

SEÑAL MEDICIÓN	V I	F MEDICIÓN (Hz)	R T (Ω)	V (Vpp)	Z ENTRADA (Ω)
SENO	5	63	34500	3	48450
SENO	5	125	35200	2.9	48609
SENO	5	250	32000	3	48000
SENO	5	500	40200	2.7	47191
SENO	5	1000	35100	2.9	48471
SENO	5	2000	42400	2.7	49773
SENO	5	4000	33300	2.9	45985
SENO	5	8000	32600	2.9	45019
SENO	5	16000	33600	2.8	42763

#### Medición de respuesta en frecuencia

La segunda prueba realizada en este módulo fue la medición de la respuesta en frecuencia. Lo primero fue resolver matemáticamente la ecuación de transferencia del AS3320 en función del voltaje de control. Con la ecuación resultante se creó una tabla de excel para calcular los voltajes de control necesarios para una frecuencia de corte equivalente a cada una de las frecuencias de una banda de octava. Recordar de la **Figura 4-26** (diagrama interno de una sola etapa del AS3320) que

cada uno de los cuatro (4) filtros de primer orden tiene una función de transferencia dada por la ecuación (44):

$$f_c = \frac{A_{I0}}{2\rho R_{EQ} C_p} e^{\frac{-V_c}{V_T}} \quad (\text{Ec. 44})$$

Donde:

$f_c$  = Frecuencia de corte

$A_{I0}$  = 0.9 nominal

$V_c$  = Voltaje en pin12

$R_{EQ}$  = 91KW

$V_T$  = 26mV = Voltaje térmico

$C_p$  = 220pF

Se procede a resolver la ecuación (44) para dejarla en función del voltaje de control  $V_c$ , de esta manera al trabajar en bandas de octava de frecuencia y conociendo los valores de las demás variables de la ecuación se determina qué  $V_c$  se necesita para determinada  $f_c$ .

$$f_c * 2 * R_{EQ} * C_p = A_{I0} e^{\frac{-V_c}{V_T}} \quad (\text{Ec. 45})$$

$$\frac{f_c * 2 * R_{EQ} * C_p}{A_{I0}} = e^{\frac{-V_c}{V_T}} \quad (\text{Ec. 46})$$

$$\ln\left(\frac{f_c^2 \cdot R_{EQ} \cdot C_p}{A_{I0}}\right) = \ln e^{\frac{-V_c}{V_T}} \quad (\text{Ec. 47})$$

$$\ln\left(\frac{f_c^2 \cdot R_{EQ} \cdot C_p}{A_{I0}}\right) = \frac{-V_c}{V_T} \quad (\text{Ec. 48})$$

$$V_c = -V_T \ln\left(\frac{f_c^2 \cdot R_{EQ} \cdot C_p}{A_{I0}}\right) \quad (\text{Ec. 49})$$

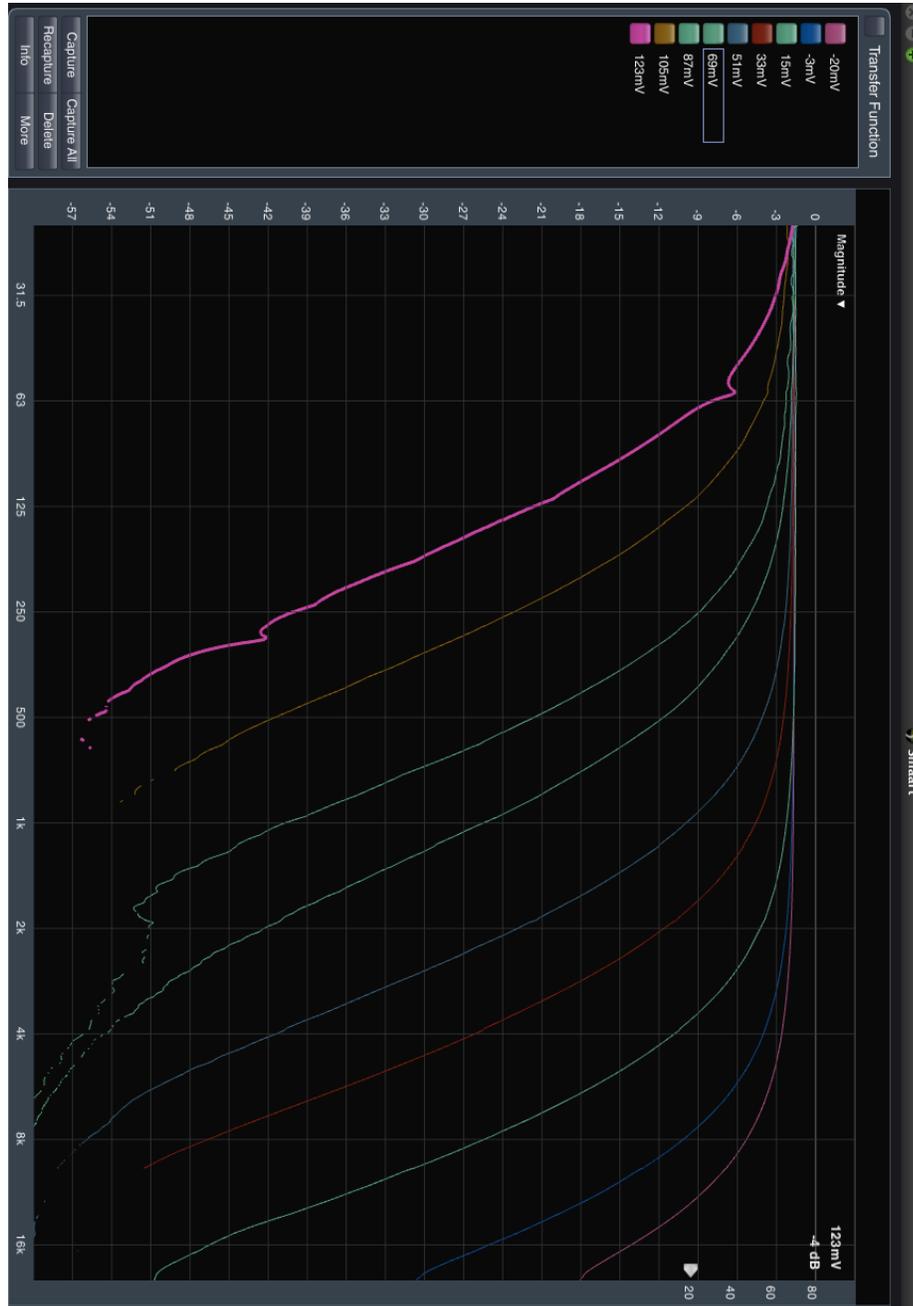
Se calcula esta ecuación en excel para los distintos  $f_c$ , que para bandas de octava serían: 31.5Hz – 63Hz – 125Hz – 250Hz – 500Hz – 1KHz – 2KHz – 4KHz – 8KHz – 16KHz. Se toma desde 63Hz pues el rango de oscilación de los vcos esta entre 50Hz-20KHz. Véase la **Tabla 5-12** con los valores:

**Tabla 5-12:** Solución función de transferencia para frecuencias en bandas de una (1) octava

Fc (Hz)	Req (Ω)	Cp (Pf)	AIO	VT (mV)	Vc (mV)
63	91000	2,20E-10	0,9	2,60E-02	0,1230426
125					0,1052279
250					0,0872061
500					0,0691843
1000					0,0511624
2000					0,0331406
4000					0,0151188
8000					-0,002903
16000					-0,0209249

Se realizó la conexión de la **Figura 5-1**. Se usó como señal de referencia ruido rosa a -3dB del generador interno del Smaart. Con los datos de la tabla anterior obtengo teóricamente los voltajes de control para determinada frecuencia de corte. Se mide en cada valor de Vc y se obtiene una gráfica por cada valor medido. Véase **Figura 5-9**.

**Figura 5-9:** respuesta en frecuencia VCF, medición hecha a bandas de 1 octava



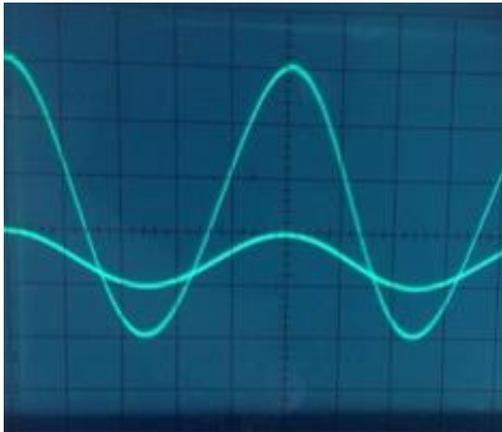
**Fuente:** Propia, medición hecha en Smaart v7

### 5.1.5 Amplificador controlado por voltaje VCA

#### Medición ganancia de voltaje $A_v$

La primera prueba que se realizó en este módulo fue medir con osciloscopio la ganancia máxima de salida cuando a su entrada hay una señal de 5Vpp. Para facilitar los cálculos se trabajó con la ganancia de voltaje y no de corriente. Por tanto, tenemos en cuenta el voltaje de la entrada de la señal y el voltaje de la salida del amplificador de transimpedancia implementado con el Lf353 como se ilustra en la **Fig 4-17**. Para eso aplicamos una señal sinusoidal de 5V a la entrada, y obtenemos a la salida 25V, como se observa en la **Figura 5-10**, donde las 2 señales están a 5V/división.

**Figura 5-10:** Ganancia de voltaje  $A_v$  de 2181 medida



**Fuente:** Propia, medición realizada con osciloscopio LG OS5020

De acuerdo con la **Figura 5-10** la ganancia de voltaje está dada por la ecuación (50):

$$A_v = \frac{V_{salida}}{V_{entrada}} [V] \quad (\text{Ec. 50})$$

$$A_v = \frac{25}{5} = 5[V] \quad (\text{Ec. 51})$$

### Medición de impedancias de entrada y salida

Las impedancias de salida  $Z_o$  se midieron de acuerdo con lo indicado en la **Figura 5-4**, como señal de medición se uso una señal sinusoidal con 3.4 Vpp y al obtener los voltajes de salida con y sin carga se aplicó la **Ec. 31** para obtener las impedancias de salida. Las impedancias de entrada  $Z_i$  se midieron de acuerdo a lo indicado en la **Figura 5-5**, como señal de medición se usó una señal sinusoidal de 5Vpp, al obtener los voltajes de entrada con y sin carga se aplicó la **Ec. 32** para obtener las impedancias de entrada. Resultados en la **Tabla 5-13** y **5-14**.

**Tabla 5-13:** Impedancias de salida VCA en bandas de 1 octava

SEÑAL MEDICIÓN	V <sub>in</sub> load(Vpp)	F MEDICIÓN(Hz)	R <sub>L</sub> (Ω)	V <sub>load</sub> (Vpp)	Z <sub>SALIDA</sub> (Ω)
SENO	3.4	63	28.8	2.2	15,7
SENO	3.4	125	26.4	2.2	14,4
SENO	3.4	250	23.5	2.2	12,81
SENO	3.4	500	24	2.3	11,47
SENO	3.4	1000	22.1	2.2	12,05
SENO	3.4	2000	20.5	2.2	11,18
SENO	3.4	4000	24.5	2.2	13,36
SENO	3.4	8000	23.8	2.2	12,9
SENO	3.4	16000	28.3	2.3	13,5

**Tabla 5-14:** Impedancias de entrada VCA en bandas de 1 octava

SEÑAL MEDICIÓN	V <sub>i</sub> (Vpp)	F MEDICIÓN(Hz)	R <sub>T</sub> (Ω)	V <sub>i</sub> (Vpp)	Z <sub>ENTRADA</sub> (Ω)
SENO	5	63	14100	3	21150
SENO	5	125	16200	2.8	20618
SENO	5	250	14600	2.9	20161
SENO	5	500	15900	2.8	20236
SENO	5	1000	17700	2.7	20778
SENO	5	2000	14900	2.9	20576
SENO	5	4000	16500	2.8	21000
SENO	5	8000	14500	2.9	20000
SENO	5	16000	16000	2.8	20363

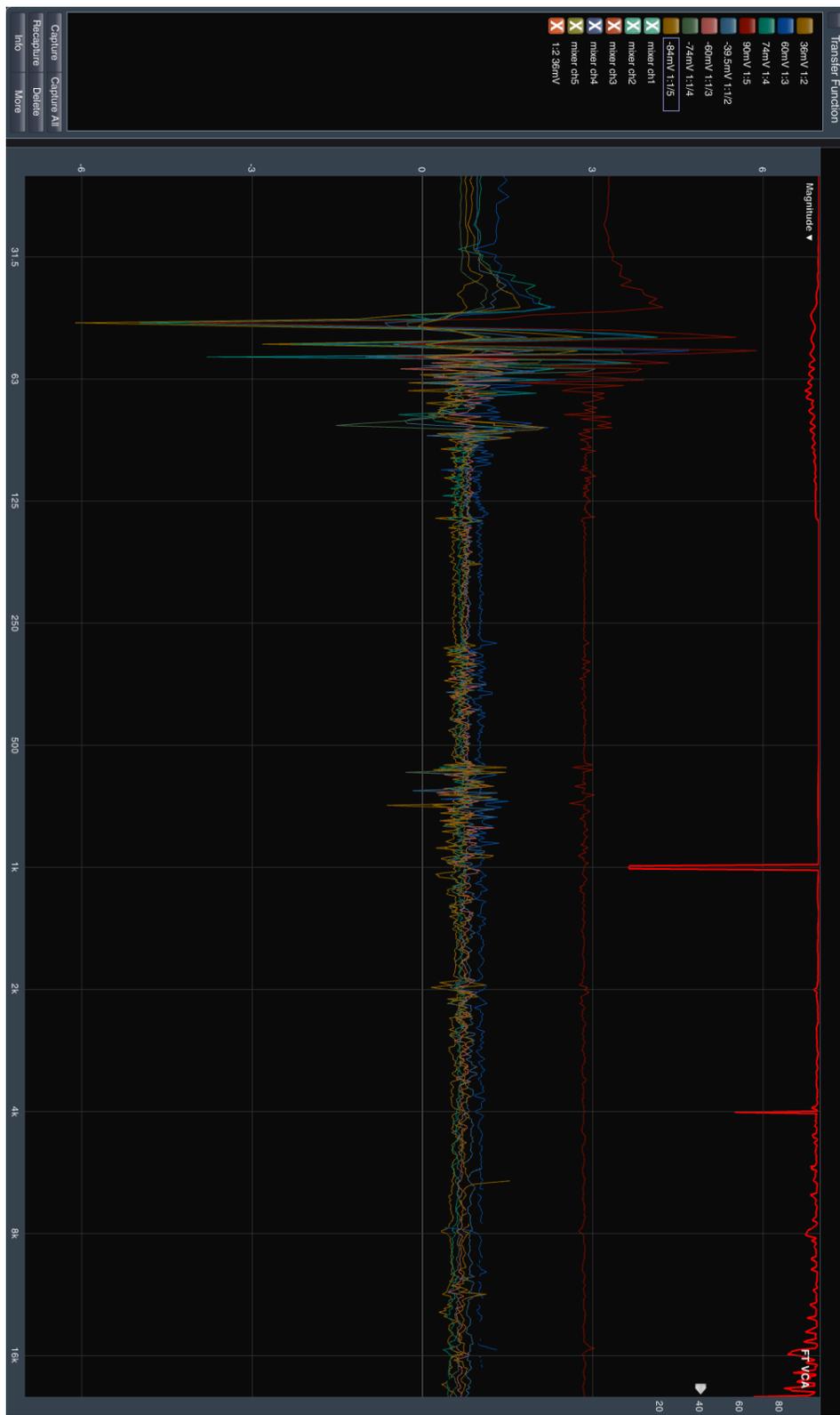
## Medición de respuesta en frecuencia

La segunda prueba fue la medición de respuesta en frecuencia con Smart v7. Se usó como señal de prueba una onda seno a 2.5Vpp, que equivale al  $\frac{V_{\max}}{\sqrt{2}}$  de la entrada al VCA, que es la señal proveniente del VCF. Como el sistema tiene una  $A_{\text{V}} = 5$ . Se tomaron 9 ratios de amplificación diferentes con sus respectivos voltajes de control  $V_C$ , 4 de atenuación y 4 de amplificación más el punto cero (0), o sea cuando el ratio de amplificación es de 1:1. Véase **Tabla 5-15**.

**Tabla 5-15:** Valores de amplificación y atenuación VCA para establecer curva de respuesta

VOLTAJE DE ENTRADA /pp	RATIO DE AMPLIFICACIÓN	VOLTAJE DE SALIDA /pp	VOLTAJE DE CONTROL /mV
2.5	1:1/5	0.5	-84
2.5	1:1/4	0.6	-74
2.5	1:1/3	0.8	-60
2.5	1:1/2	1.25	-39.5
2.5	1:1/1	2.5	0
2.5	1:1/2	5.0	36
2.5	1:1/3	7.5	60
2.5	1:1/4	10	74
2.5	1:1/5	12.5	90

La respuesta en frecuencia del VCA se muestra en la **Figura 5-11**.

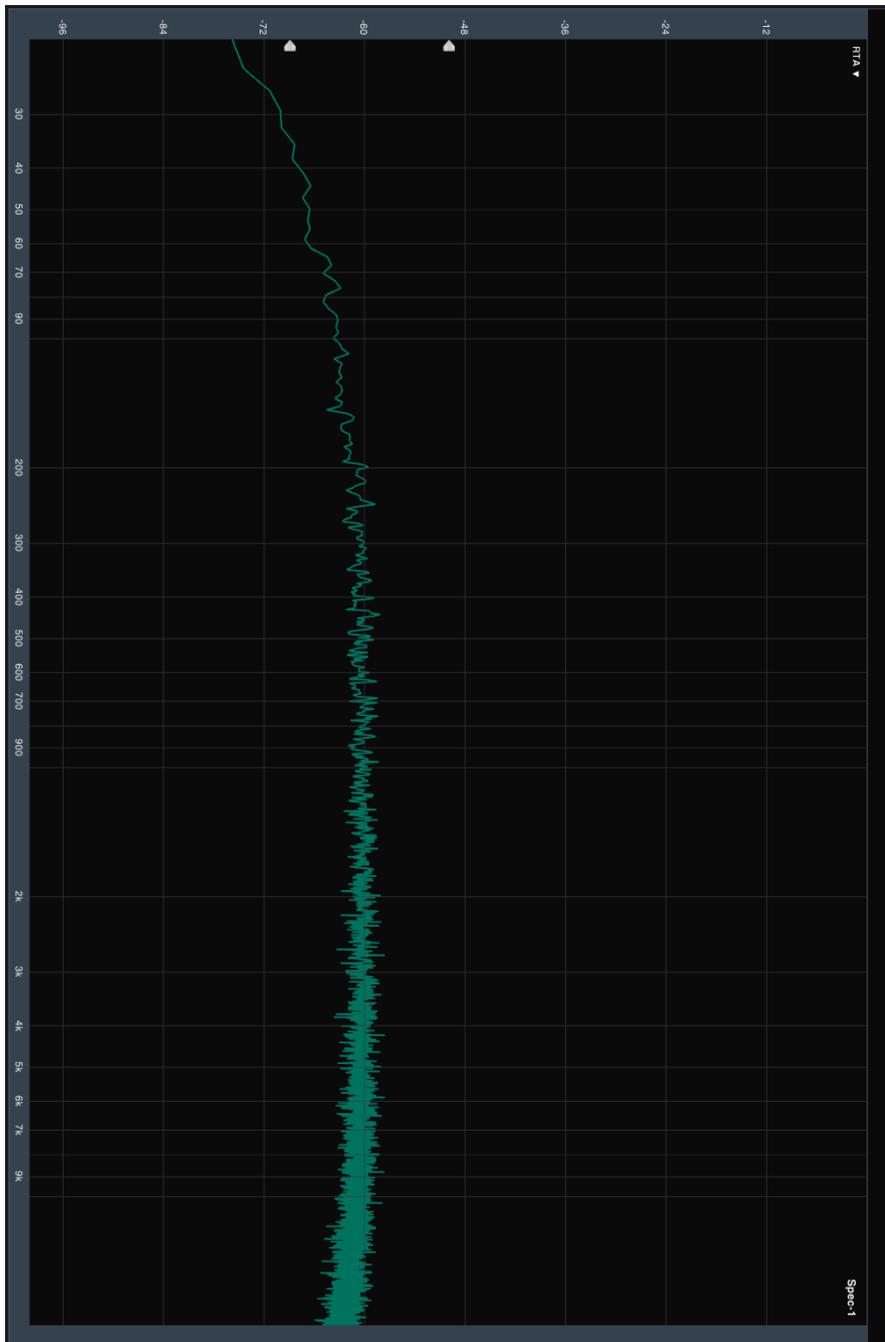
**Figura 5-11:** Respuesta en frecuencia VCA

**Fuente:** Propia, medición realizada con Smart V7

## 5.1.6 Generador de ruido blanco

### **Medición de respuesta en frecuencia**

La segunda prueba fue la medición de la respuesta en frecuencia con el software Smaart v7. En vista de que el módulo de noise no tiene puerto de entrada para señal de medición, usamos el modo SPECTRUM del Smaart con la conexión de la **Figura 5-2**. La gráfica de la respuesta en frecuencia se observa a continuación en la **Figura 5-12**.

**Figura 5-12:** Respuesta en frecuencia del generador de ruido blanco

**Fuente:** Propia, medición hecha con Smart v7

---

## 6 Capítulo VI: Discusión

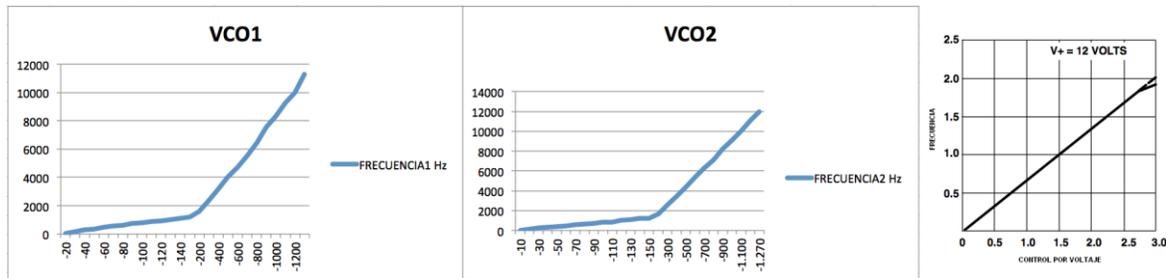
En esta sección se analizan los resultados de las pruebas del capítulo 5. Las impedancias de salida siempre se van a analizar tomando como referencia la impedancia de entrada del módulo siguiente; así mismo las impedancias de entrada a cada módulo se analizan tomando como referencia la impedancia de salida del módulo anterior. Respecto a las funciones de transferencia de cada módulo, se hizo el análisis basado en las curvas de respuesta obtenidas con el software Smaart v7, considerando que solo se muestra la magnitud de cada curva. Hay dos razones principales para esto, la primera es que la coherencia es una curva que representa el nivel de contaminación de la señal de medición por señales como ruido de fondo o reverberación, en vista de que las mediciones que se realizaron fueron eléctricas, por línea, no se consideró la coherencia relevante en el análisis de resultados, caso diferente hubiera sido si las mediciones de TF se hubieran realizado con micrófono. La segunda es que en ninguna de las mediciones la señal de referencia y medición estuvieron en fase, es decir que llegaron al mismo tiempo. Por tanto, no se consideró la curva de fase relevante en el análisis de resultados.

### 6.1 VCOs

En primer lugar, respecto a la relación entre el voltaje de control CV y frecuencia de salida de los VCOs, los resultados de la **Tabla 5-4** dan cuenta de que la respuesta del integrado NE566 no es completamente lineal como se estimó en su hoja de datos. Al no tener el sistema de voltaje de control un circuito exponenciador esta curva idealmente debería ser una línea recta, pero la **Figura 6-1** da cuenta de que esto no es así, pues se observa en ambos osciladores que hay dos (2) tramos donde la curva es lineal, entre 0 y 150mV y entre 150 y 1270mV, a diferencia de la tercera curva que es la facilitada por el fabricante en la hoja de datos del 566. Este fenómeno sucede porque en los cálculos teóricos y las simulaciones se trabaja con modelos matemáticos, componentes ideales con tolerancias cero, respuesta en frecuencia plana, donde todo es teóricamente predecible, cosa que no sucede con los componentes en el mundo real donde juega un papel importante los materiales usados en la fabricación, de acuerdo a estos habrá distintas tolerancias y respuestas en frecuencia, por lo tanto la función de transferencia de cada circuito será diferente, impredecible. En la vida real el comportamiento de los componentes de un circuito pierde correspondencia con sus modelos matemáticos cuando las corrientes, los voltajes y las temperaturas presentes superan

valores máximos según cada componente. En un circuito real el funcionamiento de un componente también se verá afectado por los campos electromagnéticos generados por los componentes que lo rodean; este es otro factor importante a tener en cuenta con referencia en comparación con los componentes ideales.

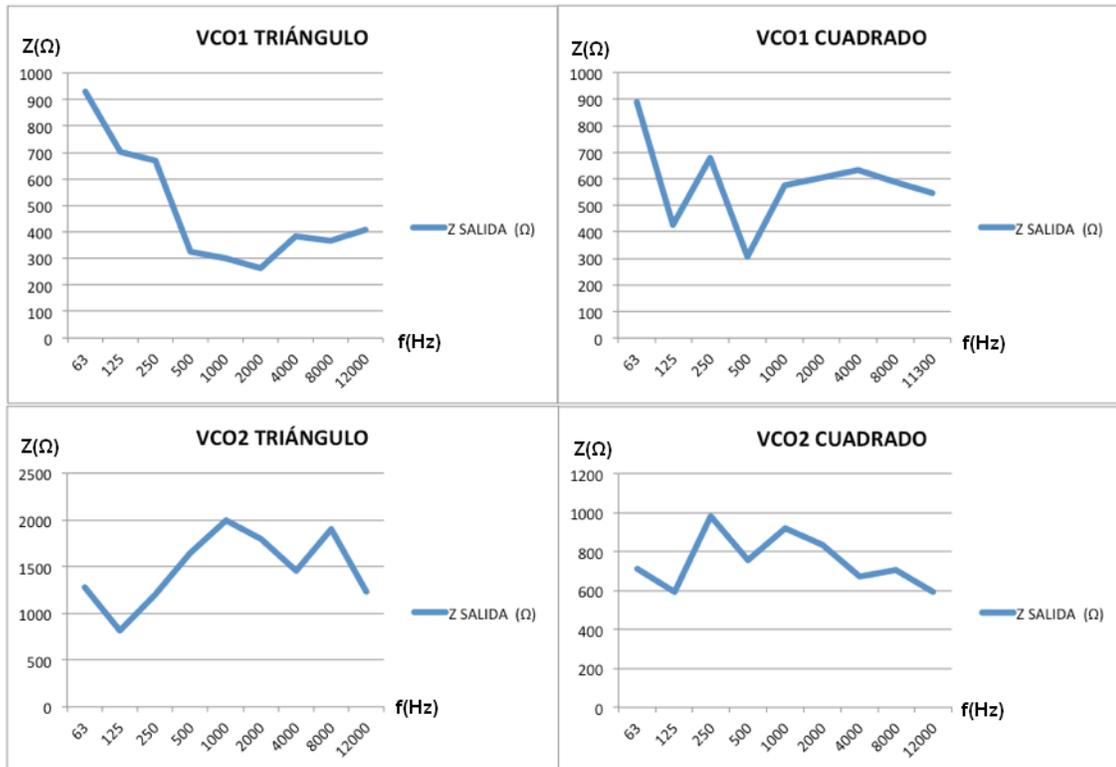
**Figura 6-1:** Curvas de cv Vs frecuencia, reales e ideal



**Fuente:** Propia

En segundo lugar, respecto a las impedancias de salida de los VCOs y los resultados mostrados en las **Tablas 5-5** y **5-6** (cuyas gráficas se muestran en la **Figura 6-2**) se puede hacer el siguiente análisis: Al tomar como referencia los valores de impedancia de entrada de los waveshapers mostrados en las **Tablas 5-8** y **5-9**, que están alrededor de  $20K\Omega \pm 2$  para el puerto de entrada de onda triangular y cuadrada en cada banda de frecuencia, se deduce que el ratio de la impedancia de entrada de los waveshapers 1 y 2 respecto a la impedancia de salida de los osciladores 1 y 2 es mayor a 10. Esto garantiza una máxima transferencia de voltaje en cada banda de frecuencia. Respecto a la función de transferencia, Las curvas del **Anexo 1** dan cuenta de la similitud en la respuesta en frecuencia de ambos VCOs, a excepción del rango entre 250Hz y 2kHz, donde se puede observar que el VCO1 contiene menos energía, con una diferencia de 10 dBFS aproximadamente. Esta gráfica también hace comprobable que el rango de oscilación es coherente con el propuesto en el diseño (50Hz a 12kHz). Esta gráfica también es coherente con el comportamiento que se espera de un chip integrado económico, que no es de alto rendimiento como lo es el NE566, recordar que fue necesario aplicar un circuito que permitió linealizar la respuesta de este IC, véase la **Figura 4-5**. Se podría proponer para un próximo proyecto usar un integrado como el XR2206, por ejemplo, que tiene una frecuencia ajustable en un rango de 2000:1 y contiene el módulo de waveshaping incluido, lo que simplifica el circuito. La frecuencia del 566 es ajustable en un rango de 10:1, con el circuito de linealización este rango se extendió a 1000:1.

**Figura 6-2:** Curvas de impedancia de salida de VCOs en puertos de salida triangular y cuadrada



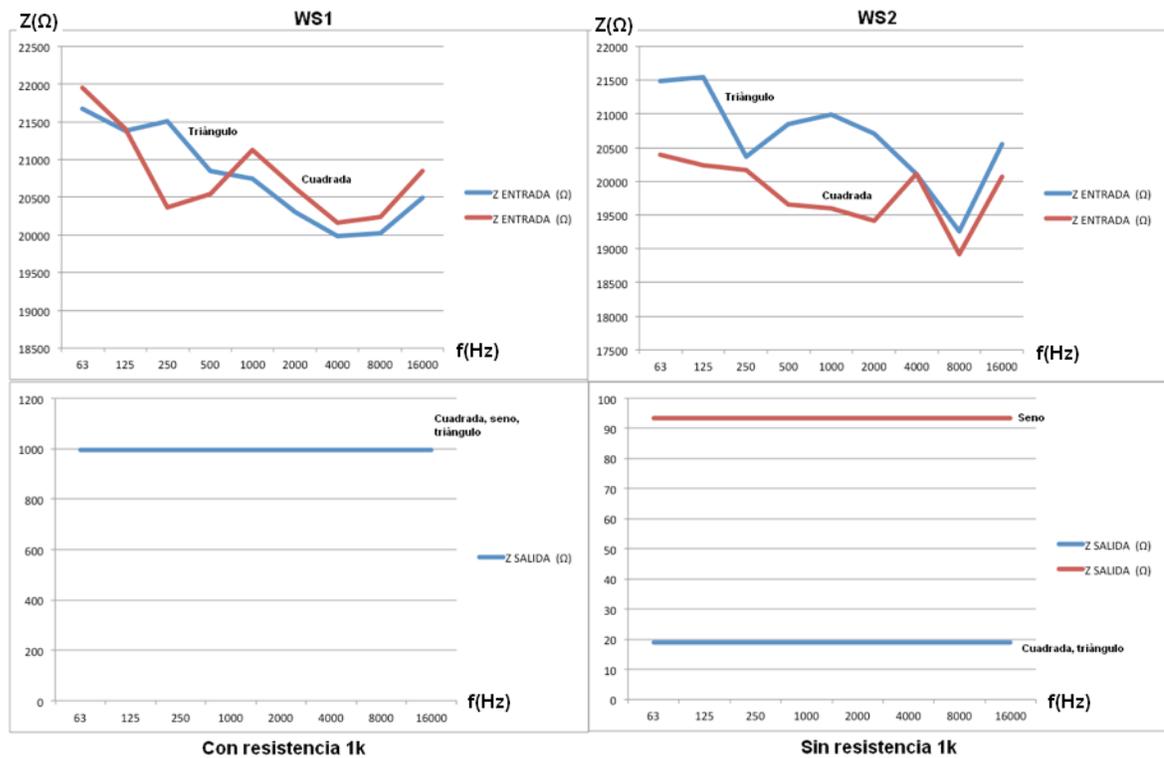
**Fuente:** Propia

## 6.2. Waveshapers

En primer lugar, tomando en cuenta que se estableció en la etapa de diseño que el nivel de voltaje de las señales que salen de cada WS y que van hacia el mezclador es 5Vpp y que el nivel de voltaje de las tres (3) formas de onda provenientes del sistema de oscilación es de 4Vpp, se puede analizar de la **Figura 5-6** que los circuitos de waveshaping no solo nivelaron las señales de salida (seno, triángulo y cuadrada) al voltaje deseado mediante un circuito de amplificación con  $A_v = 1.25$ , sino que logró su propósito de generar una onda seno a partir de una triangular. En segundo lugar, respecto a las impedancias de salida de cada waveshaper, los resultados mostrados en la **Tabla 5-7** dan cuenta de dos mediciones, la primera con la resistencia de 1k al final del circuito de *waveshaping* y la segunda sin esta. La primera medición da cuenta de que la resistencia de 1k homogeniza la impedancia de salida en todas las bandas de frecuencia en este caso a un valor de 993 $\Omega$ . Al tomar como referencia los valores de impedancia de entrada del módulo siguiente, el

mezclador, mostrados en la **Tabla 5-11**, donde se observa que los valores de impedancias de entrada en los cinco (5) canales se encuentran entre  $3.5k\Omega$  y  $5k\Omega$ , por lo tanto, se deduce que el ratio entre las impedancias de entrada del mezclador y las impedancias de salida de los waveshapers esta entre 3.5 y 5 veces. La segunda medición mostrada en la **Tabla 5-7** se realizó sin la resistencia de  $1k$  al final de cada módulo de *waveshaping*, y aunque las impedancias de salida se mantuvieron homogéneas, su valor cambió a  $18.8\Omega$  para el puerto de salida de onda triangular y cuadrada, y  $93.4\Omega$  para la onda senoidal. En este caso, el ratio mínimo entre la impedancia de entrada del mezclador y las impedancias de salida de los waveshapers es 36, lo cual garantiza una máxima transferencia de voltaje. Respecto a las impedancias de entrada de ambos waveshapers, sus valores son al menos 15 veces el valor de las impedancias de salida de los VCOs en cada banda de frecuencia, garantizando una máxima transferencia de voltaje de la señal. Tanto en el puerto de onda triangular como cuadrada, se puede analizar de la **Tabla 5-9** que en el distinto rango de frecuencias hay una homogeneidad en las impedancias, que oscilan entre  $20k\Omega$  y  $21.48k\Omega$ . La **Figura 6-3** ilustra las curvas de impedancia de salida y de entrada de los módulos de *waveshaping*. Respecto a la función de transferencia, las curvas del **Anexo 2** dan cuenta de lo siguiente: Las curvas de respuesta son casi idénticas, pero con una diferencia en nivel de  $1dBFS$  aproximadamente de el WS1(curva morada) respecto al WS2 (curva roja). Entre los  $45Hz$  y  $100Hz$  las curvas son totalmente abruptas, esto quiere decir que la señal que pase por estos módulos va a perder fidelidad en el rango mencionado pues algunas frecuencias seran atenuadas y otras amplificadas de manera irregular por el circuito. Desde los  $100Hz$  hasta los  $20kHz$ , la respuesta en frecuencia de los waveshapers es totalmente lineal. A efectos prácticos las no linealidades en los circuitos, agregan su propio color a la señal, y en vista de que los dispositivos diseñados también son para usos musicales, esto puede ser un potencial efecto positivo, un ejemplo claro de esto es el uso de las distorsiones con guitarras, donde a un circuito que recorta y satura la señal (un circuito técnicamente defectuoso), se le da un uso musical.

**Figura 6-3:** Curvas de impedancias de entrada y salida de *waveshapers* 1 y 2



**Fuente:** Propia

### 6.3. Mezclador

En primer lugar, respecto a las impedancias de salida, los resultados de la **Tabla 5-10** dan cuenta de unos valores que se encuentran entre  $11.48\Omega$  y  $31.6\Omega$  en todo el espectro de frecuencias medido ( $63\text{Hz} - 16\text{kHz}$ ). Al tomar como referencia los valores de impedancia de entrada del siguiente módulo, el VCF, representados en la **Tabla 5-13**, se observa que sus valores de impedancia de entrada se encuentran entre  $42\text{k}\Omega$  y  $50\text{k}\Omega$ . El radio mínimo entre la impedancia de entrada del VCF y la impedancia de salida del mezclador es 158, lo cual garantiza una máxima transferencia de voltaje. Respecto a las impedancias de entrada de cada canal, los resultados de la **Tabla 5-11** dan cuenta nuevamente de la homogeneidad en la impedancia en los puertos de entrada, ya que en las distintas bandas de frecuencia el valor de impedancia está entre  $3.37\text{K}\Omega$  y  $5.39\text{K}\Omega$ . El radio mínimo entre las impedancias de entrada del mezclador y las impedancias de salida de los *waveshapers* es 36, lo cual garantiza una máxima transferencia de voltaje. La **Figura 6-4** ilustra las

curvas de impedancia de entrada y salida del mezclador. En tercer lugar, respecto a la respuesta en frecuencia, Las curvas de la **Figura 5-10** dan cuenta de lo siguiente: Tomando en cuenta que el rango de trabajo del sistema es de 50Hz a 12kHz, se puede decir que en los cinco (5) canales hay una respuesta en frecuencia plana para este rango. Otra observación es que el canal 1 tiene 0.5dBFS menos de energía en toda la curva de respuesta.

**Figura 6-4:** Curvas de impedancias de entrada y salida del mezclador



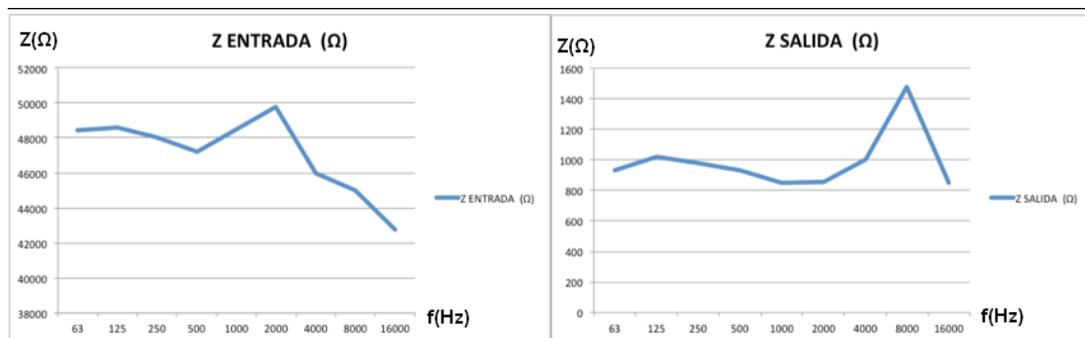
**Fuente:** Propia

## 6.4. VCF

En primer lugar, respecto a las impedancias de salida, al estar presente una resistencia de 1k a la salida del filtro, se espera que los valores de impedancia en el puerto de salida estuvieran alrededor de 1k como se vió en la sección de wavershapers, los resultados de la **Tabla 5-12** confirmaron esto. En todo el rango de frecuencias de trabajo del sistema la impedancia estuvo

entre un mínimo de  $847.3 \Omega$  correspondiente a  $16\text{kHz}$  y un máximo de  $1022 \Omega$  correspondiente a  $125\text{Hz}$ , a excepción de la banda de  $8\text{kHz}$  donde la impedancia aumento en un  $44.6\%$  respecto al valor máximo, llegando a  $1477.8 \Omega$ . El radio mínimo entre las impedancias de entrada del VCA y las impedancias de salida del VCF es  $23.6$ , esto garantiza una máxima transferencia de voltaje entre estos dos módulos. Respecto a las impedancias de entrada, los resultados mostrados en la **Tabla 5-13** dan cuenta de que el radio mínimo entra las impedancias de entrada del VCF y las impedancias de salida del VCA es  $3725$ , esto garantiza máxima transferencia de voltaje en la señal que viene del mezclador. Se observa homogeneidad en las impedancias de entrada pues los valores oscilan entre  $42.7 \text{ k}\Omega$  para  $16 \text{ kHz}$  y  $48.5 \text{ k}\Omega$  para  $63 \text{ Hz}$ , es decir una variación del  $12\%$ . La **Figura 6-5** ilustra las curvas de impedancia de entrada y salida del filtro controlado por voltaje. Respecto a la respuesta en frecuencia, las curvas la **Figura 5-9** dan cuenta de lo siguiente: Lo primero es según la hoja de datos del CEM3320, El nivel de voltaje de la señal de salida del filtro, teóricamente debería estar en  $-3\text{dBFS}$ , en las curvas mencionadas, se observa que el nivel de voltaje en la señal de salida para las distintas curvas esta en  $-2\text{dBFS}$ .

**Figura 6-5:** Curvas de impedancias de entrada y salida del VCF



Fuente: Propia

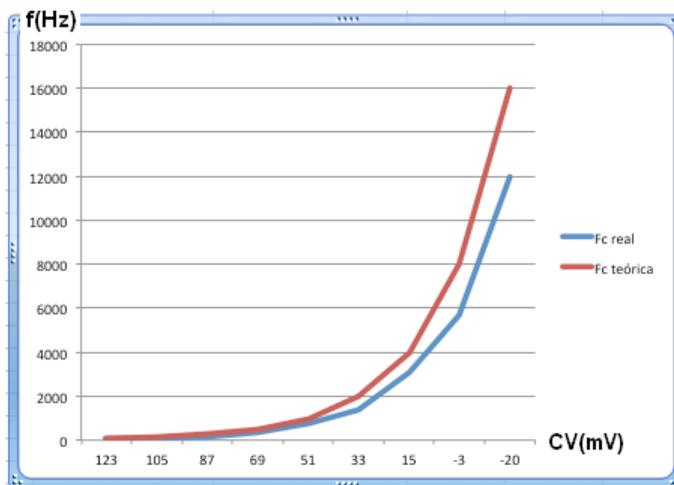
Como segundo punto de análisis, respecto a las frecuencias de corte, la **Tabla 6-1** muestra una comparativa de valores teóricos y medidos, se puede analizar que, en promedio, la respuesta en frecuencia del circuito real se acercó en promedio un  $67.5\%$  al comportamiento esperado en el diseño. Las posibles causas de este comportamiento pueden ser las tolerancias en los valores de los componentes ó la impedancia de la carga.

**Tabla 6-1:** Valores teóricos y medidos frecuencia de corte

CV(mV)	Fc teórica(Hz)	Fc real(Hz)	%
123	63	45	71,42
105	125	90	72
87	250	180	32
69	500	320	64
51	1000	742	74,2
33	2000	1400	70
15	4000	3100	77,5
-3	8000	5680	71
-20	16000	12000	75

**Fuente:** Propia

La **Figura 6-6** muestra las curvas de voltaje de control CV Vs frecuencia de corte Fc teórica y medida, que sirve como información complementaria al análisis realizado de **la Tabla 6-1**.

**Figura 6-6:** Curvas CV Vs Fc teórica y medida

**Fuente:** Propia

Como tercer punto de análisis, respecto a la pendiente de cada curva, teóricamente el filtro es de orden 4, pero la **Tabla 6-2** da cuenta de que las curvas de respuesta medidas difieren de los teóricos, se puede observar ninguna de las curvas tiene un orden 4, y la caída en la pendiente de la última curva cuya Fc es 12kHz no es observable en la gráfica. Las posibles causas para la variación en la caída de la pendiente nuevamente puede ser la tolerancia de los componentes del filtro o la

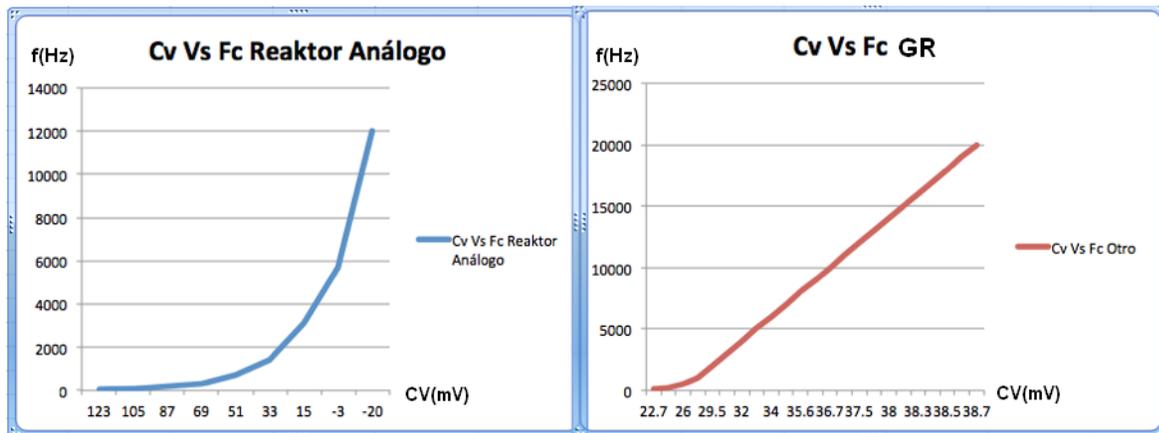
impedancia de la carga. Aquí se genera una potencial pregunta de investigación, acerca de cómo afecta la impedancia de la carga a la respuesta en frecuencia de un filtro.

**Tabla 6-2:** Caída en la pendiente de cada curva de respuesta en frecuencia del VCF

CV (mV)	Fc (Hz)	Caída de pendiente (dB/octava)	Orden
123	45	-18	3
105	90	-12	2
87	180	-12	2
69	320	-12	2
51	742	-12	2
33	1400	-15	
15	3100	-15	
-3	5680	-15	
-20	12000	N.A	N.A

**Fuente:** Propia

Se realizó una comparativa entre el VCF diseñado para este proyecto con el VCF realizado por Gonzalo Recio (Cervantes, s.f, p. 94). La comparación se basa en las curvas de CV (mV) vs. Fc (Hz) de cada uno de los VCFs. Se puede observar que la curva del filtro del reaktor análogo es exponencial mientras que la del otro filtro es lineal. Esto se debe a que el filtro del reaktor basado en el integrado AS3320 tiene internamente un exponenciador con una respuesta de 1V/octava mientras que el diseño del otro filtro buscando simplicidad obvió esta parte, véase la **Figura 6-7**. Es bien sabido que la respuesta del oído humano es exponencial; por lo tanto, el filtro con exponenciador va a tener una respuesta más musical y natural al oído. No quiere decir que el filtro con voltaje de control lineal no tiene ningún uso musical, esto termina siendo decisión del intérprete del instrumento.

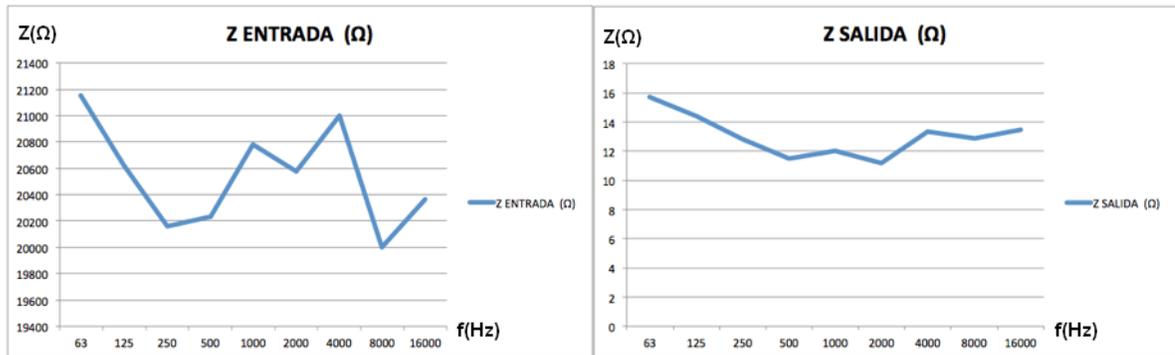
**Figura 6-7:** Comparativa Cv vs. Fc entre el VCF del Reaktor Análogo con VCF de Gonzalo Recio

**Fuente:** izquierda propia, derecha (Cervantes G.R, s.f)

## 6.5 VCA

En primer lugar, respecto a la ganancia de voltaje, la gráfica de la **Figura 5-8** da cuenta de que la ganancia del circuito  $A_v = 5$  es correspondiente con el valor estipulado en el diseño, el cual para una señal de entrada de  $5V_{pp}$ , ofrece a la salida del amplificador de transimpedancia (lf353) una señal de  $25V_{pp}$ , véase **Figura 4-17**, la cual posterior a esto, pasó por un circuito de atenuación y balanceo previo al sistema de amplificación final. Segundo, respecto a las impedancias de salida, los resultados mostrados en la **Tabla 5-14** dan cuenta de la baja impedancia que presenta el circuito VCA, pues en todo el rango de frecuencias de funcionamiento del sistema la impedancia se encuentra en el rango de  $15.7\Omega$  para  $63\text{Hz}$  y  $13.5\Omega$  para  $16\text{kHz}$ , con una variación del 14%. El bajo valor de las impedancias de salida del VCA permitirá un mejor acople con cualquier módulo de amplificación de potencia al que se conecte. En cuanto a las impedancias de entrada, los resultados mostrados en la **Tabla 5-15** dan cuenta de que el nivel de impedancia de entrada es al menos 19 veces mayor respecto a la impedancia de salida del VCF lo cual garantiza una máxima transferencia de voltaje. La **Figura 6-8** ilustra las curvas de impedancias de entrada y salida del amplificador controlado por voltaje como complemento al análisis de las **Tablas 5-14** y **5-15**.

**Figura 6-8:** Curvas de impedancias de entrada y salida del VCA



**Fuente:** Propia

Respecto a la respuesta en frecuencia, las curvas de la **Figura 5-11** dan cuenta de lo siguiente: Entre los 80Hz y 20kHz, el circuito presenta una respuesta lineal, es entre 30 y 79Hz donde se observan las curvas de respuesta más abrupta, con una diferencia de 9dBFS entre el pico más bajo y más alto de cada curva. A cualquier señal que pase por este circuito se le adicionará una coloración causada por estas no linealidades, especialmente entre 30Hz y 80Hz, lo cual en aplicaciones musicales podría ser útil.

## 6.6 Generador de ruido blanco

En este módulo solo se realizó la medición de respuesta en frecuencia, no se hizo medición de impedancias porque la impedancia es dependiente de la frecuencia, y la señal de ruido blanco tiene la misma potencia en todas sus frecuencias, lo que hace imposible aplicar el método usado en los demás módulos para medir. Respecto a la respuesta en frecuencia, la gráfica de la **Figura 5-12** da cuenta de que entre 200Hz y 20kHz se puede decir que la respuesta en frecuencia del ruido blanco es plana. En las 4 primeras octavas, de 180Hz a 20Hz hay una caída de 15.61 dBFS. Se puede deducir que es un circuito generador de ruido con la mayor parte de energía en frecuencias medias bajas, medias y altas, sin componente de frecuencias bajas.

## 7 Capítulo VII: Conclusiones y Recomendaciones

Se logró implementar un sistema de síntesis análoga formado por 7 módulos de audio con máxima transferencia de voltaje entre cada uno de ellos debido a que se prestó especial cuidado a los acoples de impedancias, pues en cada módulo hay al menos un ratio de 20 entre sus impedancias de entrada y las impedancias de salida de el módulo inmediatamente anterior, esto garantiza una máxima transferencia de voltaje entre todos los módulos. Según (Witte, 2008, p. 39) una relación de 10 entre las impedancias de entrada del DUT y la impedancia de salida del módulo anterior a este permite una transferencia de voltaje del 91% respecto a el voltaje de la fuente  $V_s$ , por tanto una razón de 20 o superior permite una máxima transferencia de voltaje. Entrando en detalle, respecto a la etapa de generación de señal formada por 2 VCOs y un módulo de generación de ruido blanco, se cumplió con el rango propuesto de oscilación de los VCOs, 50Hz a 12kHz, y el ruido blanco con un rango de 200Hz a 20kHz. Se puede recomendar para futuros diseños, que usar un integrado como el XR2206 sería una mejor opción, ya que su frecuencia de oscilación tiene un rango de modulación de 2000:1, a diferencia del integrado implementado NE566 cuyo rango de modulación de frecuencia es de 10:1 (con la ayuda de un circuito de linealización se extiende a 1000:1), y viene con el circuito de waveshaper incluido, lo que ahorraría espacio en las pcbs.

Se concluye que una mejora que se le podría añadir a un próximo módulo de VCOs sería una entrada de CV exponencial además de la lineal, junto con otro puerto de control por voltaje para conectar el ADSR ó LFO, y de esta manera tener más herramientas de control sobre el VCO y así crear sonidos más complejos y dinámicos. Respecto al VCF, se puede concluir que la función de transferencia medida se apegó a la calculada en un 67.5%, las curvas de la **Figura 6-6** ilustran el comportamiento del circuito CV vs. Fc. En cuanto al cambio en el orden de las curvas de respuesta se concluye que la impedancia de la carga influye directamente en el orden del filtro, pues el diseño electrónico de VCF de este proyecto era de orden 4 y se pudo observar el cambio de orden en la distintas curvas de respuesta en frecuencia. Se podría analizar a fondo en otro estudio cómo afecta la impedancia de la carga a la respuesta en frecuencia de un filtro y su orden. Otra conclusión importante tiene que ver con el diseño de los circuitos de referencia de voltaje de control, como es el caso del VCA implementado basado en el THAT2181c, donde se derivó el voltaje de control de la red de alimentación  $V_-$ ,  $V_+$ , se pasó por un regulador de voltaje fijo LM7805 y LM7905, luego por una red divisora de voltaje, lo que generó los primeros problemas de impedancia razón por la que se envió a un buffer para poder acoplar las impedancias con el

---

puerto de entrada de control por voltaje. Esto fue eficiente en cuanto al acople de impedancia, pero también llevó a que la PCB ocupara más espacio y a un mayor consumo de corriente. Como recomendación para un próximo diseño, usar otro circuito de referencia de voltaje como por ejemplo un multiplicador de  $V_{be}$ , véase **Anexo 1**, el cual es otro tipo de regulador que usa solo 3 resistencias y un transistor BJT como amplificador, se puede obtener el voltaje de salida deseado de acuerdo a la **(Ec. 52)**. La salida de voltaje de este circuito tiene valores bajos de impedancia, y era usado muy a menudo para polarizar etapas de salida clase B.

En cuanto a la interfaz de usuario, se lograron los objetivos propuestos que eran hacer una caja translúcida, pero a la vez resistente al abuso, se usó acrílico grueso para las tapas traseras y frontal, y aluminio para la zona de conexiones, Además el resto de la caja se hizo en madera cedro, para una mejor estética y durabilidad. en esta cara se diagramó en color azul las señales de audio y en color verde las señales de control y se le dio un aspecto visual a la caja que hace intuitivo el ruteo de señal. Las PCBs son de fácil extracción y se hicieron espaciadas para ejercicios de medición. También se creó un manual de instrucciones bastante simple y eficaz como herramienta de ayuda a los estudiantes que interactúen por primera vez con el sistema. En cuanto a la caracterización de los módulos, se midió su respuesta en frecuencia y las impedancias de entrada y salida, de esta manera pudo cotejar el comportamiento teórico y real de cada circuito. Este ejercicio llevó a la conclusión de que en la etapa de diseño es mejor usar componentes de alto rendimiento, no genéricos, ya que en estos últimos, muchas de sus características de respuesta difieren bastante de las especificadas en sus hojas de datos, lo que lleva como resultado una gran diferencia entre el circuito diseñado y el real, como se pudo ver en los VCOs y el VCF. Se puede concluir que alcanzar estándares profesionales en el diseño de circuitos de audio exige un alto nivel de conocimiento para el diseñador electrónico promedio.

## 8 Referencias

Moog, R. (1965). Voltage controlled electronic music modules . *Journal of the audio engineering society* , 13 (3), 7.

Pirkle, W. (2013). *Modelling the Korg35 lowpass and highpass filters*. New York: Audio Engineering Society.

Anderton, C. (1987). The MIDI protocol. *AES 5th international conference* , 12.

Gill, M. (2013). MIDI to CV Conversion Using a Livid BrainV2 and I2C Protocol. *AES 135th Convention* , 4.

Dartmouth, U. o. (s.f). *Introduction to engineering through applied science 555 timer*. Dartmouth: University of massachusetts Dartmouth.

Instruments, N. (s.f de s.f). *Información básica sobre acople AC y DC*. Retrieved Domingo de Diciembre de 2017 from National Instruments: <http://digital.ni.com/public.nsf/allkb/>

M-Audio. (2011). <http://www.m-audio.com/company/about>. Retrieved Diciembre de 2017 from <http://www.m-audio.com/>: <http://www.m-audio.com/products/view/keystation-mini-32>

Doepfer. (1995). MIDI to CV-GATE A190-2. Gräfelfing, Germany.

Doepfer. (1995). *System A-100 Owners' Manual*. Grafelfing, Germany: Doepfer.

---

Robert Boylestat, L. N. (2009). *Electrónica: Teoría de circuitos y dispositivos electrónicos Boylestat 10ª Ed.* Mexico: PEARSON Educación.

Cervantes, G. R. (s.f de s.f de s.f). *Diseño e implementación de un sintetizador analógico modular.* Madrid, España: Universidad politécnica de Madrid.

Texas, I. (2002). *Analysis of the Sallen-Key architecture.* Dallas: Texas Instruments.

Cifuentes, M. F. (2018). *Diseño de sistemas de sonido: Filtros análogos y altavoz electrodinámico.* Bogotá.

Constantino Pérez Vega, A. c. (2007). *Sistemas de telecomunicaciones.* Cantabria: Universidad de Cantabria.

Kinley, H. (s.f de s.f). <http://www.mrtmag.com/>. From Mobile Radio Technology Magazine.

Ardila, C. (Enero de 2014). *Diseño y construcción de un sintetizador análogo con control digital para creación de sonido mediante síntesis.* Bogotá, Colombia.

Black, H. (1991). *Harold Black and the Negative Feedback Amplifier.* New york, Ithaca, United States: IEEE Control Systems Magazine.

Paul Horowitz, W. H. (1989). *The Art of Electronics.* Cambridge, United kingdom: Press Syndicate of the University of Cambridge .

Horn, D. T. (1984). Signal Sources. In D. T. Horn, *Music synthesizers a manual of design and construction* (p. 343). Tab Books inc.

Crombie, D. (1984). *The complete Synthesizer: A comprehensive guide .* Omnibus Pr & Schirmer Trade Bo .

Sanchez, D. (2008). *White Noise Generator Circuitry and Analisis.* San Antonio, Texas: University of Texas San Antonio.

- Grebene, A. B. (April de 1972). Monolithic waveform generation. *IEEE Spectrum Issue 4* , 7.
- Carlos A. dos Reis Filho, M. P. (2002). Analog Triangular-to-Sine Converter Using Lateral-pnp Transistors in CMOS Process. Campinas , Sao Pulo, Brasil: State University of Campina .
- Robert G. Meyer, W. M. (1976). The differential pair as a triangle-sine wave converter. *IEEE journal of solid state circuits* , 3.
- THAT corporation. (2016). *THAT2181 Datasheet*. Milford: THAT corporation.
- That Corporation. (2010). *VCA symmetry autotrim circuit* . Milford: That Corporation.
- Philips Semiconductors Lineal products. (1992). *Hoja de datos NE566*. Philips Semiconductors Lineal products.
- Alfa, C. (2018). AS3320 hoja de datos. Riga, Latvia, Mar báltico.
- Curtis Electromusic Specialties CEM3320. (1980). *Hoja de datos CEM3320*. UK: Curtis Electromusic Specialties.
- Jacky, J. (September de 1980). Two chip generator shapes synthesizer's sounds. *Electronics 11* , 1.
- National Semiconductor. (1977). *National Semiconductor Audio Handbook*. Santa Clara, California: National Semiconductor.
- Wells, T. (1981). *The technique of electronic music*. Nueva york: Schirmer Books.
- Metzler, B. (1993). *Audio measurement handbook*. Beaverton, Oregon: Audio Precision.
- Witte, R. A. (2008). *Electronic test instruments analog and digital measurements*. New Delhi: Pearson education.

---

Dunn, J. (2001). *Application note#5: Measurement techniques for digital audio*. Beaverton, Oregon: Audio Precision.

Endorphin. (2017). *Manual Shuttle control*. Retrieved 16 de Julio de 2019 from [https://endorphin.es/assets/endorphin.es\\_shuttle\\_control\\_manual\\_170327.pdf](https://endorphin.es/assets/endorphin.es_shuttle_control_manual_170327.pdf)

National Instruments. (28 de Marzo de 2019). *National Instruments Support*. Retrieved 17 de Julio de 2019 from <https://knowledge.ni.com>

Lacanette, K. (2010). *National AN779 A Basic Introduction to Filters—Active, Passive, and Switched-Capacitor*. National Semiconductor. Santa Clara: National Semiconductor.

Universidad de Alcalá Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones . (s.f). *Análisis y síntesis de circuitos*. Madrid, Alcalá de Henares, España.

Cage, O. (1971). *Electronic measurements and instrumentation*. California: McGraw Hill.

Klein, B. (1982). *Electronic Music Circuits*. Indianápolis: Howard W. Sams & Co., Inc.

Simonton, J. (noviembre de 1977). Potpourri and the apple connection. *Polyphony magazine* . Oklahoma city, Oklahoma, United States: Paia electronics.

Kasap, S. O. (2006). *Principles of electronic materials and devices*. Canada: Mc Graw Hill.

Texas Instruments. (2015). *Hoja de datos LM555*. Dallas: Texas instruments.

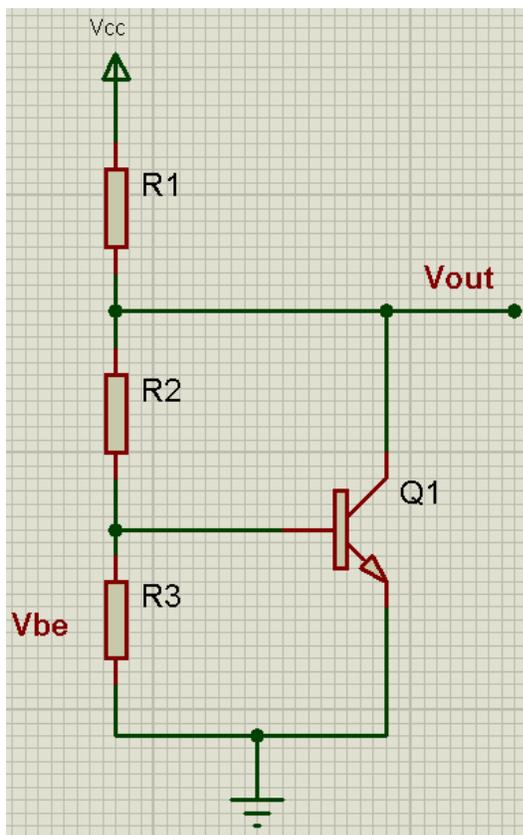
Rational Acoustics. (2011). *Introducción a Smaart v7: Configuración Básica y Medición*. Woodstock: Rational Acoustics.

Pirkle, W. (2013). *VA Korg35 Lowpass Filter v3.5*. Will Pirkle.

Borrás, S. C. (2016). *Fundamentos de la teoría de filtros*. Valencia, Spain: Editorial Universidad Politécnica de Valencia.

## 9 Anexos

**Anexo 1:** Circuito de referencia de voltaje multiplicador de voltaje base emisor



**Fuente:** IC array cookbook (Jung, 1988)

$$V_o = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{be} \quad \text{Ecuación circuito multiplicador base-emisor}$$

**Anexo 2**

# **REAKTOR ANÁLOGO MODULAR MONOFÓNICO**

## **MANUAL DE OPERACIONES**

PARA USO INSTRUCTIVO EN ESTUDIANTES DE INGENIERÍA DE SONIDO

UNIVERSIDAD SAN BUENAVENTURA

BOGOTÁ

## CONTENIDO

1. Descripción general del producto
2. Interfaz de usuario, conexiones y controles.
3. Descripción funcional

# 1. Descripción general del producto

El reaktor análogo modular monofónico es un dispositivo electrónico generador de sonido por medio de síntesis substractiva<sup>8</sup>. Consta de 8 módulos: 2 VCOs, 2 waveshapers, mixer, VCF, VCA, ADSR.

El proposito principal de este dispositivo es el uso instructivo con estudiantes de ingeniería de sonido, para realizar prácticas en 2 áreas principales de la carrera las cuales son síntesis electrónica del sonido y diseño electrónico.

---

<sup>8</sup> Síntesis substractiva : Técnica de síntesis de sonido por medio del filtrado de una señal rica en armónicos.

## 2. Interfaz de usuario, conexiones y controles

La interfaz de usuario del reaktor análogo fue diseñada para darle uso instructivo con estudiantes de ingeniería de sonido en las áreas de síntesis electrónica del sonido y diseño electrónico. Es por eso que su caja tiene 2 características principales: La primera es su tamaño y robustez, fue hecha en madera de cedro la cual ofrece estética y durabilidad, su tamaño es de 49 cm |\* 28 cm de altura \* 50 cm de profundidad, el cual es un volumen apropiado para tareas de exploración y extracción de módulos del sintetizador en prácticas de laboratorio. La segunda característica principal es que tiene 2 zonas translúcidas, la parte trasera y la frontal baja (zona de control), hechas en acrílico de alta calidad de 4mm, lo cual ofrece un aspecto innovador y futurista al dispositivo además de que el estudiante puede ver el cableado interno y las PCBs <sup>9</sup>que conforman el sistema. La interfaz de usuario esta dividida en 2 zonas principales que son la zona de conexiones y la zona de controles.

### 2.1 Zona de conexiones

La **Figura A-1** ilustra el panel de conexiones del sintetizador, cada parte se explica en detalle a continuación:

- 1 **Outputs:** En esta zona del panel de conexiones se encuentran todas las salidas del sistema, sea para señales de control o de audio.
- 2 **Inputs:** En esta zona del panel de conexiones se encuentran todas las entradas del sistema, sea para señales de control o de audio.

---

<sup>9</sup> PCB : Printed Circuit Board ó placa de circuito impreso

- 
- 3 **Distribuidor señales de control:** A la derecha hay una entrada para señal de control *cv* y una entrada para señal de control *pitchbend* provenientes de la interfaz *DoepferA190-2*, a la izquierda hay dos salidas de señal de control *cv* y dos salidas de señal de control *pitchbend*.
  - 4 **Osciladores:** A la derecha hay dos módulos *VCO1* y *VCO2*, con sus respectivas entradas para señal de control *cv* y *pitchbend* para cada uno. A la izquierda hay dos módulos *VCO1* y *VCO2*, con sus respectivas salidas para señal de audio para forma de onda triangular y cuadrada para cada uno.
  - 5 **Waveshapers:** A la derecha hay dos módulos *Waveshaper 1* y *Waveshaper 2* cada uno con una entrada para señal de audio forma de onda cuadrada y otra entrada para señal de audio forma de onda triangular, a la izquierda hay dos módulos *Waveshaper 1* y *Waveshaper 2* cada uno con tres salidas de señal de audio para forma de onda cuadrada, triangular y seno.
  - 6 **Mixer:** En la derecha hay 5 entradas para señal de audio *CH1 – CH5*. A la izquierda hay una salida para señal de audio *MIXER*.
  - 7 **Salidas múltiples:** 4 salidas en total. Las dos primeras son salidas de señal de audio, una de audífono y la otra es la salida de audio del *VCF*. Las otras dos son salidas para señal de control proveniente una del *LFO* y otra del generador de envolvente *ADSR*.
  - 8 **White noise:** Salida para señal de ruido blanco.
  - 9 **Entradas múltiples:** En esta zona hay entradas para tres módulos del sintetizador. El *VCF* tiene dos entradas, una para señal de control *cv1* a la que se le podría conectar por ejemplo la señal de control proveniente del *ADSR*, y otra para señal de audio que viene del mixer. El *ADSR* tiene una entrada para señal de control *gate* que viene del módulo *Doepfer A190-2*. El *VCA* tiene dos entradas una para señal de control proveniente del *ADSR* y otra para señal de audio que viene del *VCF*.
  - 10 **Notación de color de cable para señal de audio y señal de control:** Cable azul para señal de control y cable verde para señal de audio.
  - 11 **MIDI in:** Entrada para conectar cualquier controlador *MIDI*.
  - 12 **Gate:** Salida señal de control *gate*<sup>10</sup>.
  - 13 **cv note:** Salida para señal de control *cv note*<sup>11</sup>.

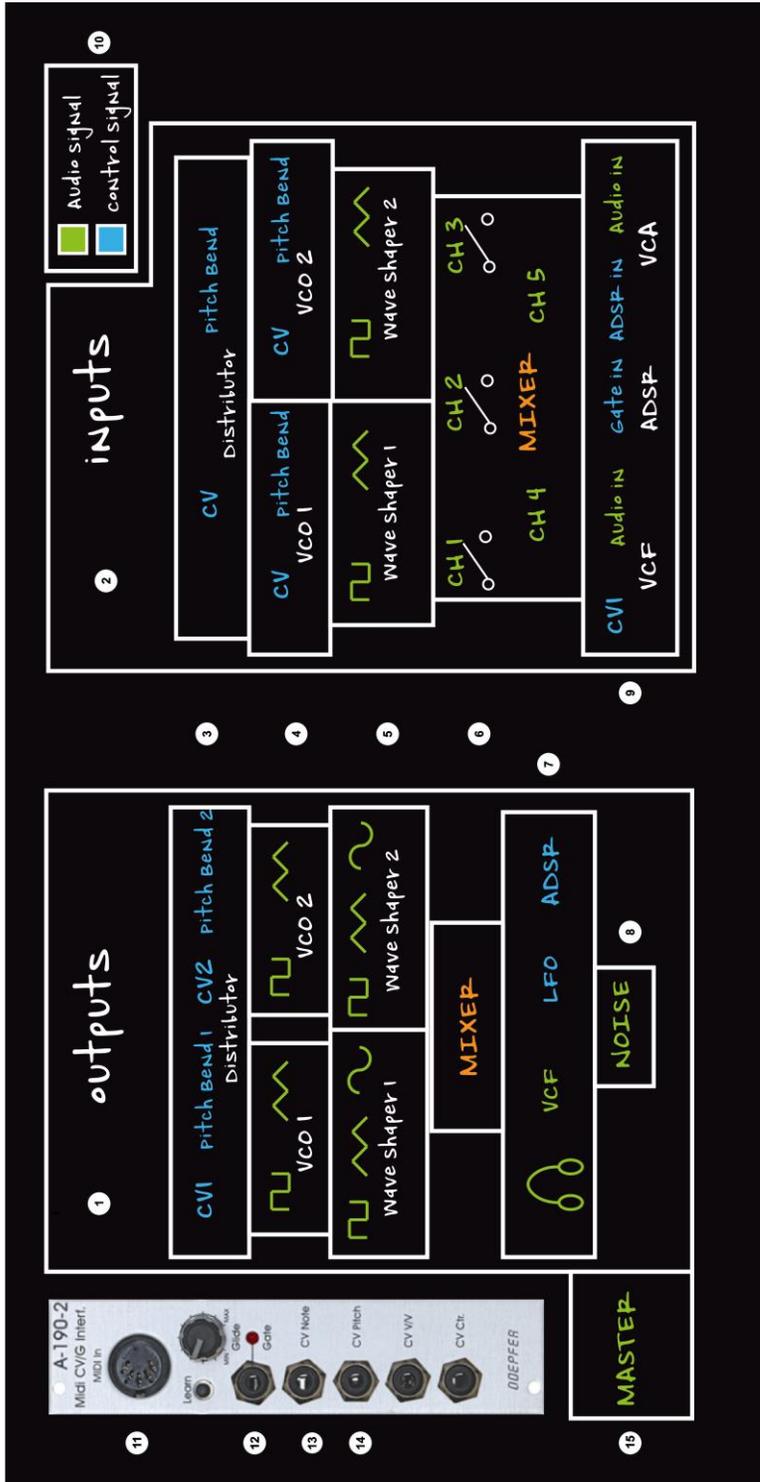
---

<sup>10</sup> *gate*: Señal de control binaria que indica al sistema cuando una tecla (del controlador *MIDI*) está oprimida

<sup>11</sup> *cv note*: Señal de voltaje continuo que controla la frecuencia a la que oscila el *VCO*

- 14 **cv pitch:** Salida para señal de control *pitchbend*.
- 15 **Master:** Control de amplitud del VCA .

Figura A-1: Panel de conexiones de entrada y salida de señales de control y audio



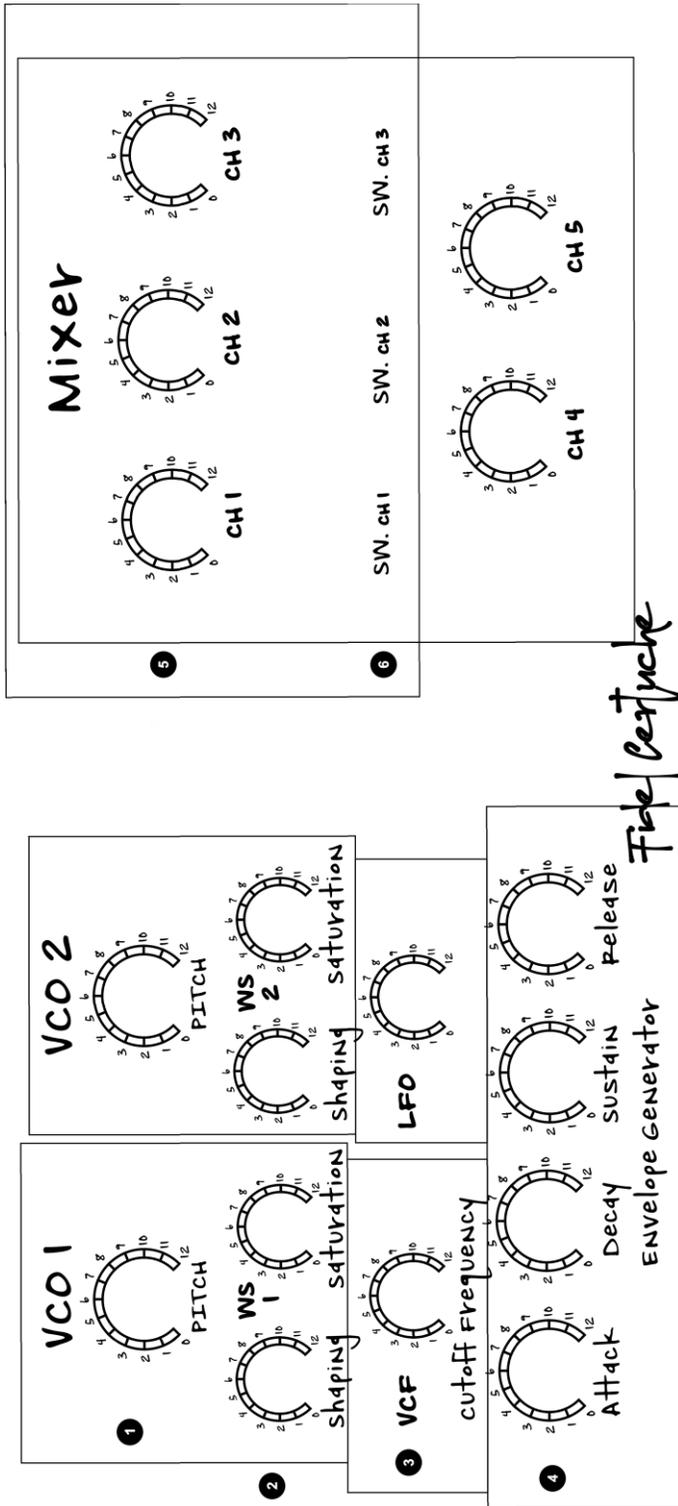
Fuente: Propia

## 2.2 Zona de controles

La **Figura A-2** ilustra el panel de controles del sintetizador, cada parte se explica en detalle a continuación:

- 1 **Pitch VCO1 y VCO2:** Dos controles de pitch para cada oscilador controlado por voltaje. Llevar el knob hacia la derecha aumenta la frecuencia, hacia la izquierda disminuye la frecuencia hasta el punto de oscilación cero (0).
- 2 **Shaping, saturation ws1 y ws2:** Control de forma y amplitud de la onda seno para cada uno de los dos ws, waveshaper 1 y waveshaper 2. Con estos controles se redondea el ciclo positivo y negativo de la forma de onda seno, también su amplitud hasta llevarla al punto de saturación.
- 3 **VCF y LFO:** Control de frecuencia de corte (cutoff frequency) para el filtro VCF, mover este knob hacia la derecha abre el filtro y hacia la izquierda lo cierra. Control de frecuencia de oscilación para LFO.
- 4 **Envelope Generator:** Controles módulo generador de envolvente ADSR, ataque, sostenimiento, decaimiento, relajación.
- 5 **Mixer:** Controles de ganancia para cinco canales del mezclador CH1-CH5.
- 6 **Switches:** 3 switches para 3 canales del mezclador CH1 – CH3.

Figura A-2: Panel de controles

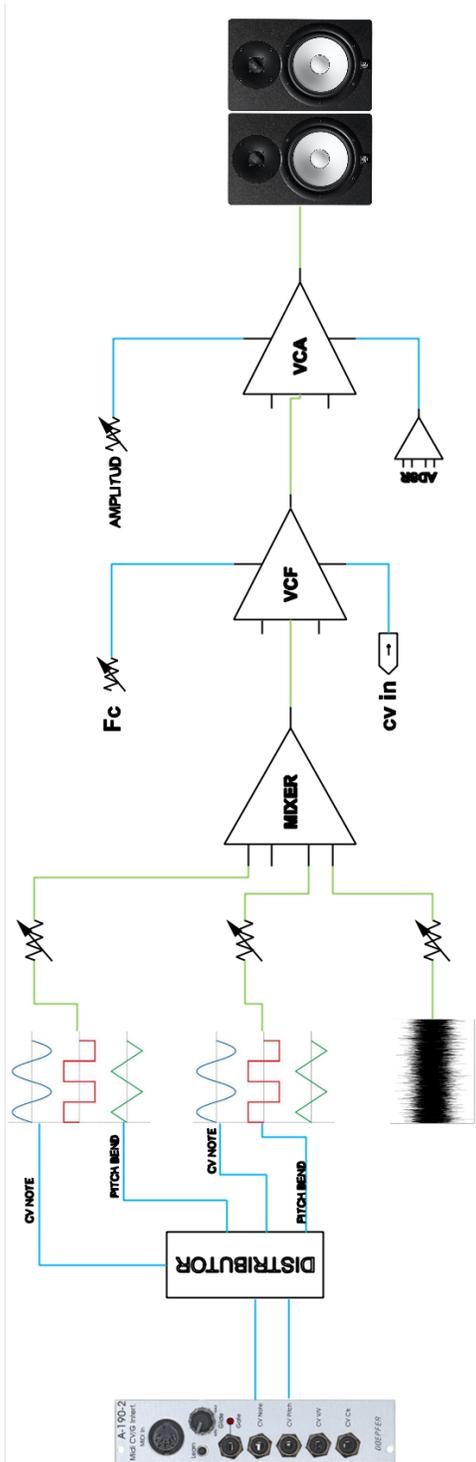


Fuente: Propia

### 3 Descripción funcional

El reaktor análogo modular es un dispositivo de síntesis sustractiva formado por 9 módulos, 3 generadores de señal VCO1 - VCO2 - NOISE y 6 módulos procesadores de señal WAVESHAPER 1 - WAVESHAPER 2 - MIXER - VCF - VCA - ADSR, véase **Figura A-3**. Cada bloque tiene a su lado izquierdo las entradas, en azul las señales de control y en verde las de audio según el módulo, y a su lado derecho las salidas, en azul señales de control y en verde señales de audio.

Figura A-3: Diagrama flujo de señal sintetizador analógico



Fuente: Propia

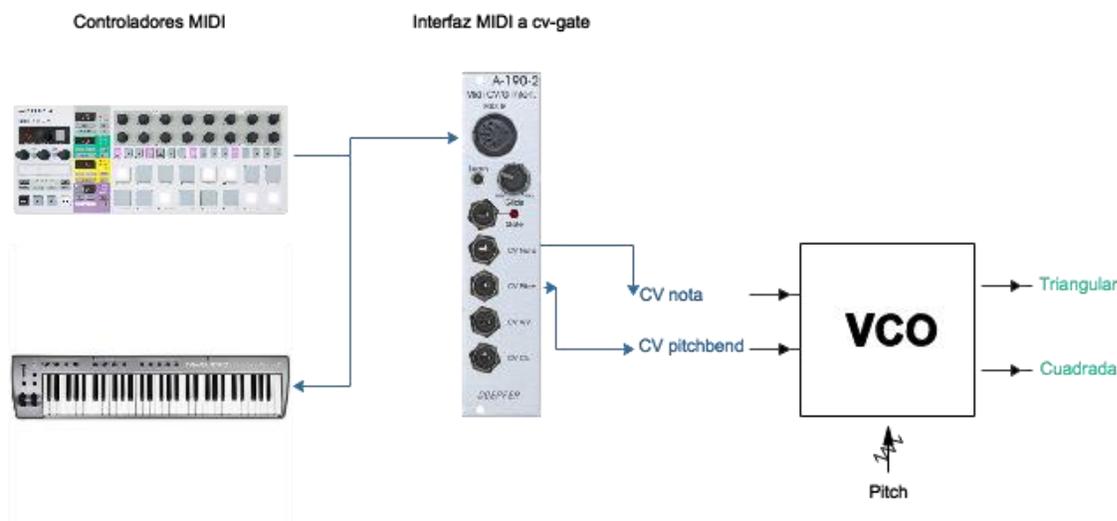
## 3.1 Generación de señal de audio

La etapa de generación de señal de audio en el sistema reaktor esta formada por tres (3) módulos, dos (2) VCOs y un (1) NOISE. Aquí se generan 3 señales de audio con alto contenido armónico para realizar la síntesis substractiva. En estos módulos la señal de audio solo esta presente en sus puertos de salida.

### 3.1.1 Oscilador controlado por voltaje (VCO)

La **Figura A-4** ilustra el módulo que genera el proceso de síntesis substractiva, el oscilador controlado por voltaje VCO. Este módulo se activa con 2 señales de control provenientes de la interfaz Doepfer A190-2, que transforma la señal proveniente de cualquier controlador MIDI y la convierte en voltajes de control análogos.

**Figura A-4:** Activación del circuito del VCO través de la interfaz A190-2

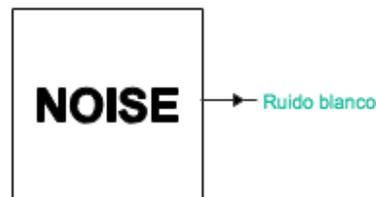


**Fuente:** Propia

### 3.1.2. Generador de ruido blanco (white noise)

Este módulo genera una salida de ruido blanco con un nivel fijo de 5Vpp. Como se observa en la **Figura A-5**, este módulo no posee ningún tipo de control.

**Figura A-5:**



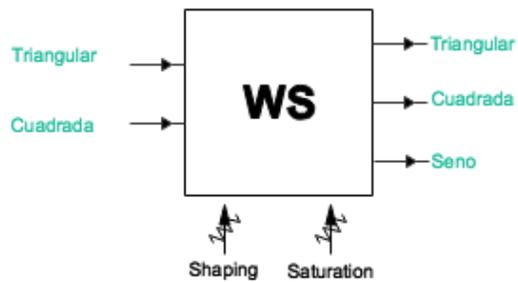
**Fuente:** Propia

## 3.2. Procesadores de señal

Los módulos que conforman esta sección se encargan de procesar la señal en el dominio de la frecuencia (VCF) o del tiempo (ADSR, VCA, Mixer, Waveshaper).

### 3.2.1. Waveshaper

La función del waveshaper es transformar la onda triangular en senoidal. En su entrada y salida solo posee puertos para señal de audio. Sus parámetros se modifican con dos (2) controles (knobs), el *shaping* que se encarga de redondear los extremos de los ciclos positivos y negativos de la onda triangular y *saturation* que se encarga de darle amplitud a la señal de salida hasta el punto de saturación si se desea. La **Figura A-6** ilustra el módulo de waveshaping junto con sus entradas, salidas de audio y controles.

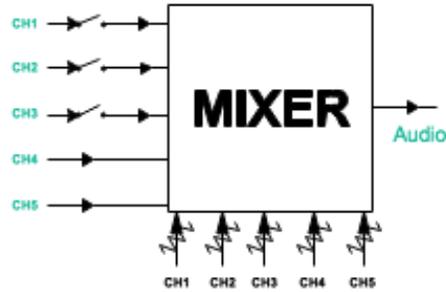
**Figura A-6:**

**Fuente:** Propia

## 3.2.2 MIXER

El mezclador posee en su entrada y salida solo puertos para señal de audio. Son 5 canales por lo tanto tiene 5 potenciómetros para controlar la ganancia de cada uno. La **Figura A-7** ilustra el módulo mezclador con sus puertos de entrada, salida y control.

**Figura A-7:** Puertos de entrada, salida y control del módulo mezclador

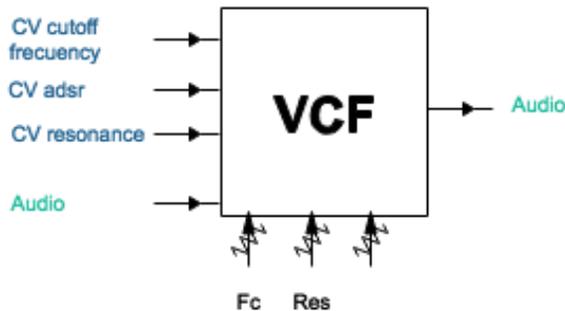


**Fuente:** Propia

### 3.2.3 Filtro controlado por voltaje (VCF)

El filtro controlado por voltaje posee en su entrada tres puertos de control por voltaje, uno para la frecuencia de corte, otro para la señal de control proveniente del ADSR y otro para el control de la resonancia. Posee un puerto de entrada para señal de audio y a su salida, un puerto de salida para señal de audio. El VCF posee 3 knobs de control, para frecuencia de corte, resonancia y un atenuador de señal como se ve en la **Figura A-8**.

**Figura A-8:** Puertos de entrada, salida y control del filtro controlado por voltaje

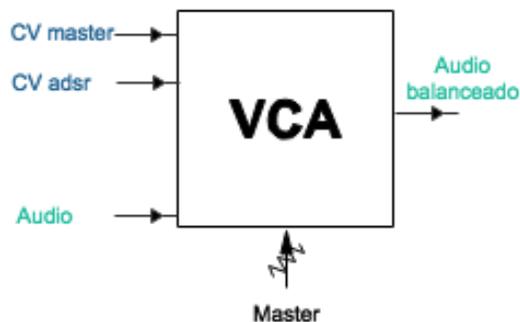


**Fuente:** Propia

### 3.2.4 Amplificador controlado por voltaje

El VCA posee en su entrada dos (2) puertos para control por voltaje, uno para el control de ganancia del master y otro para la señal de control proveniente del ADSR. El tercer puerto es para entrada de señal de audio. Su salida es un puerto para señal de audio. Posee un único control, un knob que controla la ganancia del master, véase la **Figura A-9**.

**Figura A-9:** Puertos de entrada, salida y control del amplificador controlado por voltaje

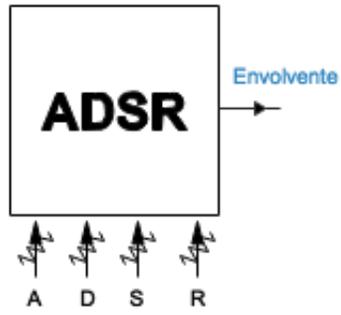


**Fuente:** Propia

### 3.2.5 Generador de envolvente ADSR

Este módulo generador de envolvente solo posee en su salida una señal de control, la envolvente ADSR. Posee cuatro (4) controles, knobs, para la modulación del ataque, decaimiento, sostenimiento y relajación, véase la **Figura A-10**.

**Figura A-10:** Puertos de salida y control generador de envolvente ADSR



**Fuente:** Propia