

RAE

1. **TIPO DE DOCUMENTO:** Trabajo de grado para optar por el título de Ingeniero de Sonido.
2. **TÍTULO:** Diseño, construcción e implementación de un compresor de audio de etapas variables.
3. **AUTORES:** Luis Daniel Jiménez Alvarez, Alfredo Enrique Ruiz Rodríguez
4. **LUGAR:** Bogotá D.C.
5. **FECHA:** Mayo de 2016.
6. **PALABRAS CLAVE:** Sonido, Audio, Señal, Procesador de señal, Compresor, Compresor analógico, Rango dinámico, Relación de compresión, Umbral, Tiempo de ataque, Tiempo de restablecimiento, *Sidechain*, Detector, Detector RMS, Detector pico, VCA, FET, Opto, *Feedbackward*, *Feedforward*.
7. **DESCRIPCIÓN DEL TRABAJO:** El presente proyecto trata sobre el diseño, construcción e implementación de un compresor de audio analógico que permite seleccionar el camino que recorre la señal de audio por medio de la variación de las etapas: tipo de detección, tipo de codo de curva, modo de las constantes de tiempo, tipo de amplificador de ganancia variable (AGV), y topología del circuito entre *feedforward* y *feedbackward*. Asimismo, se elabora una guía conceptual y de manipulación, que explica los fenómenos eléctricos que ocurren durante el procesamiento de la señal en relación al recorrido determinado por el usuario.
8. **LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN:** Como parte de la facultad de ingenierías, el presente proyecto está enmarcado bajo la línea institucional: “Tecnologías actuales y sociedad”. Se define “Procesamiento de señales” como sub-línea de facultad, ya que por medio de ésta se logra establecer la conexión entre los campos de investigación “Análisis y procesamiento de señales”, correspondiente al programa de Ingeniería Electrónica, y “Diseño de sistemas de sonido”, correspondiente al programa de Ingeniería de Sonido. Estos campos abarcan los conceptos de funcionamiento electrónico del compresor, determinando, a su vez, las aplicaciones adecuadas de los distintos modos de operación del mismo.
9. **METODOLOGÍA:** Debido a que durante el desarrollo de la presente investigación se hace necesario contrastar las aseveraciones teóricas correspondientes al funcionamiento y operación de los circuitos que conforman las distintas etapas del compresor, con su respectiva verificación experimental, se determina emplear el enfoque empírico-analítico.
10. **CONCLUSIONES:** A partir de las pruebas de variación de la topología del circuito del dispositivo, se corroboró que la entrada al *side-chain* puede derivarse tanto de la señal de entrada como de la señal de salida, tal como se planteó durante el desarrollo de la investigación. A su vez, a partir de las mediciones y pruebas del efecto de los modos de operación del dispositivo, se observa que no hay una relación clara entre los tiempos de ataque y de restablecimiento de la topología *feedforward* y los de topología *feedbackward*; lo que comprueba el hecho de que cualquier efecto generado por esta variación es independiente, y de hecho, el retraso mínimo que en teoría genera el uso de la topología *feedbackward* puede descartarse.

De acuerdo a las comparaciones auditivas se concluye que el procesamiento del *side-chain* del dispositivo es claro y preciso; es decir, que independientemente del tipo de AGV que se utilice, la señal procesada es fiel a la señal original presentando pocas alteraciones en su envolvente.

A partir de las mediciones del umbral se concluye que el AGV tipo VCA es el que mayor rango de operación ofrece en promedio, lo cual corrobora la base teórica sobre las ventajas del AGV tipo VCA.

Con base en la teoría consultada sobre los conceptos concernientes al procesador de señal analógico: compresor de rango dinámico de audio, y en las teorías de funcionamiento correspondientes a las etapas de amplificador de ganancia variable tipo VCA, FET y Opto, detector RMS y pico, umbral con codo de curva brusco y suave, relación de compresión, constantes de tiempo fijas y variables, y topología del circuito *feedforward* y *feedbackward*; se constituye la guía conceptual y de manipulación del dispositivo prototipo esbozando en un inicio la teoría básica mencionada previamente, y posteriormente mostrando el diagrama de bloques completo junto con la descripción del funcionamiento electrónico detallado de los posibles caminos que puede tomar la señal de audio a través del circuito; estructura tal, que optimiza la comprensión de los modos de operación del dispositivo y permite experimentar su uso.

**DISEÑO, CONSTRUCCIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE UN COMPRESOR DE
AUDIO DE ETAPAS VARIABLES**

**LUIS DANIEL JIMÉNEZ ÁLVAREZ
ALFREDO ENRIQUE RUIZ RODRÍGUEZ**

**UNIVERSIDAD DE SAN BUENAVENTURA
FACULTAD DE INGENIERÍA
PROGRAMA DE INGENIERÍA DE SONIDO
BOGOTÁ D.C.
2016**

**DISEÑO, CONSTRUCCIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE UN COMPRESOR DE
AUDIO DE ETAPAS VARIABLES**

**LUIS DANIEL JIMÉNEZ ÁLVAREZ
ALFREDO ENRIQUE RUIZ RODRÍGUEZ**

Proyecto de grado para optar al título de Ingeniero de Sonido

**Tutor
Ing. Msc. MIGUEL PÉREZ PEREIRA**

**UNIVERSIDAD DE SAN BUENAVENTURA
FACULTAD DE INGENIERÍA
PROGRAMA DE INGENIERÍA DE SONIDO
BOGOTÁ D.C.
2016**

Nota de aceptación:

Firma del presidente del jurado

Firma del jurado

Firma del jurado

Bogotá, 31 de mayo de 2016

Dedicado especialmente a quienes hicieron parte de nuestra experiencia académica: familiares, amigos, docentes y compañeros; así como a esos seres especiales que motivaron nuestro deseo de sellar uno de los logros más importantes de nuestras vidas.

CONTENIDO

	pág.
CONTENIDO	5
LISTA DE FIGURAS.....	9
LISTA DE TABLAS	12
INTRODUCCIÓN.....	14
1. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	15
1.1 ANTECEDENTES.....	15
1.2 DESCRIPCIÓN Y FORMULACIÓN DEL PROBLEMA	19
1.3 JUSTIFICACIÓN.....	20
1.4 OBJETIVOS DE LA INVESTIGACIÓN.....	21
1.4.1 OBJETIVO GENERAL	21
1.4.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	21
1.5 ALCANCES Y LIMITACIONES DEL PROYECTO	21
2. MARCO DE REFERENCIA.....	22
2.1 MARCO TEÓRICO-CONCEPTUAL.....	22
2.1.1 Rango dinámico.....	22
2.1.2 Compresor.....	22
2.1.2.1 Clasificación según finalidad.....	23
2.1.2.2 Funcionamiento.....	23
2.1.2.3 Características.....	24

2.1.2.4 Modos de compresión.....	28
2.1.2.5 Estructura.	31
2.1.2.6 Topología.....	53
2.1.2.7 Clasificación según manejo del ancho de banda.	56
3. METODOLOGÍA.....	61
3.1 ENFOQUE DE LA INVESTIGACIÓN.....	61
3.2 LÍNEA DE INVESTIGACIÓN DE USB / SUB-LÍNEA DE FACULTAD / CAMPO TEMÁTICO DEL PROGRAMA.....	61
3.3 TÉCNICAS DE RECOLECCIÓN DE INFORMACIÓN.....	61
3.4 HIPÓTESIS.....	67
3.5 VARIABLES.....	68
3.5.1 Variables Independientes.....	68
3.5.2 Variables Dependientes.....	68
4. DESARROLLO INGENIERIL.....	69
4.1 ESTRUCTURA DEL DISPOSITIVO.....	69
4.1.1 Estructura General.....	69
4.1.2 Descripción de bloques.....	71
4.1.2.1 Side-Chain.....	71
4.1.2.2 AGV.....	79
4.1.2.3 Bloques adicionales.....	85
4.1.3 Análisis Matemático.....	86
4.2 SIMULACIONES.....	91
4.2.1 Efecto modos de operación.....	93
4.2.2 Tiempo de ataque y tiempo de restablecimiento.....	95

4.2.3 Relación de compresión.....	96
5. PRESENTACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS	97
5.1 MONTAJE PROTOTIPO.....	97
5.2 DATOS PROVENIENTES DEL PROTOTIPO	99
5.2.1 Efecto modos de operación.	99
5.2.2 Tiempo de ataque y tiempo de restablecimiento.	102
5.2.3 Relación de compresión.....	103
5.3 PROTOTIPO DE PRESENTACIÓN.....	105
5.3.1 Mediciones de control de umbral y relación de compresión.	106
5.3.2 Especificaciones técnicas.	112
5.3.3 Guía conceptual y de manipulación.	115
5.3.4 Comparación audible de funcionamiento.	115
6. CONCLUSIONES	119
7. RECOMENDACIONES.....	121
BIBLIOGRAFÍA.....	122
ANEXO A. Datos y gráficas (simulación)	126
ANEXO B. Datos y gráficas (prototipo)	132
ANEXO C. Registros montaje prototipo	138
ANEXO D. Anexos digitales.....	142
ANEXO E. Prototipo de presentación	143

ANEXO F. Guía conceptual y de manipulación..... 148

LISTA DE FIGURAS

	pág.
Figura 1. Diagrama de bloques simplificado de un compresor de audio	23
Figura 2. Gráfica función de transferencia	25
Figura 3. Gráfica efecto de la envolvente.....	25
Figura 4. Grafica efecto de la compresión en forma de onda temporal	26
Figura 5. Gráfica codo de curva.....	27
Figura 6. Diagrama compresión descendiente.....	28
Figura 7. Diagrama compresión ascendente.....	29
Figura 8. Diagrama compresión de levantamiento	30
Figura 9. Bloque simple AGV.....	31
Figura 10. Circuito simplificado AGV vari-mu.....	32
Figura 11. Circuito simplificado AGV opto.....	34
Figura 12. Circuito AGV FET con técnica de reducción de distorsión	35
Figura 13. Circuito simplificado AGV puente de diodos	36
Figura 14. Circuito simplificado AGV de diodos	37
Figura 15. Circuito simplificado AGV VCA	38
Figura 16. Circuito simplificado AGV VCA discreto	39
Figura 17. Circuito simplificado AGV par diferencial con JFETs	40
Figura 18. Circuito simplificado AGV OTA discreto	41
Figura 19. Circuito simplificado AGV BJT	42
Figura 20. Circuito simplificado conceptual AGV PWM.....	43
Figura 21. Disposiciones de <i>side-chain</i> comunes	45
Figura 22. Circuito simplificado detector RMS	46

Figura 23. Circuito detector pico	46
Figura 24. Circuito detector pico <i>decoupled</i>	47
Figura 25. Circuito rectificador de onda completa de precisión	47
Figura 26. Circuito comparador de umbral.....	48
Figura 27. Gráfica efecto de sobre-limitación.....	49
Figura 28. Circuito sencillo de control de tiempo de ataque y de restablecimiento	50
Figura 29. Circuito de restablecimiento automático	51
Figura 30. Circuito de restablecimiento de fuente constante.....	52
Figura 31. Circuito de restablecimiento para IC VCAs	52
Figura 32. Diagrama topología feedbackward.....	53
Figura 33. Diagrama topología feedforward	54
Figura 34. Diagrama compresor con dos <i>side-chain</i>	55
Figura 35. Diagrama de bloques compresor sensible a frecuencias	56
Figura 36. Diagrama de bloques compresor de banda dividida	57
Figura 37. Diagrama de bloques compresor de ecualización dinámica.....	58
Figura 38. Diagrama de bloques compresor de ecualización dinámica de umbral relativo.....	59
Figura 39. Señal de entrada de prueba.....	62
Figura 40. Gráfica puntos de medición	63
Figura 41. Diagrama de bloques del compresor	70
Figura 42. Diagrama de bloques THAT4301	72
Figura 43. Circuito esquemático bloque detector	73
Figura 44. Circuito esquemático bloque umbral.....	74
Figura 45. Circuito esquemático bloque relación de compresión	76
Figura 46. Circuito esquemático bloque constantes de tiempo variables	78

Figura 47. Circuito esquemático bloque VCA.....	79
Figura 48. Circuito esquemático bloque FET	81
Figura 49. Circuito esquemático bloque OPTO.....	83
Figura 50. Bloque indicador de compresión	85
Figura 51. Diagrama de bloques simple compresor VCA feed-forward.....	87
Figura 52. Diagrama de bloques simple compresor VCA feed-backward.....	87
Figura 53. Circuito esquemático prototipo.....	98
Figura 54. Gráfica modo de operación VCA, FB, detección pico, codo de curva brusco y constantes de tiempo variables	102
Figura 55. Montaje general para medición de respuesta del sistema.....	113
Figura 56. Montaje medición impedancia de entrada.....	114
Figura 57. Montaje medición impedancia de salida	114
Figura 58. Foto del dispositivo prototipo	138
Figura 59. Foto del dispositivo prototipo (ángulo alternativo)	139
Figura 60. Especificaciones gabinete	143
Figura 61. Diseño circuito impreso compresor	144
Figura 62. Diseño circuito impreso fuente dual 15V	145
Figura 63. Foto de prototipo de presentación (vista superior)	146
Figura 64. Foto del prototipo de presentación (vista frontal)	147

LISTA DE TABLAS

	pág.
Tabla 1. Listado ítems de mediciones efecto modos de operación	64
Tabla 2. Listado de ítems de mediciones de tiempo de ataque y restablecimiento	66
Tabla 3. Listado ítems de mediciones de relación de compresión	67
Tabla 4. Resultado de datos para efecto de modos de compresión (simulación) ..	93
Tabla 5. Resultado de datos para los tiempos de ataque y de restablecimiento (simulación)	95
Tabla 6. Resultado de datos para la relación de compresión (simulación)	96
Tabla 7. Resultado de datos para efecto de modos de compresión (prototipo) ...	100
Tabla 8. Resultado de datos para los tiempos de ataque y de restablecimiento (prototipo)	103
Tabla 9 Resultado de datos para la relación de compresión (prototipo)	104
Tabla 10. Compilado de mediciones de control de umbral	107
Tabla 11. Rangos de operación del umbral	108
Tabla 12. Mediciones control de RC (VCA RMS FF)	109
Tabla 13. Mediciones control de RC (VCA RMS FB)	109
Tabla 14. Mediciones control de RC (VCA Pico FF)	109
Tabla 15. Mediciones control de RC (VCA Pico FB)	110
Tabla 16. Mediciones control de RC (FET RMS FF)	110
Tabla 17. Mediciones control de RC (FET RMS FB)	110
Tabla 18. Mediciones control de RC (FET Pico FF)	110
Tabla 19. Mediciones control de RC (FET Pico FB)	111
Tabla 20. Mediciones control de RC (Opto RMS FF)	111

Tabla 21. Mediciones control de RC (Opto RMS FB).....	111
Tabla 22. Mediciones control de RC (Opto Pico FF)	111
Tabla 23. Mediciones control de RC (Opto Pico FB).....	112
Tabla 24. Datos puntos de medición sección efecto modos de operación (simulación)	126
Tabla 25. Datos puntos de medición sección tiempos de ataque y de restablecimiento (simulación)	127
Tabla 26. Datos puntos de medición sección de relación de compresión (simulación)	128
Tabla 27. Compendio de gráficas de modos de operación VCA (simulación)	129
Tabla 28. Compendio de gráficas de modos de operación FET (simulación).....	130
Tabla 29. Compendio de gráficas de modos de operación Opto (simulación).....	131
Tabla 30. Datos puntos de medición sección efecto modos de operación (prototipo)	132
Tabla 31. Datos puntos de medición sección tiempos de ataque y de restablecimiento (prototipo)	133
Tabla 32. Datos puntos de medición sección de relación de compresión (prototipo)	134
Tabla 33. Compendio de gráficas de modos de operación VCA (prototipo)	135
Tabla 34. Compendio de gráficas de modos de operación FET (prototipo).....	136
Tabla 35. Compendio de gráficas de modos de operación Opto (prototipo).....	137
Tabla 36. Lista de componentes utilizados en prototipo.....	139

INTRODUCCIÓN

La producción y transmisión de audio involucra procesos de tratamiento de señales requeridos para adecuarlas a un uso específico. Una señal de audio convencional, posee características de amplitud y frecuencia que no pueden ser transmitidas o reproducidas a través de sistemas de radiodifusión o de amplificación; lo anterior debido a las características de entrada/salida de dichos sistemas y de igual manera, a las características físicas de los medios utilizados para la propagación y/o reproducción de la señal.

Específicamente para el uso de señales de audio en aplicaciones de producción sonora, se requiere adaptar dichas señales en términos de niveles máximos y mínimos de amplitud, y umbrales superior e inferior en términos de la frecuencia. Para adherir una señal de audio a las características de amplitud requeridas por un sistema al que ésta deba ingresar, se utiliza el compresor de audio; cuyo funcionamiento, dependiendo del mecanismo de tratamiento de señal, podrá ser analógico o digital.

El presente documento de investigación, fruto de la necesidad de mostrar la relación existente entre dos áreas del conocimiento cercanas en cuanto a su interacción como lo son “la electrónica” y “el sonido”, busca exponer los cambios surgidos en señales de audio provocados por modificaciones en las características y/o configuraciones eléctricas de los dispositivos utilizados para procesarlas, para el caso específicamente, el compresor de audio. Se prevé poder brindar una herramienta de valor a estudiantes e Ingenieros de Sonido, que les permita profundizar en el conocimiento de los fenómenos eléctricos que interfieren en el producto final de una pieza de audio.

Por lo tanto, se plantea el diseño, construcción e implementación de un compresor analógico de audio de etapas variables; las etapas a variar son: detección (RMS y pico), amplificador de ganancia variable (AGV – VCA, FET y opto), codo de curva (brusco y suave), constantes de tiempo (variables y fijas) y topología del circuito (*feedbackward* y *feedforward*); y, las variaciones de las etapas se realizarán a través de selectores que alternen entre los distintos tipos de configuraciones para las mencionadas etapas que componen el circuito de un compresor de audio.

1. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

1.1 ANTECEDENTES

En la actualidad, existen por lo menos ciento once (111) fabricantes* de dispositivos compresores de audio, tanto de tipo analógico como digital, destinados a distintas aplicaciones (producción musical, sonido en vivo, radio y sistemas audiovisuales); cada uno con mínimo un modelo establecido en el mercado. Según recopilaciones hechas por *SOS*¹ y *Attack Magazine*², entre los compresores más usados por productores de talla mundial están: Teletronix LA2A, dbx 160-series, Fairchild 660 y 670, Tube-Tech CLB1, API 2500, Empirical Labs Distressor, Urei 1176, etc.; aunque algunos de éstos se encuentran fuera de producción, se pueden encontrar hoy en día réplicas de los mismos, ofreciendo características de procesamiento casi idénticas al original. El factor común entre estos dispositivos es que su tipo de procesamiento de señal es analógico.

El manual de instrucciones de algunos de los compresores más populares actualmente entrega al usuario las directrices para la manipulación de ajustes del equipo, aplicaciones más comunes, formas correctas de conexión, recomendaciones de seguridad y especificaciones; las cuales muchas veces

* Warm Audio, dbx, Behringer, Empirical Labs, Tube-Tech, Kush Audio, BBE, API, Drawmer, Manley Laboratories, Samson, ART, Universal Audio, Daking Pro Audio, Summit Audio, elysia, Peavey, Wave Distribution, Rupert Neve Designs, PreSonus, Purple Audio, Aphex, JDK, Solid State Logic, Chandler Limited, Avalon, Dave Hill Designs, Gem Audio Labs, Slate Pro Audio, A-Designs, Waves, TC Electronic, Golden Age, Alesis, Ashly, DW Fearn, Lindell Audio, RDL (radio), Rolls, Atlas Sound (AV), Alto, BAE, Dangerous Music, Demeter Amplification, Fredenstein Profesional Audio, Galaxy Audio (Compresores digitales), Grace Design, Heritage Audio, Joemeek, Klark Teknik, Marani (Compresores digitales), Marathon, Millennia, Nady (Compresor digital), Radial Engineering (radio), Rane (digitales y analógicos), SPL, FMR Audio, Thermionic Culture, SM Pro Audio, Anthony Demaria Labs, Cloud, Stewart Audio (procesador digital), AwTAC, PrimSound, Chameleon Labs, Charter Oak, Burgin McDaniel Design, IGS, Retro, CraneSong, Pendulum Audio, Phoenix Audio, Great River Electronics, Cartec Audio, Roll Music Systems, Valley People, Sonifex, AMS Neve, tfpro, Tonelux, Smart Research, George Massenburg Labs, Marquette Audio Labs, Dramastic Audio, AnaMod, Looprotter, Unity Audio (compressor vintage fabricado recientemente), buzzaudio, Standard Audio, Toft Audio Designs, Hairball Audio, Black Lion Audio, Mohog Audio, Serpent Audio, Tegeler Audio Manufaktur, Alta Moda Audio, Locomotive Audio, Audio Design (ADR), Analogue Tube, Audio Maintenance Limited, DAV Electronics, Gyraf Audio, Inward Connections, Mercury Recording Equipment Company, Overstayer, Pete's Place Audio, Shadow Hills Industries, TK Audio, Vertigo Sound, WesAudio, Camilo Silva F

¹ SOUND ON SOUND. Classic compressors [En línea]. Sound On Sound, Septiembre de 2009. Disponible en Internet: <https://www.soundonsound.com/sos/sep09/articles/classiccompressors.htm>

² FELTON, David. The 20 best compressors of all time [En línea]. Attack Magazine, 13 de Noviembre de 2012. Disponible en Internet: <http://www.attackmagazine.com/features/top-20-best-hardware-compressors-ever-made/>

carecen de la información sobre el tipo de detección, elemento controlador de ganancia y tipo de configuración (*feedforward* o *feedbackward*), que es finalmente lo que para el Ingeniero de Sonido cobra importancia en su búsqueda por personalizar su producto auditivo final al punto de destacarse dentro del gremio, implicando conocer más profundamente el funcionamiento de los equipos que utilice en su ejercicio. No obstante, como pequeña excepción están los manuales correspondientes a los compresores clásicos 1176LN³ y LA-2A⁴ fabricados actualmente por *Universal Audio*; en donde se ofrece, además de lo descrito previamente, información sobre conceptos de funcionamiento electrónico de los circuitos del dispositivo respectivo.

A manera de ejemplo, se citan tres de los fabricantes de compresores mejor posicionados en el mercado nacional: dbx, Behringer y Alesis; cuyos manuales de instrucciones contienen entre otros: descripción del panel frontal incluyendo cada uno de sus botones, descripción del panel posterior incluyendo las conexiones y *switches* que permiten variar el funcionamiento del equipo con base en los requerimientos del usuario, y medidas de precaución recomendadas para un buen uso.

Empero, hay fabricantes, aunque escasos, que se han preocupado no solamente por entregar mayor información al usuario, sino que a su vez han propendido por integrar nuevas funciones como: variación del tipo de configuración del circuito (*feedforward* o *feedbackward*) y variación del tipo de elemento controlador de ganancia (limitado a selección entre dos tipos), lo que invita al usuario a experimentar nuevas opciones en cuanto al procesamiento de señal, derivando en mejores resultados. Entre dichos fabricantes se mencionan a *Dave Hill Designs*, *API*, *Tegeler Audio Manufaktur* y *TFPro* con sus compresores TITAN, 2500, VTRC y P38EX respectivamente.

El modelo TITAN de *Dave Hill Designs*⁵, ofrece un control con el cual se puede mezclar entre un elemento controlador de ganancia PWM (*Pulse Width Modulation*) y uno de puente de diodos. En el modelo API 2500⁶ se puede seleccionar, por medio de un interruptor, el tipo de configuración del circuito ya sea de retroalimentación (*feedbackward*) o de alimentación hacia adelante (*feedforward*). En el modelo VTRC

³ UNIVERSAL AUDIO. Model 1176LN solid-state limiting amplifier [Manual de instrucciones]. Universal Audio, 2009. p. 29-33.

⁴ UNIVERSAL AUDIO. Model LA-2A leveling amplifier [Manual de instrucciones]. Santa Cruz: Universal Audio. p. 7-12.

⁵ DAVE HILL DESIGNS. Titan compressor limiter [Manual de instrucciones]. Superior, 2012.

⁶ API. The API 2500 stereo buss compressor [Manual de instrucciones]. Jessup.

de *Tegeler Audio Manufaktur*⁷ se pueden activar o desactivar independientemente los elementos controladores de ganancia, los cuales son: de tubos (Vari-Mu) y opto-eléctrico. El modelo P38EX de TFPro⁸ ofrece un selector que permite variar el tipo de compresión a emular, es decir, a través de su circuitería simula el comportamiento de compresores clásicos como: Urei 1176, Teletronix LA2A, Joemeek SC2 y de VCA genérico. Lo anterior denota el poco interés que existe entre fabricantes de compresores de audio, en ofrecer posibilidades de variación de las etapas que los conforman, así como su configuración de detección de señal.

En Colombia, Camilo Silva F., fabricante de dispositivos de procesamiento analógico de audio, ofrece distintos compresores basados en algunos de los más populares en el mundo, como los mencionados en el inicio de ésta sección. Precisamente, ofrece seis modelos⁹: CSF4000E que es una réplica del *Quad Compressor* de la consola *Solid State Logic SSL4000E*, *All-Tube Stereo / Dual Optical Mastering Compressor* que es un compresor cien por ciento a tubos, CSF-2A *All-Tube Dual Optical Leveling Amplifier* el cual es un clon del Teletronix LA2A, CSF670 *Stereo / Dual Vari-Mu Tube Limiter* basado en el *Fairchild 670*, CSF1176 *All-Discrete FET Limiter* es un clon del Urei 1176LN, ART PRO VLA (Modificado por Camilo Silva F.) es un compresor óptico híbrido que utiliza tanto tubos como componentes de estado sólido.

En relación a conceptos electrónicos concernientes al procesamiento de la señal a través del circuito del dispositivo compresor de audio, Self¹⁰ ofrece una explicación detallada sobre el diseño de un compresor analógico con elemento de control de ganancia FET, señalando los argumentos para el uso de cada sección que se implementó en el dispositivo. Aunque, como menciona el autor, varios de los componentes usados en este dispositivo son obsoletos y, por lo tanto, alguna de las teorías expuestas en el mismo podrían recaer en éste término; hoy en día el uso de este tipo de dispositivos es considerado, por parte de Ingenieros de Sonido y productores, un privilegio, ya que ofrecen opciones de coloración únicas debido a que el recorrido de la señal en el circuito es de tipo discreto*. Por consiguiente, se considera un punto de apoyo para el desarrollo de la presente investigación.

⁷ TEGELER AUDIO MANUFAKTUR. Vari tube recording channel VTRC - channel strip [En línea]. Tegeler Audio Manufaktur. Disponible en Internet: https://www.tegeler-audio-manufaktur.de/vari_tube_recording_channel_vtrc_channel_strip

⁸ TFPRO. P38EX - Edward the Compressor - User's guide [Manual de instrucciones]. Torquay.

⁹ CAMILO SILVA F. Gear [En línea]. Camilo Silva F. Disponible en Internet: <http://www.camilosilvaf.com/gear.php>

¹⁰ SELF, Douglas. Self on audio. 2 ed. Newnes, 2006. p. 117-126.

* Se refiere a que todos los componentes del circuito son pasivos o activos, es decir, no se implementa ningún tipo de circuito integrado.

Adicionalmente, Ballou¹¹ describe el funcionamiento electrónico de limitadores comerciales primitivos, incluyendo la descripción del elemento controlador de ganancia, y muestra, a su vez, circuitos esquemáticos de constantes de tiempo simple y compuesto. Así mismo, presenta de manera sintética, un circuito esquemático y un diagrama de bloques de un compresor con topología *feedforward* y elemento controlador de ganancia VCA utilizando el circuito integrado THAT4301. El cual, como explica Elliott¹², está compuesto por un amplificador controlado por voltaje basado en transistores emparejados, transistores configurados como diodos y un detector RMS. Para lograr implementar tiempos de ataque y de restablecimiento variables dentro del dispositivo anterior, se recurre al artículo desarrollado por Floru¹³ el cual repasa matemáticamente el detector RMS y determina modelos de comportamiento de tiempo y frecuencia. En términos aplicativos, la hoja de especificaciones y notas de aplicación y diseño del fabricante de dicho circuito integrado¹⁴, ofrece información más relevante para el entendimiento del funcionamiento del circuito.

Giannoulis, Massberg y Reiss¹⁵ aportan la investigación más reciente de la AES (*Audio Engineering Society*) referente al diseño de un compresor de rango dinámico. Aunque está investigación se enfoca en el ámbito digital, parte de la información se puede usar como referencia debido a que explica ecuaciones de comportamiento de circuitos que conforman las distintas etapas de un compresor, además que describe el principio de operación de dichas etapas.

¹¹ BALLOU, Glen. ed. Handbook for sound engineers. 4 ed. Focal Press, 2009. p. 895-910.

¹² ELLIOTT, Rod. VCA Techniques Investigated [En línea]. Elliott Sound Products, 29 de Diciembre de 2012. Disponible en Internet: <http://sound.westhost.com/articles/vca-techniques.html>

¹³ FLORU, Fred. Attack an release time constants in RMS-based compressors and limiters. En: AES 99th Convention (99: 6-9, octubre, 1995: New York, USA). Massachusetts, 1995.

¹⁴ THAT CORPORATION. Basic compressor/limiter design. Design Note 00A. [Nota de diseño]. Milford, 2009.

¹⁵ GIANNOULIS, Dimitrios et al. Digital dynamic range compressor design - A tutorial and analysis. En: Journal Audio of The Audio Engineering Society. Junio, 2012. vol. 60, no. 6.

Así mismo, la editorial Elektor¹⁶, las revistas Saber Electrónica¹⁷, Nueva Electrónica¹⁸ y Everyday Practical Electronics¹⁹, ofrecen dentro de sus publicaciones varios artículos sobre proyectos, que describen el comportamiento de los componentes electrónicos que conforman distintos tipos de compresores muy simples*, entre éstos, con elemento controlador de ganancia *'true'* VCA, puente de diodos, circuito integrado (NE572, TDA7052A, NE570, SA571), FET. Estos proyectos están destinados a aplicaciones más comunes como: transmisores de radiofrecuencia, compresores para guitarra, micrófono y sistemas de sonido para carros y hogares.

Finalmente, en el ámbito nacional cabe mencionar el trabajo de grado de la autoría de Betancur²⁰, el cual aborda la temática de la elaboración de un compresor analógico basado en el Teletronix LA2A, junto con un vúmetro ajustable, con el fin de ofrecer una alternativa al mercado nacional respectivo.

1.2 DESCRIPCIÓN Y FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

Tal como se mencionó anteriormente, el diseño y la construcción de los compresores de audio, es un tema ampliamente desarrollado por fabricantes

¹⁶ ELEKTOR ELECTRONICS. 303 circuits. Elektor Electronics, 1988. p. 11-13.

SONTHEIMER, Robert. Designing audio circuits. Elektor Electronics, 1998. p. 154-157.

FIELD, Ian. Compresor de guitarra sin CA3080. En: Elektor. Julio-agosto, 2010, no. 361/362. p. 54-55.

¹⁷ SABER ELECTRÓNICA. Compresor para micrófono. En: Saber Electrónica. Abril, 1990, no. 34. p. 65-67.

BRAGA, Newton C. Compresor para micrófono. En: Saber Electrónica. Enero, 1993, no. 67. p. 22-24.

SABER ELECTRÓNICA. Compresor/expansor de audio. En: Saber Electrónica. Mayo, 1998, no. 131. p. 72.

¹⁸ NUEVA ELECTRÓNICA. Compresor ALC estéreo. En: Nueva Electrónica. , no. 153. p. 35-47.

¹⁹ CLARKE, John. Stereo Compressor. En: Everyday Practical Electronics. Enero, 2013. vol. 42, no. 1. p. 20-27.

* Es decir, funcionalidad básica, excluyendo control sobre características dinámicas y estáticas.

²⁰ BETANCUR, Juan S. Prototipo compresor de audio análogo y vúmetro con calibración para grabación profesional. Proyecto de grado de ingeniería electrónica. Envigado: Institución Universitaria de Envigado, 2014.

pertenecientes a la industria de los sistemas de procesamiento de señal*, así mismo, el uso y/o manipulación de estos tiene gran trayectoria entre Ingenieros y Técnicos en Sonido y disciplinas relacionadas, sin embargo, la correlación existente entre la señal eléctrica que se procesa proveniente de la entrada del dispositivo, y la señal acústica que se percibe post-procesamiento, es poco desvelada.

El asunto se torna más complicado si se analiza el ámbito académico específicamente de la Universidad de San Buenaventura, en el que aspirantes a Ingeniero de Sonido son formados con la teoría y la práctica suficiente para desempeñarse en su campo, pero ¿cómo brindar a estudiantes y/o Ingenieros de Sonido de la Universidad de San Buenaventura, la posibilidad de conocer y/o experimentar los fenómenos que ocurren en el procesamiento de señales en su fase eléctrica, dentro de un compresor de audio?.

1.3 JUSTIFICACIÓN

Algunos fabricantes, mencionados en la sección 1.1, aunque más generosos en la posibilidad de manipulación y en brindar mayor cantidad de información al usuario, quizás por salvaguardar la propiedad intelectual, no comparten la descripción de los procesos internos ni mucho menos permiten al usuario manipular con mayor profundidad el comportamiento del equipo en relación a: la selección del tipo de detección, del tipo de retroalimentación de la señal al elemento de ganancia variable y del tipo de control de ganancia.

El desarrollo del presente trabajo busca generar una alternativa de información para estudiantes e Ingenieros de Sonido de la Universidad de San Buenaventura, con la que puedan familiarizarse con el proceso interno de un compresor de audio, permitiendo así mismo la posibilidad de variar las etapas y/o configuraciones más relevantes: detección, retroalimentación de señal y compresión o reducción de ganancia. Así mismo, brindar herramientas a los docentes de asignaturas tales como Electrónica y Diseño de Sistemas de Sonido, que les permitan complementar la acción de formación de los estudiantes en relación al funcionamiento de la electrónica aplicada al audio, gracias a la presentación, manipulación y medición de un dispositivo procesador de señal abierto a la experimentación.

* El inicio de la construcción de compresores se remonta a los primeros limitadores elaborados en los años 40's.

1.4 OBJETIVOS DE LA INVESTIGACIÓN

1.4.1 OBJETIVO GENERAL

Diseñar, construir e implementar un compresor de audio analógico que permita seleccionar el camino que recorrerá la señal por medio de la variación de las etapas de: tipo de detección, tipo de codo de curva, modo de las constantes de tiempo, tipo de amplificador de ganancia variable (AGV), y topología del circuito entre *feedforward* y *feedbackward*.

1.4.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Diseñar un compresor de audio analógico basado en bloques de circuitos existentes, estructurando la distribución de las etapas del dispositivo de tal manera que permita seleccionar el recorrido de la señal.
- Construir un prototipo del dispositivo, procurando que el usuario pueda elegir por medio de selectores el tipo de detección, el tipo de codo de curva, el modo de las constantes de tiempo, el tipo de amplificador de ganancia variable y la topología del circuito.
- Elaborar una guía conceptual y de manipulación, que permita explicar los fenómenos eléctricos que ocurren durante el procesamiento de la señal en relación al recorrido determinado por el usuario.

1.5 ALCANCES Y LIMITACIONES DEL PROYECTO

Con el desarrollo de la presente investigación se pretende desarrollar una herramienta de valor, que sirva como soporte para los procesos de aprendizaje en el área de electrónica, buscando proponer posibilidades de profundización para estudiantes y/o egresados del programa de Ingeniería de Sonido de la Universidad de San Buenaventura, sede Bogotá, al generar la expectativa necesaria en la manipulación de sistemas de sonido develando la correlación existente entre lo conceptual y lo práctico de dichos sistemas.

La visión se ve limitada por factores relacionados con: las herramientas para la práctica requeridas para el montaje y óptimo desarrollo de circuitos, así como para la medición y diagnóstico de los mismos; y, el promedio de dedicación en horas efectivas empleadas para el perfeccionamiento del producto de la investigación, debido al reto que supone el desempeño de los investigadores en su ámbito laboral y/o empresarial.

2. MARCO DE REFERENCIA

2.1 MARCO TEÓRICO-CONCEPTUAL

2.1.1 Rango dinámico. “El rango dinámico, RD, es un parámetro asociado a una señal que representa la relación entre el máximo y el mínimo nivel de señal, expresada logarítmicamente en decibeles: $RD = 20 \log_{10} \frac{S_{m\acute{a}xima}}{S_{m\acute{i}nima}}$.”²¹

2.1.2 Compresor. Un compresor de audio es un dispositivo procesador de señal que reduce el rango dinámico de una señal.

Estos dispositivos pueden ser digitales, de tal manera que su proceso sea realizado por medio de algoritmos, o analógicos, donde su proceso es realizado a través de un circuito electrónico*.

Los componentes principales de un compresor son: un amplificador o elemento de ganancia variable** y el *side-chain*.

²¹ MIYARA, Federico. Acústica y sistemas de sonido. Rosario: UNR, 2000. p. 66.

* En este documento sólo se explorará a fondo el compresor de audio analógico, debido a la pertinencia del mismo con el desarrollo del presente proyecto.

** Muchas veces llamado “VCA”, del inglés *voltage controlled amplifier* o amplificador controlado por voltaje; pero para evitar confusiones con uno de los tipos de amplificadores de ganancia variable, en este documento no se usará dicha denominación.

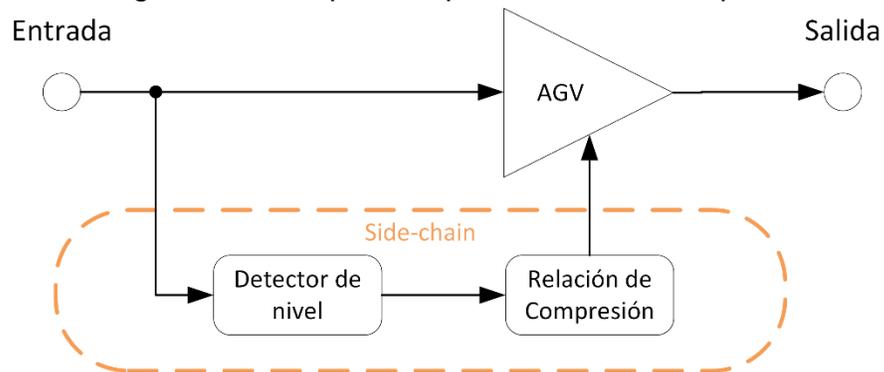
2.1.2.1 Clasificación según finalidad. Como menciona Michael Talbot-Smith²², según su función o finalidad, los compresores pueden ser:

- **Protectores.** Usados para prevenir sobrecargas o saturación para evitar el riesgo de incurrir en distorsión.

- **Creativos.** Utilizados para producir sonidos controlados uniformemente o sonidos distintamente balanceados. Y, más importante aún, son usados para incrementar la intensidad sonora percibida de una señal, sin incrementar los picos de niveles.

2.1.2.2 Funcionamiento. El diagrama de bloques simplificado de un compresor de audio se muestra en la Figura 1. Según manifiesta Federico Miyara²³, la clave del funcionamiento del compresor está basada en el amplificador controlado o amplificador de ganancia variable (AGV), que posee una entrada auxiliar por medio de la cual se le puede alterar la ganancia.

Figura 1. Diagrama de bloques simplificado de un compresor de audio



”El compresor opera de la siguiente forma. En primer lugar, un detector de nivel está continuamente verificando si la señal de entrada supera o no cierto nivel denominado umbral²⁴ (o en inglés *threshold*). Si el umbral no se supera el AGV tiene ganancia 1, por lo tanto la señal no experimenta alteraciones. Si, en cambio, se supera el umbral, el AGV reducirá su ganancia de tal modo que el excedente de

²² TALBOT-SMITH, Michael. ed. Audio engineer’s reference. 4 ed. Focal Press, 1999. p. (2-150).

²³ MIYARA, Federico. Acústica y sistemas de sonido. Op. cit., p. 147.

²⁴ Ibid., p. 147.

nivel de entrada se reduzca a la salida en una proporción llamada relación de compresión (o en inglés *ratio*).

2.1.2.3 Características. Según Blesser²⁵, las características de un compresor se pueden dividir en dos clases: estáticas y dinámicas. Adicionalmente se describirá el codo de curva de los compresores.

- **Estáticas.** “Las características estáticas determinan la función de transferencia entrada-salida para señales en estado estacionario”²⁶. Éstas son:

▪ **Umbral.** “El umbral se define como el nivel por encima del cual empieza a darse la reducción de ganancia”²⁷.

▪ **Relación de compresión.** La relación de compresión especifica cuanta señal excedente se dejará pasar, una vez cruzado el umbral, en proporción a la señal de entrada. “Así, si la relación de compresión es 2:1, un exceso de 10 dB respecto al umbral se transformará en un exceso de sólo 5 dB.”²⁸.

En la Figura 2, se observa la gráfica de la función de transferencia entrada-salida de un compresor mostrando como ejemplo distintos valores de relación de compresión para un nivel de umbral fijo. Nótese que la relación ∞ :1 corresponde al funcionamiento de un limitador; sin embargo, en la práctica un valor de relación de compresión superior a 20:1 se considera un limitador.

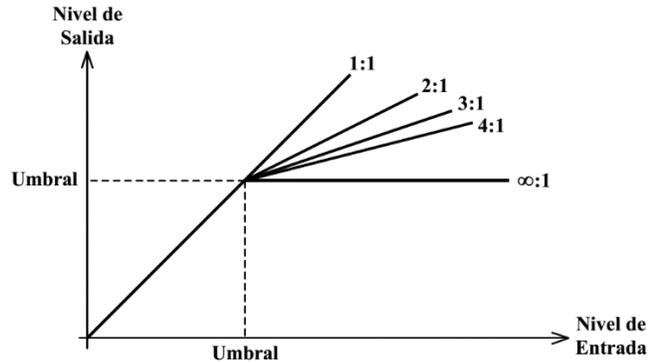
²⁵ BLESSER, Barry y BAEDER, Karlo. A new approach to dynamic range compression for audio systems. En: AES 35th Convention (35: 21-24, octubre, 1968: New York, USA). Lahr: Audio Engineering Society, 1968. p. 2.

²⁶ Ibid., p. 2.

²⁷ KATZ, Bob. La masterización del audio, el arte y la ciencia. Guipúzcoa: Escuela de cine y video, 2002. p. 118.

²⁸ Ibid., p. 147.

Figura 2. Gráfica función de transferencia

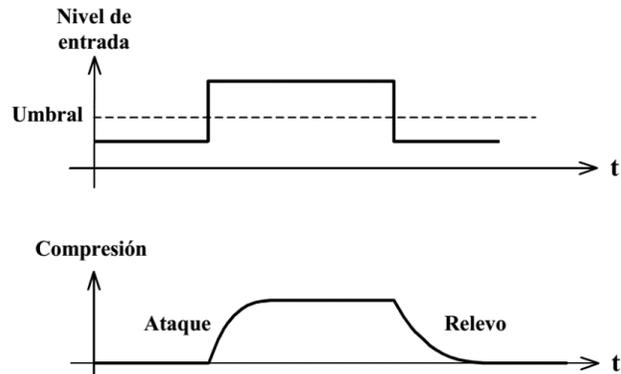


Fuente: MIYARA, Federico. Acústica y sistemas de sonido.

- **Dinámicas.** Según Abel²⁹, las características dinámicas son determinadas por el detector; refiriéndose a éstas como la dinámica del compresor, es decir, la forma en que la reducción de ganancia persigue a la envolvente de la señal. Éstas son:

▪ **Tiempo de ataque.** (O en inglés *attack time*) Es el tiempo que tarda la ganancia del AGV, luego de que la señal sobrepasa el umbral, en decaer hasta el valor correspondiente definido por la relación de compresión. En otras palabras, “cuando la señal de entrada sube por encima del umbral se desencadena la envolvente de ataque”³⁰, como se observa en la Figura 3.

Figura 3. Gráfica efecto de la envolvente



Fuente: MIYARA, Federico. Acústica y sistemas de sonido.

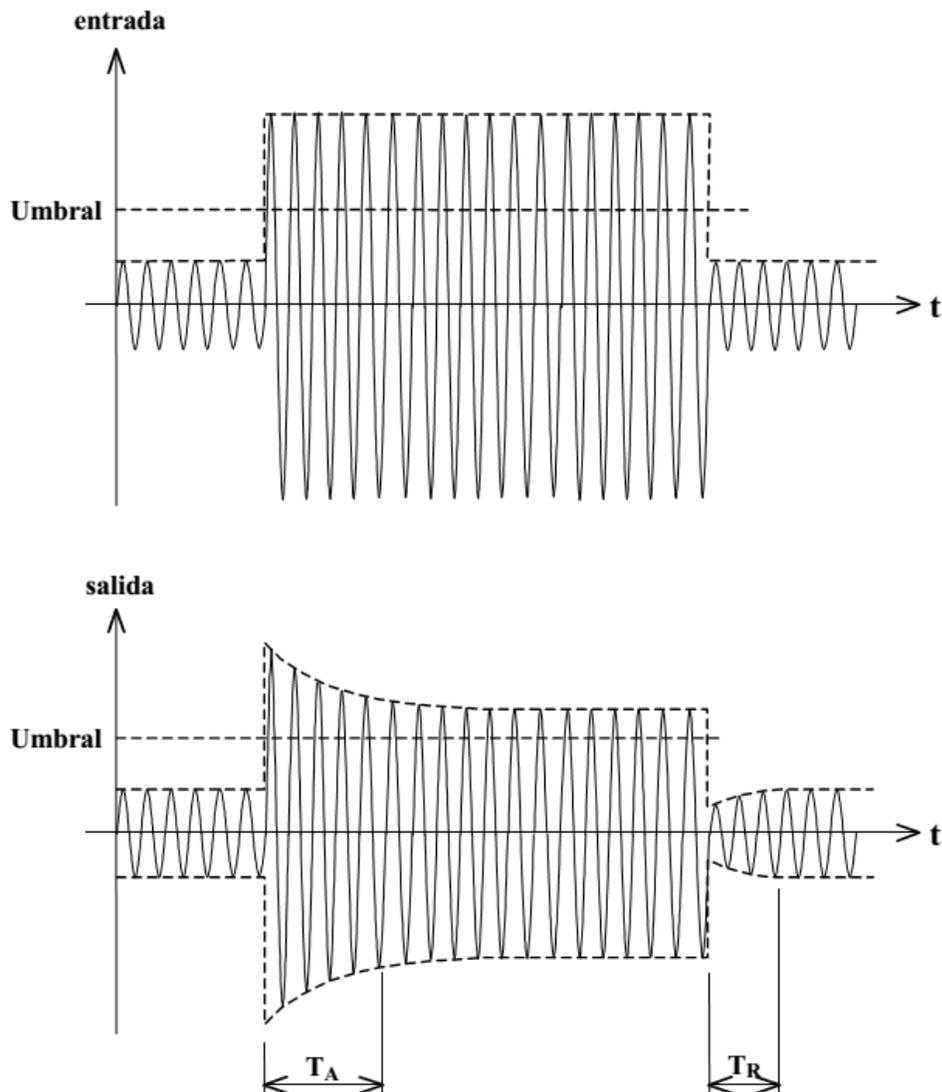
²⁹ ABEL, Jonathan S. y BERNERS, David P. On peak-detecting and RMS feedback and feedforward compressors. En: AES 115th Convention (115: 10-13, octubre, 2003: New York, USA). Santa Cruz: Audio Engineering Society, 2003. p. 3.

³⁰ MIYARA, Federico. Acústica y sistemas de sonido. Op. cit., p. 152.

▪ **Tiempo de restablecimiento.** También conocido como tiempo de liberación o de relevo (o en inglés *release time*); es el tiempo que tarda la ganancia del AGV, luego de que la señal descienda por debajo del umbral, en retornar a su valor original. El efecto de esta envolvente se puede observar en la Figura 3.

En la Figura 4, se observa la gráfica del efecto de la compresión a nivel de forma de onda temporal. Ahí se observa el tiempo de ataque marcado como T_A y el tiempo de restablecimiento marcado como T_R .

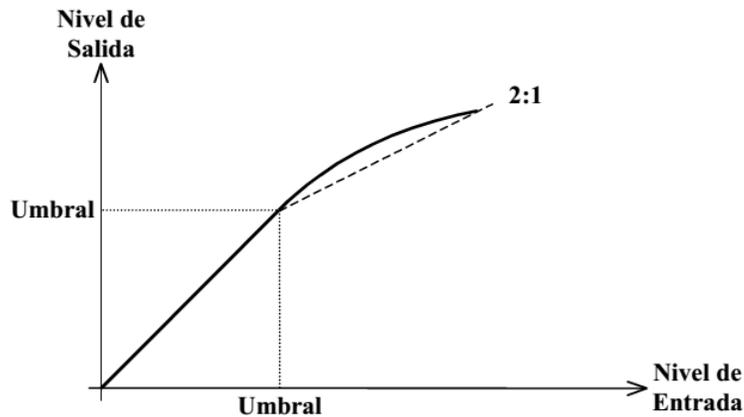
Figura 4. Grafica efecto de la compresión en forma de onda temporal



Fuente: MIYARA, Federico. Acústica y sistemas de sonido.

- **Codo de curva.** Según Katz³¹, la parte de la curva cerca del umbral se llama el codo (knee), que es la transición entre la ganancia unidad y la compresión. La forma del codo puede hacer que la transición sea suave o dura, como se muestra en la Figura 5. El término codo suave (*soft knee*) se refiere a una forma de codo redondeado, y codo brusco (*hard knee*) a una forma afilada, donde la compresión o limitación golpea rápidamente por encima del umbral.

Figura 5. Gráfica codo de curva



Fuente: MIYARA, Federico. Acústica y sistemas de sonido.

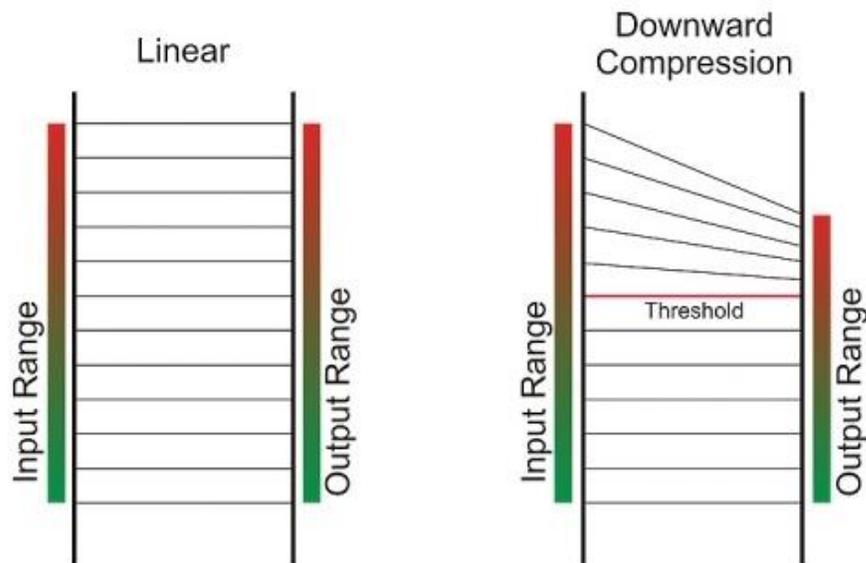
Es posible que el cambio de relación de compresión unitaria a 10:1 pueda ser instantáneo, en cuyo caso el codo sería un ángulo agudo en vez de redondeado, produciendo un cambio áspero de sonido, por tanto un efecto de limitación. La necesidad de un codo sutil depende mucho de cuanta actividad musical suceda en el umbral. Si hay mucha actividad musical o movimiento alrededor del umbral, la forma de codo puede ser crítica para esos modelos de compresores que no tienen ajustes de codo; parte del efecto del codo puede ser obtenido retocando ligeramente la tasa y/o el umbral.

³¹ KATZ, Bob. La masterización del audio, el arte y la ciencia. Guipúzcoa: Escuela de cine y video, 2002. p. 119.

2.1.2.4 Modos de compresión.

- **Compresión descendente.** La gran mayoría de compresores aplican la compresión descendente (o en inglés *downward compression*) que significa, como manifiesta Bob Katz³², que los pasajes de alto nivel de intensidad se disminuyen. “Siendo más específicos, las señales debajo del umbral no se tocan, mientras que las que sobrepasan el umbral son ‘aplastadas’ por una cantidad determinada por la relación de compresión”³³.

Figura 6. Diagrama compresión descendente



Fuente: ROBJOHNS, Hugh. Parallel compression [En línea].

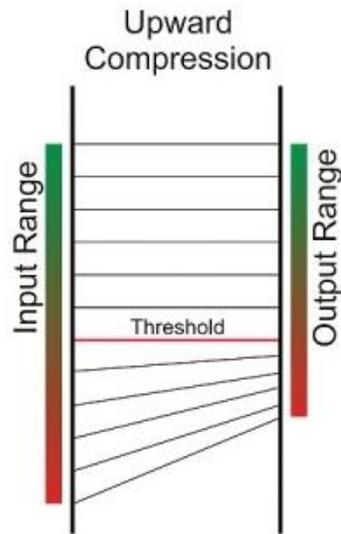
La Figura 6 muestra diagramas de rango de entrada y rango de salida correspondientes a: cuando no hay compresión presente (parte izquierda) y cuando se aplica compresión descendente (parte derecha).

³² Ibid., p. 112.

³³ ROBJOHNS, Hugh. Parallel compression [En línea]. Sound On Sound, Febrero de 2013. Disponible en Internet: <http://www.soundonsound.com/sos/feb13/articles/latest-squeeze.htm>

- **Compresión ascendente.** En la compresión ascendente (o en inglés *upward compression*) se aumenta el nivel de las señales por debajo del umbral y las que están por encima de éste, permanecen inalteradas. Este proceso es ilustrado por la Figura 7.

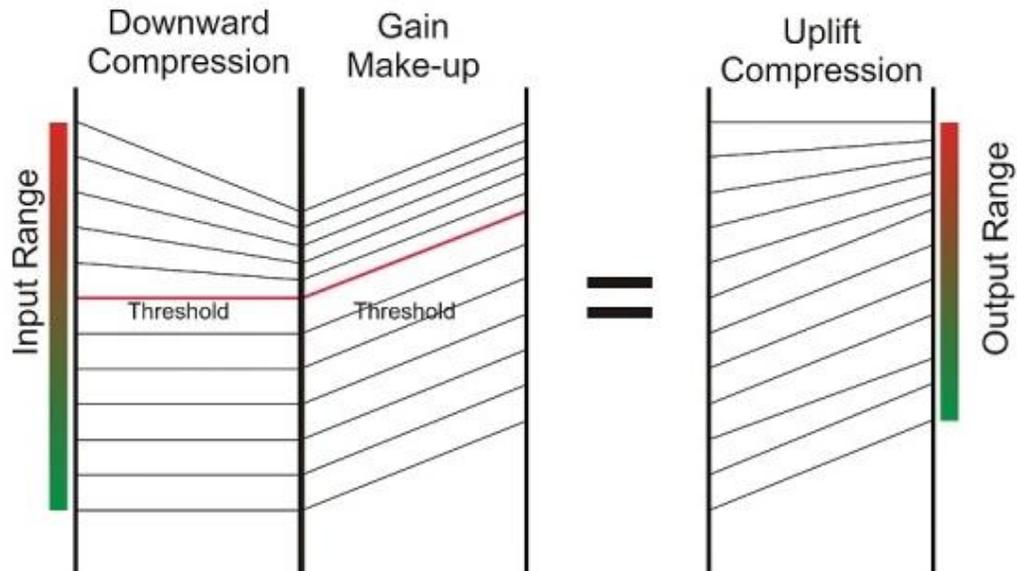
Figura 7. Diagrama compresión ascendente



Fuente: ROBJOHNS, Hugh. Parallel compression [En línea].

- **Compresión de levantamiento***. En la compresión de levantamiento (o en inglés *uplift compression*) primero se implementa un modo de compresión descendente y luego se aplica una ganancia de compensación en la salida de la señal. Este proceso es ilustrado por la Figura 8.

Figura 8. Diagrama compresión de levantamiento



Fuente: ROBJOHNS, Hugh. Parallel compression [En línea].

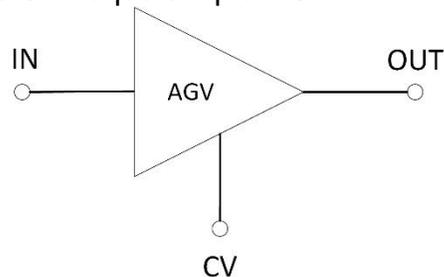
Para mayor claridad, en el presente documento siempre se utilizará el término compresor para referirse al compresor en modo descendente.

* No es un modo de compresión como tal; se incluye en esta sección para establecer una interrelación adecuada entre conceptos.

2.1.2.5 Estructura. Como se mencionó en la sección 2.1.1, los componentes principales de un compresor son el amplificador de ganancia variable (AGV) y el *side-chain*.

- **AGV.** Como manifiesta Massberg³⁴, el núcleo de todo compresor es el elemento que aplica la reducción de ganancia: el amplificador de ganancia variable; el cual atenúa la señal de entrada de acuerdo a una señal de control de voltaje externa. En la Figura 9, se pueden observar los terminales respectivos a este componente marcados así: IN (entrada), OUT (salida) y CV (señal de control de voltaje).

Figura 9. Bloque simple AGV



Se emplean distintas tecnologías para conformar el AGV. A continuación, se describirá cada una de estas.

- **Vari-Mu.** Según señala Squire³⁵, aquí fue donde todo empezó. Los primeros compresores de tubos eran desarrollados exclusivamente para limitar el máximo nivel de audio en los radiotransmisores AM.

Los compresores Vari-Mu aprovechan las propiedades de una particular clase de válvulas de vacío, llamada de corte alejado o de mu variables, en la cual la ganancia de la válvula puede ser ampliamente variada. En un circuito *Vari-Mu*, para poder alterar la ganancia, la señal de control es efectivamente ‘mezclada’ con la señal de audio. Esto da aumento al ruido sordo o *thumping* característico de los compresores Vari-Mu. Para minimizar este efecto, se requiere que las válvulas de mu variables se configuren como pares balanceados y a menudo como transformadores acoplados. De hecho, varias veces son usados un número de transformadores; el modelo AWA G5101, por ejemplo, usa cuatro transformadores en el camino de la señal de audio para reducir la fuga de la señal de control (*thumping*) hacia la salida de la unidad. Esto, junto con algunos ajustes de control específicos de las válvulas y con un

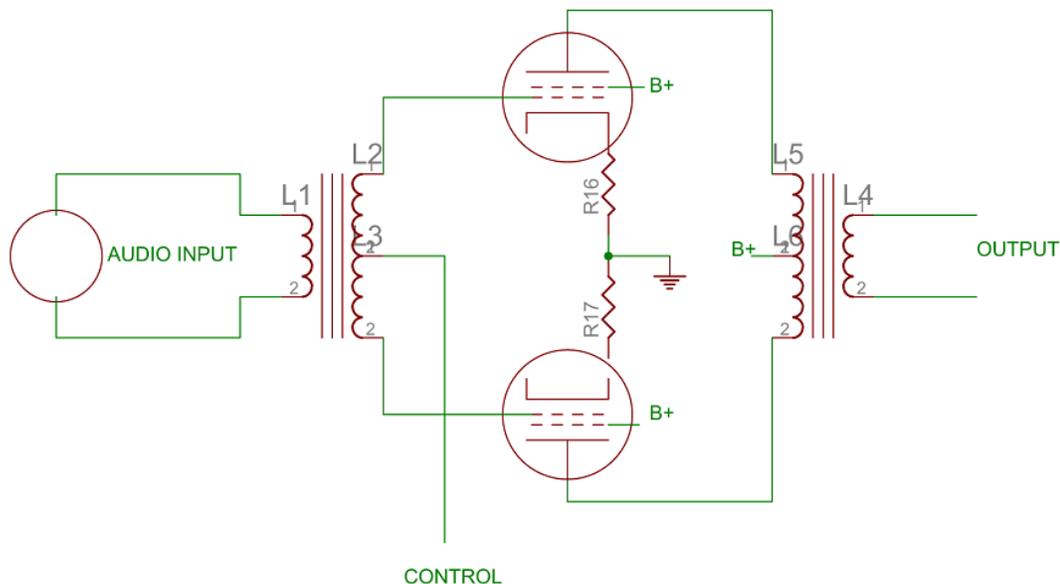
³⁴ MASSBERG, Michael. Investigation in dynamic range compression. Tesis de magíster en ciencias. Londres: Queen Mary University of London, 2009. p. 9.

³⁵ SQUIRE, Rob. Compressors (Part 1). En: Audio Technology Magazine. Enero-febrero, 2009, no. 66. p. 108.

correcto diseño del side-chain, puede mantener el efecto thumping a niveles insignificantes³⁶.

Hill³⁷ ilustra en la Figura 10, la configuración de un circuito muy simplificado correspondiente a un AGV vari-mu.

Figura 10. Circuito simplificado AGV vari-mu



Fuente: HILL, Dave. Analog compressors technology.

• Opto.

El mito es que Joe Meek inventó el opto compresor con la premisa de pasar el audio a través de una de las celdas foto-sensitivas recientemente desarrolladas y sujetándola a una bombilla; dicha bombilla siendo impulsada por una parte de la señal de audio. Las celdas ópticas son fabricadas por una mezcla de materiales que esencialmente crean una resistencia sensible a la luz. Ésta resistencia puede variar desde un millón de ohmios en la oscuridad a unos pocos miles de ohmios bajo luz intensa. Juntando esta resistencia dependiente de la luz (LDR) con una resistencia

³⁶ Ibid., p. 108.

³⁷ HILL, Dave. Analog compressors technology. En: Audio Days (26-27, marzo, 2012: Paris, Francia). Paris: Crane Song, 2012. p. 12.

fija, se crea un control de volumen simple; y a través del control del brillo de la fuente de luz* que ilumina al LDR, se puede controlar el nivel de intensidad del audio.

Los antiguos LDR's eran elementos altamente no lineales con gran variación entre una pieza y otra. Las variaciones correspondían a casi todos los aspectos mensurables de las características de los LDR's. La distorsión del audio que pasa a través de éstos, la velocidad de respuesta a cambios en el nivel de luz, el rango y escala del cambio en la resistencia a un cambio de luz dado, eran todos variables de una pieza a otra. Esta era una gran dificultad para los fabricantes y para los electrónicos aficionados** era una lotería. Los fabricantes que construían compresores basados en LDR's necesitaban comprar gran cantidad de su seleccionado LDR y lo evaluaban en circuitos impresos de prueba para corroborar cuál proporcionaba las cualidades objetivo que buscaban. Un excelente ejemplo de esto es el Teletronix LA-2A y el subsiguiente Urei LA-3A, en los que todas las características de ataque y restablecimiento son gobernadas por la opto-celda seleccionada. Clasificando un lote de 100 de estas celdas, se podrían sacar 10 dentro de los rangos aceptables de desempeño deseado... el resto a la basura. El comportamiento no lineal de los LDR's resulta en un montón de cualidades que conspiran para hacer de los opto-compresores, dispositivos únicos³⁸.

Según Elliott³⁹, la distorsión de los LDR's depende de la corriente a través de estos, en vez del voltaje. Por lo tanto, para mantener ésta a bajos niveles, se debe mantener la corriente a valores mínimos. El mismo autor menciona que las combinaciones LED/LDR, ya sean caseras u opto-acopladores, proporcionan bajos niveles de distorsión. Como lo manifiesta Squire⁴⁰, el nivel de distorsión es muy variable y puede alcanzar un pico de 3% de armónicos de tercer orden principalmente.

Hoy en día, las opto-celdas modernas, que contienen LED y resistencias dependientes de la luz, son fabricadas con niveles más altos de tolerancia que los antiguos LDR's. Sus características son más predecibles y la variación de pieza a pieza es lo suficientemente pequeña, para que los fabricantes las usen sin necesidad de la evaluación y clasificación laboriosa requerida previamente. De hecho, algunas poseen tiempos de respuesta tan rápidos que el control del ataque y restablecimiento se hace una opción viable, y por lo tanto, pueden ser ajustados por el usuario⁴¹.

* Se refiere a un diodo emisor de luz o LED.

** Se refiere a persona aficionada a realizar proyectos electrónicos o DIYers (del inglés *Do It Yourself*)

³⁸ SQUIRE, Rob. Compressors (Part 1)... Op. cit., p. 109.

³⁹ ELLIOTT, Rod. VCA Techniques Investigated [En línea]. Elliott Sound Products, 29 de Diciembre de 2012. Disponible en Internet: <http://sound.westhost.com/articles/vca-techniques.html>

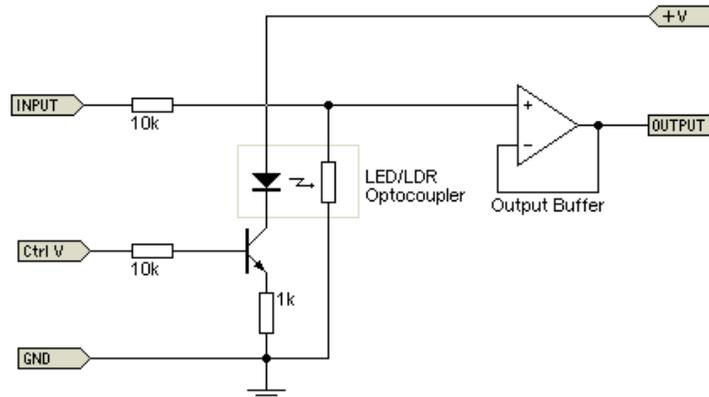
⁴⁰ SQUIRE, Rob. Compressors (Part 1)... Op. cit., p. 109.

⁴¹ Ibid., p. 109.

Elliott ilustra en la Figura 11, la configuración de un circuito simplificado correspondiente a un AGV opto.

Figura 11. Circuito simplificado AGV opto

ESP



Fuente: ELLIOTT, Rod. VCA Techniques Investigated [En línea].

• FET.

A mediados de los 60, se hizo disponible un nuevo tipo de transistor, el transistor de efecto de campo, o FET. Dos aspectos de los FETs interesaron a los diseñadores de dispositivos de audio: la alta impedancia de entrada disponible y que el dispositivo podía ser construido de tal manera que pudiera replicar acertadamente el comportamiento de una resistencia variable en respuesta a un control de voltaje. Del mismo modo que el LDR en los opto-compresores, el FET acoplado con una resistencia fija y un control de voltaje, puede comportarse como un control de volumen. La ventaja intrínseca de un FET, a diferencia del LDR, es que puede operar con tiempos de respuesta muy rápidos. De hecho, uno de los primeros compresores FET, el Urei 1176, presume de un tiempo de ataque mínimo de 20 μ s; el cual era mucho más rápido que lo obtenido previamente con la tecnología vari-mu y opto⁴².

Como manifiesta Squire⁴³, la gran desventaja de los FETs es el nivel de señal que puede pasar a través de ellos antes que la distorsión incremente dramáticamente. En consecuencia, todos los compresores FET normalmente reducen 20 dB la señal de entrada, antes que entre al transistor como tal. Esta reducción de nivel necesita ser compensada por un amplificador en la etapa de salida, lo que conlleva una limitación inherente de diseño en cuando al desempeño de ruido de cualquier

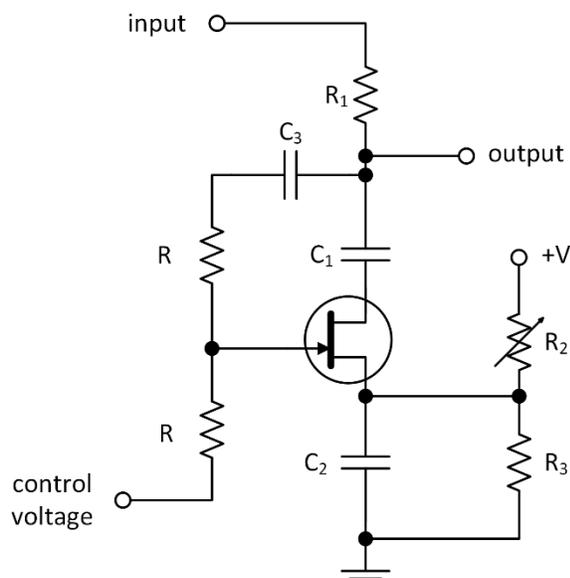
⁴² Ibid., p. 109.

⁴³ Ibid., p. 109.

compresor de este tipo. Normalmente estos compresores poseen un ruido de fondo (o del inglés noise floor) de alrededor de -70 dBu. Esta distorsión es tratada usualmente con una técnica de cancelación, en donde parte de la señal de audio es alimentada a la señal de control. La mayor parte de esta distorsión corresponde a armónicos de segundo orden, como menciona Self⁴⁴.

Self⁴⁵ ilustra en la Figura 12, el circuito estándar de la técnica de reducción de distorsión, sumando la mitad del voltaje drenaje/fuente con la señal de control de voltaje.

Figura 12. Circuito AGV FET con técnica de reducción de distorsión



Fuente: SELF, Douglas. Self on audio.

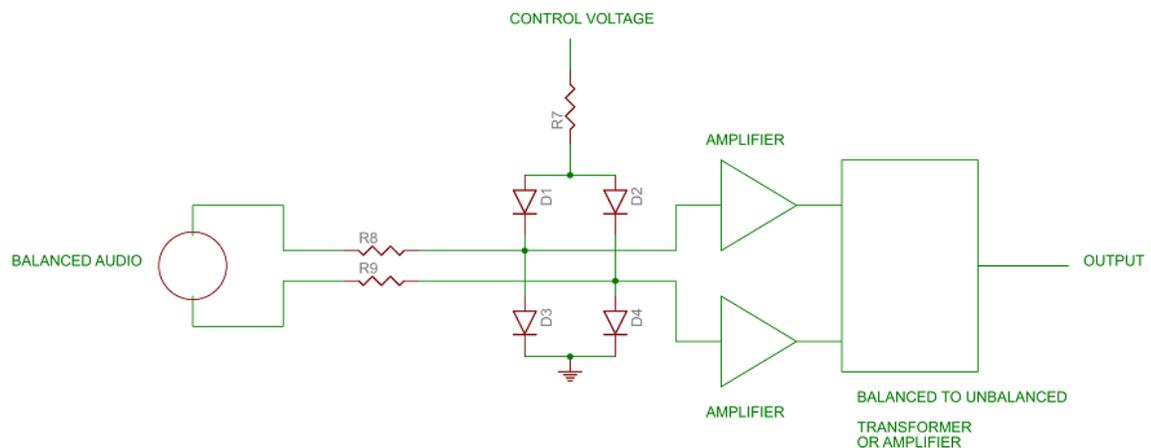
⁴⁴ SELF, Douglas. Self on audio. 2 ed. Newnes, 2006. p. 119.

⁴⁵ Ibid., p. 120.

• **Diodos.** Los diodos también han sido utilizados como elementos de control de ganancia, en donde se depende de la resistencia dinámica de los diodos que cambia con respecto a una corriente proporcionada por el control de voltaje, como bien manifiesta Elliott⁴⁶. Usando esta tecnología la linealidad es bastante pobre, lo que significa que la distorsión es alta, y su implementación está generalmente dirigida a dispositivos comunes de consumo como grabadoras de casetes portátiles, entre otros. Sin embargo, si se limita la señal de entrada, la distorsión puede llegar a niveles aceptables. El AGV de diodos requiere de corriente de control, que puede derivarse fácilmente del voltaje por medio de una resistencia.

Hill⁴⁷ ilustra en la Figura 13, un circuito muy simplificado que usa un puente de diodos como elemento de control de ganancia. El diseño debe ser balanceado para evitar componentes DC en la salida. El emparejamiento de los diodos es crítico. Squire⁴⁸ menciona que algunos compresores que utilizan esta técnica son el Neve 2254, el actual 33609JD y el Chandler TG12413.

Figura 13. Circuito simplificado AGV puente de diodos



Fuente: HILL, Dave. Analog compressors technology.

Elliott⁴⁹ ilustra en la Figura 14, otro circuito, un poco más complejo, de AGV de diodos. Se observa que el inversor proporciona un segundo control de voltaje que es exactamente igual, pero opuesto, al control de voltaje entrante. Con diodos

⁴⁶ ELLIOTT, Rod. VCA Techniques Investigated [En línea]. , Op. cit.

⁴⁷ HILL, Dave. Analog compressors technology. Op. cit., p. 10.

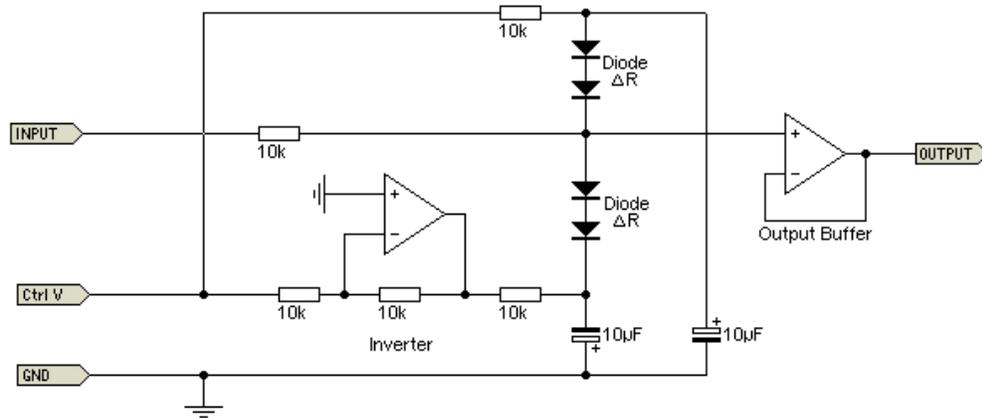
⁴⁸ SQUIRE, Rob. Compressors (Part 1)... Op. cit., p. 110.

⁴⁹ Ibid.

emparejados no existe desplazamiento DC mientras se aplica el control de voltaje, porque los voltajes positivos y negativos se cancelan. Este tipo de AGV funciona utilizando la resistencia dinámica (ΔR) de los diodos. Resistencia dinámica se refiere al hecho de que la resistividad de la unión de silicio es altamente dependiente de la corriente de polarización directa que atraviesa el diodo.

Figura 14. Circuito simplificado AGV de diodos

ESP



Fuente: ELLIOTT, Rod. VCA Techniques Investigated [En línea].

• **VCA.** Muchas veces el elemento de control de ganancia o AGV se conoce también como VCA^{*}; por esto, para diferenciarlo, el AGV de tipo VCA es también llamado como 'true' VCA. Actualmente vienen empaquetados en circuitos integrados (IC).

Los amplificadores controlados por voltaje fueron desarrollados por David Blackmer, un ingeniero de dbx, en los inicios de los años 70s y patentado en 1973. Éstos son comúnmente conocidos como celdas de ganancia Blackmer^{**} y el primer modelo fue el 'Black Can 202'. Alrededor de la misma época, Allison Research también tenía un módulo VCA, el cual requería de una circuitería adicional para operar; pero, al igual que la unidad de dbx, tenía una entrada de control exponencial. La entrada de control exponencial es un aspecto importante de los VCAs; ya que significa que el control de la ganancia del dispositivo era totalmente predecible, al igual que los cambios en el control de voltaje crean cambios de igual nivel de ganancia en decibeles. Por ejemplo, un cambio de un voltio en el control de voltaje cambiaría la ganancia en 10 dB, dos voltios cambiaría en 20 dB, y así sucesivamente. Esto es muy diferente al comportamiento no lineal de las opto-celdas y los FETs. En torno al mismo tiempo,

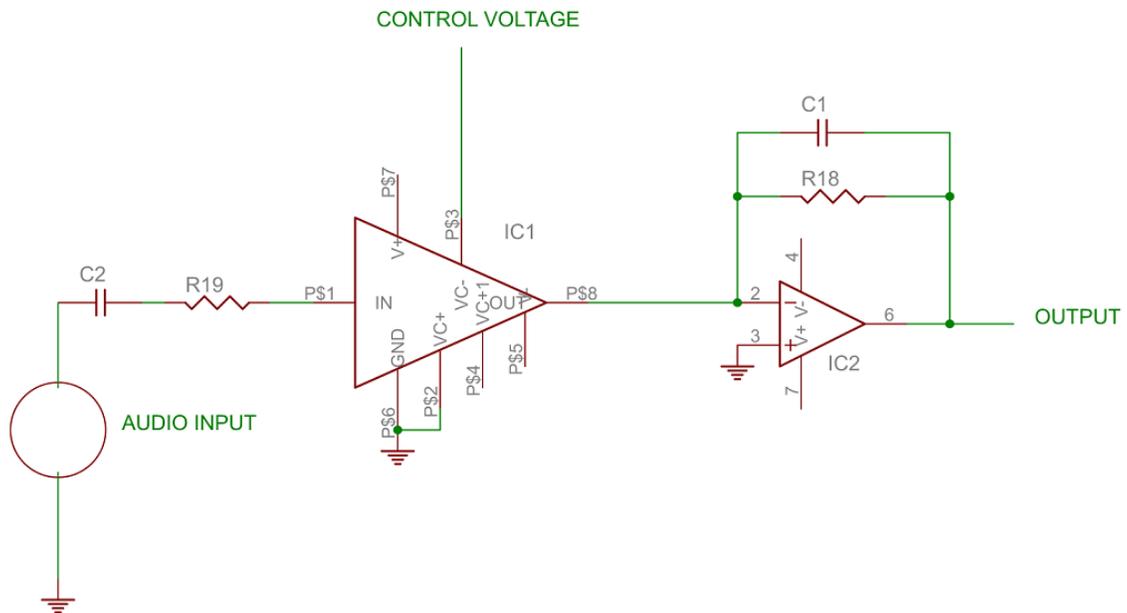
^{*} Que significa amplificador controlado por voltaje o del inglés *Voltage Controlled Amplifier*.

Blackmer desarrolló también un convertidor RMS, el cual genera un control de voltaje correspondiente al logaritmo de la media cuadrática de la señal de audio⁵⁰.

Elliott⁵¹ afirma que la celda Blackmer requiere de una corriente como señal de entrada, no de un voltaje. La señal de salida también es una corriente, y necesita de un amplificador operacional conectado como convertidor de corriente-voltaje para proporcionar el voltaje de salida requerido.

“Los primeros dispositivos VCA eran un poco ruidosos y exhibían incrementos en distorsión a medida que aumentaba la frecuencia. Sin embargo, su desarrollo no se ha estancado y el original Black Can 202 fue mejorado significativamente con el ‘Gold Can 202’, el pequeño circuito integrado tipo 2150 a través de la serie 2180 de THAT Corporation. Estos VCAs de tipo integrados 2180 y 2181 son usados actualmente en casi todos los compresores VCA, y tienen un alto grado de desempeño referente al ruido y distorsión”⁵².

Figura 15. Circuito simplificado AGV VCA



Fuente: HILL, Dave. Analog compressors technology.

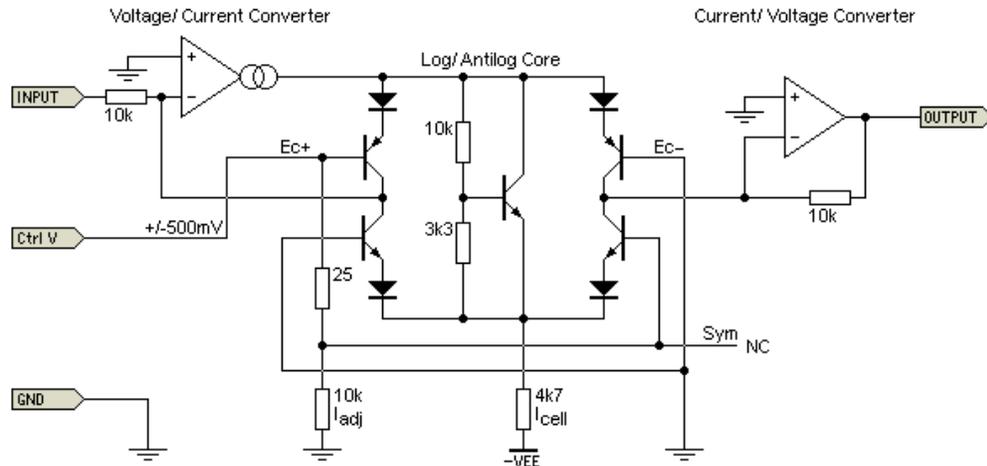
⁵⁰ SQUIRE, Rob. Compressors (Part 1)... Op. cit., p. 110.

⁵¹ ELLIOTT, Rod. VCA Techniques Investigated [En línea]. , Op. cit.

⁵² SQUIRE, Rob. Compressors (Part 1)... Op. cit., p. 110.

Hill⁵³ ilustra en la Figura 15, un circuito AGV que usa un circuito integrado VCA. Este tipo de circuito fue la primera topología práctica que hizo posible los diseños tipo *feed-forward*, que se explicará en secciones posteriores.

Figura 16. Circuito simplificado AGV VCA discreto



Fuente: ELLIOTT, Rod. VCA Techniques Investigated [En línea].

Elliott⁵⁴, a su vez, ilustra en la Figura 16, un circuito muy simplificado de una celda Blackmer de forma discreta basado en la hoja de especificaciones del THAT2180. Su intención es mostrar la forma básica del dispositivo.

- **Multiplicador analógico.** O más específicamente el multiplicador Gibert, es un arreglo de transistores encapsulados usualmente en un IC que es mayormente usado en radio y computación analógica. Sin embargo, un par de fabricantes cayeron en cuenta de su potencial en compresores analógicos.

Esencialmente, el dispositivo multiplica matemáticamente dos voltajes, y, si uno de esos voltajes es una señal de audio y el otro un control de voltaje, entonces se establece un dispositivo de ganancia controlable. Mientras que, similar a los VCA, éstos requieren de una implementación distinta. Audix y EMT usaron ICs

⁵³ HILL, Dave. Analog compressors technology. Op. cit., p. 13.

⁵⁴ ELLIOTT, Rod. VCA Techniques Investigated [En línea]. , Op. cit.

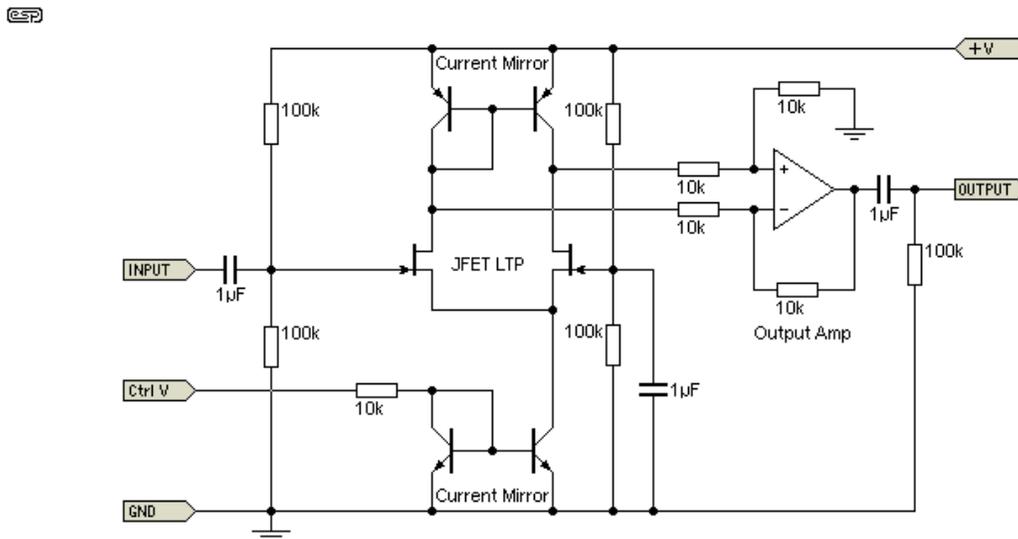
multilicadores para fabricar compresores que, aunque un poco extraños, probablemente están subestimados⁵⁵.

Como menciona Elliott⁵⁶, el VCA es un multiplicador analógico de 2 o 4 cuadrantes, pero específicamente diseñado para el uso en audio. Mientras que los ICs multiplicadores analógicos de aplicación general se adaptan razonablemente como AGVs; es recomendable usar un VCA dedicado.

• **Espejo de corriente y fuente/sumidero de corriente.** Los siguientes dos tipos de AGV se basan en espejos de corriente y fuente/sumidero de corriente.

▪ **Par diferencial.** Del inglés *Long-Tailed Pair* (LTP). Según Elliott⁵⁷, en algunos casos se varía la corriente de salida del LTP ('tail current') para controlar la ganancia; y en otras variantes, se aplica la señal de entrada a la salida ('tail') del par diferencial y se aplica la señal de control de voltaje a las bases de los transistores. Los dispositivos usados para el LTP, pueden ser JFETs o incluso tríodos mu variables. En la Figura 17, se muestra un circuito simplificado de un AGV par diferencial con JFETs.

Figura 17. Circuito simplificado AGV par diferencial con JFETs



Fuente: ELLIOTT, Rod. VCA Techniques Investigated [En línea].

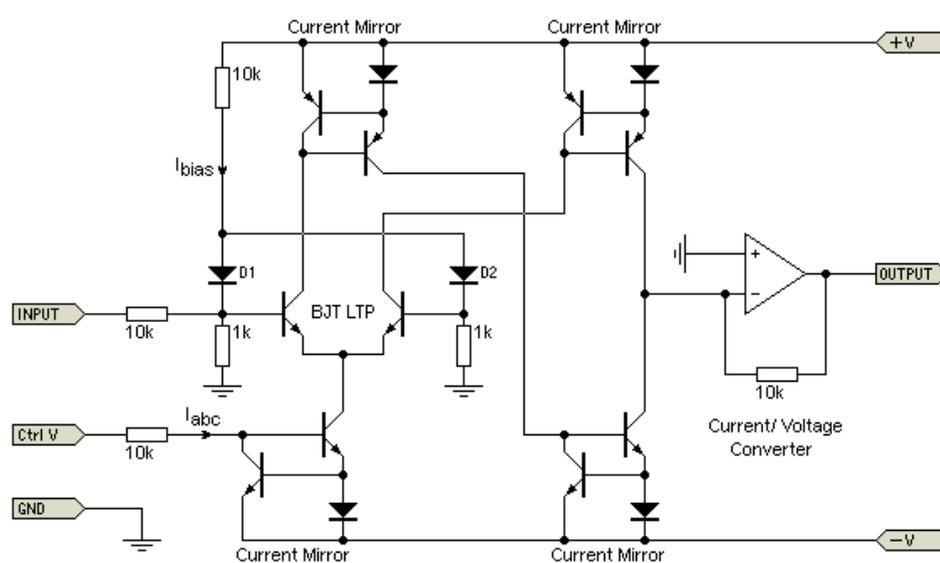
⁵⁵ SQUIRE, Rob. Compressors (Part 1)... Op. cit., p. 110.

⁵⁶ ELLIOTT, Rod. VCA Techniques Investigated [En línea]. Op. cit.

⁵⁷ Ibid.

▪ **Amplificador operacional de transconductancia.** Los tipos de AGV de amplificador de transconductancia (OTA), como manifiesta Elliott⁵⁸, usan pares diferenciales como elemento de control, y a su vez, implementan diodos 'linearizadores' para minimizar la distorsión. La mayoría de dispositivos OTA son considerados obsoletos, tal es el caso del CA3080 y el CA3280. El LM13700 aún está disponible, así como el NE5517; pero ninguno puede acercarse a los dispositivos dedicados para audio como los que ofrece THAT CORPORATION. La salida es una corriente, no un voltaje. Para los diseñadores es muy común utilizar resistencias como convertidores corriente-voltaje para aplicaciones poco exigentes. A pesar de que una resistencia es una manera extremadamente lineal de convertir una corriente a voltaje; esto no aplica para dispositivos como el 3080 y sus sucesores.

Figura 18. Circuito simplificado AGV OTA discreto



Fuente: ELLIOTT, Rod. VCA Techniques Investigated [En línea].

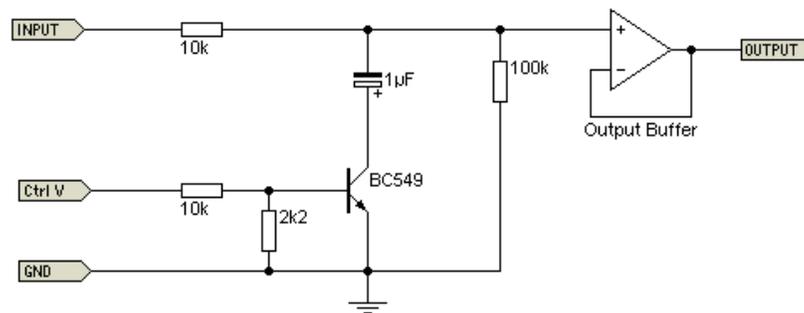
La Figura 18 muestra un circuito de un AGV OTA discreto. Casi todo el circuito está basado en espejos de corriente, excepto por el par diferencial. Es de notar la similitud entre este circuito y el de la Figura 17, ambos dependen de un LTP para funcionar.

⁵⁸ Ibid.

• **Transistor bipolar.** Elliott* menciona que los transistores de unión bipolar (BJT) han sido utilizados como AGVs, aunque sea completamente ilógico. Este tipo de implementación no se encuentra en equipos profesionales, pero son comunes en grabadoras de cassette portátiles. El desempeño es bajo, pero la distorsión puede ser aceptablemente baja mientras que se tenga baja expectativa y que el voltaje a través del transistor sea limitado a no más de 20 mV RMS, lo que significa una gran desventaja. La Figura 19 muestra un circuito simplificado correspondiente a un AGV BJT.

Figura 19. Circuito simplificado AGV BJT

ESP

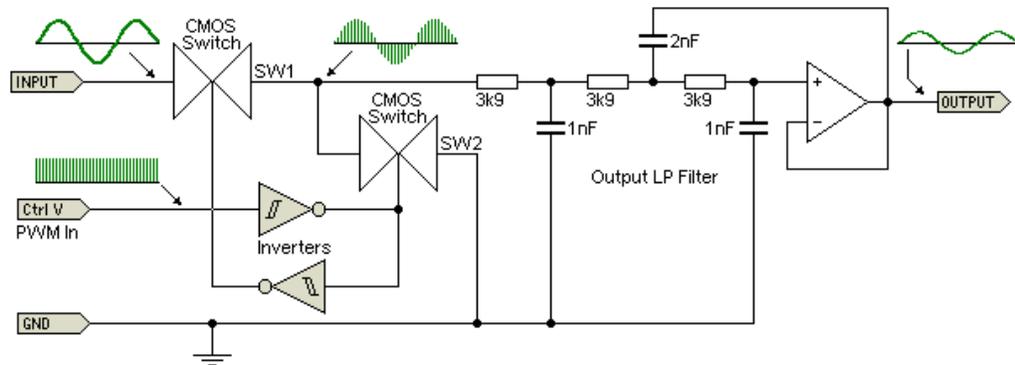


Fuente: ELLIOTT, Rod. VCA Techniques Investigated [En línea].

- **PWM.** La modulación por ancho de pulsos o modulación por duración de pulsos* como técnica de implementación AGV es poco común. Según Elliott⁵⁹, la idea es que la señal de entrada ingrese a un *switch* rápido (como el *switch* bilateral cuadrático CMOS4066), el cual es controlado por un control de voltaje de ciclo de trabajo variable. Luego, la salida es integrada o simplemente pasa a través de un filtro pasa-bajas para recuperar el audio. Dado que la frecuencia de 'switcheo' puede ser muy alta (hasta 500 kHz), se facilita la supresión de ruido de radio-frecuencias (RF) en el audio.

Figura 20. Circuito simplificado conceptual AGV PWM

ESP



Fuente: ELLIOTT, Rod. VCA Techniques Investigated [En línea].

La Figura 20 muestra un diagrama conceptual de un AGV PWM. La distorsión está determinada por el *switch* CMOS.

Luego de que la señal de entrada pasa a través del *switch*, se convierte en una serie de pulsos muestreada a la frecuencia de 'switcheo'. El *switch* CMOS es de tipo SPDT, y la entrada al filtro se conecta alternativamente a la señal de entrada (SW1) y tierra (SW2). El segundo *switch* es importante; ya que, si no es usado, la salida no seguirá a la señal de 'switcheo' de ancho de pulsos apropiadamente. Al 50% del ciclo de trabajo, el voltaje de salida filtrado (o integrado) es exactamente la mitad del voltaje de entrada. Como en cualquier proceso de digitalización, la frecuencia de 'switcheo' debe ser por lo menos el doble de la frecuencia a procesar más alta. La salida del filtro elimina la frecuencia de 'switcheo', dejando la integral de la señal de entrada 'picada'. Para incrementar el nivel, SW1 se enciende (SW2 apagado) por más tiempo; y viceversa para bajos niveles. Si el ciclo de trabajo más bajo disponible

* Del inglés *Pulse Width Modulation* – PWM.

⁵⁹ Ibid.

es 1% (encendido por 1% del tiempo, apagado por el 99%), el nivel de salida es 40 dB por debajo del umbral⁶⁰.

Los AGV de tipo PWM no son muy comunes en el ámbito comercial, no obstante, su ventaja radica en que son casi completamente libres de distorsión, a excepción de la creada por el *switch* CMOS. Uno de los modelos más populares que implementa ese tipo de AGV es el Crane Song de Dave Hill Designs.

- **Digital.** Elliott⁶¹ afirma que los compresores basados en el procesamiento digital de señales (DSP) son bastante comunes, pero generalmente poseen latencia inherente debido al convertidor analógico digital (ADC), y a su vez debido al tiempo de procesamiento. Esto causa un retardo, usualmente mínimo, en la señal; pero podría ser lo suficientemente largo como para causar problemas en algunos sistemas. Usualmente se debe buscar un retraso en el sistema de no más de 1.5 ms para que el efecto sea inaudible.

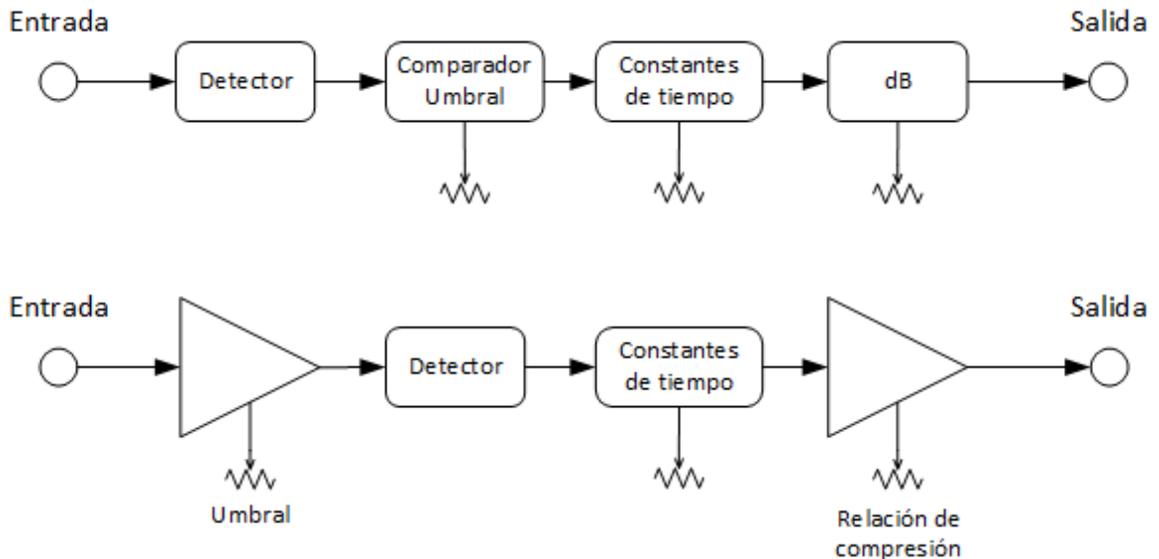
- **Side-chain.** Su traducción directa del inglés es cadena lateral. Según Talbot-Smith*, la función del circuito *side-chain* es convertir la señal de audio a una señal de control que refleje el nivel de su respectiva señal de audio. El circuito del *side-chain* normalmente consiste en los siguientes elementos: un detector o rectificador de onda completa, un circuito de umbral o comparador, control dinámico (ataque y restablecimiento) y control de la relación de compresión.

El orden de estos ítems cambia de un diseño a otro, pero usualmente los requerimientos son los mismos. La Figura 1Figura 21 muestra las disposiciones de *side-chain* comunes.

⁶⁰ Ibid.

⁶¹ Ibid.

Figura 21. Disposiciones de *side-chain* comunes



• **Detector.** “La etapa de detección de nivel se usa para proporcionar una representación pareja del nivel de señal y puede ser aplicada en distintos puntos del side-chain”⁶². El detector puede ser de tipo valor cuadrático (del inglés *Root Mean Square* – RMS) o pico.

▪ **RMS.** La detección de nivel puede ser basada en una medida del valor cuadrático medio (RMS) de la señal de entrada. Massberg⁶³ afirma que el detector RMS es útil cuando se está interesado en un promedio regular de la señal. Con constantes de tiempo regulares lo suficientemente largas, la salida del detector RMS está más relacionada a los valores percibidos de nivel de intensidad sonora que a los valores pico.

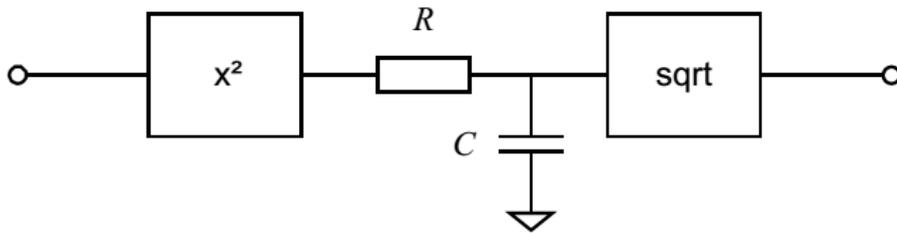
Talbot-Smith⁶⁴ menciona también que los detectores RMS pueden dar una mejor indicación del nivel de intensidad sonora efectivo de una señal. Esto es especialmente importante si el compresor se utilizará para fines creativos o artísticos. La Figura 22 muestra un circuito muy simplificado de un detector RMS.

⁶² GIANNOULIS, Dimitrios et al. Digital dynamic range compressor design - A tutorial and analysis. En: Journal Audio of The Audio Engineering Society. Junio, 2012. vol. 60, no. 6. p. 401.

⁶³ MASSBERG, Michael. Investigation in dynamic range compression. Tesis de magister en ciencias Op. cit., p. 22.

⁶⁴ TALBOT-SMITH, Michael. ed. Audio engineer’s reference. Op. cit., p. 2,155.

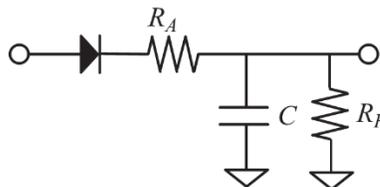
Figura 22. Circuito simplificado detector RMS



Fuente: TALBOT-SMITH, Michael. ed. Audio engineer's reference.

▪ **Pico.** Del inglés *peak*; este tipo de detección se basa en los valores picos de la señal, tal como su nombre lo indica. La Figura 23 muestra un circuito correspondiente a un detector pico. Según Massberg⁶⁵, descartando los efectos de los distintos tipos de diodo, éste se puede idealizar asumiendo que puede proporcionar corriente infinita una vez que el voltaje a través del mismo sea positivo, y que no conduzca en polarización inversa. El capacitor es cargado a través de la resistencia R_A de acuerdo al voltaje positivo respectivo al diodo; pero se descarga continuamente a través de R_R .

Figura 23. Circuito detector pico

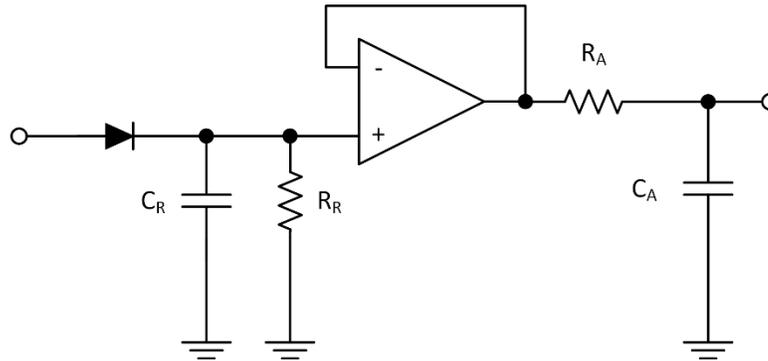


Fuente: GIANNOULIS, Dimitrios et al. Digital dynamic range compressor design - A tutorial and analysis...

La Figura 24 muestra un detector pico alternativo, donde los sub-circuitos de ataque y restablecimiento están completamente separados. La señal de entrada pasa primero a través de un detector pico con ataque instantáneo. El resultado es una estimación rápida de picos que luego es aislada y regulada por un filtro pasa-bajas de primer orden. La ventaja de esto, es que el detector no sufre de las diferencias de nivel causadas por diferentes constantes de tiempo que se presenta en el circuito detector pico estándar.

⁶⁵ GIANNOULIS, Dimitrios et al. Digital dynamic range compressor design - A tutorial and analysis... Op. cit., p. 402.

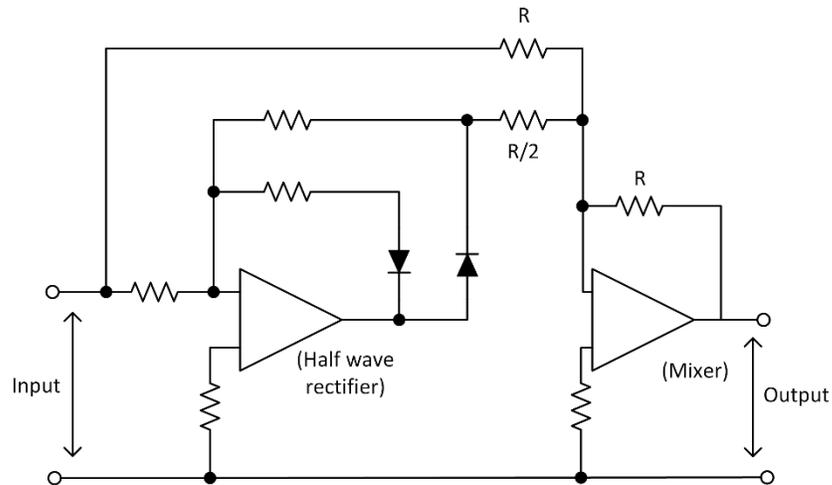
Figura 24. Circuito detector pico *decoupled*



Fuente: GIANNOULIS, Dimitrios et al. Digital dynamic range compressor design - A tutorial and analysis...

Talbot-Smith⁶⁶ describe otro enfoque del circuito detector; el cual, está conformado por un rectificador de onda completa de precisión como se muestra en la Figura 25. El rectificador de onda completa puede ser usado para entregar una señal proporcional, ya sea a la media cuadrática (RMS) o al nivel pico de una señal de audio.

Figura 25. Circuito rectificador de onda completa de precisión

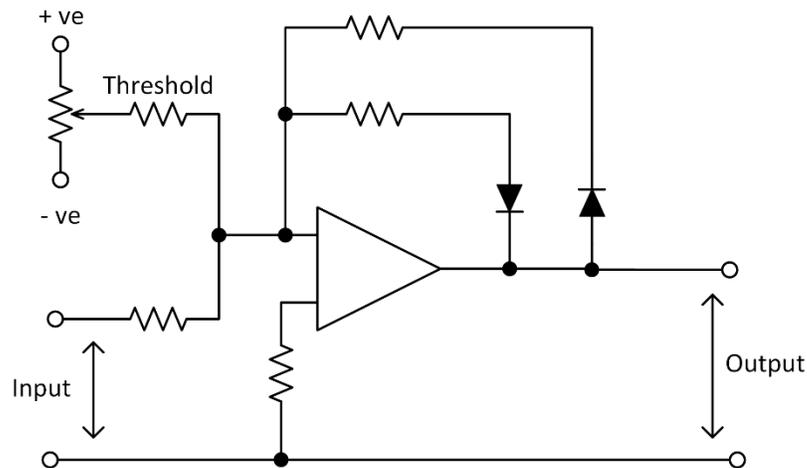


Fuente: TALBOT-SMITH, Michael. ed. Audio engineer's reference.

⁶⁶ TALBOT-SMITH, Michael. ed. Audio engineer's reference. Op. cit., p. 2,155.

- **Comparador de umbral.** El circuito comparador de umbral, como manifiesta Talbot-Smith⁶⁷, compara la salida del detector con un voltaje de referencia. En la Figura 26 se muestra un circuito comparador simple formado por un mezclador sumador y un rectificador. El nivel de la señal de control debe ser mayor que el nivel de umbral para que la señal pase a través del rectificador. En algunos compresores la función de comparador es realizada por un rectificador de onda completa, el cual está diseñado para dejar sólo pasar las señales que estén por encima del nivel seleccionado.

Figura 26. Circuito comparador de umbral



Fuente: TALBOT-SMITH, Michael. ed. Audio engineer's reference.

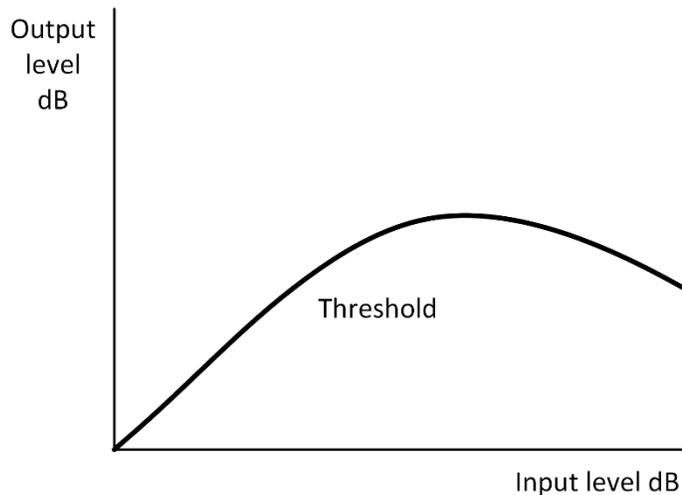
- **Relación de compresión.** Talbot-Smith⁶⁸ describe que la relación de compresión controla la ganancia del circuito *side-chain*. Si ninguna señal de control es aplicada al AGV, la relación de compresión será de 1:1. Si la señal de control de alto nivel alimenta al AGV, el dispositivo actuará como un limitador. Si solo la mitad de la amplitud de la señal de control alcanza el AGV, la relación de compresión será 2:1, y así sucesivamente.

La ganancia del circuito del *side-chain* es calibrada para evitar la sobre-reducción del nivel de salida del compresor. Si la ganancia es muy alta, se recaería en sobre-limitación debido a que el nivel de la señal de salida es reducido cada vez más a medida que el nivel de entrada incrementa. Esto es mostrado en la Figura 27, lo que da un efecto no deseado y muy extraño.

⁶⁷ TALBOT-SMITH, Michael. ed. Audio engineer's reference. Op. cit., p. 2.156.

⁶⁸ Ibid.

Figura 27. Gráfica efecto de sobre-limitación



Fuente: TALBOT-SMITH, Michael. ed. Audio engineer's reference.

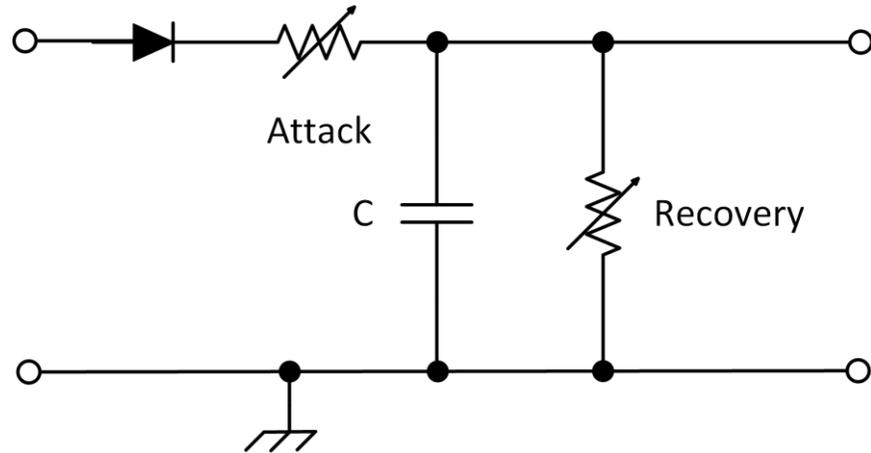
• **Control dinámico.** La sección de control dinámico afecta el modo en que el compresor reacciona a los cambios en el nivel de señal de entrada; esto es, determina el tiempo de ataque y restablecimiento del compresor. “Los controles dinámicos tienen un efecto considerable en la calidad de sonido producida por el compresor y son los más difíciles de ajustar operacionalmente”⁶⁹.

Según Talbot-Smith⁷⁰, el control, tanto del tiempo de ataque como el de restablecimiento, usualmente se basa en la carga y descarga de un capacitor, como se muestra en la Figura 28. Durante el período de ataque el capacitor es cargado a través de la resistencia en serie. Cuando el nivel de la señal decae, el capacitor se descarga a través de la resistencia en paralelo. El voltaje a través del capacitor cae exponencialmente con el tiempo, lo que produce un cambio logarítmico al AGV; pero como la percepción de nivel de intensidad sonora del oído humano es proporcional a cambios logarítmicos de nivel, esto suena como un cambio suave en el nivel de señal.

⁶⁹ Ibid.

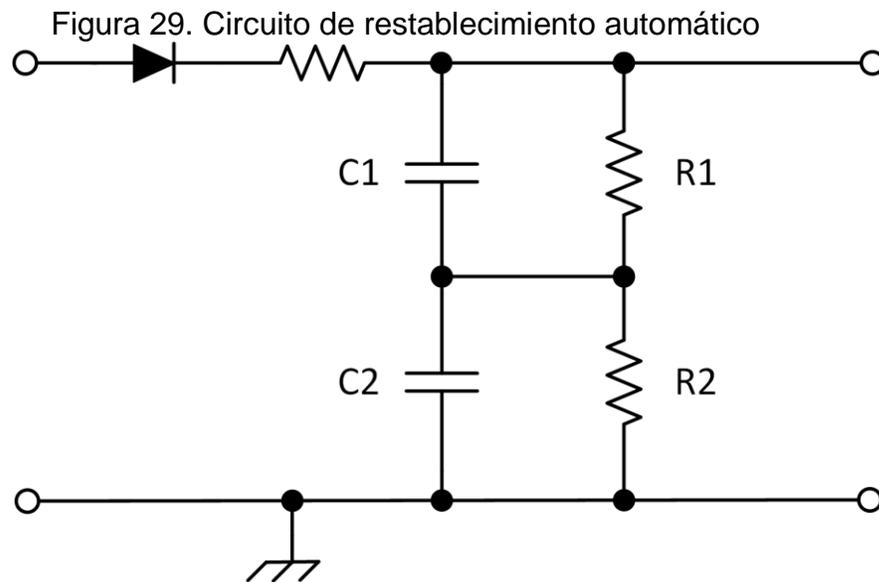
⁷⁰ Ibid., p. 2.159-2.160.

Figura 28. Circuito sencillo de control de tiempo de ataque y de restablecimiento



Fuente: TALBOT-SMITH, Michael. ed. Audio engineer's reference.

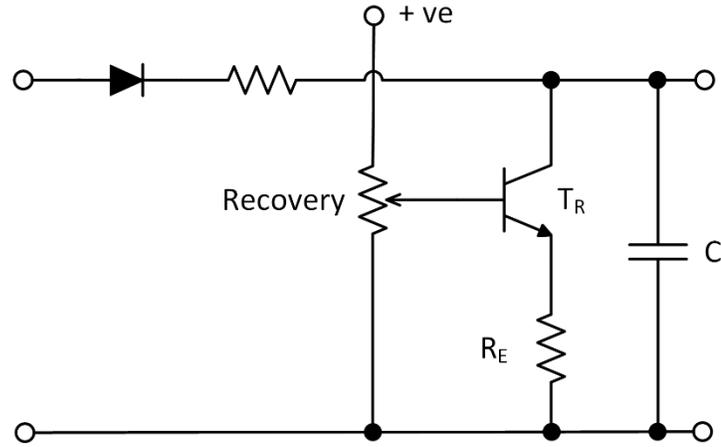
Circuitos de auto-restablecimiento pueden ser creados con un circuito de descarga de doble capacitor, como se muestra en la Figura 29. Los valores exactos de los capacitores y las resistencias de descarga se determinan siguiendo las estimaciones subjetivas realizadas en pruebas de escucha. El capacitor superior (C1) posee una constante de tiempo de descarga de aproximadamente 30ms, y el capacitor inferior (C2) de aproximadamente 700ms. El resultado es que el restablecimiento es rápido al inicio pero luego disminuye. Esto ayuda a proporcionar un incremento en el nivel de intensidad sonora percibido, reduciendo el efecto *pumping*; y ayuda a evitar la interferencia de colas de tiempos de reverberación muy largos.



Fuente: TALBOT-SMITH, Michael. ed. Audio engineer's reference.

Hasta ahora la descripción de los circuitos de restablecimiento ha sido basada en AGVs que poseen relación lineal entre el control de voltaje y la cantidad de reducción de nivel. La mayoría de circuitos integrados VCAs tienen una relación logarítmica entre el control de voltaje y la reducción de nivel; por ejemplo, cambios en el control de voltaje entregan un cambio lineal en atenuación (en decibeles). Estos VCAs usan un circuito distinto de restablecimiento. El tiempo de ataque es determinado aún por un capacitor que se carga a través de una resistencia; pero el tiempo de restablecimiento es controlado descargando el capacitor con una fuente de corriente constante, como se muestra en la Figura 30. Esto produce el mismo efecto audible que el circuito de resistencia de descarga para un AGV controlado linealmente. Algunos compresores tienen un circuito de auto-restablecimiento que está basado en un circuito de descarga de una sola resistencia, similar al circuito de restablecimiento convencional.

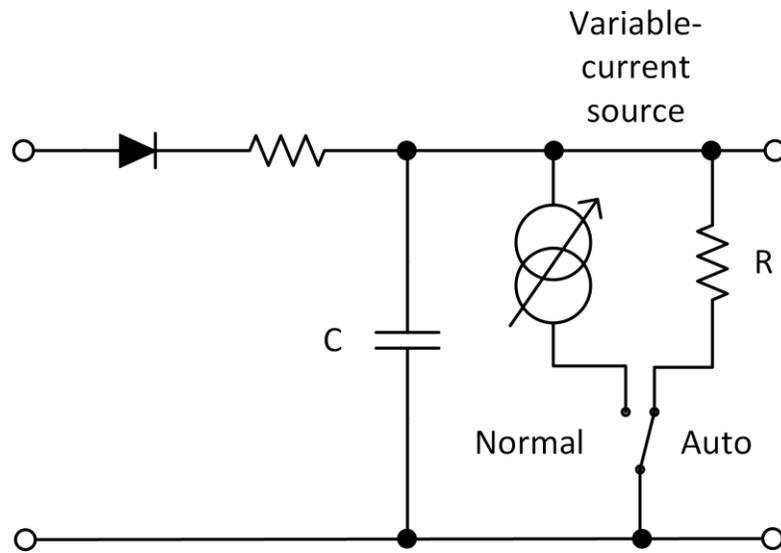
Figura 30. Circuito de restablecimiento de fuente constante



Fuente: TALBOT-SMITH, Michael. ed. Audio engineer's reference.

Las relaciones logarítmicas entre el control de voltaje y atenuación producen un restablecimiento que inicia rápido y luego se vuelve lento. La Figura 31 muestra un circuito de auto-restablecimiento para VCAs.

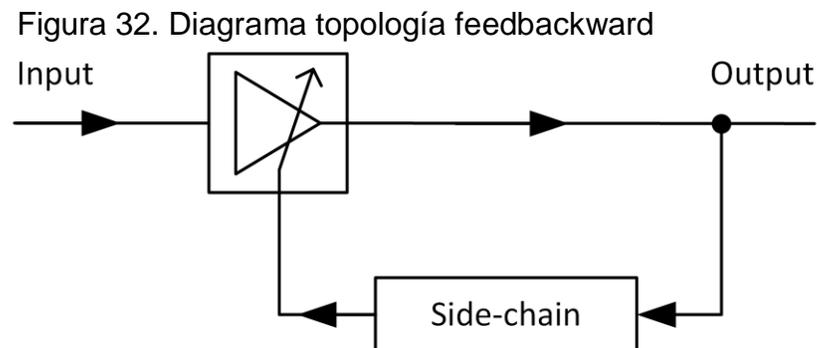
Figura 31. Circuito de restablecimiento para IC VCAs



Fuente: TALBOT-SMITH, Michael. ed. Audio engineer's reference.

2.1.2.6 Topología. “Existen dos posibles topologías para el *side-chain*; topología *feedbackward* y topología *feedforward*”⁷¹; dependiendo de si la entrada al *side-chain* se deriva de la entrada del AGV, o si se deriva de su salida.

- **Feedbackward.** (O de retroalimentación). En ésta topología la entrada al *side-chain* se toma después del AGV. “Ésta se usaba tradicionalmente en los primeros compresores y tenían la ventaja de que el *side-chain* podría rectificar posibles imprecisiones de la etapa de ganancia”⁷². Paralelamente, como manifiesta Talbot-Smith⁷³, otra ventaja de este diseño radica en que es un ‘sistema servo de circuito cerrado’; por lo tanto las características del compresor pueden ser controladas severamente.



Fuente: TALBOT-SMITH, Michael. ed. Audio engineer’s reference.

La Figura 32 muestra un diagrama de bloques del compresor de topología *feedbackward*. La desventaja aparente más significativa es que cualquier transiente repentina que supere el umbral, llegará a la salida antes de que el *side-chain* pueda detectar este pico y reducir la ganancia del AGV.

Adicionalmente, Squire⁷⁴ afirma que debido a la esencia de auto-corrección de este diseño, se facilitan los requerimientos para el diseño del *side-chain*. Como la fuente de la señal de control se toma después del AGV, el compresor puede ‘ver’ los resultados cualquier reducción de ganancia aplicada y ajustarse acordeamente.

⁷¹ GIANNOULIS, Dimitrios et al. Digital dynamic range compressor design - A tutorial and analysis... Op. cit., p. 403.

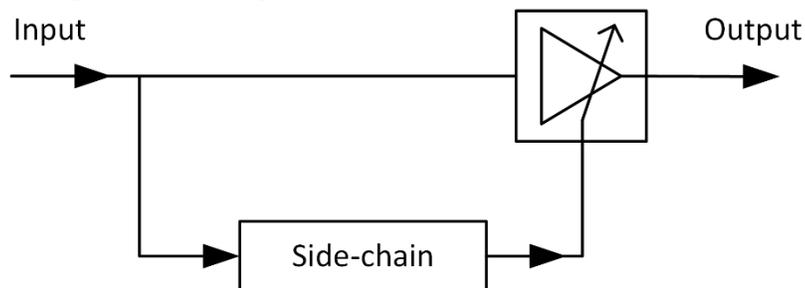
⁷² Ibid.

⁷³ TALBOT-SMITH, Michael. ed. Audio engineer’s reference. Op. cit., p. 2.151.

⁷⁴ SQUIRE, Rob. Compressors (Part 2) - The side-chain. En: Audio Technology Magazine. Mayo-junio, 2009, no. 68. p. 31.

- **Feedforward.** En la topología feedforward la entrada al *side-chain* se toma de la entrada al AGV, como se muestra en la Figura 33. Esto significa, según Massberg⁷⁵, que el circuito del *side-chain* responsable del cálculo de la reducción de ganancia, será alimentado junto con la señal de entrada. Por lo tanto, deberá ser preciso sobre todo el rango dinámico de la señal, en contraste con el compresor tipo *feedbackward* el cual debe ser preciso sobre un rango dinámico reducido ya que es alimentado con la salida del compresor.

Figura 33. Diagrama topología feedforward



Fuente: TALBOT-SMITH, Michael. ed. Audio engineer's reference.

Basándose en el diseño que muestra la Figura 33, Talbot-Smith⁷⁶ afirma que puede ser aparente que los compresores *feedforward* superan los problemas de overshoot de transientes presentes en los compresores *feedbackward*. Sin embargo, la transiente de una señal alcanza la entrada del amplificador al mismo tiempo que la señal alcanza el *side-chain*. El retardo de propagación del amplificador variable está en el orden de los nanosegundos, y por lo tanto, es insignificante. El resultado es que las transientes aún pueden alcanzar antes de que puedan ser controladas.

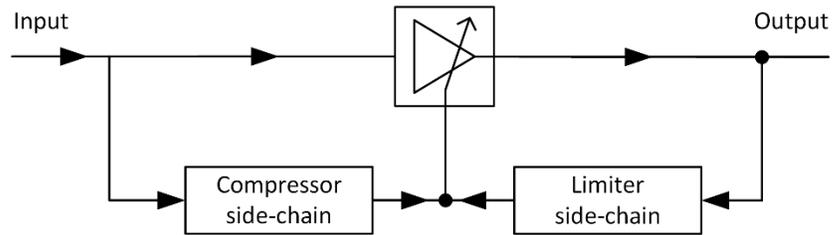
Como menciona Squire⁷⁷, al contrario de los compresores *feedbackward*, el *side-chain* en un dispositivo *feedforward* no puede 'ver' los resultados del proceso que está aplicando, lo que requiere entonces de un circuito más sofisticado y preciso para alcanzar un resultado preciso y repetible. La mayoría de compresores *feedforward* implementan un convertidor RMS/log como parte del procesamiento del *side-chain*.

⁷⁵ GIANNOULIS, Dimitrios et al. Digital dynamic range compressor design - A tutorial and analysis... Op. cit., p. 403.

⁷⁶ TALBOT-SMITH, Michael. ed. Audio engineer's reference. Op. cit., p. 2.152.

⁷⁷ SQUIRE, Rob. Compressors (Part 2) - The side-chain... Op. cit., p. 31.

Figura 34. Diagrama compresor con dos *side-chain*



Fuente: TALBOT-SMITH, Michael. ed. Audio engineer's reference.

Talbot-Smith⁷⁸ afirma que en la práctica, no existe una ventaja real entre los diseños *feedbackward* y *feedforward*, y que, actualmente, existe aproximadamente en producción el mismo número de compresores de ambos diseños. Algunos compresores implementan ambos diseños, un compresor *feedforward* para efectos creativos y uno *feedbackward* como limitador de picos, como se muestra en la Figura 34.

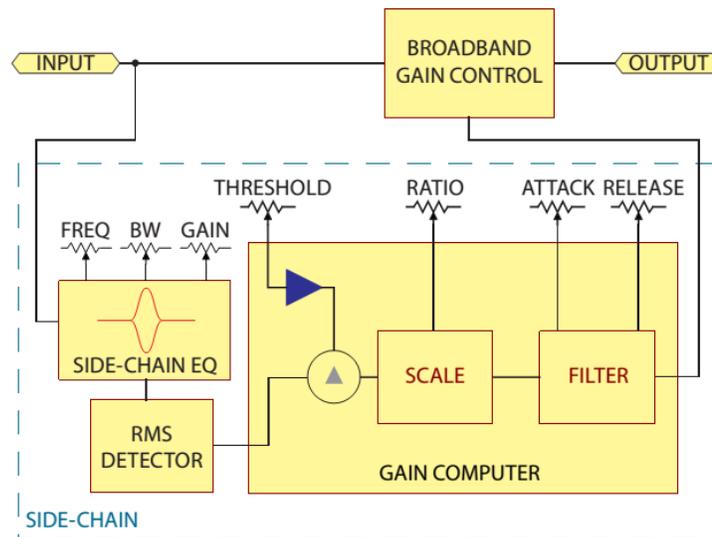
⁷⁸ TALBOT-SMITH, Michael. ed. Audio engineer's reference. Op. cit., p. 2.152.

2.1.2.7 Clasificación según manejo del ancho de banda.

- **De ancho de banda completo.** El compresor tradicional, es decir del que se ha hecho mención en las secciones previas, es el que ejerce su función a lo ancho de todo el rango de frecuencias audibles; se le llama, según Jeffs⁷⁹ compresor *broadband* (del inglés ancho de banda).

- **Sensible a frecuencias.** Como manifiesta Jeffs⁸⁰, es un compresor de ancho de banda completo con la adición de una etapa de ecualización en el side-chain para hacer que el detector sea más, o de lo contrario, menos sensible a ciertas frecuencias. El diagrama de bloques de este diseño se muestra en la Figura 35.

Figura 35. Diagrama de bloques compresor sensible a frecuencias



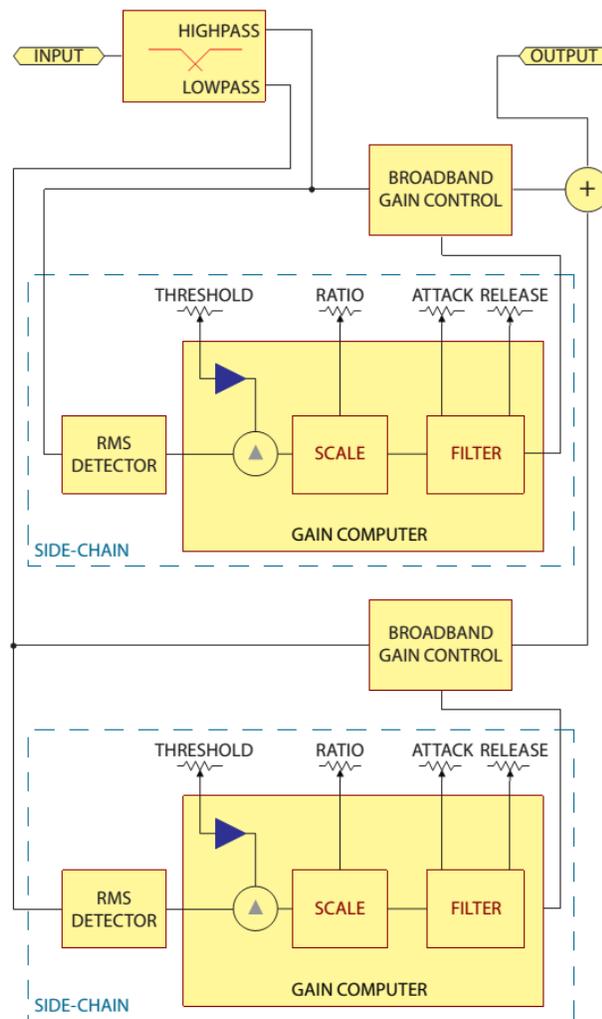
Fuente: JEFFS, Rick et al. Dynamics processors - Technology & application tips. RaneNote 155

⁷⁹ JEFFS, Rick et al. Dynamics processors - Technology & application tips. RaneNote 155. Mukilteo: Rane Corporation, 2005. p. 9.

⁸⁰ Ibid.

- **De banda dividida.** Jeffs⁸¹ afirma que la compresión de banda dividida divide, valga la redundancia, la señal entrante en dos o más bandas de frecuencia, como se muestra en la Figura 36. Cada banda tiene su propio side-chain y la reducción de ganancia es aplicada equitativamente a todas las frecuencias en el pasabandas. Después del procesamiento de dinámica, las bandas individuales son re-combinadas en una señal.

Figura 36. Diagrama de bloques compresor de banda dividida

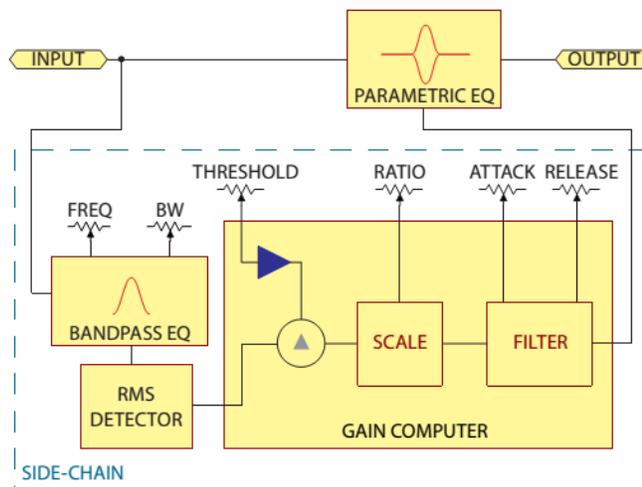


Fuente: JEFFS, Rick et al. Dynamics processors - Technology & application tips. RaneNote 155

⁸¹ Ibid.

- **De ecualización dinámica.** Según Jeffs⁸², este tipo de compresión difiere de las anteriores, en que controla dinámicamente el aumento/reducción de un filtro paramétrico, en vez de la ganancia del ancho de banda completo. El compresor de ecualización dinámica básico usa un filtro pasabanda en el side-chain con frecuencia central y ancho variable. El detector del side-chain es únicamente sensible a las frecuencias del pasabandas. Un filtro paramétrico de igual ancho y frecuencia central, se ubica en el camino de la señal principal, y el aumento/corte del filtro es controlado de la misma manera que el compresor de ancho de banda completo aumenta o reduce la ganancia de todo el ancho de banda. El diagrama de bloques de este diseño se muestra en la Figura 37.

Figura 37. Diagrama de bloques compresor de ecualización dinámica

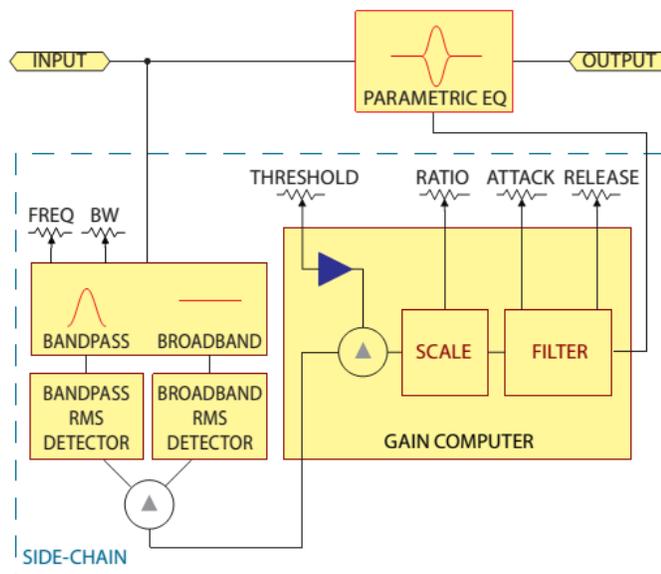


Fuente: JEFFS, Rick et al. Dynamics processors - Technology & application tips. RaneNote 155

⁸² Ibid., p. 10.

- **De ecualización dinámica de umbral relativo.** Jeffs⁸³ afirma que es una forma especial de ecualización dinámica donde el nivel RMS de la señal del pasabandas en el side-chain es comparado con el nivel RMS de la señal de ancho de banda completo. La diferencia entre los niveles del pasabandas y el ancho de banda completo se compara con el umbral, en vez del valor RMS absoluto de la señal del pasabanda. La ventaja de este tipo de ecualización dinámica, es que la amplitud relativa de una banda de frecuencias, como el nivel de ancho de banda completo, se mantiene sin importar la amplitud del ancho de banda completo. El diagrama de bloques de este diseño se muestra en la Figura 38.

Figura 38. Diagrama de bloques compresor de ecualización dinámica de umbral relativo



Fuente: JEFFS, Rick et al. Dynamics processors - Technology & application tips. RaneNote 155

⁸³ Ibid.

- **De-essers.** Como manifiesta Jeffs⁸⁴, la eliminación de siseos, o del inglés de-essing, limita o controla el contenido sibilante del habla. La articulación sibilante produce un sonido de siseo. Los sonidos del habla sibilantes del español son (s), (sh), (z), (zh) y (ch). En el proceso de-essing se comparan las diferencias relativas entre los sonidos sibilantes problemáticos con todo el ancho de banda, y luego se selecciona un umbral con base en esta diferencia.

Contrario a lo que se conoce comúnmente, un de-essing exitoso no es simplemente colocar un pasabandas o un filtro aumentador de altas en el side-chain. La compresión sensible a frecuencias, compresión de banda dividida, ecualización dinámica y ecualización dinámica de umbral relativo; son todas usadas para el proceso de de-essing.

⁸⁴ Ibid., p. 11.

3. METODOLOGÍA

3.1 ENFOQUE DE LA INVESTIGACIÓN

Debido a que durante el desarrollo de la presente investigación se hace necesario contrastar las aseveraciones teóricas correspondientes al funcionamiento y operación de los circuitos que conforman las distintas etapas del compresor, con su respectiva verificación experimental, se determina emplear el enfoque empírico-analítico.

3.2 LÍNEA DE INVESTIGACIÓN DE USB / SUB-LÍNEA DE FACULTAD / CAMPO TEMÁTICO DEL PROGRAMA

Como parte de la facultad de ingenierías, el presente proyecto está enmarcado bajo la línea institucional: “Tecnologías actuales y sociedad”. Se define “Procesamiento de señales” como sub-línea de facultad, ya que por medio de ésta, se logra establecer la conexión entre los campos de investigación “Análisis y procesamiento de señales”, correspondiente al programa de Ingeniería Electrónica, y “Diseño de sistemas de sonido”, correspondiente al programa de Ingeniería de Sonido. Estos campos abarcan los conceptos de funcionamiento electrónico del compresor, determinando, a su vez, las aplicaciones adecuadas de los distintos modos de operación del mismo.

3.3 TÉCNICAS DE RECOLECCIÓN DE INFORMACIÓN

Para el desarrollo del presente proyecto, se determinan como valores relevantes, las mediciones de niveles de voltaje y/o corriente en puntos concretos pertinentes de acuerdo a los distintos modos de operación del compresor. Por tanto, se tomarán gráficas de dichos valores extraídas por medio de: software correspondiente a simulaciones de circuitos electrónicos y osciloscopio digital correspondiente a las mediciones del circuito ya montado.

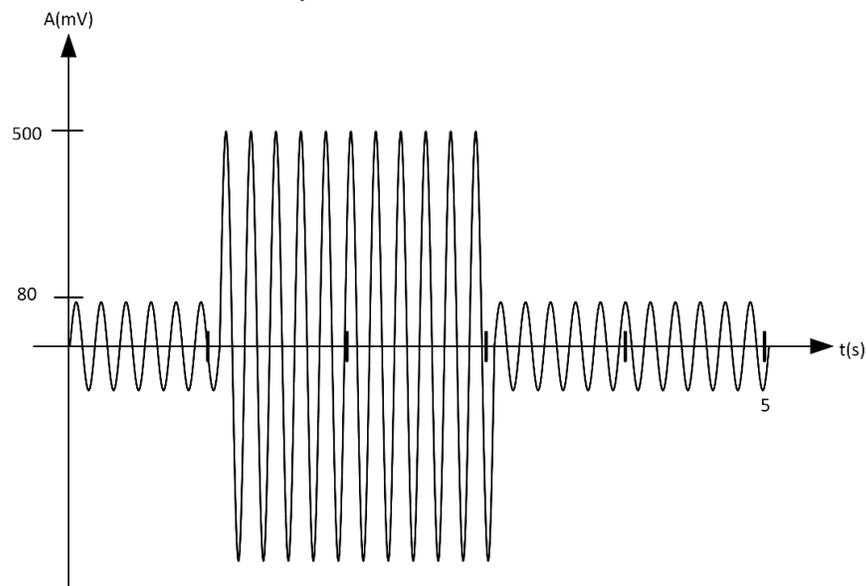
Para la simulación de los circuitos, se utilizará el software Labcenter Electronics Proteus en su versión 8 (demo). El cual, a través de su interfaz ISIS, posee la capacidad para ejecutar simulaciones análogas de circuitos tanto en tiempo real como muestreo de gráficas dentro de un rango de tiempo específico, basado en el reconocido programa de simulación con énfasis en circuitos integrados (SPICE) con origen en el departamento EECS de la Universidad de California en Berkeley.

Las mediciones se dividirán en tres secciones: efecto de modos de operación, tiempo de ataque y restablecimiento, relación de compresión y desempeño. Las mediciones se obtendrán inicialmente de las gráficas de las simulaciones, y posteriormente de las gráficas del osciloscopio. Los resultados se registrarán en una tabla de Microsoft Excel.

Para las tres secciones iniciales se utilizará como señal entrada de prueba, una ráfaga sinusoidal de frecuencia 1 KHz y amplitud 1 V pico-pico en el segmento de alto nivel de intensidad, y 160 mV pico-pico en el segmento opuesto. El valor de la frecuencia es un estándar de medida recomendado por Rohde & Schwarz⁸⁵, y el del voltaje corresponde al nivel de referencia para equipos de consumo o semiprofesionales según Bohn⁸⁶. Cada ciclo de dicha señal de entrada, tal como lo muestra la Figura 39, se divide en tres segmentos: un segmento inicial de bajo nivel de intensidad (160 mV pico-pico) y duración de un segundo, un segundo segmento de alto nivel de intensidad (1 V pico-pico) y duración de dos segundos, y un segmento final de bajo nivel de intensidad y duración de dos segundos.

Para cada simulación se graficará el voltaje en función del tiempo de la señal de salida sobrepuesta con la señal de entrada.

Figura 39. Señal de entrada de prueba

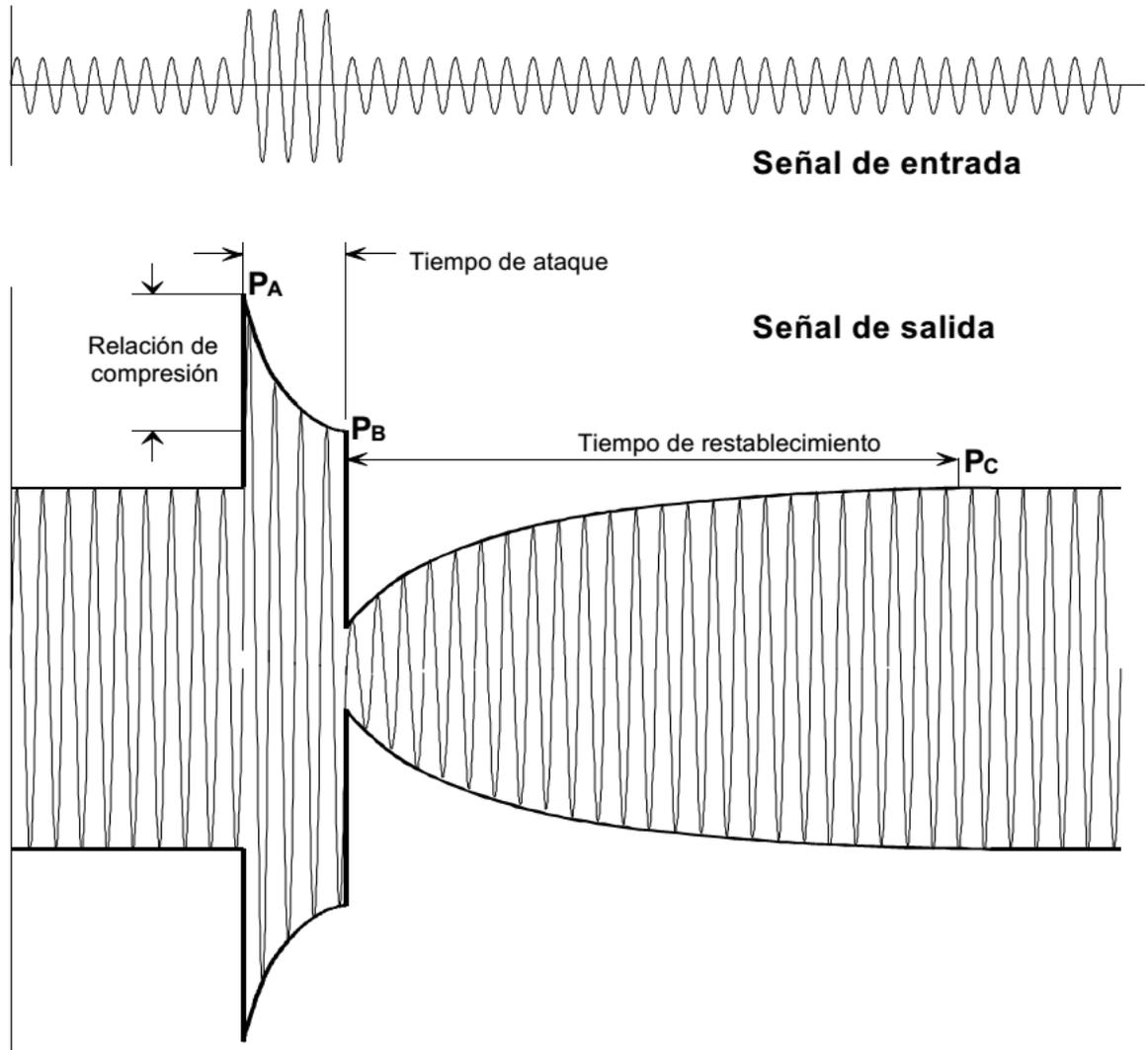


⁸⁵ SCHIFFNER, Klaus y BETZ, Tilman. Measurement of transient responses in AGC circuits using the audio analyzers UPL and UPD. 1GA32_1L [Nota de aplicación]. Rohde & Schwarz, 1996. p. 4.

⁸⁶ BOHN, Dennis. Audio Specifications. RaneNote 145. Mukilteo: Rane Corporation, 2000. p. 12.

Para la obtención de los valores de tiempo de ataque, tiempo de restablecimiento y factor de compresión, se registrará el valor del voltaje y tiempo de los puntos de medición P_A , P_B y P_C , los cuales se muestran en la Figura 40.

Figura 40. Gráfica puntos de medición



Fuente: SCHIFFNER, Klaus y BETZ, Tilman. Measurement of transient responses in AGC circuits using the audio analyzers UPL and UPD. 1GA32_1L

Igualmente para las mediciones obtenidas a partir del dispositivo prototipo se implementará la misma ráfaga sinusoidal previa, o en otras palabras, una onda sinusoidal de 1 KHz modulada en amplitud con una señal de forma de onda cuadrada y frecuencia 0.5 Hz. Pero esta vez la amplitud será de +4 dBu que equivale

a 1.23 V_{RMS} , más conocido como el nivel de referencia para audio profesional⁸⁷, en el segmento de alto nivel de intensidad y 200 mV_{RMS} en el segmento de bajo nivel de intensidad.

En la primera sección de mediciones, correspondiente al efecto de los modos de operación, se dejarán fijos los ajustes de: umbral, relación de compresión y tiempo de ataque y de restablecimiento. Se variarán los ajustes de: AGV, detector, codo de curva, modo de constantes de tiempo y topología. Lo que da lugar a 48 ítems de medición como se muestra en la Tabla 1. Se calcularán los valores de: tiempo de ataque, tiempo de restablecimiento y relación de compresión. A su vez, se conceptualizarán visualmente las diferencias entre las distintas variaciones de los modos de operación.

Tabla 1. Listado ítems de mediciones efecto modos de operación

Ítem	AGV	Detector	Modo codo de curva	Modo constantes de tiempo	Topología
1	VCA	RMS	Brusco	Fijas	Feedforward
2	VCA	RMS	Brusco	Fijas	Feedbackward
3	VCA	RMS	Brusco	Variables	Feedforward
4	VCA	RMS	Brusco	Variables	Feedbackward
5	VCA	RMS	Suave	Fijas	Feedforward
6	VCA	RMS	Suave	Fijas	Feedbackward
7	VCA	RMS	Suave	Variables	Feedforward
8	VCA	RMS	Suave	Variables	Feedbackward
9	VCA	Pico	Brusco	Fijas	Feedforward
10	VCA	Pico	Brusco	Fijas	Feedbackward
11	VCA	Pico	Brusco	Variables	Feedforward
12	VCA	Pico	Brusco	Variables	Feedbackward
13	VCA	Pico	Suave	Fijas	Feedforward
14	VCA	Pico	Suave	Fijas	Feedbackward
15	VCA	Pico	Suave	Variables	Feedforward
16	VCA	Pico	Suave	Variables	Feedbackward
17	FET	RMS	Brusco	Fijas	Feedforward
18	FET	RMS	Brusco	Fijas	Feedbackward
19	FET	RMS	Brusco	Variables	Feedforward
20	FET	RMS	Brusco	Variables	Feedbackward
21	FET	RMS	Suave	Fijas	Feedforward

⁸⁷ BOHN, Dennis. Op. cit., p. 12.

Ítem	AGV	Detector	Modo codo de curva	Modo constantes de tiempo	Topología
22	FET	RMS	Suave	Fijas	Feedbackward
23	FET	RMS	Suave	Variables	Feedforward
24	FET	RMS	Suave	Variables	Feedbackward
25	FET	Pico	Brusco	Fijas	Feedforward
26	FET	Pico	Brusco	Fijas	Feedbackward
27	FET	Pico	Brusco	Variables	Feedforward
28	FET	Pico	Brusco	Variables	Feedbackward
29	FET	Pico	Suave	Fijas	Feedforward
30	FET	Pico	Suave	Fijas	Feedbackward
31	FET	Pico	Suave	Variables	Feedforward
32	FET	Pico	Suave	Variables	Feedbackward
33	Opto	RMS	Brusco	Fijas	Feedforward
34	Opto	RMS	Brusco	Fijas	Feedbackward
35	Opto	RMS	Brusco	Variables	Feedforward
36	Opto	RMS	Brusco	Variables	Feedbackward
37	Opto	RMS	Suave	Fijas	Feedforward
38	Opto	RMS	Suave	Fijas	Feedbackward
39	Opto	RMS	Suave	Variables	Feedforward
40	Opto	RMS	Suave	Variables	Feedbackward
41	Opto	Pico	Brusco	Fijas	Feedforward
42	Opto	Pico	Brusco	Fijas	Feedbackward
43	Opto	Pico	Brusco	Variables	Feedforward
44	Opto	Pico	Brusco	Variables	Feedbackward
45	Opto	Pico	Suave	Fijas	Feedforward
46	Opto	Pico	Suave	Fijas	Feedbackward
47	Opto	Pico	Suave	Variables	Feedforward
48	Opto	Pico	Suave	Variables	Feedbackward

En la segunda sección de mediciones, correspondiente al tiempo de ataque y de restablecimiento, se dejarán fijos los ajustes de: modo de constantes de tiempo, codo de curva, umbral y relación de compresión. Se variarán los ajustes de: AGV, detector, topología, estado constantes de tiempo y topología. Lo que da lugar a 24 ítems de medición como se muestra en la Tabla 2. Se medirán los valores de: tiempo de ataque mínimo y máximo y tiempo de restablecimiento mínimo y máximo.

Tabla 2. Listado de ítems de mediciones de tiempo de ataque y restablecimiento

Ítem	AGV	Detector	Topología	Estado constantes de tiempo
1	VCA	RMS	Feedforward	Mínimo
2	VCA	RMS	Feedforward	Máximo
3	VCA	RMS	Feedbackward	Mínimo
4	VCA	RMS	Feedbackward	Máximo
5	VCA	Pico	Feedforward	Mínimo
6	VCA	Pico	Feedforward	Máximo
7	VCA	Pico	Feedbackward	Mínimo
8	VCA	Pico	Feedbackward	Máximo
9	FET	RMS	Feedforward	Mínimo
10	FET	RMS	Feedforward	Máximo
11	FET	RMS	Feedbackward	Mínimo
12	FET	RMS	Feedbackward	Máximo
13	FET	Pico	Feedforward	Mínimo
14	FET	Pico	Feedforward	Máximo
15	FET	Pico	Feedbackward	Mínimo
16	FET	Pico	Feedbackward	Máximo
17	Opto	RMS	Feedforward	Mínimo
18	Opto	RMS	Feedforward	Máximo
19	Opto	RMS	Feedbackward	Mínimo
20	Opto	RMS	Feedbackward	Máximo
21	Opto	Pico	Feedforward	Mínimo
22	Opto	Pico	Feedforward	Máximo
23	Opto	Pico	Feedbackward	Mínimo
24	Opto	Pico	Feedbackward	Máximo

En la tercera sección de mediciones, correspondiente a la relación de compresión, se dejarán fijos los ajustes de: modo de constantes de tiempo, codo de curva y umbral. Se variarán los ajustes de: AGV, detector, topología, estado relación de compresión. Lo que da lugar a 24 ítems de medición como se muestra en la Tabla 3. Se medirán los valores de: relación de compresión mínima y máxima.

Tabla 3. Listado ítems de mediciones de relación de compresión

Ítem	AGV	Detector	Topología	Estado relación de compresión
1	VCA	RMS	Feedforward	Mínimo
2	VCA	RMS	Feedforward	Máximo
3	VCA	RMS	Feedbackward	Mínimo
4	VCA	RMS	Feedbackward	Máximo
5	VCA	Pico	Feedforward	Mínimo
6	VCA	Pico	Feedforward	Máximo
7	VCA	Pico	Feedbackward	Mínimo
8	VCA	Pico	Feedbackward	Máximo
9	FET	RMS	Feedforward	Mínimo
10	FET	RMS	Feedforward	Máximo
11	FET	RMS	Feedbackward	Mínimo
12	FET	RMS	Feedbackward	Máximo
13	FET	Pico	Feedforward	Mínimo
14	FET	Pico	Feedforward	Máximo
15	FET	Pico	Feedbackward	Mínimo
16	FET	Pico	Feedbackward	Máximo
17	Opto	RMS	Feedforward	Mínimo
18	Opto	RMS	Feedforward	Máximo
19	Opto	RMS	Feedbackward	Mínimo
20	Opto	RMS	Feedbackward	Máximo
21	Opto	Pico	Feedforward	Mínimo
22	Opto	Pico	Feedforward	Máximo
23	Opto	Pico	Feedbackward	Mínimo
24	Opto	Pico	Feedbackward	Máximo

3.4 HIPÓTESIS

Por medio del seguimiento de una guía conceptual y de manipulación, el ingeniero y/o estudiante podrá conocer y/o experimentar los fenómenos eléctricos que ocurren durante el procesamiento de la señal dentro del compresor analógico de audio con elemento controlador de ganancia, detector y topología del circuito variables.

3.5 VARIABLES

3.5.1 Variables Independientes.

- Controlador automático de ganancia
- Detector
- Topología del circuito

3.5.2 Variables Dependientes.

- Señal de audio eléctrica

4. DESARROLLO INGENIERIL

4.1 ESTRUCTURA DEL DISPOSITIVO

4.1.1 Estructura General. La estructura general de un compresor se describió en la sección 2.1.2.5; basándose en ésta, el diagrama de bloques del presente compresor se muestra en la Figura 41. En donde SW1 (conformado por SW1A, SW1B y SW1C) es un interruptor de tres polos y tres posiciones (3P3T) que permite variar el controlador automático de ganancia (AGV) entre VCA, FET y Opto; SW2 es un interruptor de un polo y dos posiciones (SPDT) que permite variar la topología del circuito (*feedforward* y *feedbackward*), SW3 (conformado por SW3A y SW3B) es un interruptor doble polo y de dos posiciones (DPDT) que permite variar el tipo de detector entre RMS y Pico, SW4 (conformado por SW4A y SW4B) es un interruptor doble polo y de dos posiciones (DPDT) que permite variar la transición de la compresión entre codo suave (*hardknee*) y codo duro (*softknee*), y por último, SW5 (conformado por SW5A y SW5B) es un interruptor doble polo y dos posiciones (DPDT) que permite establecer el modo de las constantes de tiempo fijas o ajustables por el usuario.

Se optó por implementar como AGV las tecnologías VCA, FET y Opto por las siguientes razones: según Michael Talbot-Smith⁸⁸, las ventajas de la tecnología VCA son que el nivel de ruido es bastante bajo, pueden manejar un rango dinámico amplio y el control de voltaje brinda un conocimiento acertado acerca de la cantidad de atenuación, lo que adiciona un diseño del circuito simplificado. Además, Mixerman⁸⁹ dice que los VCA se caracterizan por ser transparentes, es decir, durante el procesamiento la alteración en la señal es mínima y, por lo tanto, no hay coloración en su salida. Por otra parte, Michael Talbot-Smith⁹⁰ señala que los compresores que implementan tecnología FET son los de estructura más sencilla y, como su característica no es lineal, introducen distorsión, la cual, como explican Mark Cousins, Russ Hepworth-Sawyer⁹¹ y Mixerman⁹², se aprovecha para colorear la señal de acuerdo al gusto del usuario. Como se explica en la sección Opto., los

⁸⁸ TALBOT-SMITH, Michael. ed. Audio engineer's reference. 4 ed. Focal Press, 1999. pp. 2-254.

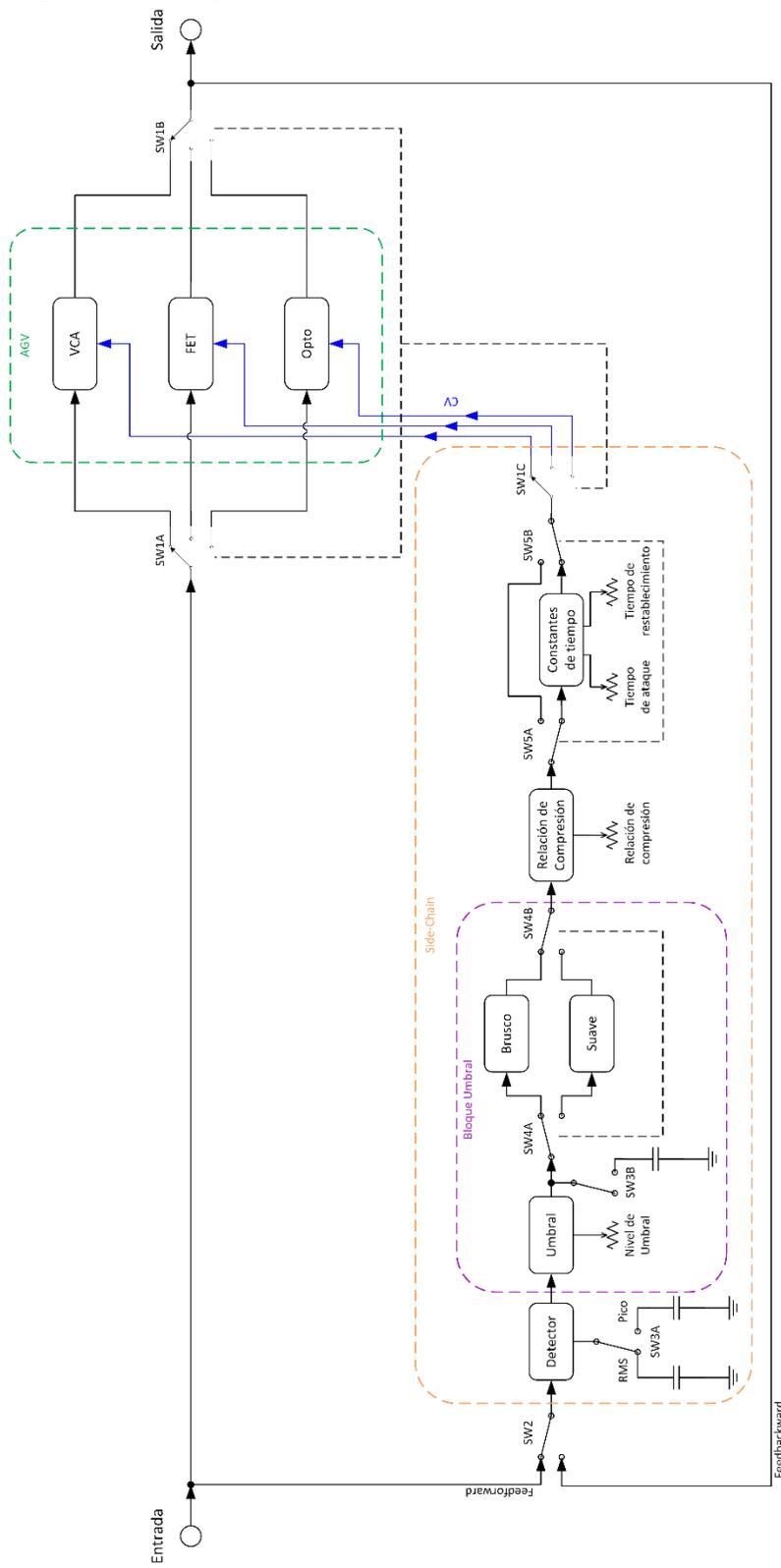
⁸⁹ MIXERMAN [seud. de SAFARIN, Eric]. Zen and the art of recording. Hal Leonard, 2014. p. 118.

⁹⁰ TALBOT-SMITH, Michael. ed. Op. cit, p. 2-152.

⁹¹ HEPWORTH-SAWYER, Russ y COUSINS, Mark. Practical mastering: A guide to mastering in the modern studio. Focal Press, 2013. p. 67.

⁹² MIXERMAN [seud. de SAFARIN, Eric]. Op. cit, p. 119.

Figura 41. Diagrama de bloques del compresor



compresores ópticos son también sencillos en su implementación debido a su teoría de operación y como menciona Mixerman⁹³ su reacción es más lenta que la de los VCA y FET; así mismo, como señala Mark Cousins y Russ Hepworth-Sawyer⁹⁴, poseen un alto grado de musicalidad, debido las características intrínsecas del opto-acoplador. Por último, Rod Elliott⁹⁵ menciona que las tecnologías VCA y Opto son las que menos distorsión presentan.

Para la definición del *side-chain* a implementar, se requirieron las siguientes condiciones: posibilidad de tomar la señal de entrada a éste, desde las señales de entrada del circuito conformando la topología *feedforward*, y de salida, conformando la topología *feedbackward*; posibilidad de variar los tipos de detección entre RMS y pico, el tipo de codo de curva entre brusco y suave, y el modo de las constantes de tiempo entre fijas y variables; todo lo anterior, en cumplimiento de lo establecido en el objetivo general del proyecto.

4.1.2 Descripción de bloques. En esta sección se explicarán los elementos que conforman cada bloque mostrando, a su vez, el circuito esquemático correspondiente. Como nota general, los puntos referentes a la fuente de alimentación están marcados como V+ y V-, que corresponden a +15 V y -15 V respectivamente; y los elementos marcados con letra azul significan que son controles a los que puede acceder el usuario.

4.1.2.1 Side-Chain. Se usó como *side-chain* el sugerido por THAT CORPORATION⁹⁶, el cual es una versión avanzada del mostrado por Glen Ballou⁹⁷; con este modelo se cumplen las condiciones de implementación establecidas en la sección 4.1.1.

En la Figura 41 se observa que el Side-Chain está conformado por los elementos: detector, umbral, relación de compresión y constantes de tiempo. Como se mencionó anteriormente, el Side-Chain está basado en las notas de diseño de THAT

⁹³ Ibid., p. 119.

⁹⁴ HEPWORTH-SAWYER, Russ y COUSINS, Mark. Op. cit., p. 65.

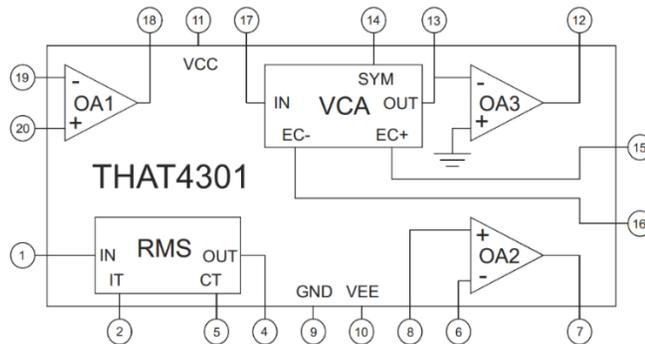
⁹⁵ ELLIOTT, Rod. VCA Techniques Investigated [En línea]. Elliott Sound Products, 29 de Diciembre de 2012. Disponible en Internet: <http://sound.westhost.com/articles/vca-techniques.html>

⁹⁶ THAT CORPORATION. A fully adjustable compressor/limiter. Design Note 115. [Nota de diseño]. Milford, 2014.

⁹⁷ BALLOU, Glen. ed. Handbook for sound engineers. 4 ed. Focal Press, 2009. p. 907.

CORPORATION⁹⁸, el cual muestra el circuito integrado THAT 4301⁹⁹ como componente central del diseño. Como se muestra en la Figura 42, dicho circuito integrado está compuesto por un módulo VCA, un módulo detector de nivel RMS y tres amplificadores operacionales para fines generales (OA1, OA2, OA3); así pues, dentro del Side-Chain se implementan el módulo detector RMS y dos de los amplificadores operacionales. Según dicho fabricante¹⁰⁰, el rango de operación del umbral es de -30 dBu (25 mV) a 10 dBu (2,45 V).

Figura 42. Diagrama de bloques THAT4301



Fuente: THAT 4301 Datasheet p. 2.

- **Detector.** El circuito esquemático correspondiente al bloque detector se muestra en la Figura 43. El funcionamiento del módulo detector de nivel RMS incluido en el circuito integrado THAT 4301 es el siguiente:

El detector del 4301 computa el nivel RMS rectificando las señales de entrada de corriente, convirtiendo la corriente rectificada en un voltaje logarítmico, y aplicando dicho voltaje a un filtro de dominio logarítmico. La señal de salida es un voltaje DC proporcional al nivel en decibeles del valor RMS de la señal de entrada de corriente. Algunos componentes AC (al doble de frecuencia de la entrada) permanecen sobrepuestos en la salida DC. La señal AC es atenuada por un filtro de dominio logarítmico, el cual, posee una pendiente de atenuación de un polo y su frecuencia de corte es determinada por un capacitor externo y una corriente DC programable¹⁰¹.

Como la señal de entrada al ingreso del módulo RMS, es decir, en el pin marcado como "IN", debe ser una corriente, se utiliza la resistencia R1 para convertir el voltaje de entrada a la corriente deseada. "El detector de nivel es capaz de resolver señales

⁹⁸ THAT CORPORATION. A fully adjustable compressor/limiter. Design Note 115. Op. cit.

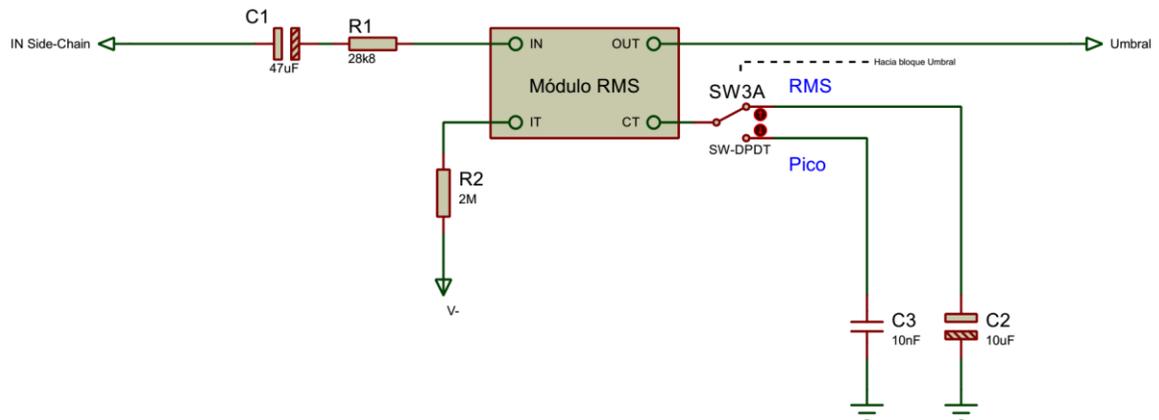
⁹⁹ THAT CORPORATION. THAT 4301 Datasheet. [Hoja de especificaciones]. Milford, 2014.

¹⁰⁰ THAT CORPORATION. A fully adjustable compressor/limiter. Design Note 115. Op. cit., p. 3.

¹⁰¹ Ibid., p. 6.

muy por debajo de 10 mV con precisión (con una resistencia de entrada de 10 k Ω). Sin embargo, si el detector se usara para monitorear señales de tan bajo nivel, normalmente se requeriría de un acoplamiento AC¹⁰².

Figura 43. Circuito esquemático bloque detector



“La frecuencia de corte del filtro logarítmico usualmente se ubica muy por debajo del rango de frecuencias de interés¹⁰³. En este caso, dichas frecuencias corresponden al rango audible, y un valor típico para la frecuencia de corte sería de 5 Hz o una constante de tiempo (τ) de 32 ms. “La constante de tiempo del filtro es determinada por un capacitor externo conectado al pin C_T , y una fuente de corriente interna (I_{CT}) conectada a C_T . La fuente de corriente es programada por medio del pin I_T : la corriente en I_T se refleja en I_{CT} con una ganancia de aproximadamente 1.1¹⁰⁴.

Según THAT CORPORATION¹⁰⁵, para que el módulo detector RMS, el cual normalmente opera en modo true-RMS, sea reconfigurado en modo pico, se debe disminuir considerablemente el valor del capacitor que determina la constante de tiempo lo que desactiva el filtro logarítmico. Lo que significa reemplazar el capacitor del pin C_T , por uno de 10 nF; además se debe colocar un capacitor polarizado después de la resistencia R4 cómo se muestra en la Figura 44 del bloque umbral;

¹⁰² Ibid., p. 7.

¹⁰³ Ibid., p. 7.

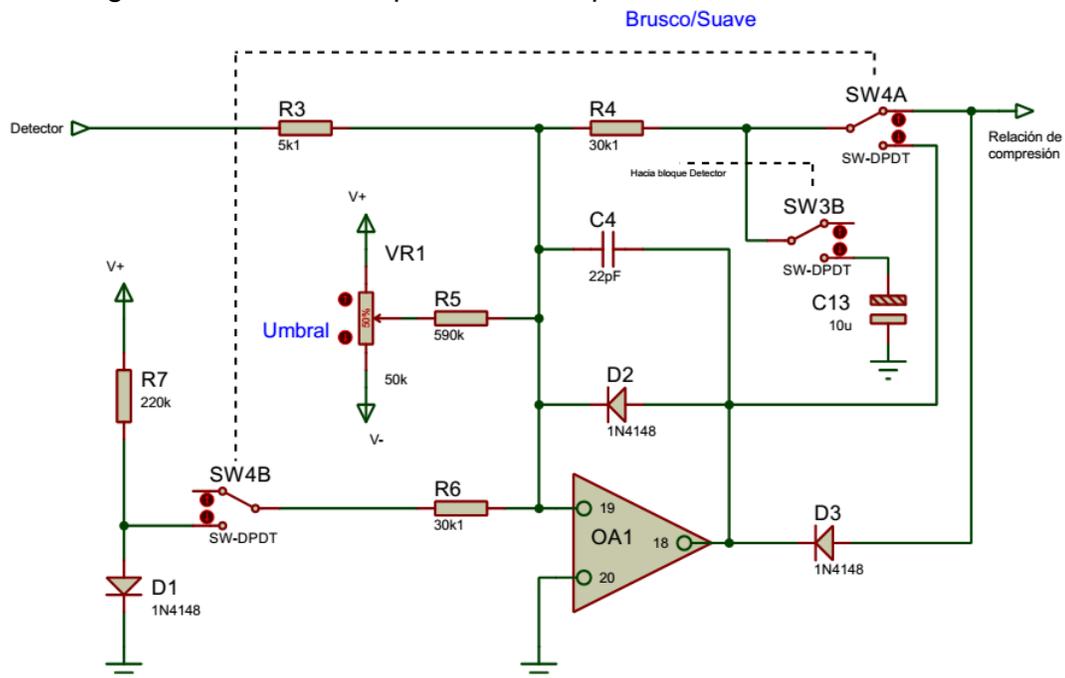
¹⁰⁴ Ibid., p. 7.

¹⁰⁵ THAT CORPORATION. Peak detection with the THAT4301. Design Note 101. [Nota de diseño]. Milford, 2009. p. 2.

esto se indica en las notas de diseño¹⁰⁶. De ahí que, el interruptor SW3 es el que determina el modo de operación del módulo RMS.

- **Umbral.** El circuito esquemático correspondiente al bloque umbral se muestra en la Figura 44. Aquí se utiliza el primer amplificador operacional incluido en el THAT4301. Según la hoja de especificaciones¹⁰⁷, los tres amplificadores son de uso general con ancho de banda de 5 Mhz, *slew-rate* de aproximadamente 2 V/ μ s y etapa de entrada bipolar PNP. El amplificador operacional OA1 es el más silencioso de los tres, lo que lo hace adecuado para etapas de entrada.

Figura 44. Circuito esquemático bloque umbral



Como se manifiesta en la nota de diseño¹⁰⁸, OA1 está configurado como amplificador inversor rectificador de media onda. Rechazando el efecto de R y VR1, cuando V_{RMS} es negativo, la salida de OA1 será positiva y D3 impide que este voltaje alcance V_{UB} ; por lo tanto, $V_{UB} = 0$ para $V_{RMS} < 0$. Sin embargo, cuando V_{RMS} es

¹⁰⁶ Ibid., p. 2.

¹⁰⁷ THAT CORPORATION. THAT 4301 Datasheet. Op. cit., p. 7.

¹⁰⁸ THAT CORPORATION. Basic compressor/limiter design. Design Note 00A. [Nota de diseño]. Milford, 2009. p. 2.

positivo, la salida de OA1 es negativa, y V_{UB} sigue a V_{RMS} con una ganancia de -1; por ende, $V_{UB} = -V_{RMS}$ para $V_{RMS} > 0$.

Rechazando los efectos de R5 y VR1; OA1 y su circuitería asociada solo dejan pasar información cuando la señal de entrada supera el nivel de entrada que causa $V_{RMS} = 0$ (esto es, el umbral o *threshold*). Ninguna información correspondiente a señales por debajo de este umbral pasa a través del mismo.

R5 y VR1 proporcionan un medio para ajustar el valor del umbral. Para la fuente de alimentación de ± 15 V, VR1 ajusta el umbral desde $\frac{(V+)R4}{R5}$ hasta $\frac{(V-)R4}{R5}$.

Siguiendo la nota de diseño¹⁰⁹, cuando el diodo D3 se ubica dentro del lazo de retroalimentación de OA1, de acuerdo a la posición de SW4 específicamente como se muestra en la Figura 44, se establece una respuesta de umbral en el codo, de modo brusco o *hard-knee*. Cuando SW4 se encuentra en la posición opuesta, D3 queda fuera del lazo de retroalimentación del amplificador operacional y un offset o tensión de desplazamiento, generada por D1, es introducida al nodo sumador de OA1 que compensa la caída de D3 en polarización directa.

- **Relación de compresión.** El circuito esquemático correspondiente al bloque relación de compresión se muestra en la Figura 45. En esta sección se utiliza el segundo amplificador operacional del THAT4301. Como reseña la hoja de especificaciones¹¹⁰, el objetivo principal de OA2 es ofrecer una función de procesador de control de voltaje y su capacidad de carga es igual a la del OA1; esto es, capaz de manipular cargas mayores a 5 k Ω .

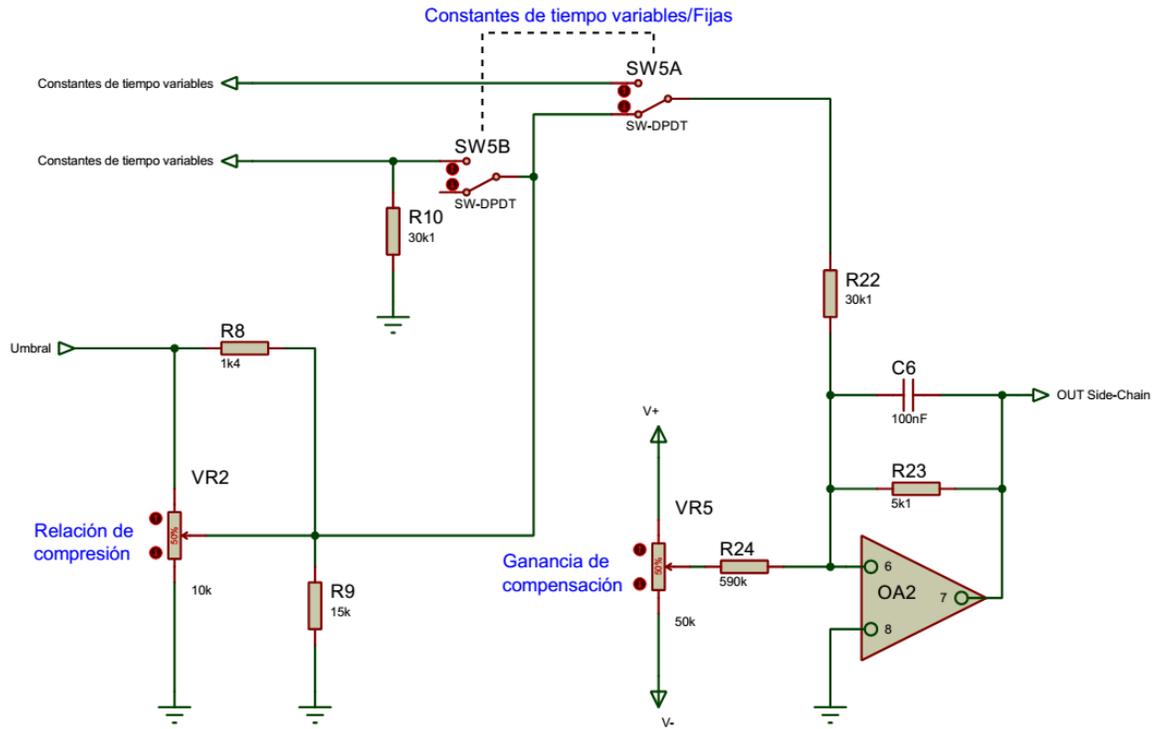
De acuerdo a lo descrito en la nota de diseño¹¹¹, VR2 controla la relación de compresión o *ratio* y permite al usuario escalar V_{UB} antes de que pase a través del resto de la circuitería. Sin tener en cuenta la acción de VR5 y R24, cuando el cursor de VR2 se ubica en la terminal conectada a tierra, ninguna señal pasa a través de OA2. Cuando el cursor está en la posición opuesta (al máximo), la señal de salida de OA2 (V_{CV}) refleja exactamente a V_{UB} . Para posiciones intermedias, V_{CV} reflejará una fracción de V_{UB} , y dicha fracción está determinada por el ajuste del control de la relación de compresión.

¹⁰⁹ THAT CORPORATION. A fully adjustable compressor/limiter. Design Note 115. Op. cit., p. 2.

¹¹⁰ THAT CORPORATION. THAT 4301 Datasheet. Op. cit., p. 7.

¹¹¹ THAT CORPORATION. Basic compressor/limiter design. Design Note 00A. Op. Cit., p. 3.

Figura 45. Circuito esquemático bloque relación de compresión



Cuando el ajuste del control de la relación de compresión está en su máximo, entonces $V_{CV} = V_{UB}$, lo que equivale a una relación de $\infty:1$; y cuando está en su mínimo, la relación es 1:1. Para valores intermedios, la relación de compresión está determinada por el valor de VR2, teniendo en cuenta el efecto de carga de R22, R8, R9 y R10*.

La función de VR5 y R24, ignorando el análisis previo, es agregar un offset DC o tensión de desplazamiento a la señal de control de voltaje V_{CV} . Esta variación es útil, ya que permite compensar las pérdidas de nivel durante el proceso de compresión; sin embargo, su uso solo es posible cuando se selecciona VCA como AGV.

* Solo se tiene en cuenta cuando el interruptor SW5 está en la posición en que activa el bloque constantes de tiempo variables.

- Constantes de tiempo variable. Según la nota de diseño¹¹² y la hoja de especificaciones¹¹³, cuando SW5 está en la posición que muestra la Figura 45, es decir, en modo fijo, R22 y VR2 se conectan a través de SW5A y los tiempo de ataque y relajación dependen del módulo detector RMS, del capacitor conectado al pin C_T y de la corriente interna programada por la resistencia conectada al pin I_T de dicho módulo, como se menciona en la sección Detector.

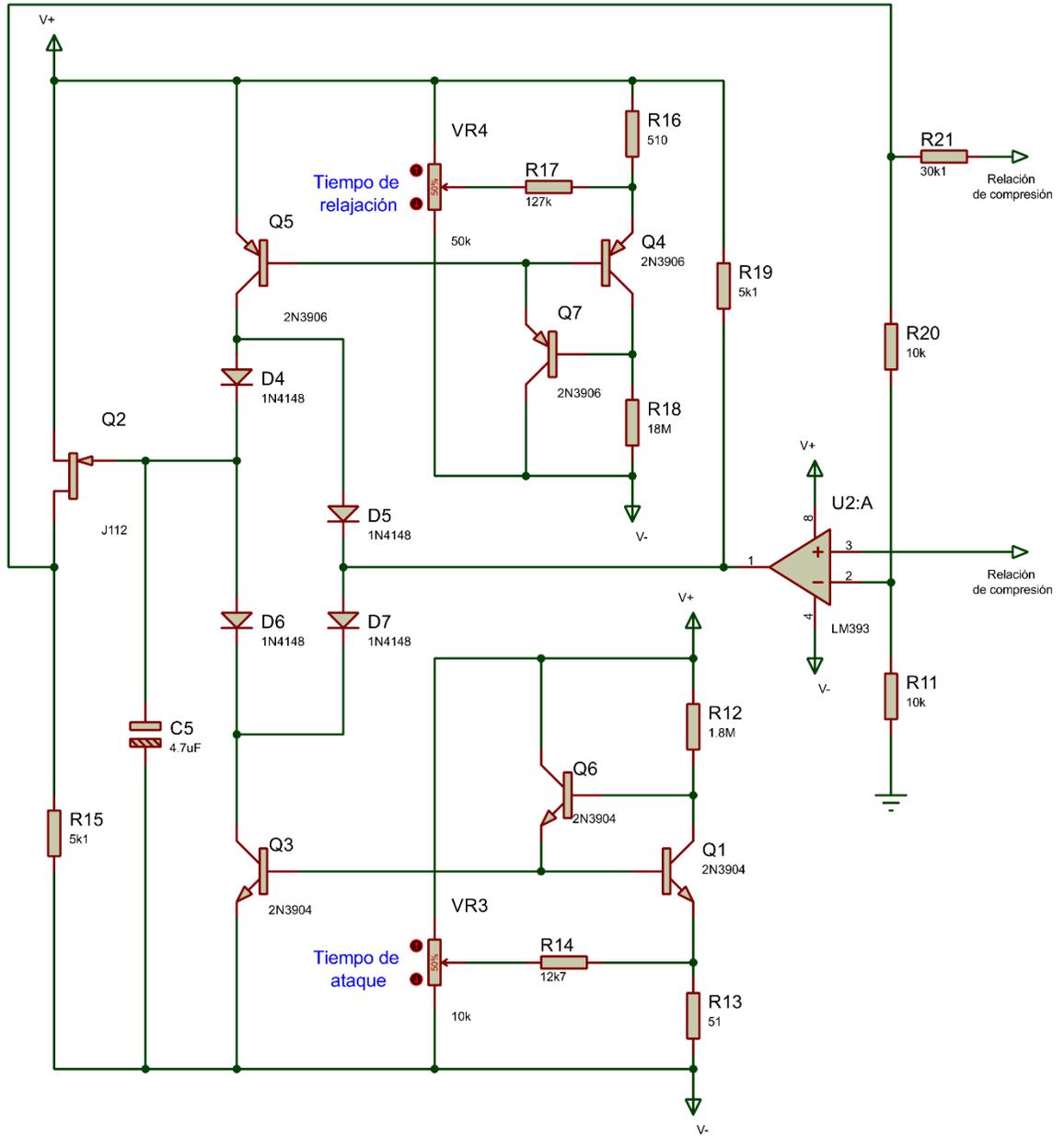
Cuando SW5 se ubica en la posición opuesta, la señal del *side-chain* pasa a través de la circuitería discreta formada por transistores, la cual se muestra en la Figura 46. Este circuito consiste en un par de espejos de corriente ajustables, un puente de diodos para dirigir las corrientes correspondientes al ataque o relajación hacia el capacitor de almacenamiento C5, un FET para aislar el voltaje del capacitor, y un lazo de retroalimentación para mantener la precisión DC.

Q1 y Q3 conforman el espejo para la corriente respectiva al tiempo de ataque. Q6 reduce los errores de polarización de corriente. R12, R13, R14, Q1, Q3 y Q6 le dan una característica lineal al potenciómetro VR3 para ajustar el tiempo de ataque. El circuito correspondiente al tiempo de relajación es un reflejo del circuito del tiempo de ataque en versión PNP.

¹¹² THAT CORPORATION. A fully adjustable compressor/limiter. Design Note 115. Op. cit., p. 2.

¹¹³ THAT CORPORATION. THAT 4301 Datasheet. Op. cit., p. 7.

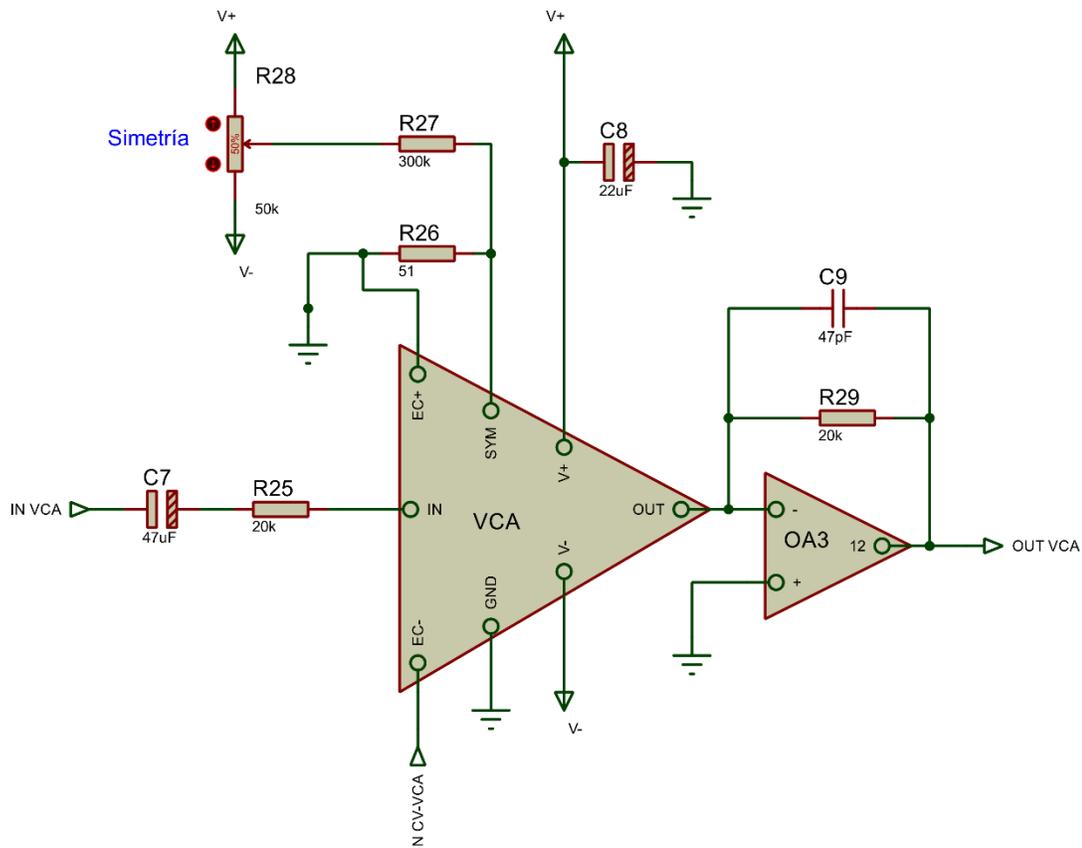
Figura 46. Circuito esquemático bloque constantes de tiempo variables



4.1.2.2 AGV. En la Figura 41 se observa que se puede seleccionar entre VCA, FET y óptico como controlador automático de ganancia, a través del interruptor triple polo y doble vía (3PDT) SW1.

- **VCA.** El THAT 4301 escogido para la implementación del *side-chain*, incluye en su configuración interna un módulo VCA, el cual fue utilizado para configurar una de las tecnologías seleccionadas en la sección 4.1.1 y que para el efecto, tiene el mismo nombre: VCA; el circuito resultante se muestra en la Figura 47. En este bloque, se utiliza a su vez el tercer amplificador operacional incluido en dicho circuito, marcado como OA3, el cual, “está conectado internamente a la salida del módulo VCA, y su uso principal es realizar una conversión corriente a voltaje. Su desempeño de ruido de entrada es $7.5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, complementando la del VCA; además, a ganancia unitaria el ruido generado es insignificante. Su salida es capaz de recibir $2 \text{ k}\Omega$ de carga”¹¹⁴, lo que hace posible que este amplificador operacional sea utilizado directamente en la etapa de salida.

Figura 47. Circuito esquemático bloque VCA



“El pin de entrada del módulo VCA es una tierra virtual con retroalimentación negativa proporcionada internamente”¹¹⁵. Una resistencia de entrada ($R_{25} = 20 \text{ k}\Omega$) es requerida para convertir el voltaje AC de entrada en una corriente dentro del rango lineal del THAT4301 “(Corrientes de entrada pico en el VCA deberían mantenerse por debajo de 1 mA para un mejor desempeño referente a distorsión)”¹¹⁶. El capacitor de acople ($C_7 = 47 \mu\text{F}$) es considerablemente recomendado para bloquear las corrientes DC provenientes de etapas previas (y de voltajes *offset* a la entrada del VCA). Nótese que C_7 , junto con R_{25} , determinan el límite inferior del rango de frecuencias del circuito.

Según la hoja de especificaciones¹¹⁷, OA3 está configurado como inversor convertidor de corriente a voltaje. Los componentes de retroalimentación de OA3 ($R_{29} = 20 \text{ k}\Omega$ y $C_9 = 47 \text{ pF}$) determinan la constante de conversión corriente a voltaje. La salida del módulo VCA tiene aproximadamente 45 pF de capacitancia, la cual, debe ser neutralizada por medio del capacitor de retroalimentación de 47 pF a través de R_{29} .

“La ganancia del módulo VCA es controlada por el pin E_{C-} , donde la ganancia será proporcional al voltaje negativo de E_{C-} . El terminal E_{C+} está conectado a tierra, y el terminal SYM es enviado casi a tierra a través de un pequeño resistor”¹¹⁸ ($R_{26} = 51$). El *trimmer* de simetría ($R_{28} = 50 \text{ k}\Omega$) permite que un pequeño voltaje sea aplicado al terminal SYM a través de R_{27} ($300 \text{ k}\Omega$). Este voltaje ajusta las pequeñas discordancias internas del módulo VCA, lo que reduce los productos de distorsión.

¹¹⁴ Ibid., p. 7.

¹¹⁵ Ibid., p. 8.

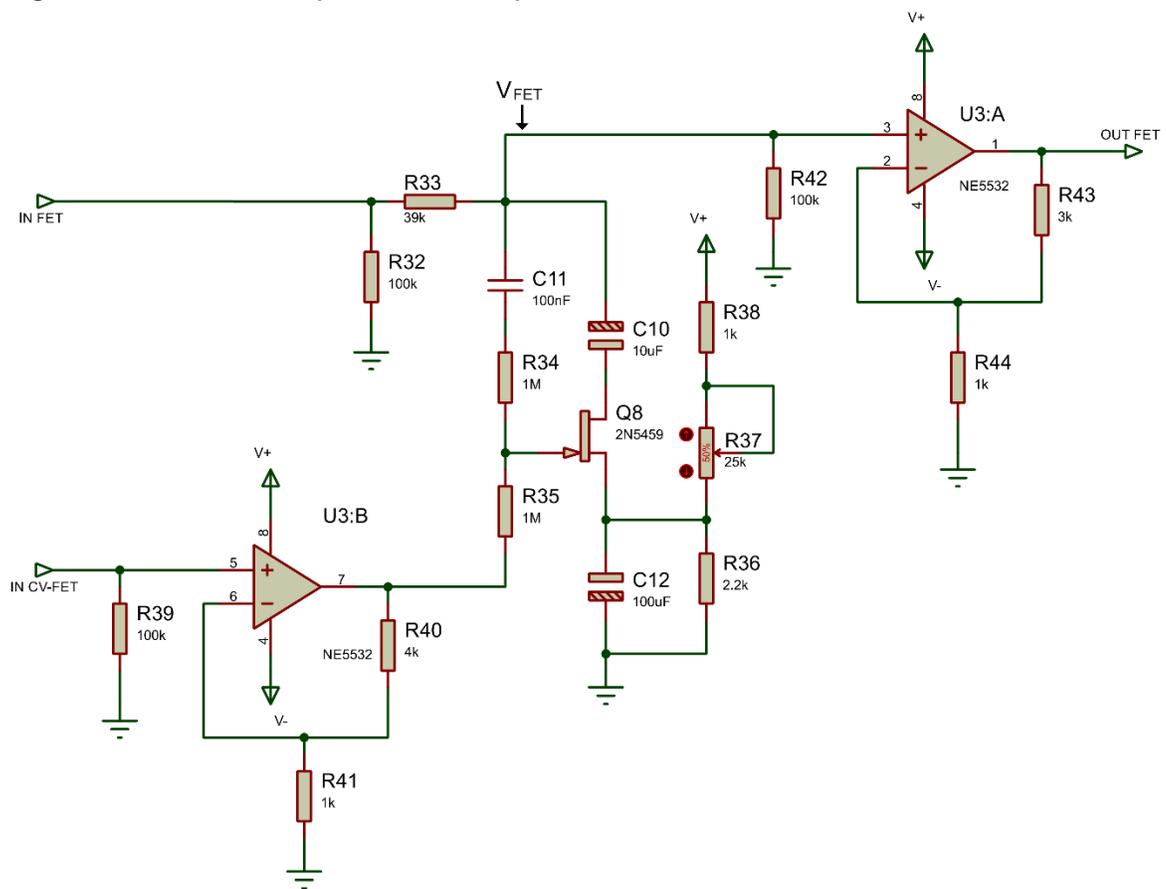
¹¹⁶ Ibid., p. 8.

¹¹⁷ Ibid., p. 8.

¹¹⁸ Ibid., p. 8.

- **FET.** En concordancia con lo establecido en la sección 4.1.1, en relación a lo señalado por el autor para la tecnología FET en el control automático de ganancia, se decide implementar el diseño realizado por Douglas Self¹¹⁹, ya que éste, además de estar basado en los principios básicos para conformar un AGV de este tipo como se explica en la sección FET, el mismo autor¹²⁰ desarrolla varios métodos de reducción de ruido concluyendo en el esquema final que se muestra en la Figura 12. El circuito esquemático del bloque FET se muestra en la Figura 48.

Figura 48. Circuito esquemático bloque FET



Debido a que el presente bloque necesita un voltaje de polarización de nivel alto en comparación al VCA, se debe amplificar la entrada de la señal de control de voltaje, (IN CV-FET); y, dado que la señal de entrada es de muy bajo nivel, se debe amplificar a su vez la salida del elemento central (V_{FET}). Se optó por utilizar los

¹¹⁹ SELF, Douglas. Self on audio. 2 ed. Newnes, 2006. p. 123.

¹²⁰Ibid., p. 117-126.

amplificadores operacionales NE5532, ya que según Douglas Self¹²¹, su uso en el ámbito del audio es eminente. La sección de amplificación de la entrada de la señal de control de voltaje está compuesta por U3:B, R39, R40 y R41; y la sección de amplificación de V_{FET} está compuesta por U3:A, R42, R43 y R44. Ambas se fundamentan en los diseños sugeridos por el mismo autor¹²² con el propósito de que el ruido introducido sea mínimo.

El núcleo de esta sección es el transistor de efecto de campo (Q8), el cual, dependiendo del voltaje en la compuerta, es decir si éste voltaje supera el voltaje de umbral, establecerá un camino a tierra para la señal de entrada a través del dren y fuente, o como dice Glen Ballou¹²³, el FET se encenderá. Según manifiesta Douglas Self¹²⁴, R36, R37, R38 y C12 permiten fijar la fuente del FET a un nivel DC por encima de tierra, para que de esta manera se pueda usar la señal de control de voltaje positiva con respecto a tierra, y así, evitar problemas de desplazamientos de nivel. Este nivel DC es aislado de la entrada y salida a través de C10.

Para reducir la distorsión a niveles razonables, la señal de control de voltaje se aplica en la compuerta del FET y se suma con una señal que consiste en la mitad del voltaje de dren a fuente por medio de R34 y R35. Este procedimiento de cancelación de distorsión deja las características de atenuación/control de voltaje casi inalteradas.

¹²¹ Ibid., p. 115.

¹²² Ibid., p. 26.

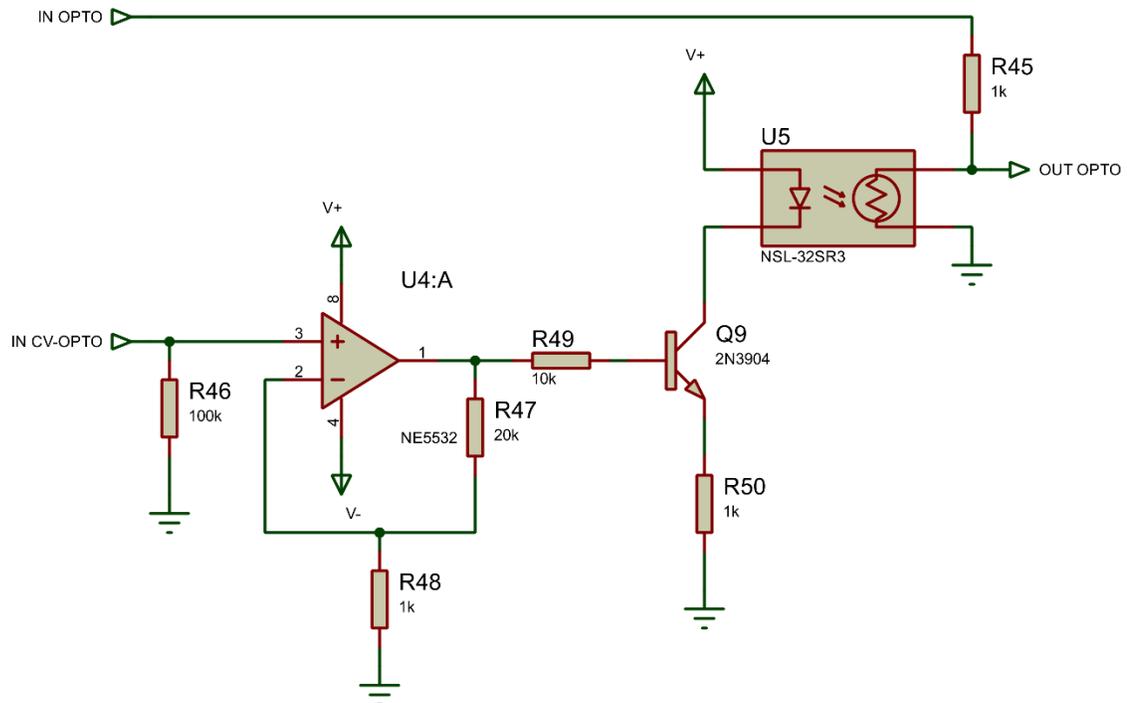
¹²³ BALLOU, Glen. ed. Op. cit., p. 900.

¹²⁴ SELF, Douglas. Self on audio. 2 ed. Op. cit., p. 119.

- **OPTO.** La implementación de un circuito AGV opto es relativamente sencilla, entendiéndose que lo esencial en este tipo de tecnología es la corriente que pasa a través del diodo, la cual funciona como señal controladora de nivel en proporción con la luminosidad del LED, y por consiguiente el nivel de resistencia en la celda o foto-resistencia que determina el nivel de señal de salida. Para la configuración del circuito se tomó el núcleo del modelo básico de Rod Elliott¹²⁵, en el cual se utiliza un opto-acoplador para relacionar las señales de entrada y salida, de acuerdo a la respuesta del LED a la cantidad de corriente que fluye a través de él; dicha corriente corresponde a la I_c o corriente de colector de un transistor y ésta a su vez, está condicionada por la corriente de base del mismo, la cual depende de la señal de control que atraviesa la resistencia R49, preferiblemente de $10k\Omega$ o más.

El circuito esquemático del bloque Opto se muestra en la Figura 49. La resistencia del opto-acoplador U5 y R45 forman un divisor de voltaje que depende de la señal de control de voltaje que atraviesa el diodo de U5; el transistor Q9 se hace necesario para que la corriente atraviese dicho diodo, como sugiere

Figura 49. Circuito esquemático bloque OPTO



¹²⁵ ELLIOTT, Rod. Op. cit.

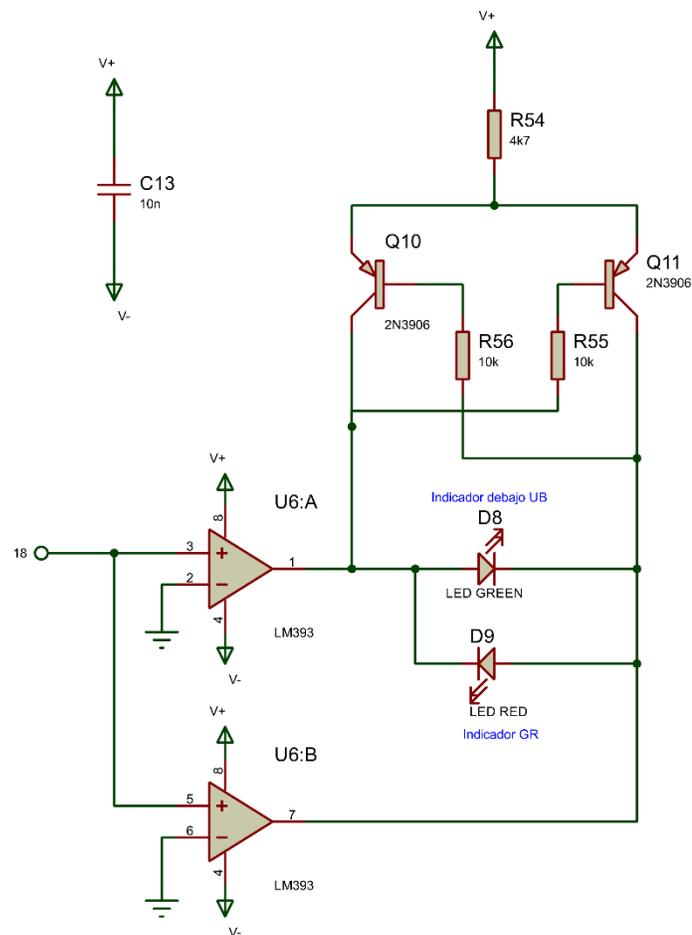
En esta sección también se amplifica la señal de control de voltaje (IN CV-OPTO) fundamentado en lo descrito en la sección FET.

Cabe aclarar que el opto-acoplador mostrado (NSL-32SR3) no es el mismo implementado en el circuito final; este opto-acoplador se utilizó para poder realizar la simulación en Proteus. El opto-acoplador final se realizó de manera manual como se explica en la sección 5.1.

4.1.2.3 Bloques adicionales. Estos bloques no se muestran en el diagrama de bloques de la Figura 41; debido a que no se consideran pertinentes para visualización del modo de operación del dispositivo.

- **Indicador de compresión.** Como indicación de la compresión se usaran dos LEDs. Uno verde para indicar la señal presente por debajo del umbral seleccionado; y uno rojo para indicar la reducción de ganancia, es decir, la señal que supera el umbral. El circuito de este bloque se muestra en la Figura 50; el cual, está basado en las notas de diseño de That Corporation¹²⁶.

Figura 50. Bloque indicador de compresión



¹²⁶ THAT CORPORATION. An alternate method of indicating compression. Design Note 132 [Nota de diseño]. Milford, 2010. p. 3.

- **Fuente.** Se utilizará como suministro de corriente un módulo de fuente dual +12V -12V, estándar con entrada AC 110V.

4.1.3 Análisis Matemático

Según THAT CORPORATION¹²⁷, la ganancia del VCA es exponencialmente dependiente de su señal de control. "Conceptualmente esto es muy sencillo: la ganancia del VCA en decibelios es directamente proporcional al control de voltaje aplicado. Sin embargo, cuando se expresa matemáticamente parece más formidable:

$$A_V = e^{\frac{-E_C}{2V_T}} \quad \text{"128} \quad (1)$$

Donde A_V es la ganancia o función de transferencia del VCA en voltios/voltios, E_C es la señal de control de voltaje aplicada, y V_T es el voltaje térmico (kT/q) proveniente de la ecuación del diodo.

Continuando con la nota de diseño¹²⁹, el detector del THAT4301 ofrece la trascendental característica de que su señal de salida es directamente proporcional a su señal de entrada. Matemáticamente, esto se complicaría por la respuesta del detector, pero si sólo se considera la condición en estado-estacionario, la matemática es la siguiente:

$$\begin{aligned} V_{OUT} &= 2V_T \ln(V_{irms}) \\ V_{OUT} &= 0.052 \ln(V_{irms}) \end{aligned} \quad (2)$$

Donde V_{OUT} es el nivel de voltaje de salida del detector, y V_{irms} es el voltaje en rms de su señal de entrada. Nótese que el voltaje térmico se tomó a temperatura ambiente o 300K dando un valor de 26mV.

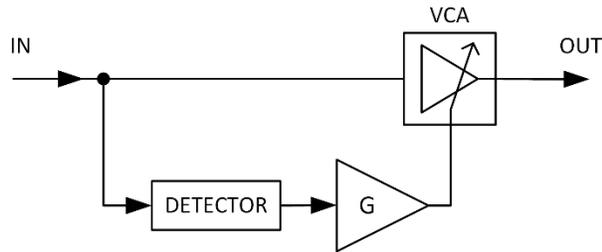
Combinando los diagramas mostrados en las secciones Side-chain. y Topología., se sintetizan la Figura 51 y la Figura 52 que muestran un compresor con AGV tipo VCA y *side-chain* con detector y ganancia en topología *feed-forward* y *feed-backward* respectivamente.

¹²⁷ THAT CORPORATION. The mathematics of log-based dynamic processors. Design Note 01A [Nota de diseño]. Milford, 2009. p. 1.

¹²⁸ Ibid., p. 2.

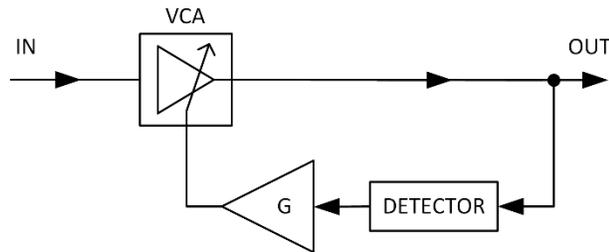
¹²⁹ Ibid.

Figura 51. Diagrama de bloques simple compresor VCA feed-forward



Fuente: THAT CORPORATION.

Figura 52. Diagrama de bloques simple compresor VCA feed-backward



Fuente: THAT CORPORATION.

“Es posible escribir una ecuación que describa la acción de los procesadores dinámicos simples mostrados en la Figura 51 y Figura 52 usando logaritmos y exponenciales de las ecuaciones 1 y 2. Sin embargo, esto no ayuda a esclarecer el proceso de diseño. La ecuación resultante sería difícil de resolver en forma cerrada, y, por lo menos para este autor, no ofrece conocimiento sobre la acción del procesador”¹³⁰ o compresor.

“No obstante, es posible simplificar en gran manera la matemática agregando lo sustancial al significado. Se debe considerar que en los dispositivos de audio, el nivel en decibeles de la señal es lo más importante debido a que es lo relevante en cuanto a nuestra forma de percepción. Traduciendo todos los niveles de voltaje de las señales en el circuito a decibeles, las matemáticas pueden ser reducidas a simple álgebra”¹³¹.

$$A_{dB} = -166.7E_C \quad (3)$$

La ecuación 3 es equivalente a la ecuación 1, pero expresa la función de transferencia o ganancia del VCA (A_{dB}) en decibeles, no en términos lineales (como lo determinaba A_V). Claramente muestra que la ganancia en decibeles del VCA es

¹³⁰ Ibid.

¹³¹ Ibid.

directamente proporcional a la señal de control de voltaje E_C . “La constante -166.7 es un factor escalar derivado de la sensibilidad del control de voltaje de aproximadamente 6mV/dB”¹³².

Similarmente, reconociendo que el detector produce una salida proporcional al nivel en decibeles de su señal de entrada, se puede simplificar la ecuación 2 de la misma manera:

$$V_{OUT} = 0.006dB_{RMS} \quad (4)$$

En la ecuación 4, V_{OUT} es la salida del detector, mientras que dB_{RMS} es el nivel en decibeles de su señal de entrada.

Para el compresor con topología *feed-forward* (Figura 51), “el nivel de la señal de salida es igual a la suma del nivel de la señal de entrada y la ganancia del VCA (Mientras que el VCA multiplica la señal de entrada por su ganancia lineal, en el mundo logarítmico esto se reduce a adición). Matemáticamente, esto es”¹³³:

$$dB_{OUT} = dB_{IN} + A_{dB} \quad (5)$$

, donde dB_{OUT} es el nivel de salida del VCA, dB_{IN} es su nivel de entrada y A_{dB} es su ganancia (todos en decibeles).

La ganancia del VCA (A_{dB}) está determinada por el control de voltaje aplicado (E_C), el cual depende del voltaje de salida del detector (V_{OUT}) y de la ganancia del procesador de control de voltaje (G). Específicamente, este procesador de control de voltaje corresponde al circuito del bloque de relación de compresión que se muestra en la Figura 45. De la ecuación 4 y del diagrama de bloques de la Figura 51, el control de voltaje aplicado (E_C) es:

$$E_C = G * 0.006dB_{IN} \quad (6)$$

Combinando las ecuaciones 3, 5 y 6, se puede resolver para la salida:

$$\begin{aligned} dB_{OUT} &= dB_{IN} + [-166.7 * (G * 0.006dB_{IN})] \\ dB_{OUT} &= (1 - G)dB_{IN} \end{aligned} \quad (7)$$

¹³² Ibid.

¹³³ Ibid.

“Esta simple ecuación indica la relación intrínsecamente lineal entre los niveles en decibeles de la entrada y salida en los procesadores dinámicos basados en los VCAs y detectores RMS de THAT CORPORATION”¹³⁴.

Reorganizando la ecuación 7 para encontrar la relación de compresión o *ratio* del compresor con topología *feed-forward*, se tiene lo siguiente:

$$\frac{dB_{IN}}{dB_{OUT}} = \frac{1}{(1-G)} \quad (8)$$

La ecuación 8 muestra que la relación de compresión depende únicamente de la ganancia del procesador de control de voltaje (G) ubicado entre el detector y la entrada del VCA. Según la nota de diseño¹³⁵, de que el procesador sea un compresor o expansor depende de G. Para G=0, la relación de compresión es la unidad, como es de esperarse no existe ningún tipo de procesamiento dinámico. Para 1>G>0, la salida es menor a la entrada, así que el procesador es un compresor. Para G<0, la salida es mayor que la entrada, entonces el procesador es un expansor. Para G>1, la relación de compresión queda negativa, lo que resulta en una “compresión negativa”. En esta configuración, la salida disminuye a medida que la entrada aumenta. La inversión dinámica produce entonces sonidos como la reproducción de cinta hacia atrás.

Para el procesador dinámico *feed-backward* (Figura 52) la matemática es un poco diferente; la ecuación 5 se mantiene porque el camino de la señal es el mismo que en el procesador de topología *feed-forward*. No obstante, el control de voltaje (E_c) se basa en el nivel de salida y no en el nivel de entrada. Por consiguiente, de la ecuación 4 y del diagrama de bloques de la Figura 52:

$$E_c = G * 0.006dB_{OUT} \quad (9)$$

Combinando las ecuaciones 3, 5 y 9:

$$dB_{OUT} = dB_{IN} + [-166.7 * (G * 0.0006dB_{OUT})]$$

$$dB_{OUT} = dB_{IN} - G * dB_{OUT}$$

$$dB_{OUT} = \frac{1}{1+G} dB_{IN} \quad (10)$$

¹³⁴ Ibid.

¹³⁵ Ibid.

La relación es casi tan simple como la ecuación 7 del procesador con topología *feed-forward*.

De la ecuación 10 se puede expresar la relación de compresión como:

$$\frac{dB_{IN}}{dB_{OUT}} = 1 + G \quad (11)$$

“Nótese las diferencias entre la ecuación 11 (*feed-backward*) y la ecuación 8 (*feed-forward*). El procesador *feed-backward* es un compresor para $G > 0$, y un expansor para $G < 0$. La función de relación de compresión o expansión contiene una singularidad en $G = -1$; punto en el cual la relación de expansión es infinita, y el circuito se vuelve inestable. Compresión infinita requiere que G sea infinito, y por lo tanto es imposible de alcanzar, aunque que es posible acercarse”¹³⁶.

Como es de esperarse, al dejar fijo G todos los niveles de señal, tanto altos como bajos, son sometidos a la misma relación de compresión o expansión. Para esclarecer la función del procesador como un compresor de rango dinámico se debe determinar entonces un umbral por debajo del cual la señal no sufrirá cambio alguno, pero por encima del cual será sometida a la relación de compresión respectiva. “Estos objetivos son alcanzados proporcionando un circuito no lineal, el cual cambia el valor de G dependiendo del nivel de salida del detector”¹³⁷. Dicho circuito no lineal corresponde específicamente al circuito del bloque umbral que se muestra en la Figura 44. “Un simple diodo rectificador de silicio en el camino del control de voltaje producirá un transición sutil entre la región de procesamiento y la de no procesamiento. El ancho de la región de transición puede ser controlado amplificando el control de voltaje antes de que pase a través del diodo, y atenuándolo después. Un rectificador de media onda (el cual linealiza y acondiciona las características del diodo colocándolo en el lazo cerrado de un *opamp*) producirá un transición súbita entre la región de procesamiento y la de no procesamiento”¹³⁸.

Matemáticamente, el efecto de agregar un circuito no lineal es dividir la ecuación de relación de compresión en dos ecuaciones individuales, y cada una rige una región de operación específica. Para el compresor con topología *feed-forward*, la matemática sería la siguiente:

$$\frac{dB_{IN}}{dB_{OUT}} = \frac{1}{(1-G)}, \text{ para } dB_{IN} > \text{umbral}, \quad (12)$$

¹³⁶ Ibid., p. 3.

¹³⁷ Ibid.

¹³⁸ Ibid.

$$\frac{dB_{IN}}{dB_{OUT}} = 1, \text{ para } dB_{IN} \leq \text{umbral} \quad (13)$$

, donde $1 > G > 0$. Para el compresor con topología *feed-backward* la matemática sería la siguiente:

$$\frac{dB_{IN}}{dB_{OUT}} = 1 + G, \text{ para } dB_{IN} > \text{umbral}, \quad (14)$$

$$\frac{dB_{IN}}{dB_{OUT}} = 1, \text{ para } dB_{IN} \leq \text{umbral} \quad (15)$$

, donde igualmente $1 > G > 0$.

4.2 SIMULACIONES

A continuación se mostrará el consolidado de datos obtenidos de las simulaciones, con el fin de constatar el funcionamiento adecuado para cada uno de los modos de operación del dispositivo. Dichas simulaciones están basadas en los circuitos esquemáticos descritos en la sección 4.1.

Para obtener los valores de relación de compresión de los modos de operación; se deja fijo el ajuste del umbral en un 50%, lo que corresponde a un valor de -10 dBu, esto es 245 mV¹³⁹.

Para calcular la relación de compresión es necesario convertir los valores de voltaje pico a rms. Debido a que la señal de referencia es una onda sinusoidal se utiliza la ecuación¹⁴⁰:

$$V_{RMS} = \frac{V_{peak}}{\sqrt{2}} \quad (16)$$

Luego es necesario convertir dicho voltaje rms a su nivel de referencia en decibeles sin carga dBu. El nivel de referencia 0 dBu corresponde a 775 mV. Entonces la conversión se realiza utilizando la ecuación¹⁴¹:

¹³⁹ THAT CORPORATION. A fully adjustable compressor/limiter. Design Note 115 [Nota de diseño]. Milford, 2014. Op. cit., p. 3.

¹⁴⁰ MIYARA, Federico. Op. cit., p. 156.

¹⁴¹ BALLOU, Glen. ed. Op. cit., p. 1299.

$$L_{dBu} = 20 * \log \left(\frac{V_{RMS}}{0.775} \right) \quad (17)$$

, donde L_{dBu} es el nivel en dBu y V_{RMS} es el voltaje rms.

La relación de compresión se calcula de la ecuación¹⁴²:

$$RC = \frac{IN-UB}{OUT-UB} \text{ para } IN > UB \quad (18)$$

, en donde RC es la relación de compresión, IN es el nivel de señal de entrada en dBu, UB es el umbral en dBu y OUT es el nivel de señal de salida en dBu.

Por motivos de estabilidad del circuito, específicamente del circuito correspondiente al AGV tipo FET, se tomarán las mediciones luego del primer ciclo de la señal de entrada; es decir, a partir de los 5 segundos.

¹⁴² GIANNOULIS, Dimitrios et al... Op.cit., p. 401.

4.2.1 Efecto modos de operación. Los datos correspondientes a esta sección, obtenidos de las simulaciones, se muestran en la Tabla 24 que se incluye en el ANEXO A. A partir de éstos, se consolida la Tabla 4.

Tabla 4. Resultado de datos para efecto de modos de compresión (simulación)

Modo	Relación de compresión	Tiempo de ataque (s)	Tiempo de restablecimiento (s)
VCA RMS Br Fjs FF	∞:1	0,141	0,064
VCA RMS Br Fjs FB	2,34:1	0,115	0,034
VCA RMS Br Var FF	∞:1	0,203	0,093
VCA RMS Br Var FB	2,34:1	0,109	0,047
VCA RMS Sv Fjs FF	∞:1	0,176	0,158
VCA RMS Sv Fjs FB	2,58:1	0,093	0,102
VCA RMS Sv Var FF	4,74:1	0,169	0,133
VCA RMS Sv Var FB	2,58:1	0,1	0,108
VCA Pico Br Fjs FF	11,59:1	0,005	0,004
VCA Pico Br Fjs FB	1,56:1	0,002	0,003
VCA Pico Br Var FF	∞:1	0,063	0,12
VCA Pico Br Var FB	5,02:1	0,033	0,071
VCA Pico Sv Fjs FF	20,4:1	0,004	0,004
VCA Pico Sv Fjs FB	1,67:1	0,002	0,003
VCA Pico Sv Var FF	∞:1	0,049	0,109
VCA Pico Sv Var FB	5,36:1	0,03	0,062
FET RMS Br Fjs FF	∞:1	0,61	0,365
FET RMS Br Fjs FB	3,48:1	0,9	0,561
FET RMS Br Var FF	∞:1	0,622	0,382
FET RMS Br Var FB	3,48:1	0,91	0,573
FET RMS Sv Fjs FF	∞:1	0,699	0,392
FET RMS Sv Fjs FB	4,03:1	0,712	0,542
FET RMS Sv Var FF	∞:1	0,741	0,421
FET RMS Sv Var FB	4,12:1	0,753	0,535

Tabla 4. (Continuación)

Modo	Relación de compresión	Tiempo de ataque (s)	Tiempo de restablecimiento (s)
FET Pico Br Fjs FF	∞:1	1,185	0,42
FET Pico Br Fjs FB	2,26:1	0,879	0,563
FET Pico Br Var FF	∞:1	0,746	0,353
FET Pico Br Var FB	17,45:1	0,829	0,491
FET Pico Sv Fjs FF	∞:1	1,103	0,415
FET Pico Sv Fjs FB	2,72:1	0,774	0,531
FET Pico Sv Var FF	∞:1	0,686	0,587
FET Pico Sv Var FB	∞:1	0,812	0,468
Opto RMS Br Fjs FF	∞:1	0,145	0,087
Opto RMS Br Fjs FB	1,6:1	0,084	0,043
Opto RMS Br Var FF	∞:1	0,166	0,108
Opto RMS Br Var FB	1,6:1	0,068	0,042
Opto RMS Sv Fjs FF	17,3:1	0,163	0,09
Opto RMS Sv Fjs FB	1,68:1	0,075	0,042
Opto RMS Sv Var FF	17,3:1	0,172	0,102
Opto RMS Sv Var FB	1,68:1	0,077	0,036
Opto Pico Br Fjs FF	3,92:1	0,059	0,074
Opto Pico Br Fjs FB	1,37:1	0,021	0,039
Opto Pico Br Var FF	∞:1	0,07	0,143
Opto Pico Br Var FB	3,06:1	0,038	0,055
Opto Pico Sv Fjs FF	3,92:1	0,04	0,077
Opto Pico Sv Fjs FB	1,39:1	0,016	0,042
Opto Pico Sv Var FF	∞:1	0,087	0,143
Opto Pico Sv Var FB	3,02:1	0,044	0,055

En el ANEXO A se muestra el consolidado de las gráficas obtenidas de las simulaciones de los modos de operación, en este orden: Tabla 27 para el AGV tipo VCA, Tabla 28 para el AGV tipo FET y Tabla 35 para el AGV tipo Opto. Esto permite conceptualizar visualmente el efecto de las variaciones de los modos de operación del dispositivo. Éstas gráficas se muestran una a una en detalle en el ANEXO D.

4.2.2 Tiempo de ataque y tiempo de restablecimiento. Los datos, obtenidos de las simulaciones, correspondientes a la presente sección, se muestran en la tabla Tabla 25 que se incluye en el ANEXO A. De ahí se consolidan los resultados de los tiempos mínimo y máximo de ataque y de restablecimiento mostrados en la Tabla 5. A su vez, en esta tabla se muestran las posiciones máxima y mínima en porcentaje de los potenciómetros de tiempo de ataque y de restablecimiento (Pot TA y Pot TR), que permiten el correcto funcionamiento del modo de operación respectivo.

Tabla 5. Resultado de datos para los tiempos de ataque y de restablecimiento (simulación)

	Tiempo de ataque (s)	Tiempo de restablecimiento (s)	Posición Pot TA	Posición Pot TR
VCA RMS FF min	0,145	0,064	99%	0%
VCA RMS FF max	0,203	0,704	0%	100%
VCA RMS FB min	0,109	0,037	99%	0%
VCA RMS FB max	0,065	0,388	10%	100%
VCA Pico FF min	0,005	0,015	99%	0%
VCA Pico FF max	0,353	0,935	0%	100%
VCA Pico FB min	0,002	0,01	99%	0%
VCA Pico FB max	0,181	0,493	0%	100%
FET RMS FF min	0,481	0,459	100%	0%
FET RMS FF max	0,736	0,775	0%	100%
FET RMS FB min	0,885	0,578	99%	1%
FET RMS FB max	1,096	0,694	10%	90%
FET Pico FF min	0,746	0,501	80%	20%
FET Pico FF max	0,834	1,15	0%	100%
FET Pico FB min	0,639	0,446	95%	5%
FET Pico FB max	0,888	0,728	0%	100%
Opto RMS FF min	0,142	0,099	99%	1%
Opto RMS FF max	0,219	0,506	0%	100%
Opto RMS FB min	0,081	0,036	99%	1%
Opto RMS FB max	0,064	0,204	25%	99%
Opto Pico FF min	0,03	0,083	95%	0%
Opto Pico FF máx	0,387	0,786	0%	100%
Opto Pico FB min	0,016	0,039	90%	0%
Opto Pico FB máx	0,178	0,36	0%	100%

4.2.3 Relación de compresión. Los datos correspondientes a esta sección, obtenidos de las simulaciones, se muestran en la tabla Tabla 26 que se incluye en el ANEXO A. De ahí se consolida la Tabla 6; que muestra la relación de compresión mínima y máxima para el umbral fijo en -10 dBu.

Tabla 6. Resultado de datos para la relación de compresión (simulación)

Modo de operación	Relación de compresión
VCA RMS FF min	1,00:1
VCA RMS FF max	∞ :1
VCA RMS FB min	1,00:1
VCA RMS FB max	3,02:1
VCA Pico FF min	1,00:1
VCA Pico FF max	∞ :1
VCA Pico FB min	1,00:1
VCA Pico FB max	1,78:1
FET RMS FF min	1,00:1
FET RMS FF max	∞ :1
FET RMS FB min	1,00:1
FET RMS FB max	8,46:1
FET Pico FF min	1,00:1
FET Pico FF max	∞ :1
FET Pico FB min	1,00:1
FET Pico FB max	3,53:1
Opto RMS FF min	1,00:1
Opto RMS FF max	∞ :1
Opto RMS FB min	1,00:1
Opto RMS FB max	2,11:1
Opto Pico FF min	1,00:1
Opto Pico FF máx	∞ :1
Opto Pico FB min	1,00:1
Opto Pico FB máx	1,78:1

5. PRESENTACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

En este apartado se muestran los resultados de los cálculos correspondientes a las distintas secciones de medición.

5.1 MONTAJE PROTOTIPO

El circuito del dispositivo prototipo* se fundamentó en la estructura descrita en la sección 4.1; dando lugar al circuito esquemático que se muestra en la Figura 53. Para su montaje se utilizaron tres protoboards Wish WB-102 de 640 puntos y dimensiones: 17.5 cm x 6.1 cm x 1 cm (largo x ancho x alto). Dicho montaje se muestra en la Figura 58 y Figura 59, incluidas en el ANEXO C. La lista de componentes utilizados se muestra en la Tabla 36 incluida en el ANEXO C.

Como se menciona en la sección OPTO., el opto-acoplador implementado en el prototipo difiere del utilizado en la simulación. Éste se compone de un diodo LED de luz blanca y 3 mm de diámetro y una foto-celda de 4.2 mm de ancho y rango de resistencia: 16 a 33 k Ω ; acoplados por medio de un tubo termo-encogible de 6.35 mm de diámetro original.

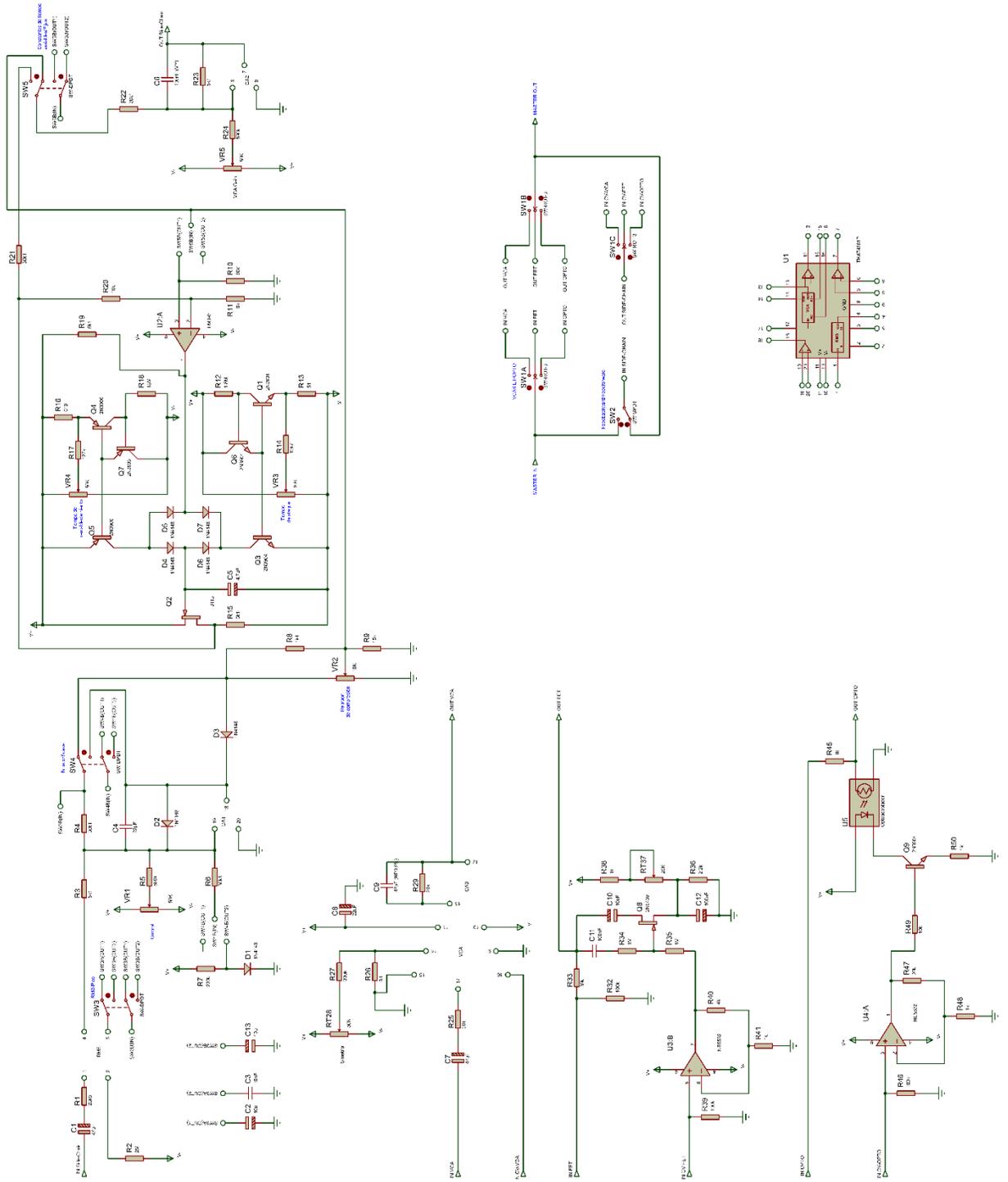
Diferente al suministro de voltaje de la fuente utilizado para la simulación (+/- 15V); para el prototipo se utilizó un módulo de fuente dual de +12 V, 15 A y -12 V, 500 mA.

Dentro del bloque AGV tipo FET se realizó un par de modificaciones con respecto al circuito mostrado en la sección 4.1.2.2. Se eliminó el atenuador adicional de entrada y a su vez se eliminó el amplificador de salida. Esta variación se aplicó en la práctica ya que se comprobó que el circuito FET es capaz de operar con los niveles de señal de entrada descritos en la sección 3.3.

Adicionalmente la ubicación de los componentes se basó en el panel frontal idealizado que se muestra en la Figura 60 incluida en el ANEXO E. Éste panel está conformado por los parámetros de ajuste a los que el usuario tiene acceso; los cuales son: Topología (*Feedforward* y *feedbackward*), AGV (VCA, FET y Opto), umbral, codo de curva (brusco y suave), relación de compresión, constantes de tiempo (fijas y variables), tiempo de ataque y tiempo de restablecimiento.

* Representación limitada de un producto que permite a las partes responsables experimentar su uso.

Figura 53. Circuito esquemático prototipo



5.2 DATOS PROVENIENTES DEL PROTOTIPO

La captura de datos a partir del prototipo o circuito montado en protoboard, se realizó mediante las gráficas arrojadas por el osciloscopio digital de interfaz USB para computador Hantek 6022BE, cuyas características principales son:

- Canales de medición: 2
- Ancho de banda: 20 MHz
- Impedancia de entrada: 1 M Ω , 25 pF
- Frecuencia de muestreo máxima: 48 MS/s

La señal de entrada se generó por computador a través de una interfaz de audio USB Focusrite Scarlett 2i2, cuyas características de desempeño de salida principales son:

- Respuesta en frecuencia: 20 Hz – 20 kHz +/- 0.1dB
- Nivel de salida nominal: 0 dBFS = 10 dBu, balancelado
- THD+N: -100 dB (medido con un filtro de entrada de -1 dBFS 20 Hz –20 kHz, sin carga)
- Impedancia de salida: < 10 Ω

5.2.1 Efecto modos de operación. Los datos, provenientes del dispositivo prototipo, correspondientes a la presente sección, se muestran en la Tabla 30 que se incluye en el ANEXO B. A partir de éstos se consolidan los resultados de relación de compresión, y tiempos de ataque y de restablecimiento que se muestran en la Tabla 7; para el ajuste de umbral y relación de compresión en un 50% y ajuste fijo de tiempo de ataque y de restablecimiento cuando el modo constantes de tiempo variables está activo.

Tabla 7. Resultado de datos para efecto de modos de compresión (prototipo)

Modo	Relación de compresión	Tiempo de ataque	Tiempo de restablecimiento
VCA RMS Br Fjs FF	2,35:1	1,35	0,276
VCA RMS Br Fjs FB	1,7:1	0,948	0,177
VCA RMS Br Var FF	1,77:1	3,28	0,625
VCA RMS Br Var FB	1,31:1	1,61	0,335
VCA RMS Sv Fjs FF	2,3:1	1,52	0,285
VCA RMS Sv Fjs FB	1,53:1	0,969	0,166
VCA RMS Sv Var FF	1,92:1	3,88	0,535
VCA RMS Sv Var FB	1,65:1	2,15	0,355
VCA Pico Br Fjs FF	1,41:1	0,623	0,0503
VCA Pico Br Fjs FB	1,13:1	0,256	0,0147
VCA Pico Br Var FF	2,09:1	2,67	0,607
VCA Pico Br Var FB	1,47:1	1,14	0,312
VCA Pico Sv Fjs FF	1,59:1	0,554	0,0135
VCA Pico Sv Fjs FB	∞:1	0,181	0,0282
VCA Pico Sv Var FF	2,19:1	2,48	0,609
VCA Pico Sv Var FB	1,81:1	1,44	0,221
FET RMS Br Fjs FF	1,19:1	0,437	0,106
FET RMS Br Fjs FB	1,18:1	0,415	0,0847
FET RMS Br Var FF	1,1:1	0,261	0,396
FET RMS Br Var FB	1,1:1	0,261	0,33
FET RMS Sv Fjs FF	1,18:1	0,41	0,0748
FET RMS Sv Fjs FB	1,18:1	0,405	0,0405
FET RMS Sv Var FF	1,11:1	0,277	0,174
FET RMS Sv Var FB	1,11:1	0,282	0,182

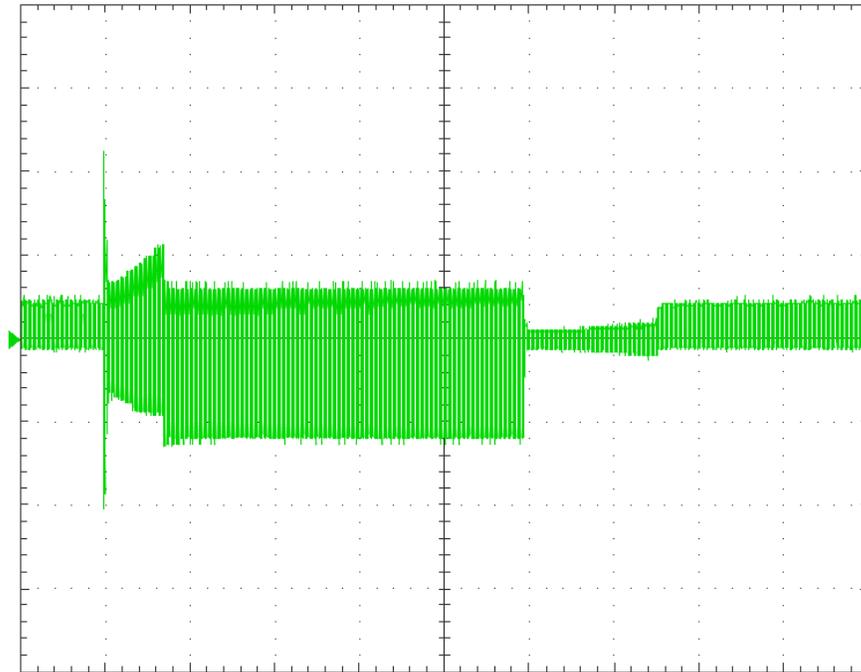
Tabla 7. (Continuación)

Modo	Relación de compresión	Tiempo de ataque	Tiempo de restablecimiento
FET Pico Br Fjs FF	1,12:1	0,304	0,016
FET Pico Br Fjs FB	∞ :1	0,25	0,011
FET Pico Br Var FF	∞ :1	0,25	0,404
FET Pico Br Var FB	1,1:1	0,266	0,375
FET Pico Sv Fjs FF	1,17:1	0,394	0,00982
FET Pico Sv Fjs FB	1,17:1	0,368	0,00613
FET Pico Sv Var FF	1,1:1	0,282	0,244
FET Pico Sv Var FB	1,11:1	0,309	0,168
Opto RMS Br Fjs FF	2,81:1	1,14	0,0871
Opto RMS Br Fjs FB	1,23:1	0,474	0,0294
Opto RMS Br Var FF	2,18:1	1,07	0,288
Opto RMS Br Var FB	1,36:1	0,628	0,0675
Opto RMS Sv Fjs FF	1,71:1	0,937	0,0319
Opto RMS Sv Fjs FB	1,16:1	0,357	0,0209
Opto RMS Sv Var FF	1,39:1	0,682	0,0859
Opto RMS Sv Var FB	1,11:1	0,266	0,0822
Opto Pico Br Fjs FF	18,21:1	1,16	0,0221
Opto Pico Br Fjs FB	1,4:1	0,671	0,027
Opto Pico Br Var FF	2,5:1	1,15	0,0577
Opto Pico Br Var FB	1,5:1	0,73	0,0577
Opto Pico Sv Fjs FF	1,4:1	0,714	0,027
Opto Pico Sv Fjs FB	1,15:1	0,346	0,00613
Opto Pico Sv Var FF	1,23:1	0,506	0,108
Opto Pico Sv Var FB	∞ :1	0,0724	0,0491

Al igual que en las simulaciones; en el ANEXO B se muestra el consolidado de las gráficas obtenidas del osciloscopio para los modos de operación de la Tabla 1, en este orden: Tabla 33 para el AGV tipo VCA, Tabla 34 para el AGV tipo FET y Tabla 35 para el AGV tipo Opto. Éstas gráficas se muestran una a una en detalle en el ANEXO D.

Como se muestra en la Figura 54, se puede notar la falta de simetría al utilizar el AGV tipo VCA en modo constantes de tiempo variable, esto debido a que el módulo VCA funciona con señales de control de muy bajo nivel en comparación al FET y Opto, adicionando el hecho de que el circuito correspondiente a las constantes de tiempo variables requiere condiciones muy parejas para los transistores en configuración espejo de corriente.

Figura 54. Gráfica modo de operación VCA, FB, detección pico, codo de curva brusco y constantes de tiempo variables



5.2.2 Tiempo de ataque y tiempo de restablecimiento. Los datos, obtenidos de las gráficas del osciloscopio, correspondientes a la presente sección, se muestran en la Tabla 31 que se incluye en el ANEXO B. De ahí se consolidan los resultados de los tiempos mínimo y máximo de ataque y de restablecimiento mostrados en la Tabla 8. A su vez, en esta tabla se muestran las posiciones máxima y mínima en porcentaje de los potenciómetros de tiempo de ataque y de restablecimiento (Pot TA y Pot TR), que permiten el correcto funcionamiento del modo de operación respectivo. Se observa que no se incluyeron las mediciones para el VCA, esto debido a que la falta de simetría impidió una correcta toma de datos, no obstante, las gráficas correspondientes a estos ítems de medición se incluyen en el ANEXO D.

Tabla 8. Resultado de datos para los tiempos de ataque y de restablecimiento (prototipo)

	Tiempo de ataque (s)	Tiempo de restablecimiento (s)	Posición Pot TA	Posición Pot TR
FET RMS FF min	0,0724	0,167	15%	10%
FET RMS FF max	0,166	0,529	90%	65%
FET RMS FB min	0,0773	0,157	15%	10%
FET RMS FB max	0,166	0,437	90%	65%
FET Pico FF min	0,0417	0,0896	30%	10%
FET Pico FF max	0,172	0,465	90%	65%
FET Pico FB min	0,0589	0,0798	30%	10%
FET Pico FB max	0,19	0,308	90%	65%
Opto RMS FF min	0,479	0,139	10%	10%
Opto RMS FF max	0,582	0,755	100%	30%
Opto RMS FB min	0,184	0,0773	10%	20%
Opto RMS FB max	0,625	0,36	90%	35%
Opto Pico FF min	0,103	0,329	35%	10%
Opto Pico FF máx	0,477	0,951	90%	35%
Opto Pico FB min	0,133	0,169	35%	10%
Opto Pico FB máx	0,46	0,405	90%	35%

5.2.3 Relación de compresión. Los datos correspondientes a esta sección, obtenidos del dispositivo prototipo, se muestran en la Tabla 32 que se incluye en el ANEXO B. De ahí se consolida la Tabla 9 que muestra la relación de compresión mínima y máxima para el umbral fijo en -10 dBu.

Tabla 9 Resultado de datos para la relación de compresión (prototipo)

Modo	Relación de compresión
VCA RMS FF min	1,00:1
VCA RMS FF max	2,65:1
VCA RMS FB min	1,00:1
VCA RMS FB max	2,65:1
VCA Pico FF min	1,00:1
VCA Pico FF max	5,39:1
VCA Pico FB min	1,00:1
VCA Pico FB max	∞ :1
FET RMS FF min	1,00:1
FET RMS FF max	1,11:1
FET RMS FB min	1,00:1
FET RMS FB max	1,15:1
FET Pico FF min	1,00:1
FET Pico FF max	1,12:1
FET Pico FB min	1,00:1
FET Pico FB max	1,11:1
Opto RMS FF min	1,00:1
Opto RMS FF max	5,84:1
Opto RMS FB min	1,00:1
Opto RMS FB max	1,75:1
Opto Pico FF min	1,00:1
Opto Pico FF máx	4,4:1
Opto Pico FB min	1,00:1
Opto Pico FB máx	1,5:1

5.3 PROTOTIPO DE PRESENTACIÓN

El prototipo de presentación es un modelo adaptado para uso rápido y a partir de éste se elabora la guía conceptual y de manipulación. Está conformado por las placas de circuitos impresos del compresor y de la fuente, un transformador, y el encerramiento o gabinete.

El diseño del circuito impreso o PCB (del inglés, "*Printed Circuit Board*") del compresor, que se muestra en la Figura 61 del ANEXO E, corresponde al circuito esquemático final que se muestra en la Figura 53 agregándole el circuito de indicación de compresión respectivo (Figura 50), y se realizó usando la interfaz ARES de Proteus. Cabe aclarar que se optó por eliminar del circuito final, la sección de amplificación de V_{FET} compuesta por U3:A, R42, R43 y R44 correspondiente al bloque FET (Figura 48). A su vez, para el diseño del circuito impreso correspondiente a la fuente, el cual se muestra en la Figura 62 del ANEXO E, se utilizó el sugerido por Self¹⁴³; empleando asimismo la interfaz del software mencionada previamente. Para la fabricación de dichos circuitos impresos se contó con los servicios de COLCIRCUITOS S.A.; empresa especializada en la fabricación y montaje de circuitos impresos.

El transformador utilizado para la fuente es de devanado doble de 15V y 15V a 1 amperio.

El encerramiento empleado corresponde a las medidas de un rack de una unidad. Dicho gabinete se elaboró en acrílico negro siguiendo las especificaciones mostradas en la Figura 60. Para la elaboración del gabinete se dispuso de los servicios de una empresa de publicidad, la cual cuenta con máquinas de corte láser. A la que se le envió los archivos en pdf del diseño del gabinete en escala 1:1, que determinan las coordenadas de corte. Dichos archivos se incluyen en el ANEXO D.

Cabe notar que el interruptor SW1 fue cambiado por 3 interruptores SPDT y 3 interruptores DPDT, lo que establece la misma funcionalidad del interruptor 3P3T que se detalla en la sección 4.1.1.

El diseño de los circuitos impresos, del encerramiento, y fotos del montaje final del prototipo de presentación se muestran en el ANEXO E.

¹⁴³ SELF, Douglas. Small signal audio design. Focal Press, 2010. p. 527.

5.3.1 Mediciones de control de umbral y relación de compresión. La presente sección abarca la realización de mediciones de umbral y relación de compresión para los distintos modos de operación del dispositivo prototipo de presentación y su relación en cuanto a la posición de la perilla de control respectiva. Dichos valores se toman con la ayuda de la gráfica del osciloscopio digital de interfaz USB Hantek 6022BE cuyas características principales se denotan en la sección 5.2. Se utiliza como señal de referencia una ráfaga sinusoidal de frecuencia 1 KHz y amplitud 1.74 V pico en el segmento de alto nivel de intensidad, y 278 mV pico en el segmento opuesto tal como se explicó en la sección 3.3.

Para obtener el valor del umbral se coloca la perilla de relación de compresión al máximo y se empieza a disminuir gradualmente la perilla de control del umbral hasta que empiece a mostrar decrementos. Se toma el valor pico del voltaje que se observa en el osciloscopio y, para pasar dicho voltaje pico a dBu, se utiliza la ecuación:

$$L_{dBu} = 20 * \log \left(\frac{V_{peak}}{\frac{\sqrt{2}}{0,775}} \right) \quad (19)$$

, que es una combinación de las ecuaciones 16 y 17. Se repite el procedimiento hasta encontrar el mínimo valor y para cada modo de operación del dispositivo. Estos valores se registraron en la Tabla 10. Las casillas resaltadas denotan alta sensibilidad; es decir, que con movimientos mínimos de la perilla se generan cambios bruscos en el valor respectivo. Con base en esta tabla se estructuran las tablas de ilustraciones sobre el control de umbral, incluidas en la guía conceptual y de manipulación contenida en el ANEXO F. Dicha tabla está incluida en detalle en la carpeta “4 – Mediciones de control de UB y RC” dentro del ANEXO D.

Tabla 10. Compilado de mediciones de control de umbral

Porcentaje Posición Perilla	VCA				FET				Opto			
	RMS (FF/FB)		Pico (FF/FB)		RMS		Pico		RMS		Pico	
	(V)\(peak)	(dBu)	(V)\(peak)	(dBu)	FF	FB	(V)\(peak)	(dBu)	FF	FB	(V)\(peak)	(dBu)
90%	1.51	2,78	1	-0,80			1,48m	-17,39				
89.5%							47,4m	-27,28				
89%												
88%							182m	-15,59				
87%							121m	-19,14				
86%												
85%	1	-0,80	681m	-4,13	70,5m	-23,83			1,13	0,27		
84%									937m	-1,36		
83%												
82%												
81%									840m	-2,31		
80%	681m	-4,13			21,4m	-34,19			472m	-7,32	1,09	-0,05
79%											937m	-1,36
78%											833m	-2,38
76%											742m	-3,39
75%			305m	-11,11							656m	-4,46
73%												
70%	305m	-11,11							38m	-29,20	521m	-6,46
69%												
65%			124m	-18,93							149m	-17,33
60%	124m	-18,93	70m	-23,89		141m	-17,81				129m	-18,58
55%											88m	-21,91
50%											77,8m	-22,98
45%	70m	-23,89										
40%												
30%												
20%												
10%												
0%												

A su vez de la Tabla 10 se origina la Tabla 11, en la que se ilustran los rangos de operación del umbral con referencia a una señal de entrada de +4dBu para cada modo de operación del dispositivo, y se nota que el AGV tipo VCA es el que mayor rango de operación ofrece en promedio.

Tabla 11. Rangos de operación del umbral

dBu	VCA		FET				Opto			
	RMS	Pico	RMS		Pico		RMS		Pico	
	FF/FB	FF/FB	FF	FB	FF	FB	FF	FB	FF	FB
UB Máx.	2,78	-0,8	-15,59	-17,81	-17,39	-17,33	0,27	-0,05	0,27	0,71
UB Mín.	-23,89	-23,89	-34,59	-27,79	-27,28	-29,65	-29,2	-9,09	-8,8	-9,09
Rango UB	26,67	23,09	19	9,98	9,89	12,32	29,47	9,04	9,07	9,8
Promedio	24,88		12,7975				14,345			

Para obtener la posición de los valores de relación de compresión con respecto a la posición de la perilla de control respectiva, se deja un nivel de umbral fijo (utilizando el mismo método empleado para la obtención de los valores de umbral). A su vez, se toma nota del nivel de la señal sin compresión (perilla de control de relación de compresión al mínimo) utilizando la ecuación 19 para convertir el voltaje pico al nivel correspondiente en dBu.

Luego, para calcular los valores necesarios del nivel de salida en dBu correspondientes a las relaciones de compresión 2:1, 4:1, 8:1, 12:1 y 20:1, se utiliza la ecuación:

$$OUT = \frac{(UB*RC) - UB + IN}{RC} \quad (20)$$

, que proviene de despejar OUT de la ecuación 18, y donde OUT es el nivel de salida de la señal en dBu, RC es la relación de compresión, IN es el nivel de señal de entrada en dBu (es decir, el valor anotado previamente) y UB es el umbral en dBu. Estos valores se convierten a voltaje pico utilizando la ecuación:

$$V_{peak} = \sqrt{2} * \left(0,775 * 10^{\left(\frac{L_{dBu}}{20}\right)} \right) \quad (21)$$

, que proviene de despejar V_{peak} de la ecuación 19; con el fin de poder relacionarlos visualmente en la gráfica del osciloscopio. Finalmente se aumenta gradualmente la perilla de control de la relación de compresión hasta llegar al valor

calculado del nivel de salida. Se toma nota de estos valores para cada modo de operación del dispositivo y se registran desde la Tabla 12 a la

Tabla 23. Con base en estas tablas se estructuran las tablas de ilustraciones sobre el control de relación de compresión, incluidas en la guía conceptual y de manipulación contenida en el ANEXO F. Dichas tablas está incluida en detalle en la carpeta “4 – Mediciones de control de UB y RC” dentro del ANEXO D.

Tabla 12. Mediciones control de RC (VCA RMS FF)

		PARÁMETROS FIJOS					
		OUT		IN		Umbral	
Porcentaje Posición Perilla	RC	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)
8%	2:1	1,11	0,14	1,24	1,07	1,00	-0,80
9%	4:1	1,06	-0,33				
10%	8:1	1,03	-0,56				
11%	12:1	1,02	-0,64				
12%	20:1	1,01	-0,70				

Tabla 13. Mediciones control de RC (VCA RMS FB)

		PARÁMETROS FIJOS					
		OUT		IN		Umbral	
Porcentaje Posición Perilla	RC	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)
4%	2:1	1,02	-0,65	1,52	2,84	680m	-4,15
5%	4:1	0,83	-2,40				
7%	8:1	0,75	-3,27				
8%	12:1	0,73	-3,56				
9%	20:1	0,71	-3,80				

Tabla 14. Mediciones control de RC (VCA Pico FF)

		PARÁMETROS FIJOS					
		OUT		IN		Umbral	
Porcentaje Posición Perilla	RC	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)
4%	2:1	0,99	-0,85	1,45	2,43	681m	-4,13
5%	4:1	0,82	-2,49				
6%	8:1	0,75	-3,31				
6.5%	12:1	0,73	-3,59				
7%	20:1	0,71	-3,81				

Tabla 15. Mediciones control de RC (VCA Pico FB)

		PARÁMETROS FIJOS					
		OUT		IN		Umbral	
Porcentaje Posición Perilla	RC	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)
0.5%	2:1	0,97	-1,03	1,39	2,06	681m	-4,13
1%	4:1	0,81	-2,58				
5%	8:1	0,74	-3,36				
6%	12:1	0,72	-3,62				
7%	20:1	0,71	-3,82				

Tabla 16. Mediciones control de RC (FET RMS FF)

		PARÁMETROS FIJOS					
		OUT		IN		Umbral	
Porcentaje Posición Perilla	RC	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)
86%	2:1	0,14	-17,94	197m	-14,91	98m	-20,97
88.5%	4:1	0,12	-19,46				
90%	8:1	0,11	-20,21				
91%	12:1	0,10	-20,47				
92%	20:1	0,10	-20,67				

Tabla 17. Mediciones control de RC (FET RMS FB)

		PARÁMETROS FIJOS					
		OUT		IN		Umbral	
Porcentaje Posición Perilla	RC	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)
10.5%	2:1	0,13	-18,29	178m	-15,79	100m	-20,80
12%	4:1	0,12	-19,54				
45%	8:1	0,11	-20,17				
80%	12:1	0,10	-20,38				
92%	20:1	0,10	-20,55				

Tabla 18. Mediciones control de RC (FET Pico FF)

		PARÁMETROS FIJOS					
		OUT		IN		Umbral	
Porcentaje Posición Perilla	RC	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)
90%	2:1	0,10	-21,02	198m	-14,86	48m	-27,17
88.5%	4:1	0,07	-24,09				
94%	8:1	0,06	-25,63				
98%	12:1	0,05	-26,15				
100%	20:1	0,05	-26,56				

Tabla 19. Mediciones control de RC (FET Pico FB)

		PARÁMETROS FIJOS					
		OUT		IN		Umbral	
Porcentaje Posición Perilla	RC	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)
8%	2:1	0,13	-18,27	179m	-15,74	100m	-20,80
9%	4:1	0,12	-19,53				
11%	8:1	0,11	-20,16				
50%	12:1	0,10	-20,37				
60%	20:1	0,10	-20,54				

Tabla 20. Mediciones control de RC (Opto RMS FF)

		PARÁMETROS FIJOS					
		OUT		IN		Umbral	
Porcentaje Posición Perilla	RC	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)
47%	2:1	1,04	-0,47	1,33	1,68	810m	-2,63
70%	4:1	0,92	-1,55				
85%	8:1	0,86	-2,09				
88%	12:1	0,84	-2,27				
90%	20:1	0,83	-2,41				

Tabla 21. Mediciones control de RC (Opto RMS FB)

		PARÁMETROS FIJOS					
		OUT		IN		Umbral	
Porcentaje Posición	RC	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)
17%	2:1	1,02	-0,59	1,29	1,42	813m	-2,59
26%	4:1	0,91	-1,59				
32%	8:1	0,86	-2,09				
41%	12:1	0,84	-2,26				
47%	20:1	0,83	-2,39				

Tabla 22. Mediciones control de RC (Opto Pico FF)

		PARÁMETROS FIJOS					
		OUT		IN		Umbral	
Porcentaje Posición	RC	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)
42%	2:1	0,95	-1,27	1,32	1,62	680m	-4,15
60%	4:1	0,80	-2,71				
87%	8:1	0,74	-3,43				
90%	12:1	0,72	-3,67				
100%	20:1	0,70	-3,86				

Tabla 23. Mediciones control de RC (Opto Pico FB)

Porcentaje Posición Perilla	RC	PARÁMETROS FIJOS					
		OUT		IN		Umbral	
		(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)	(V)(peak)	(dBu)
12%	2:1	0,98	-0,93	1,29	1,42	752m	-3,27
18%	4:1	0,86	-2,10				
21%	8:1	0,80	-2,69				
31%	12:1	0,79	-2,88				
40%	20:1	0,77	-3,04				

5.3.2 Especificaciones técnicas. Para la medición de las características de respuesta en frecuencia, relación señal/ruido, rango dinámico, distorsión armónica total más ruido (THD+N) y distorsión por intermodulación con método SMPTE (SMPTE IMD) del dispositivo prototipo se empleó el software ARTA de ARTALABS utilizando la interfaz de audio Avid Mbox Mini, cuyas especificaciones relevantes para la presente sección son las siguientes:

Entrada de línea/micrófono:

- Respuesta en frecuencia: 20 Hz – 20 kHz +/- 0.1dB
- Rango dinámico: 106dB
- Relación señal/ruido: -106dB
- THD+N: -94 dB, 1k, -1dBFS
- Máximo nivel de entrada: 0dBu (+20dBu con Pad)
- Impedancia de entrada: 2.2k (4.4k con Pad)

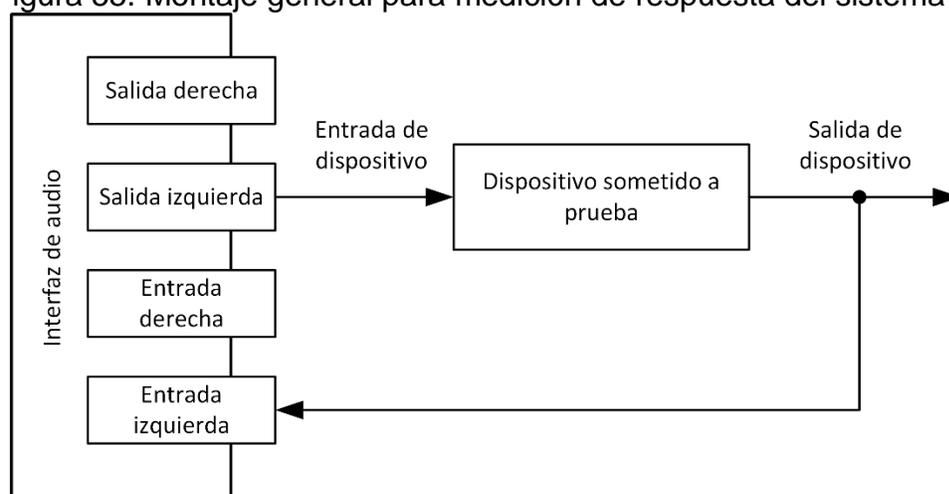
Salida de línea:

- Respuesta en frecuencia: 20 Hz – 20 kHz +/- 0.1dB
- Rango dinámico: 109dB
- Relación señal/ruido: -109dB
- THD+N: -93 dB, 1k, -1dBFS
- Máximo nivel de salida: +10.2dBu

Como lo sugiere el manual del software¹⁴⁴, se utilizó el montaje mostrado en la Figura 55 que corresponde al modo de medición con un solo canal de entrada (*single channel mode*).

¹⁴⁴ MATELJAN, Ivo. ARTA User Manual [Manual de instrucciones]. Kaštel Lukšić, 2015. p. 8.

Figura 55. Montaje general para medición de respuesta del sistema



Fuente: MATELJAN, Ivo. ARTA User Manual

Inicialmente se calibró la interfaz de audio siguiendo los pasos que indica dicho manual¹⁴⁵, y luego si se procedió a la medición de las características mencionadas al principio de la presente sección cuyos procedimientos concuerdan con lo sugerido por Metzler¹⁴⁶ y Bohn¹⁴⁷.

Para la medición del nivel de entrada máximo y nivel de salida máximo se utilizó el osciloscopio digital de interfaz USB Hantek 6022BE cuyas características principales se denotan en la sección 5.2. Para obtener estos valores, Bohn¹⁴⁸ menciona que mientras se observa el nivel de salida y el THD+N, se debe aumentar el nivel que ingresa al dispositivo hasta llegar a un THD+N de 1%; en este punto entonces estos niveles corresponden al nivel máximo de entrada y de salida.

Para la medición de la impedancia de entrada se empleó el montaje sugerido por Coates¹⁴⁹ que se muestra en la Figura 56. Con la resistencia variable en su valor cero, se anota el nivel de voltaje en la salida. Luego se aumenta el valor de la resistencia variable hasta que se observe que el voltaje en la salida sea

¹⁴⁵ Ibid., p. 19-20.

¹⁴⁶ METZLER, Bob. Audio Measurement Handbook. 2 ed. Beaverton: Audio Precision, 2005. p. 18-38.

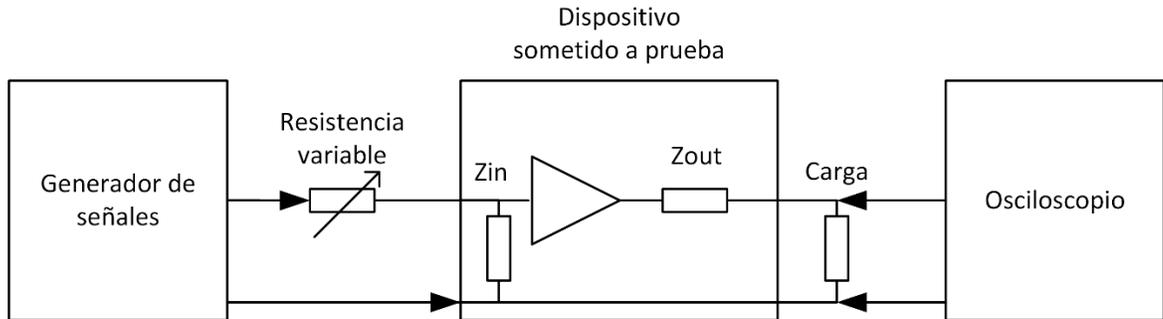
¹⁴⁷ BOHN, Dennis. Op. cit., p. 1-9.

¹⁴⁸ Ibid., p. 9.

¹⁴⁹ COATES, Eric. Measuring Impedance [En línea]. Learnabout Electronics, 2010. Disponible en Internet: http://www.learnabout-electronics.org/ac_theory/impedance73.php

exactamente la mitad al anterior valor; lo que corresponde a una caída de 6.02dB como menciona Metzler¹⁵⁰.

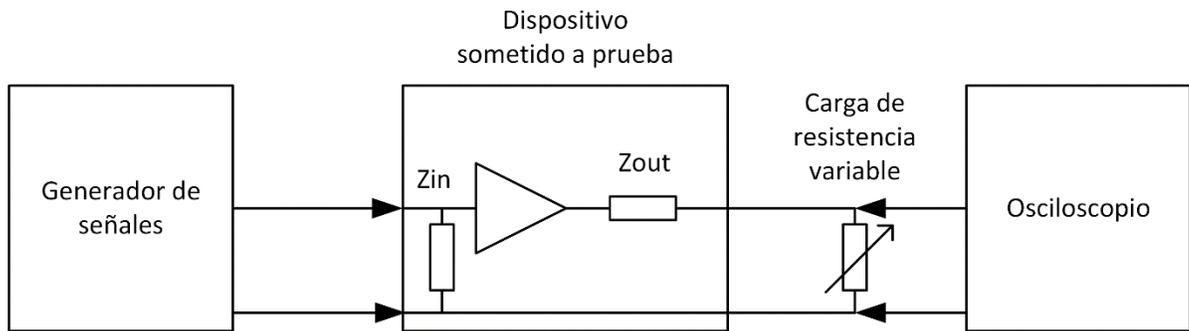
Figura 56. Montaje medición impedancia de entrada



Fuente: COATES, Eric.

Para la impedancia de salida el procedimiento es similar, pero esta vez colocando la resistencia variable en la salida como se muestra en la Figura 57.

Figura 57. Montaje medición impedancia de salida



Fuente: COATES, Eric.

Para los valores de impedancia de entrada y salida, y máximo nivel de entrada y salida se realizaron dos mediciones por cada tipo de AGV, una por topología. Y para los valores de respuesta en frecuencia, relación señal/ruido, rango dinámico, distorsión armónica total más ruido (THD+N) y distorsión por intermodulación con método SMPTE (SMPTE IMD) se realizaron cuatro mediciones por cada tipo de AGV, dos por topología. Todos estos valores se compilan en la tabla de especificaciones técnicas que se muestra al final de la guía conceptual y de

¹⁵⁰ METZLER, Bob. Op. cit., p. 59.

manipulación ubicada en el ANEXO F y el detalle de estas mediciones, es decir, las gráficas obtenidas a través del software ARTA están incluidas en el ANEXO D.

5.3.3 Guía conceptual y de manipulación. La guía conceptual y de manipulación del dispositivo prototipo está basada mayormente en el planteamiento desarrollado en la sección 4.1, debido a que ahí se describe en detalle el comportamiento del compresor de audio de etapas variables, cuyo nombre se codifica en la guía como CETVA. Esta guía está dividida en tres partes principales: conceptualización, funcionamiento y manipulación. La parte inicial es la conceptualización, el objetivo de ésta es contextualizar al usuario (ingeniero o estudiante) sobre los conceptos fundamentales correspondientes al funcionamiento del compresor analógico de audio. A su vez, se incluyen circuitos simplificados de los tipos de amplificadores de ganancia variables implementados en el dispositivo, con el fin de ilustrar su forma de operación.

La parte central es el funcionamiento. Primeramente se muestra el diagrama de bloques de dispositivo de tal forma que se facilite el entendimiento de los modos de operación del mismo, y a su vez, se obtenga una visión global del procesamiento de señal a través de los distintos caminos que se pueden establecer. Luego se describe en detalle el comportamiento electrónico de cada una de las etapas del dispositivo, incluyendo los circuitos respectivos.

La parte final es la manipulación; y, como su nombre lo indica, señala las directrices de manipulación para ajustar y establecer los modos de operación del dispositivo.

El documento final de la guía conceptual y de manipulación es parte fundamental del desarrollo del presente proyecto; pero su inclusión completa dentro del mismo, reiteraría en conceptos previamente descritos. Por esta razón se incluye en el ANEXO F.

5.3.4 Comparación audible de funcionamiento. La presente sección abarca una serie de pruebas prácticas del dispositivo y su comparación con algunos *plugins* y compresores analógicos.

Se utilizó como señal de referencia un clip de 20 segundos de duración de una batería interpretando un ritmo sencillo que utiliza *hi-hat*, bombo, redoblante y un pequeño relleno con los *toms*. Este tipo de instrumento permite percibir los cambios de las envolventes de los golpes, en relación al procesamiento de los distintos modos de operación del dispositivo, *plugins* y/o compresor analógico.

Se ejecuta una prueba auditiva para cada modo de operación; esto es, escuchar alternamente el clip de audio original y el clip de audio procesado cuantas veces sea necesario para determinar en lo posible los cambios entre ambas señales. Luego, se toma nota de lo observado. Cabe resaltar, que éstas son apreciaciones

subjetivas y son dependientes de la parte sensorial de cada individuo. Para contrarrestar este hecho; dentro de la carpeta “5 - Comparación audible” contenida en el ANEXO D, se incluye el clip de audio original junto con cada clip de audio procesado para que el lector o interesado en el presente proyecto pueda sacar sus propias conclusiones. Asimismo, para evitar observaciones erróneas, se recomienda realizar estas comparaciones tratando de igualar los niveles de los clips, ya que durante el procesamiento el nivel original se altera.

Adicionalmente; se realizaron pruebas auditivas utilizando los *plugins* de Waves CLA-2A, CLA-76, dbx-160 los cuales emulan compresores con AGV tipo Opto¹⁵¹, FET¹⁵² y VCA¹⁵³ respectivamente. En estas pruebas se compara el procesamiento del *plugin* con el modo de operación respectivo del dispositivo propio.

Finalmente, se realizó la comparación con el compresor analógico Alesis 3632, el cual es un compresor con AGV tipo VCA¹⁵⁴, y sus especificaciones relevantes son las siguientes¹⁵⁵:

- Impedancia de entrada: 50kΩ (balanceado), 25kΩ (no balanceado)
- Nivel de operación: +4dBu
- Máximo nivel de entrada: +21dBu
- Impedancia de salida: 60Ω (balanceado), 30Ω (no balanceado)
- Respuesta en frecuencia: 20Hz – 20kHz +0, -0.5dB
- Ruido >90dBu

A continuación se muestran las observaciones para cada comparación auditiva:

- VCA RMS FF (UB: -5dBu - RC: 4:1): Se percibe que el bombo pierde un poco de ataque; o bien el bombo se vuelve un poco oscuro.
- VCA RMS FB (UB: -5dBu - RC: 4:1): Nuevamente se nota que el bombo pierde un poco de ataque; a su vez, se escucha más rígido, es decir, como si la porción correspondiente al *release* de su envolvente disminuyera.
- VCA Pico FF (UB: -5dBu - RC: 4:1): En este caso ya no se nota la pérdida de ataque del bombo, se nota igual de definido que el original; y el redoblante se percibe con un poco más de presencia y con un leve realce en sus brillos.
- VCA Pico FB (UB: -5dBu - RC: 4:1): Igual que en el anterior modo de operación el bombo se escucha claro y con mucha definición. Asimismo, el redoblante

¹⁵¹ WAVES. CLA-2A [Guía de usuario] p. 3.

¹⁵² WAVES. CLA-76 [Guía de usuario] p. 3.

¹⁵³ WAVES. dbx 160 Compressor/Limiter [Guía de usuario] p. 4.

¹⁵⁴ ALESIS. 3632 Compressor [En línea]. Alesis. Disponible en Internet: <http://www.alesis.de/3632-compressor>

¹⁵⁵ ALESIS. 3632 Compressor [Guía de inicio rápido] p. 18.

pareciera que hubiera recuperado su *release* natural en comparación con el anterior modo.

- FET RMS FF (UB: -20dBu - RC: 4:1): El bombo mantiene un *release* natural pero su ataque se escucha alterado, un poco disminuido en intensidad lo que lo hace parecer levemente oscuro, similar al efecto que se presenta en el modo VCA RMS FF. El redoblante se escucha natural y al parecer con más presencia; pero menos dinámico como es de esperarse para la compresión a la que se somete.
- FET RMS FB (UB: -20dBu - RC: 4:1): En este caso no se percibe el efecto del redoblante con mayor presencia, al parecer el efecto de compresor se torna más sutil.
- FET Pico FF (UB: -20dBu - RC: 4:1): El redoblante se percibe un poco más seco que el original, es decir como si su *release* hubiese disminuido un poco. Asimismo el bombo se percibe más rígido y un poco oscuro, como si su ataque hubiese perdido intensidad.
- FET Pico FB (UB: -20dBu - RC: 4:1): En este caso la envolvente del redoblante se percibe muy natural; y el bombo se nota con menos ponche y un poco más rígido que el original.
- Opto RMS FF (UB: -10dBu - RC: 4:1): Todos los golpes se perciben muy naturales. El efecto de compresión es muy sutil y sus envolventes originales se mantienen.
- Opto RMS FB (UB: -10dBu - RC: 4:1): Pareciera que el *release* del redoblante se alargara y a su vez se percibe un poco más brillante, algo muy sutil.
- Opto Pico FF (UB: -10dBu - RC: 4:1): El bombo y el redoblante se perciben con mayor presencia manteniendo sus envolventes naturales.
- Opto Pico FB (UB: -10dBu - RC: 4:1): Muy parecido al modo anterior, el bombo y el redoblante se perciben con mayor presencia manteniendo sus envolventes naturales.
- Waves dbx-160 (VCA – RC: 4:1): Se perciben los golpes del bombo y redoblante en niveles similares, en conjunto se escucha menos dinámico que el original y que el modo VCA del presente dispositivo. Se nota claramente una coloración propia del circuito del dispositivo emulado.
- Waves CLA-76 (FET – RC: 4:1): El bombo se percibe más rígido y con más presencia en comparación al FET del presente dispositivo y al original, dando la sensación de que fuese un poco más brillante. El redoblante se percibe con más presencia en comparación al modo FET del presente dispositivo, aunque las envolventes no se notan tan naturales.
- Waves CLA-2A (Opto – RC: 4:1): Aumenta claramente la presencia del bombo y redoblante con respecto al original. En comparación al modo Opto del presente dispositivo las envolventes no se perciben tan naturales.
- Alexis 3632 (VCA – RC: 4:1 - TA: 70ms - TR 1.5): El bombo se nota que pierde cuerpo ya que al parecer su *release* ha sido reducido. Igualmente se nota la coloración particular del dispositivo emulado. Se percibe claramente la alteración de las envolventes del circuito, en comparación con el VCA propio, que maneja de manera más natural dichas envolventes.

En todos los modos de operación FET se requirió del plugin Waves X-Noise para remover el ruido producido por el transformador de la fuente. Debido a que el AGV tipo FET opera con niveles de voltaje muy inferiores a los otros tipo de AGV, al momento de compensar dicho nivel, se eleva a su vez el ruido de fondo.

6. CONCLUSIONES

Las etapas de topología *feedforward* y *feedbackward*, detector RMS y pico, umbral con codo de curva brusco y suave, relación de compresión y constantes de tiempo fijas y variables, funcionaron adecuadamente en el dispositivo prototipo como se planteó en la sección 4.1 y se corroboró en la sección 5.2 correspondiente a las pruebas de medición para los distintos modos de operación. No obstante, el dispositivo en modo AGV de tipo VCA y constantes de tiempo variables presenta discordancias en su forma de onda, como se observa en la Tabla 33, debido a la falta de simetría, ya que el módulo VCA funciona con señales de control de muy bajo nivel en comparación al FET y Opto, adicionando el hecho de que el circuito correspondiente a las constantes de tiempo variables requiere de condiciones muy parejas para los transistores en configuración espejo de corriente.

Es de notar que los niveles de señal de control que manejan los AGV tipo FET y Opto, son superiores a los manejados por el AGV tipo VCA; y debido a que el *side-chain* implementado está diseñado primeramente para su aplicación en dicho VCA, se hace necesaria la amplificación de señal como se plantea en las secciones FET. y OPTO. Sin embargo, la ganancia de esta amplificación debe ser precisa, ya que de lo contrario se hace necesario el uso del ajuste del potenciómetro de ganancia VCA ubicado dentro del *side-chain*, lo cual no es apropiado dado que dicho ajuste descompensa la correlación de parámetros entre los diferentes tipos de AGV.

Contrastando el desempeño en configuración AGV tipo FET del dispositivo prototipo con las simulaciones, se notó que éste es capaz de manipular señales de nivel de voltaje superiores a lo planteado en la sección 4.1.2.2., lo que hace posible la supresión del atenuador adicional que se planteó en dicha sección. Sin embargo, dichos niveles son muy inferiores a los niveles de operación de los AGV tipo VCA y Opto y, por lo tanto, al momento de compensar la ganancia, se eleva también el ruido generado por el transformador de la fuente, hecho que se explica en la sección 5.3.4.

De acuerdo a las comparaciones auditivas de la sección 5.3.4 se concluye que el procesamiento del *side-chain* del dispositivo es claro y preciso, es decir que independientemente del tipo de AGV que se utilice, la señal procesada es fiel a la señal original presentando pocas alteraciones en su envolvente.

A partir de la Tabla 11, en la que se ilustran los rangos de operación del umbral con referencia a una señal de entrada de +4dBu para cada modo de operación del dispositivo, se concluye que el AGV tipo VCA es el que mayor rango de operación ofrece en promedio, lo cual corrobora la base teórica sobre las ventajas del AGV tipo VCA mencionadas en la sección 4.1.1.

A partir de las pruebas de variación de la topología del circuito del dispositivo, se corroboró que la entrada al *side-chain* puede derivarse tanto de la señal de entrada como de la señal de salida, tal como se planteó en la sección 4.1. A su vez, a partir de las mediciones y pruebas del efecto de los modos de operación del dispositivo, cuyos resultados se describen en las tablas de gráficas: Tabla 33, Tabla 34 y Tabla 35, se observa que no hay una relación clara entre los tiempos de ataque y de restablecimiento de la topología *feedforward* y los de topología *feedbackward*; lo que comprueba el hecho de que cualquier efecto generado por esta variación es independiente, y de hecho, el retraso mínimo que en teoría genera el uso de la topología *feedbackward* puede descartarse.

Con base en la teoría consultada sobre los conceptos concernientes al procesador de señal analógico, compresor de rango dinámico de audio, y en las teorías de funcionamiento correspondientes a las etapas de amplificador de ganancia variable tipo VCA, FET y Opto, detector RMS y pico, umbral con codo de curva brusco y suave, relación de compresión, constantes de tiempo fijas y variables, y topología del circuito *feedforward* y *feedbackward*; se constituye la guía conceptual y de manipulación del dispositivo prototipo esbozando en un inicio la teoría básica mencionada previamente, y posteriormente mostrando el diagrama de bloques completo junto con la descripción del funcionamiento electrónico detallado de los posibles caminos que puede tomar la señal de audio a través del circuito; estructura tal, que optimiza la comprensión de los modos de operación del dispositivo y permite experimentar su uso.

7. RECOMENDACIONES

Con el fin de evitar la insuficiencia de correlación de parámetros entre los AGV tipo FET y Opto con respecto al tipo VCA, se sugiere establecer un valor de ganancia de entrada de la señal de control de voltaje al AGV tipo FET y tipo opto preciso, que garantice los mismos niveles de compresión y de umbral entre los tres tipos de AGV. Esto se puede alcanzar por medio de cálculos a partir de mediciones de niveles de señal para ajustes fijos de umbral y de relación de compresión, y experimentación de desempeño de dichos valores de ganancia calculados.

Debido a la imprecisión del circuito usando las constantes de tiempo variables en la topología *feedbackward*. Se sugiere usar este tipo de constantes de tiempo únicamente en la topología *feedforward*.

Referente al dispositivo prototipo de presentación, en la Tabla 10 se observa la alta sensibilidad en la perilla de control del umbral en los modos de operación FET RMS FF, FET Pico FF y todos los modos Opto; a su vez, desde la Tabla 12 a la Tabla 23, se denota alta sensibilidad en la perilla de control de la relación de compresión en todos los modos de operación con AGV tipo VCA, y FET RMS FF. Se recomienda entonces, ajustar cada entrada de los circuitos correspondientes a los modos en mención, con el fin de disminuir la sensibilidad en dichas perillas y mejorar así el control sobre las mismas.

Implementar un tipo de fuente que genere menos ruido; idealmente una fuente conmutada, ya que no requiere de un transformador.

Para alcanzar a implementar el compresor de audio de etapas variables a nivel semi-profesional y profesional, ya sea en aplicaciones de grabación, producción o sonido en vivo, se sugiere continuar con el desarrollo del dispositivo para su presentación a un usuario de tipo comercial. Esto es, agregar un módulo al circuito del compresor, el cual tenga la capacidad de equilibrar y acondicionar el nivel de voltaje de la señal de control para todos los tipos de AGV. Adaptar un sistema de indicación preciso que oriente o notifique al usuario sobre la reducción de ganancia y umbral implementados en tiempo real. Con un adecuado diseño y fabricación del circuito impreso, se espera que se reduzcan los problemas de simetría que se encontraron en el modo de operación tipo VCA y constantes de tiempo variables.

BIBLIOGRAFÍA

MIYARA, Federico. Acústica y sistemas de sonido. Rosario: UNR, 2000. 320 p.

ROBJOHNS, Hugh. Parallel compression [En línea]. Sound On Sound, Febrero de 2013. Disponible en Internet: <http://www.soundonsound.com/sos/feb13/articles/latest-squeeze.htm>

HILL, Dave. Analog compressors technology. En: Audio Days (26-27, marzo, 2012: Paris, Francia). Paris: Crane Song, 2012.

ELLIOTT, Rod. VCA Techniques Investigated [En línea]. Elliott Sound Products, 29 de Diciembre de 2012. Disponible en Internet: <http://sound.westhost.com/articles/vca-techniques.html>

SELF, Douglas. Self on audio. 2 ed. Newnes, 2006. 467 p.

TALBOT-SMITH, Michael. ed. Audio engineer's reference. 4 ed. Focal Press, 1999. 633 p.

GIANNOULIS, Dimitrios et al. Digital dynamic range compressor design - A tutorial and analysis. En: Journal Audio of The Audio Engineering Society. Junio, 2012. vol. 60, no. 6.

JEFFS, Rick et al. Dynamics processors - Technology & application tips. RaneNote 155. Mukilteo: Rane Corporation, 2005. 28 p.

SCHIFFNER, Klaus y BETZ, Tilman. Measurement of transient responses in AGC circuits using the audio analyzers UPL and UPD. 1GA32_1L [Nota de aplicación]. Rohde & Schwarz, 1996. 8 p.

THAT CORPORATION. THAT 4301 Datasheet [Hoja de especificaciones]. Milford, 2014. 12 p.

THAT CORPORATION. The mathematics of log-based dynamic processors. Design Note 01A [Nota de diseño]. Milford, 2009.

MATELJAN, Ivo. ARTA User Manual [Manual de instrucciones]. Kaštel Lukšić, 2015. 183 p.

COATES, Eric. Measuring Impedance [En línea]. Learnabout Electronics, 2010. Disponible en Internet: http://www.learnabout-electronics.org/ac_theory/impedance73.php

MIXERMAN [seud. de SAFARIN, Eric]. Zen and the art of recording. Hal Leonard, 2014. 291 p.

HEPWORTH-SAWYER, Russ y COUSINS, Mark. Practical mastering: A guide to mastering in the modern studio. Focal Press, 2013. 264 p.

CISNEROS ESTUPIÑÁN, Mireya. Cómo elaborar trabajos de grado. Bogotá: ECOE Ediciones, 2006.

BALLOU, Glen. ed. Handbook for sound engineers. 4 ed. Focal Press, 2009. 1895 p.

SELF, Douglas. Small signal audio design. Focal Press, 2010. 556 p.

THAT CORPORATION. A fully adjustable compressor/limiter. Design Note 115 [Nota de diseño]. Milford, 2014. 3 p.

THAT CORPORATION. Basic compressor/limiter design. Design Note 00A [Nota de diseño]. Milford, 2009. 6 p.

THAT CORPORATION. Peak detection with the THAT4301. Design Note 101 [Nota de diseño]. Milford, 2009. 2 p.

KATZ, Bob. La masterización del audio, el arte y la ciencia. Guipúzcoa: Escuela de cine y video, 2002. 300 p.

BLESSER, Barry y BAEDER, Karlo. A new approach to dynamic range compression for audio systems. En: AES 35th Convention (35: 21-24, octubre, 1968: New York, USA). Lahr: Audio Engineering Society, 1968. 12 p.

ABEL, Jonathan S. y BERNERS, David P. On peak-detecting and RMS feedback and feedforward compressors. En: AES 115th Convention (115: 10-13, octubre, 2003: New York, USA). Santa Cruz: Audio Engineering Society, 2003. 7 p.

MASSBERG, Michael. Investigation in dynamic range compression. Tesis de magíster en ciencias. Londres: Queen Mary University of London, 2009. 66 p.

SQUIRE, Rob. Compressors (Part 1). En: Audio Technology Magazine. Enero-febrero, 2009, no. 66.

SQUIRE, Rob. Compressors (Part 2) - The side-chain. En: Audio Technology Magazine. Mayo-junio, 2009, no. 68.

SOUND ON SOUND. Classic compressors [En línea]. Sound On Sound, Septiembre de 2009. Disponible en Internet: <https://www.soundonsound.com/sos/sep09/articles/classiccompressors.htm>

FELTON, David. The 20 best compressors of all time [En línea]. Attack Magazine, 13 de Noviembre de 2012. Disponible en Internet:

<http://www.attackmagazine.com/features/top-20-best-hardware-compressors-ever-made/>

DAVE HILL DESIGNS. Titan compressor limiter [Manual de instrucciones]. Superior, 2012.

API. The API 2500 stereo buss compressor [Manual de instrucciones]. Jessup.

TEGELER AUDIO MANUFAKTUR. Vari tube recording channel VTRC - channel strip [En línea]. Tegeler Audio Manufaktur. Disponible en Internet: https://www.tegeler-audio-manufaktur.de/vari_tube_recording_channel_vtrc_channel_strip

TFPRO. P38EX - Edward the Compressor - User's guide [Manual de instrucciones]. Torquay.

CAMILO SILVA F. Gear [En línea]. Camilo Silva F. Disponible en Internet: <http://www.camilosilvaf.com/gear.php>

FLORU, Fred. Attack an release time constants in RMS-based compressors and limiters. En: AES 99th Convention (99: 6-9, octubre, 1995: New York, USA). Massachusetts, 1995. 34 p.

ELEKTOR ELECTRONICS. 303 circuits. Elektor Electronics, 1988. 332 p.

SONTHEIMER, Robert. Designing audio circuits. Elektor Electronics, 1998. 276 p.

FIELD, Ian. Compresor de guitarra sin CA3080. En: Elektor. Julio-agosto, 2010, no. 361/362.

BRAGA, Newton C. Compresor para micrófono. En: Saber Electrónica. Enero, 1993, no. 67.

SABER ELECTRÓNICA. Compresor/expansor de audio. En: Saber Electrónica. Mayo, 1998, no. 131.

NUEVA ELECTRÓNICA. Compresor ALC estéreo. En: Nueva Electrónica. , no. 153.

CLARKE, John. Stereo Compressor. En: Everyday Practical Electronics. Enero, 2013. vol. 42, no. 1.

SABER ELECTRÓNICA. Compresor para micrófono. En: Saber Electrónica. Abril, 1990, no. 34.

BETANCUR, Juan S. Prototipo compresor de audio análogo y vúmetro con calibración para grabación profesional. Proyecto de grado de ingeniería electrónica. Envigado: Institución Universitaria de Envigado, 2014.

UNIVERSAL AUDIO. Model LA-2A leveling amplifier [Manual de instrucciones]. Santa Cruz: Universal Audio. 21 p.

UNIVERSAL AUDIO. Model 1176LN solid-state limiting amplifier [Manual de instrucciones]. Universal Audio, 2009. 39 p.

THAT CORPORATION. An alternate method of indicating compression. Design Note 132 [Nota de diseño]. Milford, 2010. 4 p.

BOHN, Dennis. Audio Specifications. RaneNote 145. Mukilteo: Rane Corporation, 2000. 12 p.

METZLER, Bob. Audio Measurement Handbook. 2 ed. Beaverton: Audio Precision, 2005. 181 p.

WAVES. dbx 160 Compressor/Limiter [Guía de usuario]

WAVES. CLA-2A [Guía de usuario]

WAVES. CLA-76 [Guía de usuario]

ALESIS. 3632 Compressor [En línea]. Alesis. Disponible en Internet: <http://www.alesis.de/3632-compressor>

ALESIS. 3632 Compressor [Guía de inicio rápido]

ANEXO A. Datos y gráficas (simulación)

Tabla 24. Datos puntos de medición sección efecto modos de operación (simulación)

Ítem	Modo	Pa (V)	Pb (V)	T-Pb (s)	Pc (V)	T-Pc (s)
1	VCA RMS Br Fjs FF	438m	222m	6,141	68m	8,064
2	VCA RMS Br Fjs FB	438m	314m	6,115	68m	8,034
3	VCA RMS Br Var FF	438m	221m	6,203	68,1m	8,093
4	VCA RMS Br Var FB	438m	314m	6,109	68,1m	8,047
5	VCA RMS Sv Fjs FF	438m	226m	6,176	68m	8,158
6	VCA RMS Sv Fjs FB	438m	307m	6,093	68m	8,102
7	VCA RMS Sv Var FF	438m	277m	6,169	67,9m	8,133
8	VCA RMS Sv Var FB	438m	307m	6,1	68,1m	8,108
9	VCA Pico Br Fjs FF	371m	254m	6,005	68m	8,004
10	VCA Pico Br Fjs FB	382m	326m	6,002	68m	8,003
11	VCA Pico Br Var FF	437m	175m	6,063	68,2m	8,12
12	VCA Pico Br Var FB	437m	275m	6,033	68,1m	8,071
13	VCA Pico Sv Fjs FF	469m	253m	6,004	67,9m	8,004
14	VCA Pico Sv Fjs FB	381m	319m	6,002	68m	8,003
15	VCA Pico Sv Var FF	435m	185m	6,049	67,8m	8,109
16	VCA Pico Sv Var FB	437m	273m	6,03	68m	8,062
17	FET RMS Br Fjs FF	491m	15,6m	6,61	76,1m	8,365
18	FET RMS Br Fjs FB	490m	299m	6,9	75,8m	8,561
19	FET RMS Br Var FF	491m	15,3m	6,622	75,3m	8,382
20	FET RMS Br Var FB	490m	299m	6,91	76m	8,573
21	FET RMS Sv Fjs FF	491m	16,7m	6,699	76,5m	8,392
22	FET RMS Sv Fjs FB	490m	291m	6,712	76,2m	8,542
23	FET RMS Sv Var FF	491m	16,1m	6,741	76,8m	8,421
24	FET RMS Sv Var FB	490m	290m	6,753	76m	8,535
25	FET Pico Br Fjs FF	495m	63,2m	7,185	77,1m	8,42
26	FET Pico Br Fjs FB	494m	334m	6,879	76m	8,563
27	FET Pico Br Var FF	492m	6,06m	6,746	74,9m	8,353
28	FET Pico Br Var FB	490m	255m	6,829	76,6m	8,491
29	FET Pico Sv Fjs FF	495m	54,1m	7,103	76,9m	8,415
30	FET Pico Sv Fjs FB	494m	317m	6,774	76,2m	8,531
31	FET Pico Sv Var FF	492m	7,31m	6,686	77,9m	8,587
32	FET Pico Sv Var FB	490m	248m	6,812	76,6m	8,468
33	Opto RMS Br Fjs FF	456m	248m	6,145	72,1m	8,087

34	Opto RMS Br Fjs FB	442m	354m	6,084	69,6m	8,043
35	Opto RMS Br Var FF	455m	247m	6,166	72,1m	8,108
36	Opto RMS Br Var FB	442m	354m	6,068	69,4m	8,042
37	Opto RMS Sv Fjs FF	455m	254m	6,163	72,1m	8,09
38	Opto RMS Sv Fjs FB	441m	348m	6,075	69,3m	8,042
39	Opto RMS Sv Var FF	455m	254m	6,172	72,1m	8,102
40	Opto RMS Sv Var FB	442m	348m	6,077	68,8m	8,036
41	Opto Pico Br Fjs FF	455m	287m	6,059	72m	8,074
42	Opto Pico Br Fjs FB	441m	376m	6,021	69,7m	8,039
43	Opto Pico Br Var FF	455m	202m	6,07	72m	8,143
44	Opto Pico Br Var FB	441m	297m	6,038	69,3m	8,055
45	Opto Pico Sv Fjs FF	455m	287m	6,04	72m	8,077
46	Opto Pico Sv Fjs FB	442m	375m	6,016	69,8m	8,042
47	Opto Pico Sv Var FF	455m	201m	6,087	72m	8,143
48	Opto Pico Sv Var FB	442m	298m	6,044	69,3m	8,055

Tabla 25. Datos puntos de medición sección tiempos de ataque y de restablecimiento (simulación)

Ítem	Modo	Pa (V)	Pb (V)	T-Pb (s)	Pc (V)	T-Pc (s)
1	VCA RMS FF min	438m	221m	6,145	68m	8,064
2	VCA RMS FF max	438m	220m	6,203	68m	8,704
3	VCA RMS FB min	438m	314m	6,109	68m	8,037
4	VCA RMS FB max	438m	313m	6,065	68,1m	8,388
5	VCA Pico FF min	431m	177m	6,005	68m	8,015
6	VCA Pico FF max	438m	175m	6,353	68m	8,935
7	VCA Pico FB min	432m	276m	6,002	68,2m	8,01
8	VCA Pico FB max	438m	275m	6,181	68m	8,493
9	FET RMS FF min	458m	13,9m	6,481	78,3m	8,459
10	FET RMS FF max	491m	14,2m	6,736	76,4m	8,775
11	FET RMS FB min	490m	299m	6,885	76,1m	8,578
12	FET RMS FB max	490m	297m	7,096	76,2m	8,694
13	FET Pico FF min	491m	5,98m	6,746	77,7m	8,501
14	FET Pico FF max	491m	6,09m	6,834	78,1m	9,15
15	FET Pico FB min	491m	254m	6,639	76,3m	8,446
16	FET Pico FB max	490m	254m	6,888	76,7m	8,728
17	Opto RMS FF min	455m	248m	6,142	72,1m	8,099
18	Opto RMS FF max	456m	247m	6,219	71,9m	8,506

19	Opto RMS FB min	441m	355m	6,081	69,2m	8,036
20	Opto RMS FB max	442m	353m	6,064	69,6m	8,204
21	Opto Pico FF min	456m	205m	6,03	72m	8,083
22	Opto Pico FF máx	455m	201m	6,387	72m	8,786
23	Opto Pico FB min	441m	305m	6,016	69,3m	8,039
24	Opto Pico FB máx	441m	298m	6,178	69,9m	8,36

Tabla 26. Datos puntos de medición sección de relación de compresión (simulación)

Ítem	Modo	Pa (V)	Pb (V)	T-Pb (s)	Pc (V)	T-Pc (s)	Posición Pot RC
1	VCA RMS FF min	438m			68m	8	0%
2	VCA RMS FF max	438m	177m	6,175	68,2m	8,071	100%
3	VCA RMS FB min	438m			68,2m	8	0%
4	VCA RMS FB max	438m	297m	6,112	68,2m	8,032	100%
5	VCA Pico FF min	438m			68,2m	8	0%
6	VCA Pico FF max	356m	213m	6,004	68m	8,004	100%
7	VCA Pico FB min	438m			68,1m	8	0%
8	VCA Pico FB max	370m	309m	6,002	68m	8,003	100%
9	FET RMS FF min	492m			73,4m	8	0%
10	FET RMS FF max	491m	6,05m	6,672	78,5m	8,696	100%
11	FET RMS FB min	492m			73,4m	8	0%
12	FET RMS FB max	490m	266m	6,686	76,3m	8,483	100%
13	FET Pico FF min	492m			73,4m	8	0%
14	FET Pico FF max	496m	11,3m	6,683	78,3m	8,635	100%
15	FET Pico FB min	492m			73,4m	8	0%
16	FET Pico FB max	495m	299m	6,548	76,4m	8,392	100%
17	Opto RMS FF min	455m			72,1m	8	0%
18	Opto RMS FF max	456m	203m	6,163	72,2m	8,109	100%
19	Opto RMS FB min	442m			70m	8	0%
20	Opto RMS FB max	442m	324m	6,067	69,8m	8,052	100%
21	Opto Pico FF min	456m			72,2m	8	0%
22	Opto Pico FF máx	456m	232m	6,034	72,1m	8,086	100%
23	Opto Pico FB min	442m			69,9m	8	0%
24	Opto Pico FB máx	441m	341m	6,017	69,5m	8,038	100%

Tabla 27. Compendio de gráficas de modos de operación VCA (simulación)

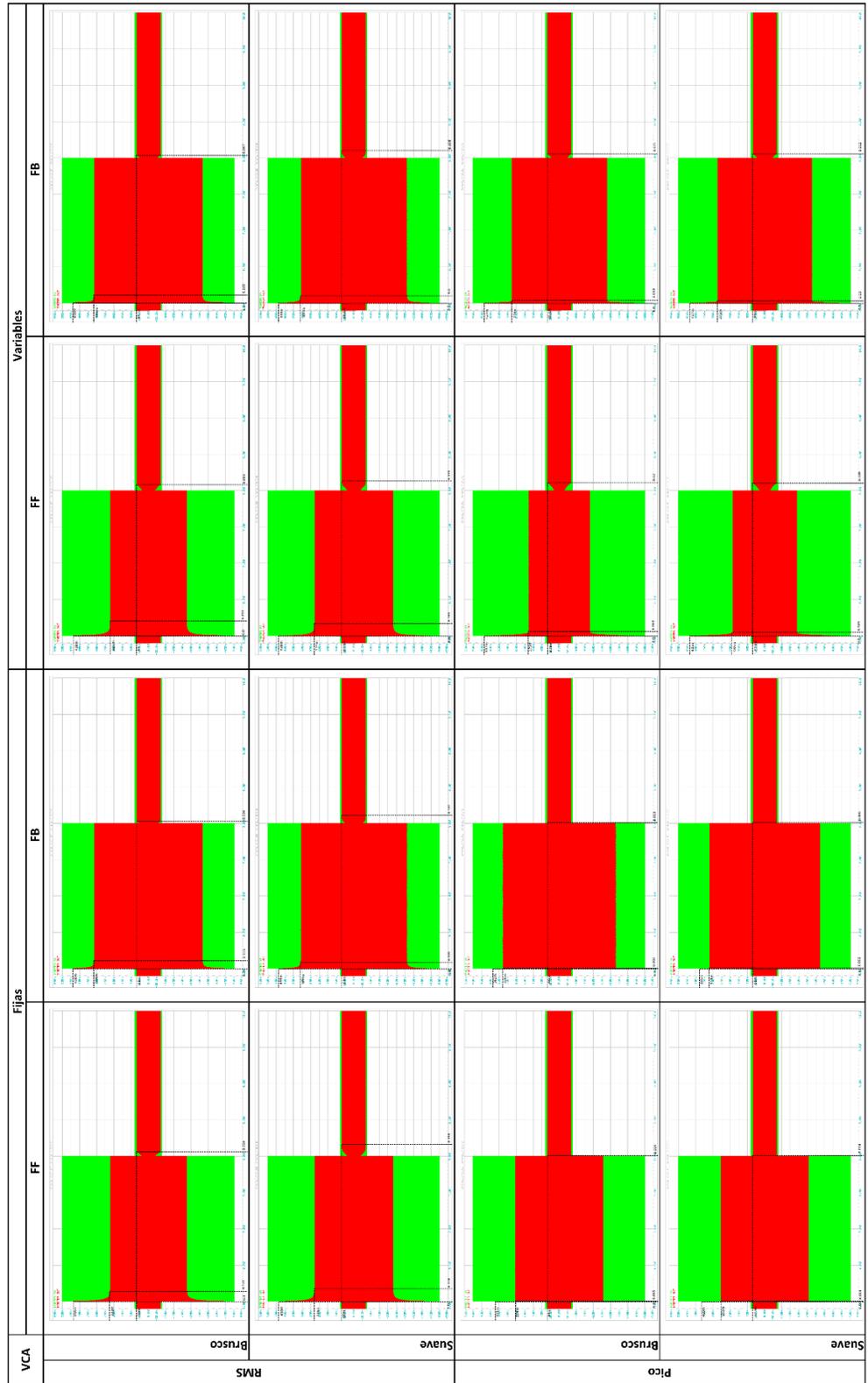


Tabla 28. Compendio de gráficas de modos de operación FET (simulación)

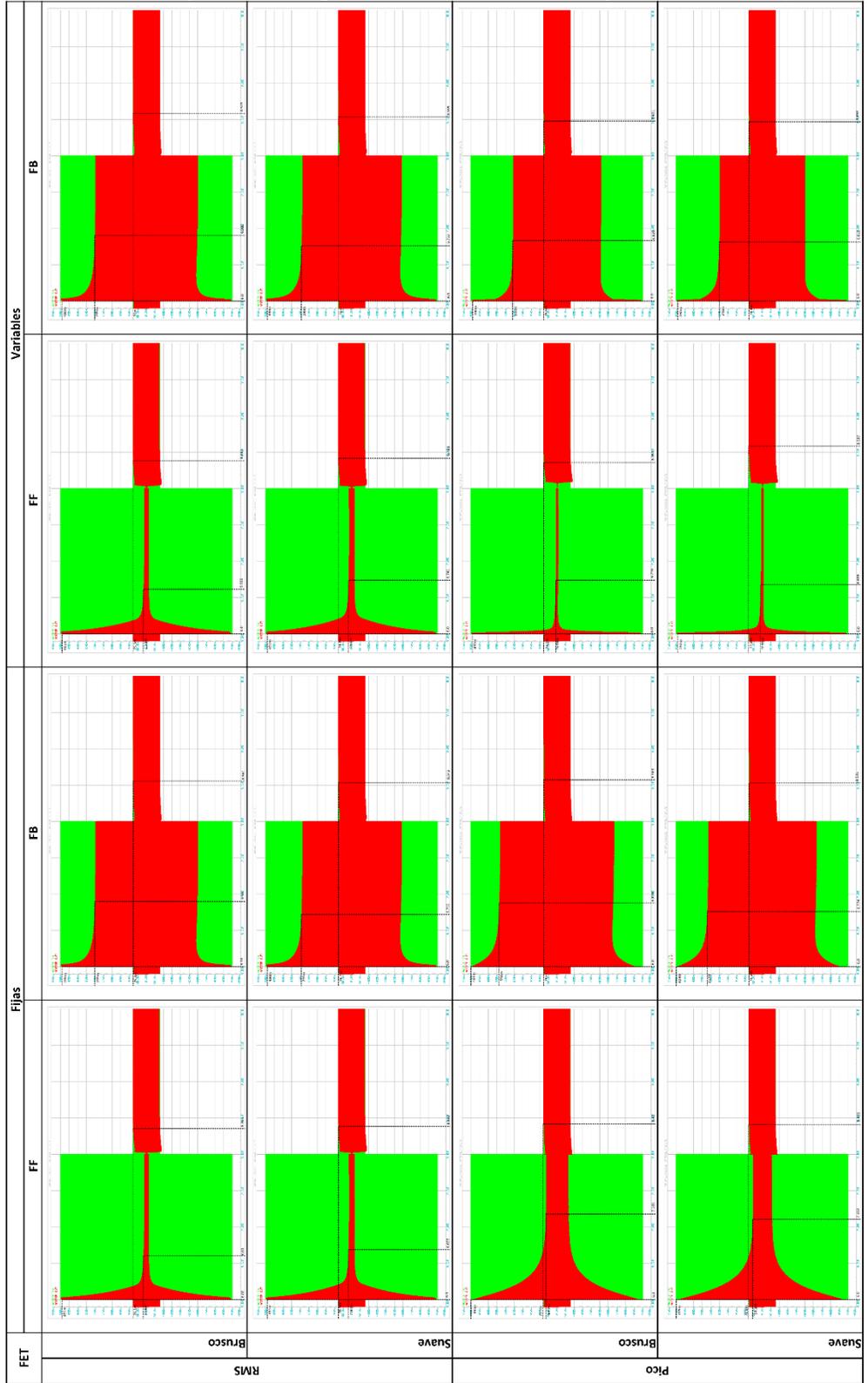
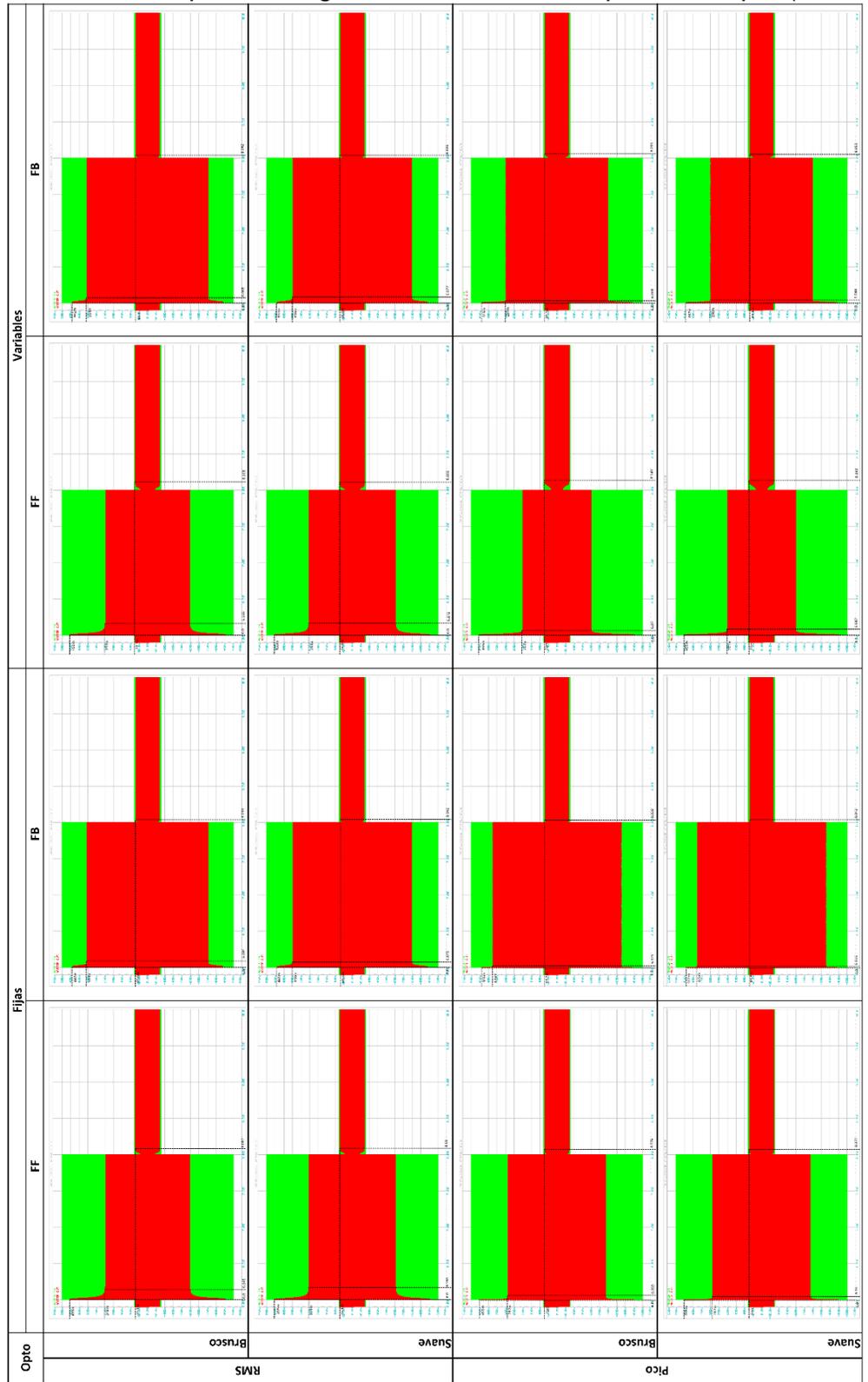


Tabla 29. Compendio de gráficas de modos de operación Opto (simulación)



ANEXO B. Datos y gráficas (prototipo)

Tabla 30. Datos puntos de medición sección efecto modos de operación (prototipo)

Ítem	Modo	Pa (V)	$\Delta A(Pa-Pb)$ (V)	$\Delta T(Pa-Pb)$ (s)	Pc (V)	$\Delta T(Pc-Pd)$ (s)
1	VCA RMS Br Fjs FF	1,94	1,35	82,2m	341m	276m
2	VCA RMS Br Fjs FB	1,72	948m	90,8m	330m	177m
3	VCA RMS Br Var FF	4,56	3,28	108m	767m	625m
4	VCA RMS Br Var FB	3,44	1,61	92m	458m	335m
5	VCA RMS Sv Fjs FF	2,15	1,52	123m	415m	285m
6	VCA RMS Sv Fjs FB	1,9	969m	106m	298m	166m
7	VCA RMS Sv Var FF	5,07	3,88	187m	703m	535m
8	VCA RMS Sv Var FB	3,34	2,15	123m	522m	355m
9	VCA Pico Br Fjs FF	1,52	623m	9,82m	431m	50,3m
10	VCA Pico Br Fjs FB	1,39	256m	2,45m	336m	14,7m
11	VCA Pico Br Var FF	3,55	2,67	121m	352m	607m
12	VCA Pico Br Var FB	2,25	1,14	137m	192m	312m
13	VCA Pico Sv Fjs FF	1,23	554m	7,36m	378m	13,5m
14	VCA Pico Sv Fjs FB	1,18	181m	8,59m	341m	28,2m
15	VCA Pico Sv Var FF	3,28	2,48	57,7m	586m	609m
16	VCA Pico Sv Var FB	2,28	1,44	29,4m	320m	221m
17	FET RMS Br Fjs FF	1,65	437m	66,3m	202m	106m
18	FET RMS Br Fjs FB	1,66	415m	60,1m	234m	84,7m
19	FET RMS Br Var FF	1,63	261m	61,3m	208m	396m
20	FET RMS Br Var FB	1,67	261m	92m	213m	330m
21	FET RMS Sv Fjs FF	1,62	410m	92m	218m	74,8m
22	FET RMS Sv Fjs FB	1,63	405m	101m	202m	40,5m
23	FET RMS Sv Var FF	1,61	277m	270m	202m	174m
24	FET RMS Sv Var FB	1,65	282m	263m	197m	182m
25	FET Pico Br Fjs FF	1,68	304m	72,4m	240m	16m
26	FET Pico Br Fjs FB	1,63	250m	93,3m	218m	11m
27	FET Pico Br Var FF	1,61	250m	19,6m	181m	404m
28	FET Pico Br Var FB	1,64	266m	19,6m	229m	375m
29	FET Pico Sv Fjs FF	1,63	394m	81m	234m	9,82m
30	FET Pico Sv Fjs FB	1,56	368m	94,5m	266m	6,13m
31	FET Pico Sv Var FF	1,69	282m	173m	218m	244m
32	FET Pico Sv Var FB	1,72	309m	281m	218m	168m
33	Opto RMS Br Fjs FF	1,62	1,14	148m	213m	87,1m
34	Opto RMS Br Fjs FB	1,6	474m	77,3m	202m	29,4m

35	Opto RMS Br Var FF	1,66	1,07	402m	197m	288m
36	Opto RMS Br Var FB	1,6	628m	162m	202m	67,5m
37	Opto RMS Sv Fjs FF	1,7	937m	45,4m	224m	31,9m
38	Opto RMS Sv Fjs FB	1,59	357m	22,1m	213m	20,9m
39	Opto RMS Sv Var FF	1,64	682m	585m	213m	85,9m
40	Opto RMS Sv Var FB	1,56	266m	229m	202m	82,2m
41	Opto Pico Br Fjs FF	1,43	1,16	17,2m	197m	22,1m
42	Opto Pico Br Fjs FB	1,61	671m	13,5m	181m	27m
43	Opto Pico Br Var FF	1,68	1,15	52,8m	218m	57,7m
44	Opto Pico Br Var FB	1,58	730m	255m	208m	57,7m
45	Opto Pico Sv Fjs FF	1,69	714m	76,1m	208m	27m
46	Opto Pico Sv Fjs FB	1,62	346m	22,1m	213m	6,13m
47	Opto Pico Sv Var FF	1,68	506m	163m	213m	108m
48	Opto Pico Sv Var FB	1,69	72,4m	405m	197m	49,1m

Tabla 31. Datos puntos de medición sección tiempos de ataque y de restablecimiento (prototipo)

Ítem	Modo	Pa (V)	$\Delta A(Pa-Pb)$ (V)	$\Delta T(Pa-Pb)$ (s)	Pc (V)	$\Delta T(Pc-Pd)$ (s)
9	FET RMS FF min	1,63	277m	72,4m	234m	167m
10	FET RMS FF max	1,68	298m	166m	224m	529m
11	FET RMS FB min	1,62	245m	77,3m	218m	157m
12	FET RMS FB max	1,67	282m	166m	229m	437m
13	FET Pico FF min	1,65	282m	41,7m	229m	89,6m
14	FET Pico FF max	1,67	304m	172m	250m	465m
15	FET Pico FB min	1,64	266m	58,9m	208m	79,8m
16	FET Pico FB max	1,69	272m	190m	261m	308m
17	Opto RMS FF min	1,63	879m	479m	192m	139m
18	Opto RMS FF max	1,62	1,35	582m	186m	755m
19	Opto RMS FB min	1,55	314m	184m	192m	77,3m
20	Opto RMS FB max	1,57	1,12	625m	160m	360m
21	Opto Pico FF min	1,59	1,32	103m	181m	329m
22	Opto Pico FF máx	1,64	1,34	477m	186m	951m
23	Opto Pico FB min	1,57	1,2	133m	202m	169m
24	Opto Pico FB máx	1,59	1,18	460m	192m	405m

Tabla 32. Datos puntos de medición sección de relación de compresión (prototipo)

Ítem	Modo	Pa (V)	$\Delta A(Pa-Pb)$ (V)	$\Delta T(Pa-Pb)$ (s)	Pc (V)	$\Delta T(Pc-Pd)$ (s)
1	VCA RMS FF min	1,23			176m	
2	VCA RMS FF max	1,16	719m	118m	176m	96,9
3	VCA RMS FB min	1,15			165m	
4	VCA RMS FB max	1,16	719m	62,6m	170m	94,5
5	VCA Pico FF min	1,08			154m	
6	VCA Pico FF max	783m	479m	16m	154m	160m
7	VCA Pico FB min	1,1			160m	
8	VCA Pico FB max	522m	186m	31,9m	149m	125m
9	FET RMS FF min	1,65			213m	
10	FET RMS FF max	1,62	277m	40,5m	202m	119m
11	FET RMS FB min	1,62			208m	
12	FET RMS FB max	1,74	389m	56,4m	208m	115m
13	FET Pico FF min	1,62			202m	
14	FET Pico FF max	1,65	298m	27m	208m	25,8m
15	FET Pico FB min	1,62			192m	
16	FET Pico FB max	1,64	282m	27m	245m	30,7m
17	Opto RMS FF min	1,48			202m	
18	Opto RMS FF max	1,66	1,32	64,1m	198m	272m
19	Opto RMS FB min	1,57			197m	
20	Opto RMS FB max	1,63	905m	54m	192m	109m
21	Opto Pico FF min	1,61			192m	
22	Opto Pico FF máx	1,5	1,13	20,9m	208m	93,3
23	Opto Pico FB min	1,56			186m	
24	Opto Pico FB máx	1,28	543m	50,3	192m	71,2m

Tabla 33. Compendio de gráficas de modos de operación VCA (prototipo)

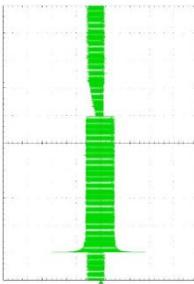
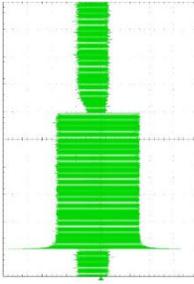
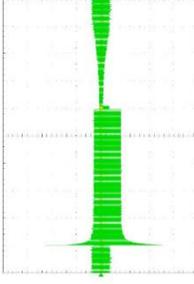
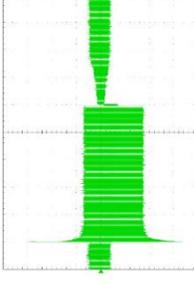
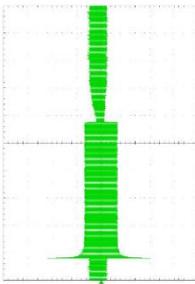
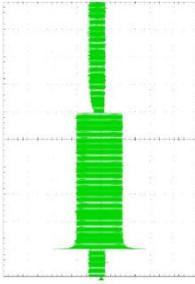
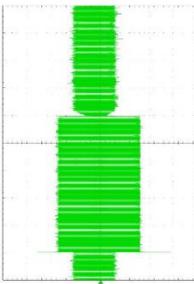
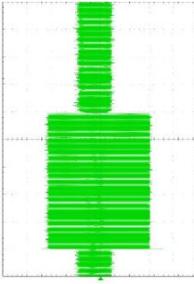
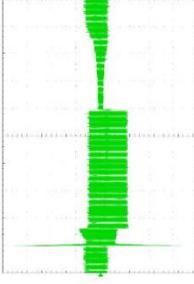
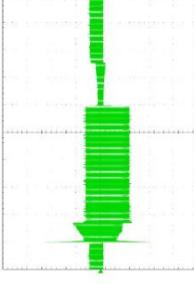
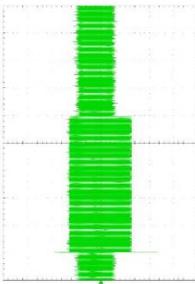
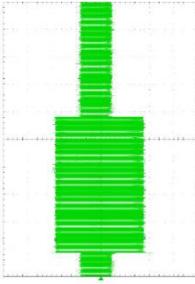
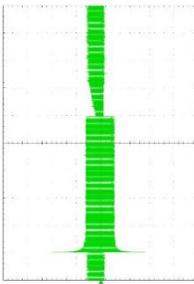
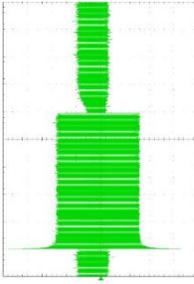
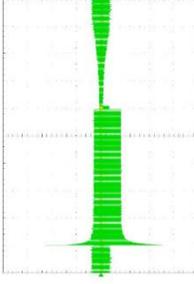
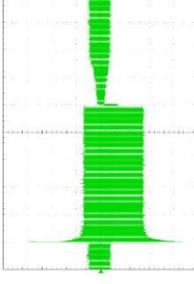
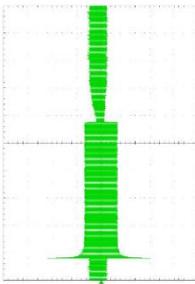
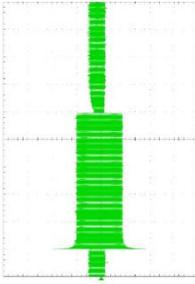
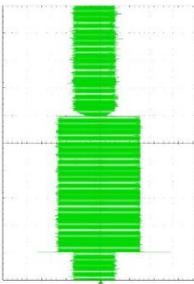
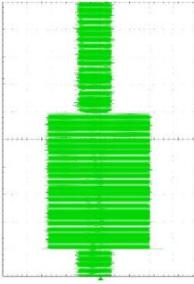
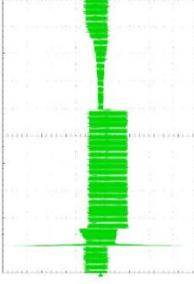
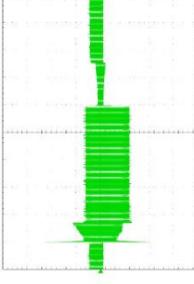
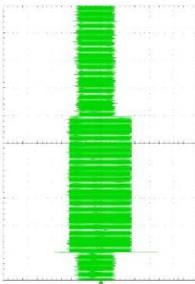
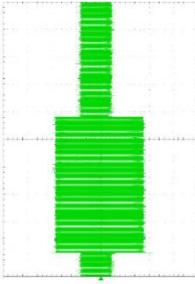
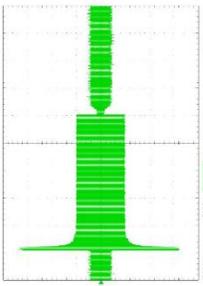
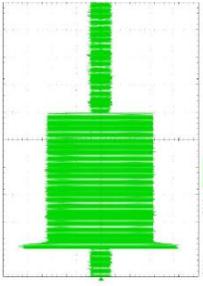
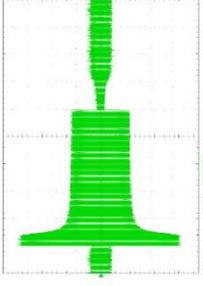
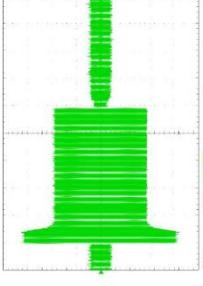
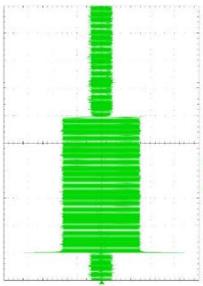
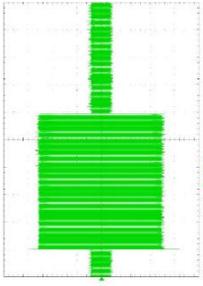
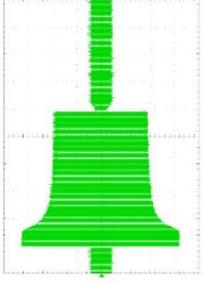
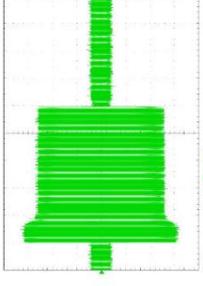
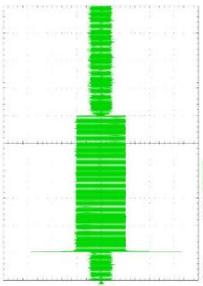
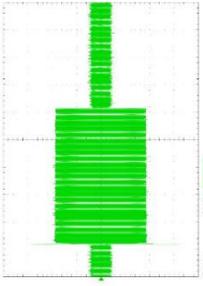
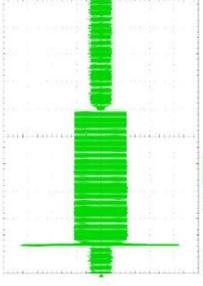
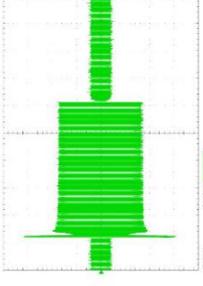
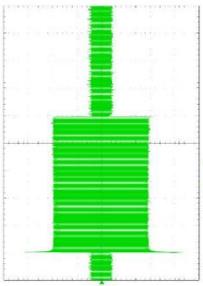
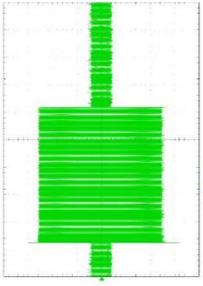
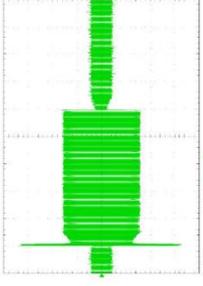
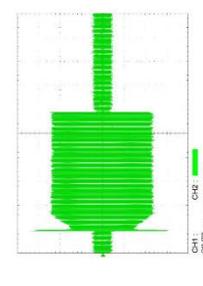
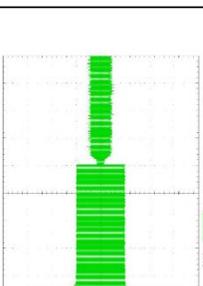
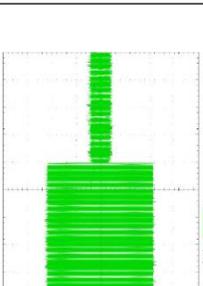
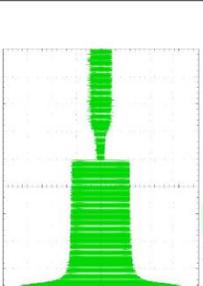
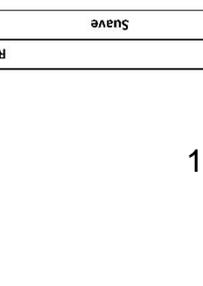
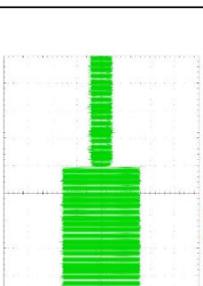
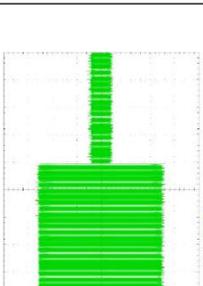
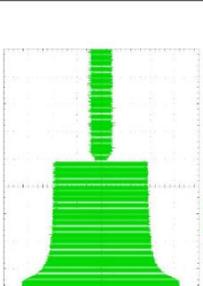
VCA	Fijas		Variables			
	FF	FB	FF	FB	FF	FB
Brusco						
						
Suave						
						

Tabla 34. Compendio de gráficas de modos de operación FET (prototipo)

FET	Fijas		Variables			
	FF	FB	FF	FB	FF	FB
Brusco						
Suave						
Pico						

Tabla 35. Compendio de gráficas de modos de operación Opto (prototipo)

Opto	Fijas		Variables	
	FF	FB	FF	FB
Brusco				
				
Suave				
				
Pico				
				
			RMS	
			Pico	

ANEXO C. Registros montaje prototipo

Figura 58. Foto del dispositivo prototipo

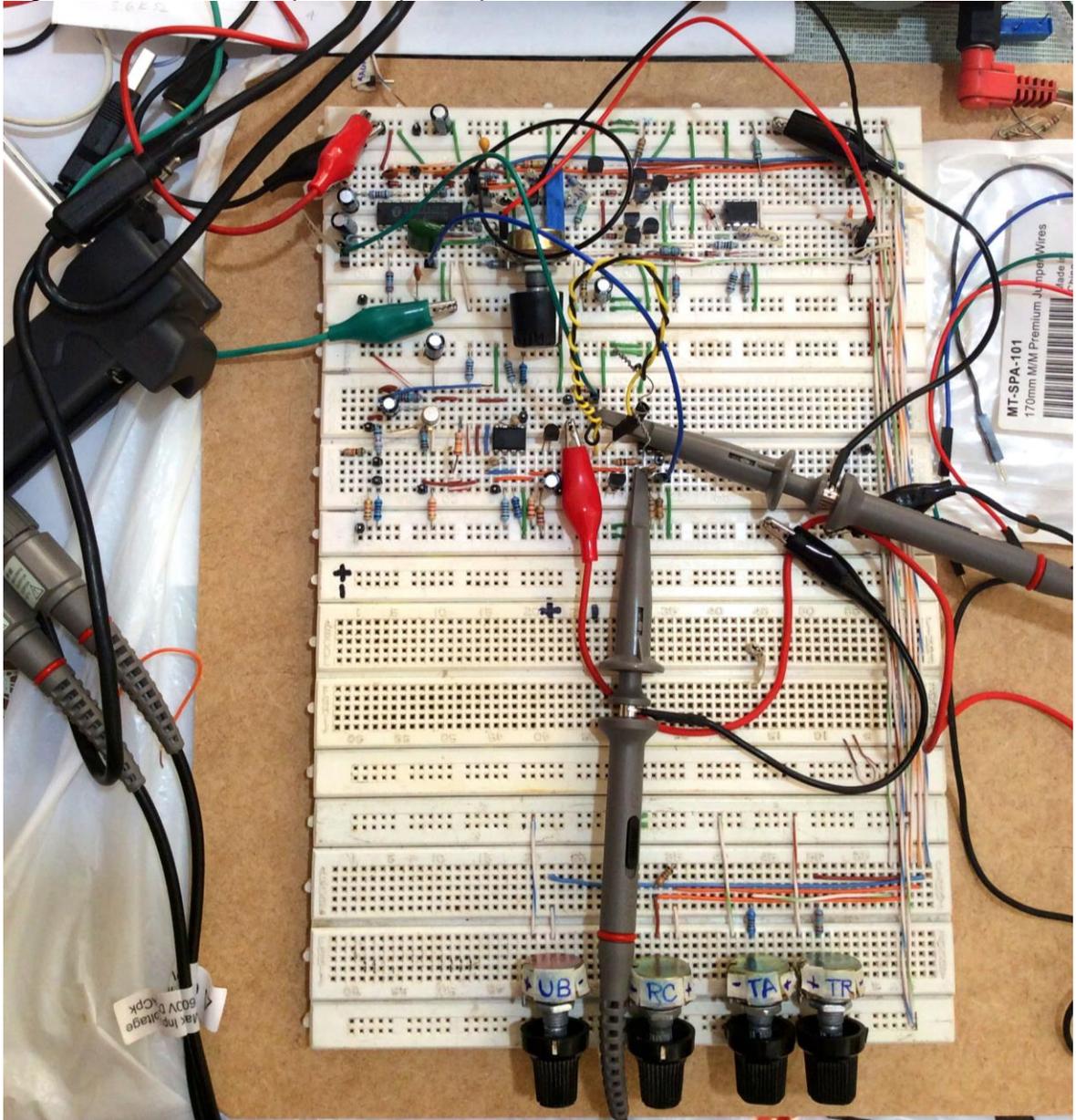


Figura 59. Foto del dispositivo prototipo (ángulo alternativo)

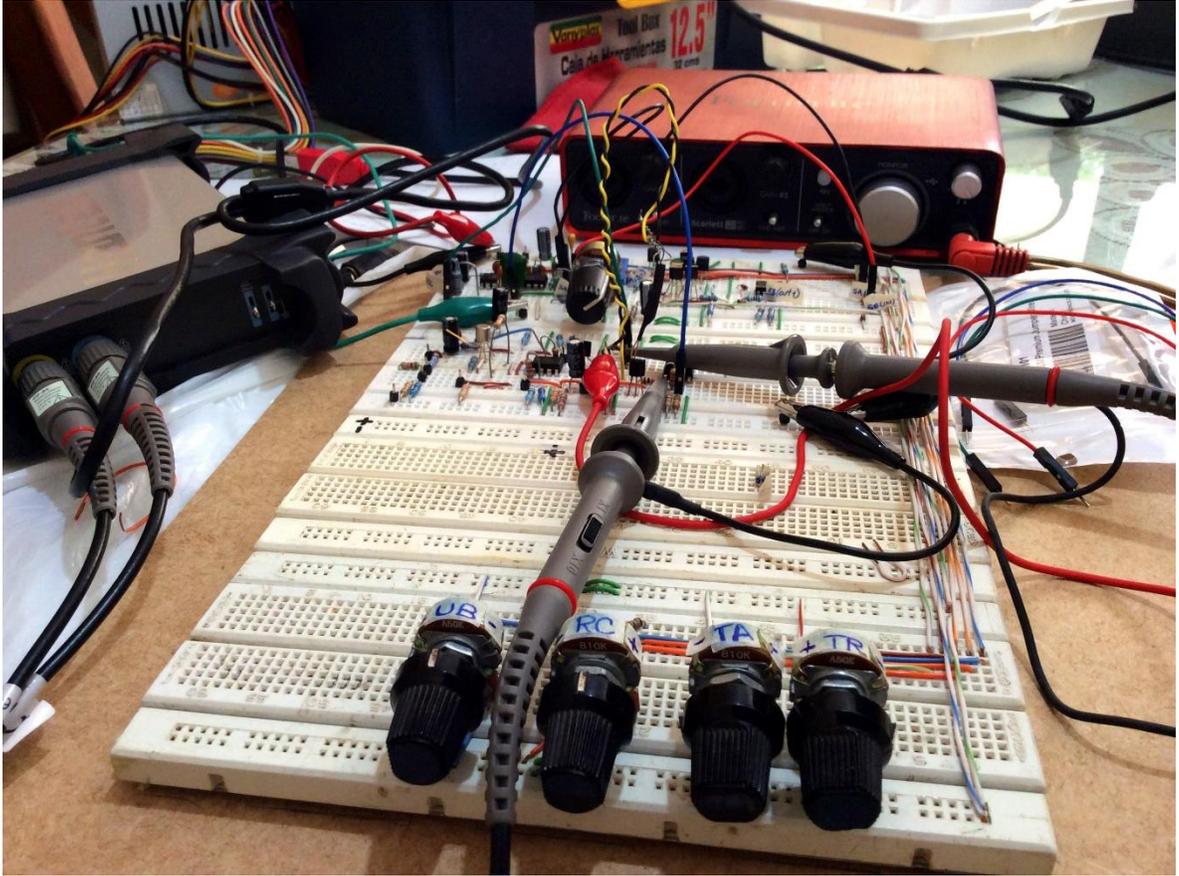


Tabla 36. Lista de componentes utilizados en prototipo

Categoría	Cantidad	Referencia	Valor	Descripción
Capacitor	2	C1,C7	47uF	Electrolítico
Capacitor	2	C2,C13	10u	Tantalio
Capacitor	1	C3	10nF	Cerámico
Capacitor	1	C4	22pF	Cerámico
Capacitor	1	C5	4.7uF	Electrolítico
Capacitor	1	C6	100nF (MY)	Poliéster
Capacitor	1	C8	22uF	Electrolítico
Capacitor	1	C9	47pF (NP0 5%)	Cerámico
Capacitor	1	C10	10uF	Electrolítico
Capacitor	1	C11	100nF	Cerámico

Capacitor	1	C12	100uF	Electrolítico
Resistencia	1	R1	28k8	1%
Resistencia	1	R2	2M	2%
Resistencia	4	R3,R15,R19,R23	5k1	1%
Resistencia	5	R4,R6,R10,R21-R22	30k1	1%
Resistencia	2	R5,R24	590k	2%
Resistencia	1	R7	220k	1%
Resistencia	1	R8	1k4	1%
Resistencia	1	R9	15k	2%
Resistencia	3	R11,R20,R49	10k	2%
Resistencia	1	R12	1.8M	1%
Resistencia	2	R13,R26	51	5%
Resistencia	1	R14	12k7	2%
Resistencia	1	R16	510	2%
Resistencia	1	R17	127k	2%
Resistencia	1	R18	18M	2%
Resistencia	3	R25,R29,R47	20k	2%
Resistencia	1	R27	300k	5%
Resistencia	3	R32,R39,R46	100k	2%
Resistencia	1	R33	39k	1%
Resistencia	2	R34-R35	1M	2%
Resistencia	1	R36	2.2k	2%
Resistencia	5	R38,R41,R45,R48,R50	1k	2%
Resistencia	1	R40	4k	2%
Circuito Integrado	1	U1	THAT4301P	
Circuito Integrado	1	U2	LM393	
Circuito Integrado	2	U3-U4	NE5532	
Circuito Integrado	1	U5		Optoacoplador
Transistor	4	Q1,Q3,Q6,Q9	2N3904	
Transistor	1	Q2	J113	
Transistor	3	Q4-Q5,Q7	2N3906	
Transistor	1	Q8	2N5459	
Diodo	7	D1-D7	1N4148	
Misceláneo	1	RT28	50K	Compensador
Misceláneo	1	RT37	25K	Compensador
Misceláneo	1	SW2	SW-SPDT	Dipswitch
Misceláneo	4	SW3-SW5	SW-DPDT	Dipswitch
Misceláneo	2	SW1	SW-3P3T	Dipswitch
Misceláneo	3	VR1,VR4-VR5	50K	Potenciómetro giratorio
Misceláneo	2	VR2-VR3	10K	Potenciómetro giratorio

Totales

Categoría	Cantidad
Capacitor	13
Resistencia	43
Circuito Integrado	5
Transistor	9
Diodo	7
Misceláneo	14
Total	91

ANEXO D. Anexos digitales

Los siguientes archivos se encuentran en el medio digital anexo a este documento.

Gráficas numeradas de acuerdo a los ítems de medición en formato .png y datos de mediciones y cálculos en tablas de Excel correspondiente a las simulaciones, dentro de la carpeta “0 – Simulación” y las sub-carpetas respectivas: “Efecto modos de operación”, “Relación de compresión (min max)” y “TA y TR (min max)”.

Gráficas numeradas de acuerdo a los ítems de medición en formato .pdf y datos de mediciones y cálculos en tablas de Excel correspondiente al dispositivo prototipo, dentro de la carpeta “1 – Prototipo” y las sub-carpetas respectivas: “Efecto modos de operación”, “Relación de compresión (min max)” y “TA y TR (min max)”.

Planos de corte y etiquetas del prototipo de presentación dentro de la carpeta “2 – Diseño Gabinete”.

Gráficas de mediciones de especificaciones técnicas dentro de la carpeta “3 - Especificaciones Técnicas”.

Tablas de mediciones de control de umbral y de relación de compresión dentro de la carpeta “4 – Mediciones de control de UB y RC”.

Clips de audio correspondientes a la comparación audible de funcionamiento dentro de la carpeta “5 - Comparación audible”.

Documento final del trabajo de grado o copia digital del presente documento en formato .pdf en la raíz del medio digital anexo.

Figura 61. Diseño circuito impreso compresor

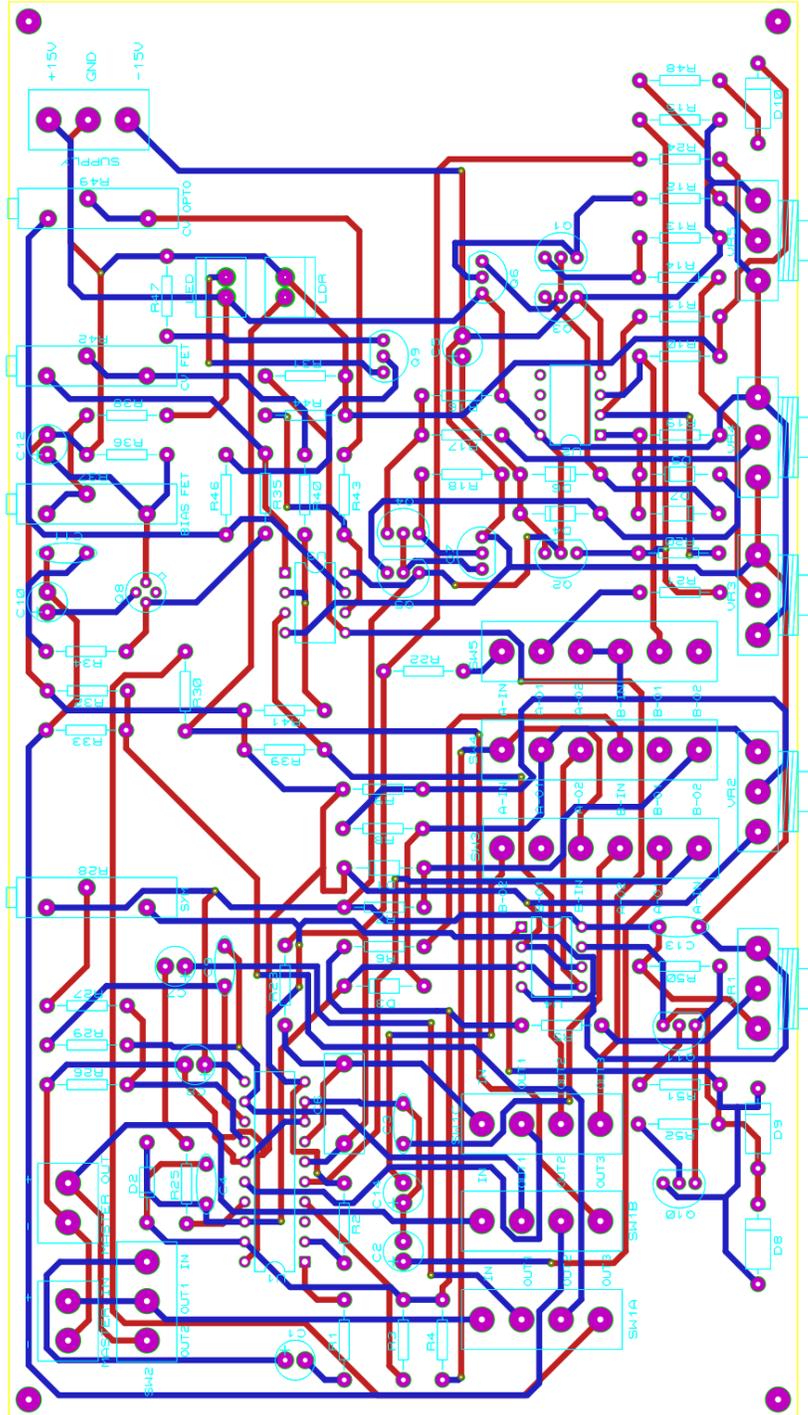


Figura 62. Diseño circuito impreso fuente dual 15V

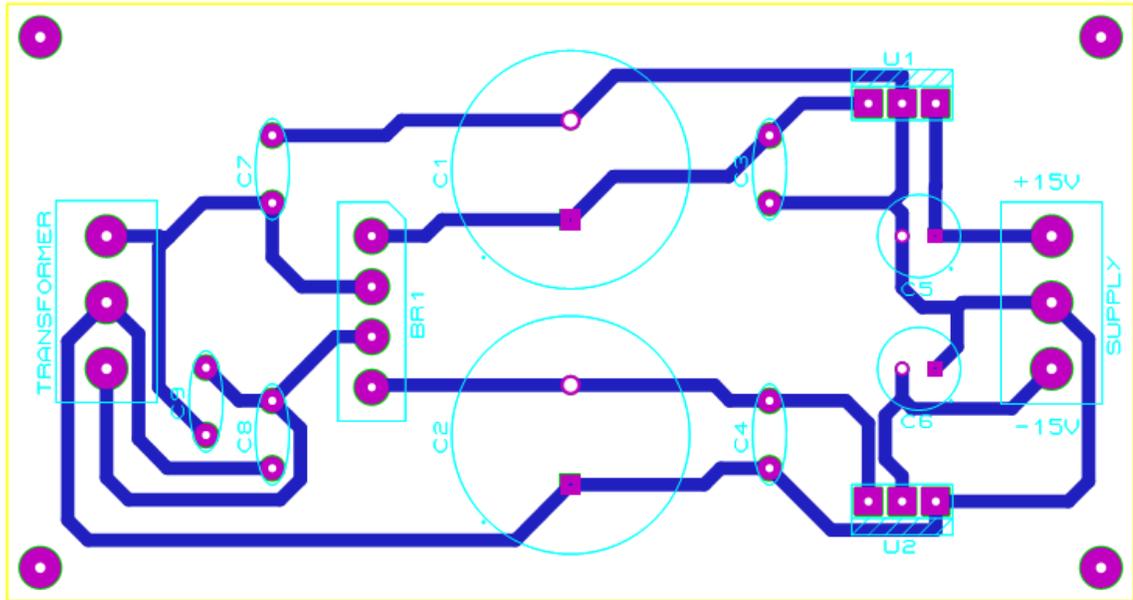


Figura 63. Foto de prototipo de presentación (vista superior)

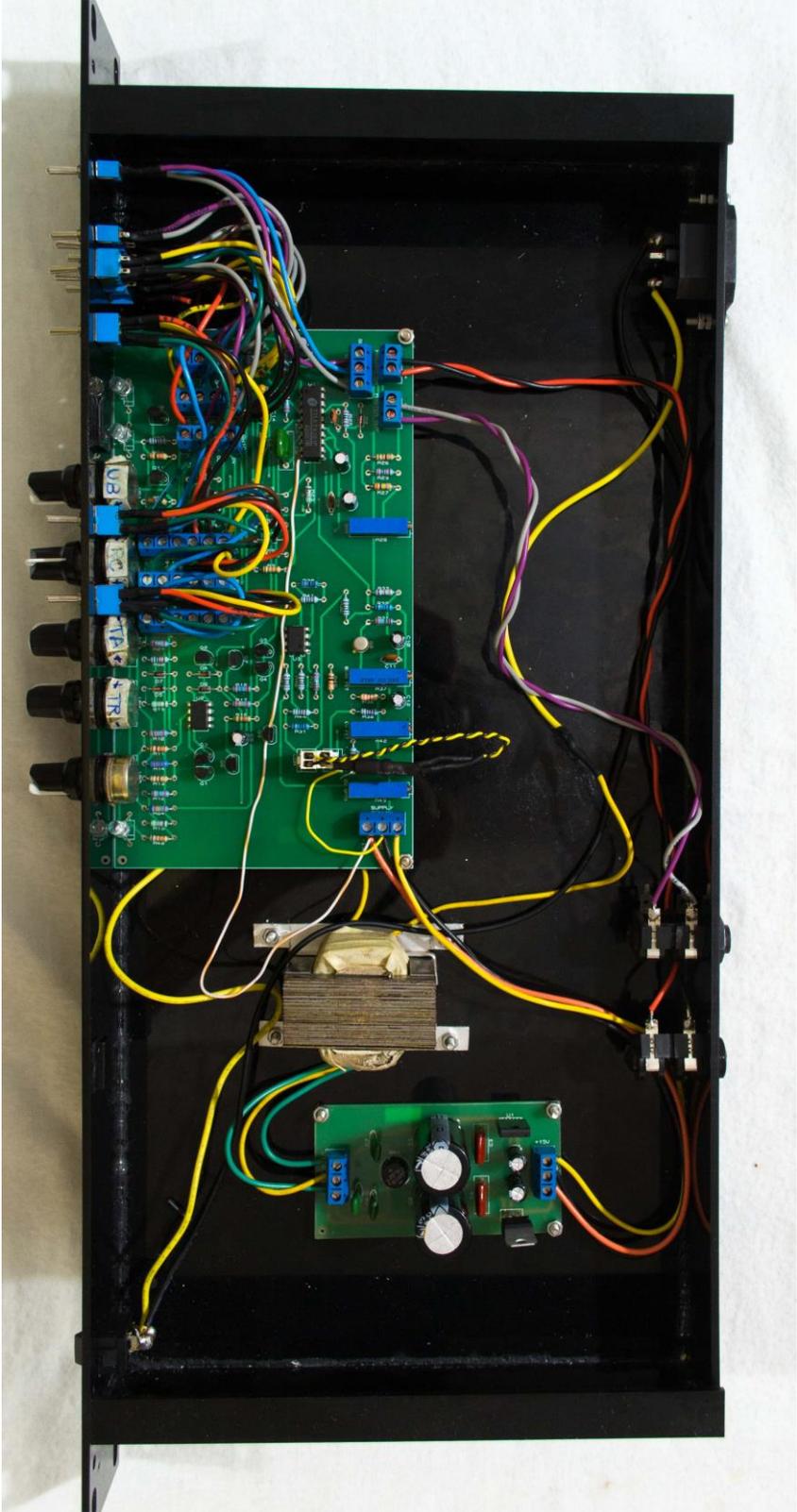


Figura 64. Foto del prototipo de presentación (vista frontal)



ANEXO F. Guía conceptual y de manipulación

Ver páginas siguientes.

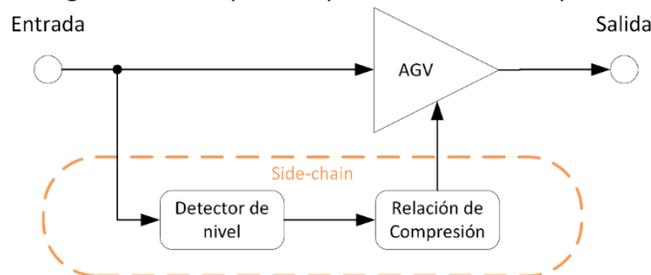
Compresor de audio CETVA

Compresor análogo de audio con topología, elemento controlador de ganancia, detector, codo de curva y modo de constantes de tiempo variables.

CONCEPTUALIZACIÓN

El diagrama de bloques simplificado de un compresor de audio se muestra en la Figura 1. La clave del funcionamiento del compresor está basada en el amplificador controlado o amplificador de ganancia variable (AGV), que posee una entrada auxiliar por medio de la cual se le puede alterar la ganancia.

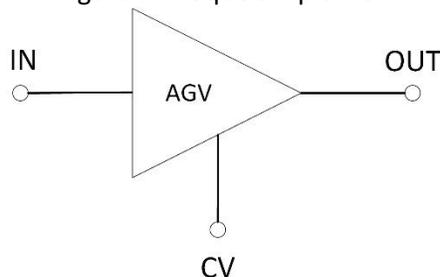
Figura 1. Diagrama de bloques simplificado de un compresor de audio



El compresor opera de la siguiente forma. En primer lugar, un detector de nivel está continuamente verificando si la señal de entrada supera o no cierto nivel denominado umbral (o en inglés *threshold*). Si el umbral no se supera el AGV tiene ganancia 1, por lo tanto la señal no experimenta alteraciones. Si, en cambio, se supera el umbral, el AGV reducirá su ganancia de tal modo que el excedente de nivel de entrada se reduzca a la salida en una proporción llamada relación de compresión (o en inglés *ratio*).

El núcleo de todo compresor es el elemento que aplica la reducción de ganancia: el amplificador de ganancia variable; el cual atenúa la señal de entrada de acuerdo a una señal de control de voltaje externa. En la Figura 2, se pueden observar los terminales respectivos a este componente marcados así: IN (entrada), OUT (salida) y CV (señal de control de voltaje).

Figura 2. Bloque simple AGV



Para el compresor de audio CETVA se emplean distintas tecnologías VCA, FET y Opto para conformar el AGV. A continuación, se ilustra el funcionamiento de cada una de estas por medio del circuito simplificado respectivo, en donde se muestra en cada caso la entrada (IN), salida (OUT) y señal de control de voltaje (CV).

Figura 3. Circuito simplificado VCA

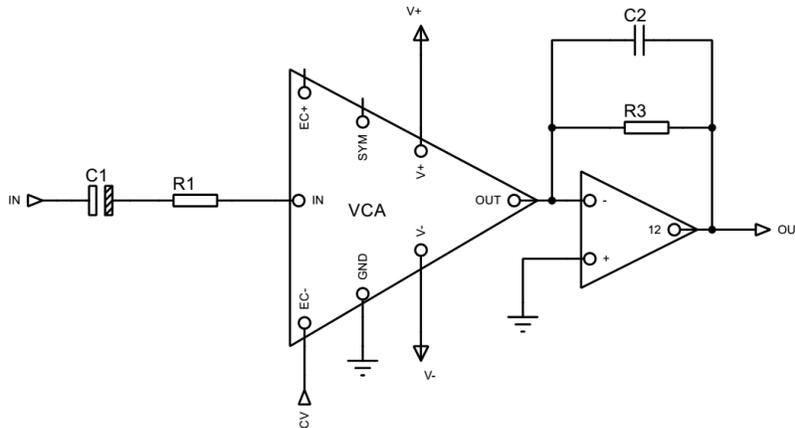
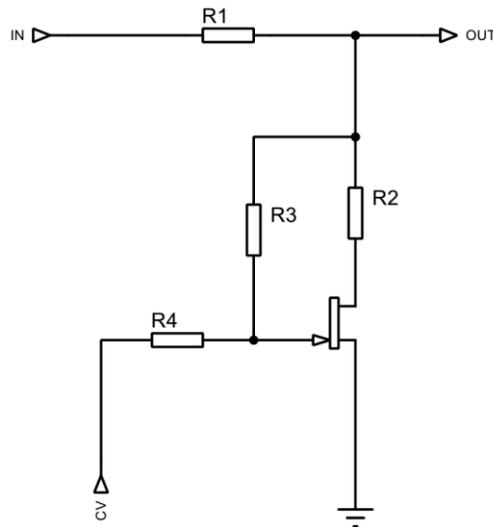
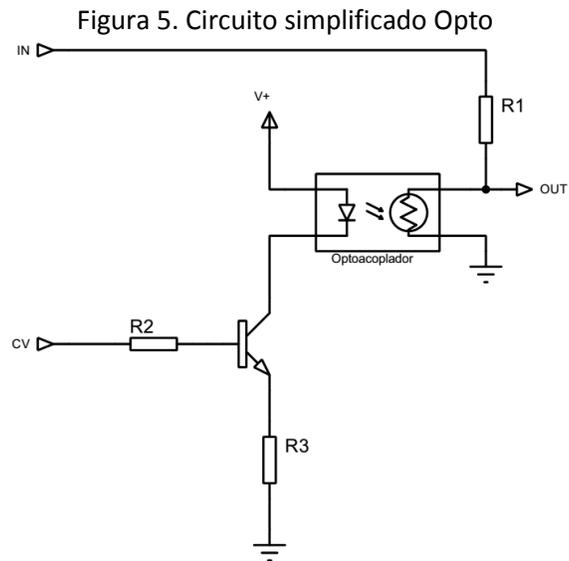


Figura 4. Circuito simplificado FET





Existen dos posibles topologías para el *side-chain*; topología *feedbackward* y topología *feedforward*; dependiendo de si la entrada al side-chain se deriva de la entrada del AGV, o si se deriva de su salida.

Figura 6. Topología Feedforward

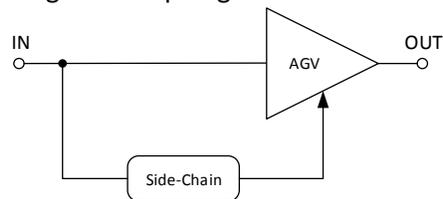
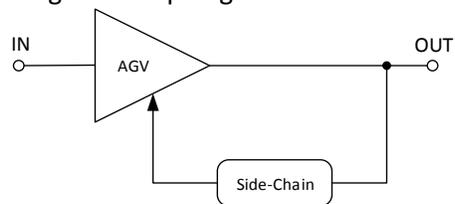


Figura 7. Topología Feedbackward

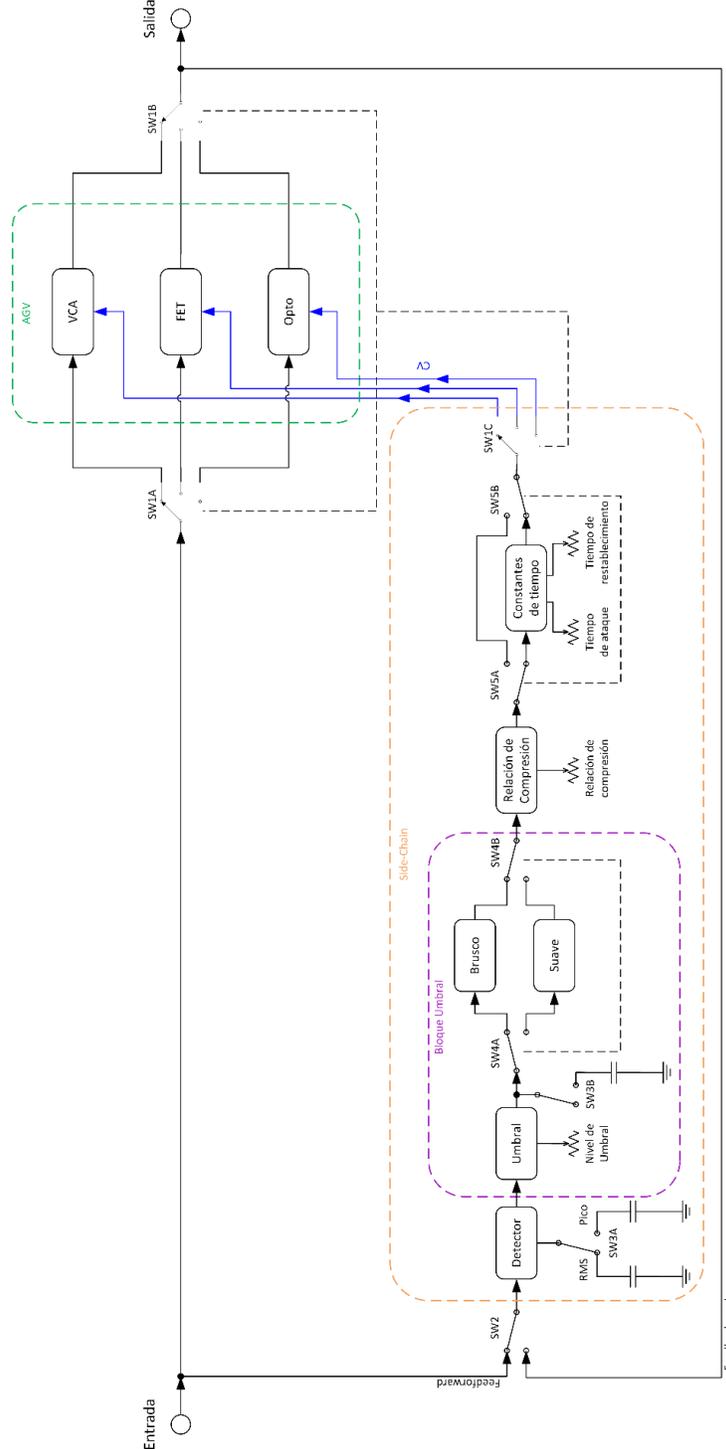




FUNCIONAMIENTO DEL CETVA

Diagrama de bloques

Figura 8. Diagrama de bloques del CETVA



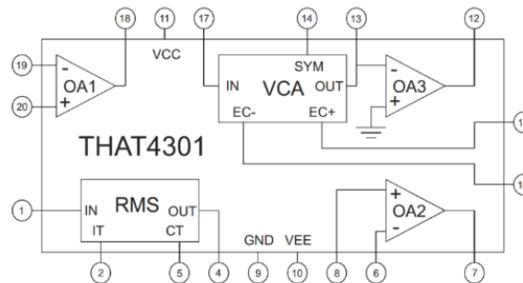
SW1 (conformado por SW1A, SW1B y SW1C) es un interruptor DIP de nueve posiciones que permite variar el controlador automático de ganancia (AGV) entre VCA, FET y Opto; SW2 es un interruptor DIP de dos posiciones que permite variar la topología del circuito (*feedforward* y *feedbackward*), SW3 (conformado por SW3A y SW3B) es un interruptor DIP de cuatro posiciones que permite variar el tipo de detector entre RMS y Pico, SW4 (conformado por SW4A y SW4B) es un interruptor DIP de cuatro posiciones que permite variar la transición de la compresión entre codo suave (*hardknee*) y codo duro (*softknee*), y por último, SW5 (conformado por SW5A y SW5B) es un interruptor DIP de cuatro que permite establecer el modo de las constantes de tiempo fijas o ajustables por el usuario.

Descripción de bloques

Side-chain:

Está conformado por los elementos: detector, umbral, relación de compresión y constantes de tiempo. El componente central es el circuito integrado THAT 4301. Como se muestra en la Figura 9, dicho circuito integrado está compuesto por un módulo VCA, un módulo detector de nivel RMS y tres amplificadores operacionales para fines generales (OA1, OA2, OA3); así pues, dentro del Side-Chain se implementan el módulo detector RMS y dos de los amplificadores operacionales.

Figura 9. Diagrama de bloques THAT4301

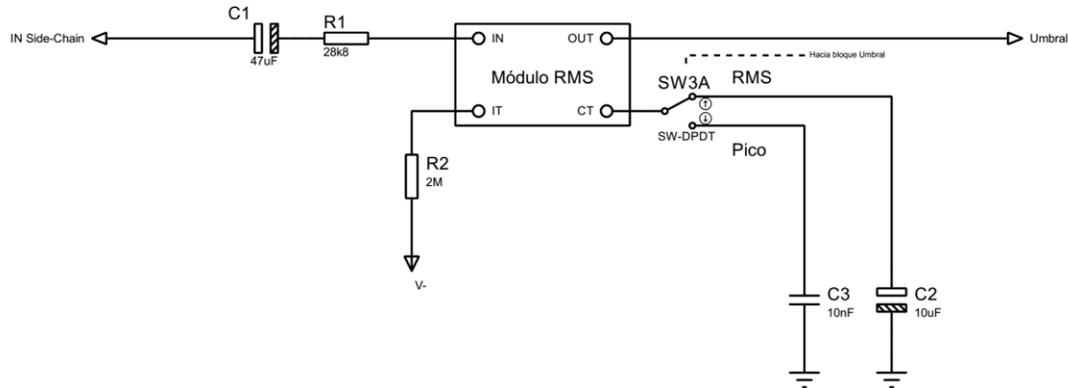


Detector:

El circuito esquemático correspondiente al bloque detector se muestra en la Figura 10. El detector del 4301 computa el nivel RMS rectificando las señales de entrada de corriente; convirtiendo la corriente rectificada en un voltaje logarítmico, y aplicando dicho voltaje a un filtro de dominio logarítmico. La señal de salida es un voltaje DC proporcional al nivel en decibeles del valor RMS de la señal de entrada de corriente. Algunos componentes AC (al doble de frecuencia de la entrada) permanecen sobrepuestos en la salida DC. La señal AC es atenuada por un filtro de dominio logarítmico, el cual, posee una pendiente de atenuación de un polo y su frecuencia de corte es determinada por un capacitor externo y una corriente DC programable.

Como la señal de entrada al ingreso del módulo RMS, es decir, en el pin marcado como "IN", debe ser una corriente; se utiliza la resistencia R1 para convertir el voltaje de entrada a la corriente deseada. El detector de nivel es capaz de resolver señales muy por debajo de 10 mV con precisión (con una resistencia de entrada de 10 kΩ). Sin embargo, si el detector se usara para monitorear señales de tan bajo nivel, normalmente se requeriría de un acoplamiento AC.

Figura 10. Circuito esquemático bloque detector



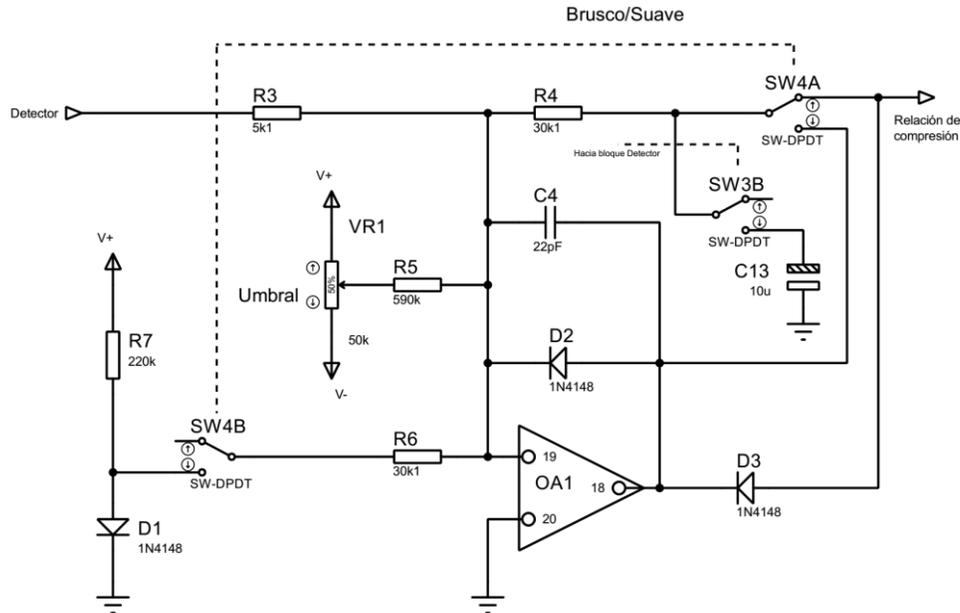
La frecuencia de corte del filtro logarítmico usualmente se ubica muy por debajo del rango de frecuencias de interés. En este caso, dichas frecuencias corresponden al rango audible, y un valor típico para la frecuencia de corte sería de 5 Hz o una constante de tiempo (τ) de 32 ms. La constante de tiempo del filtro es determinada por un capacitor externo conectado al pin C_T , y una fuente de corriente interna (I_{CT}) conectada a C_T . La fuente de corriente es programada por medio del pin I_T : la corriente en I_T se refleja en I_{CT} con una ganancia de aproximadamente 1.1.

Para que el módulo detector RMS, el cual normalmente opera en modo true-RMS, sea reconfigurado en modo pico, se debe disminuir considerablemente el valor del capacitor que determina la constante de tiempo lo que desactiva el filtro logarítmico. Lo que significa reemplazar el capacitor del pin C_T , por uno de 10 nF; además se debe colocar un capacitor polarizado después de la resistencia R_4 cómo se muestra en la Figura 11 del bloque umbral; esto se indica en las notas de diseño. De ahí que, el interruptor SW_3 es el que determina el modo de operación del módulo RMS.

Umbral:

El circuito esquemático correspondiente al bloque umbral se muestra en la Figura 11. Aquí se utiliza el primer amplificador operacional incluido en el THAT4301. Los tres amplificadores son de uso general con ancho de banda de 5 Mhz, *slew-rate* de aproximadamente 2 V/ μ s y etapa de entrada bipolar PNP. El amplificador operacional OA1 es el más silencioso de los tres; lo que lo hace adecuado para etapas de entrada.

Figura 11. Circuito esquemático bloque umbral



OA1 está configurado como amplificador inversor rectificador de media onda. Rechazando el efecto de R y VR1, cuando V_{RMS} es negativo, la salida de OA1 será positiva y D3 impide que este voltaje alcance V_{UB} ; por lo tanto, $V_{UB} = 0$ para $V_{RMS} < 0$. Sin embargo, cuando V_{RMS} es positivo, la salida de OA1 es negativa, y V_{UB} sigue a V_{RMS} con una ganancia de -1; por ende, $V_{UB} = -V_{RMS}$ para $V_{RMS} > 0$.

Rechazando los efectos de R5 y VR1; OA1 y su circuitería asociada solo dejan pasar información cuando la señal de entrada supera el nivel de entrada que causa $V_{RMS} = 0$ (esto es, el umbral o *threshold*). Ninguna información correspondiente a señales por debajo de este umbral pasa a través del mismo.

R5 y VR1 proporcionan un medio para ajustar el valor del umbral. Para la fuente de alimentación de ± 15 V, VR1 ajusta el umbral desde $\frac{(V+)R4}{R5}$ hasta $\frac{(V-)R4}{R5}$.

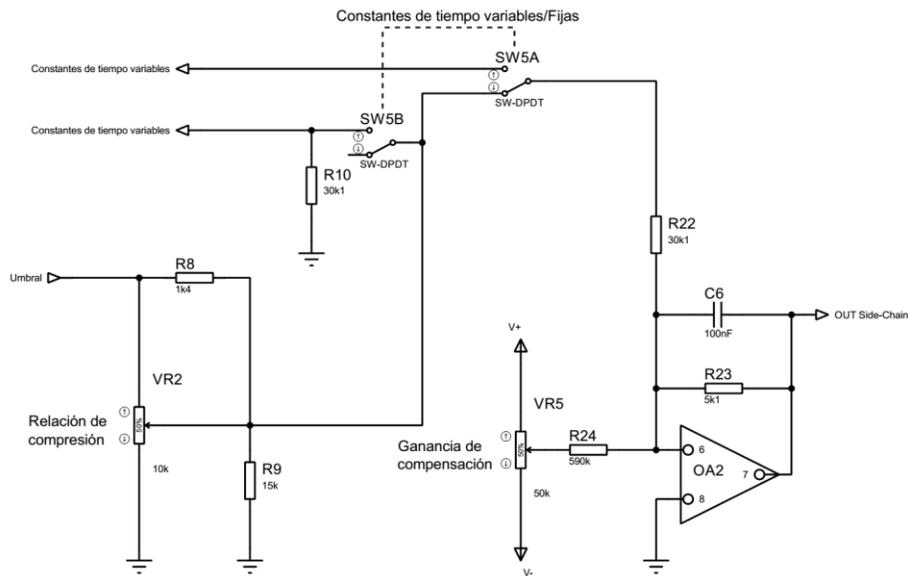
Cuando el diodo D3 se ubica dentro del lazo de retroalimentación de OA1, de acuerdo a la posición de SW4 específicamente como se muestra en la Figura 11, se establece una respuesta de umbral en el codo, de modo brusco o *hard-knee*. Cuando SW4 se encuentra en la posición opuesta, D3 queda fuera del lazo de retroalimentación del amplificador operacional y un offset o tensión de desplazamiento, generada por D1, es introducida al nodo sumador de OA1 que compensa la caída de D3 en polarización directa.

Relación de compresión

El circuito esquemático correspondiente al bloque relación de compresión se muestra en la Figura 12. En esta sección se utiliza el segundo amplificador operacional del THAT4301. El objetivo principal de OA2 es ofrecer una función de procesador de control de voltaje y su capacidad de carga es igual a la del OA1; esto es, capaz de manipular cargas mayores a 5 kΩ.

VR2 controla la relación de compresión o *ratio* y permite al usuario escalar V_{UB} antes de que pase a través del resto de la circuitería. Sin tener en cuenta la acción de VR5 y R24, cuando el cursor de VR2 se ubica en la terminal conectada a tierra, ninguna señal pasa a través de OA2. Cuando el cursor está en la posición opuesta (al máximo), la señal de salida de OA2 (V_{CV}) refleja exactamente a V_{UB} . Para posiciones intermedias, V_{CV} reflejará una fracción de V_{UB} , y dicha fracción está determinada por el ajuste del control de la relación de compresión.

Figura 12. Circuito esquemático bloque relación de compresión



Cuando el ajuste del control de la relación de compresión está en su máximo, entonces $V_{CV} = V_{UB}$, lo que equivale a una relación de $\infty:1$; y cuando está en su mínimo, la relación es $1:1$. Para valores intermedios, la relación de compresión está determinada por el valor de VR2, teniendo en cuenta el efecto de carga de R22, R8, R9 y R10*.

La función de VR5 y R24, ignorando el análisis previo, es agregar un offset DC o tensión de desplazamiento a la señal de control de voltaje V_{CV} . Esta variación es útil, ya que permite compensar las pérdidas de nivel durante el proceso de compresión; sin embargo, su uso solo es posible cuando se selecciona VCA como AGV.

Constantes de tiempo variables.

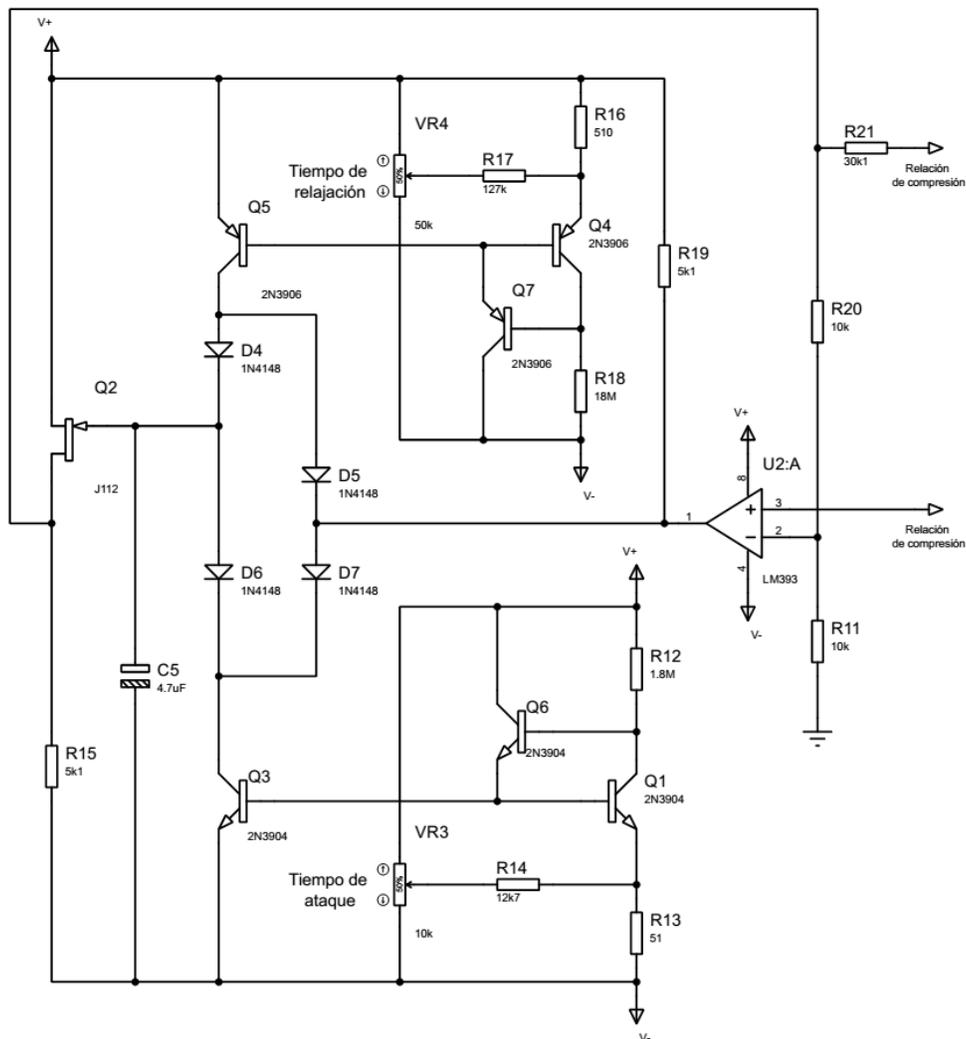
Cuando SW5 está en la posición que muestra la Figura 12, es decir, en modo fijo, R22 y VR2 se conectan a través de SW5A y los tiempos de ataque y relajación dependen del módulo detector RMS, del capacitor conectado al pin C_T y de la corriente interna programada por la resistencia conectada al pin I_T de dicho módulo.

* Solo se tiene en cuenta cuando el interruptor SW5 está en la posición en que activa el bloque constantes de tiempo variables.

Cuando SW5 se ubica en la posición opuesta, la señal del *side-chain* pasa a través de la circuitería discreta formada por transistores, la cual se muestra en la Figura 13. Este circuito consiste en un par de espejos de corriente ajustables, un puente de diodos para dirigir las corrientes correspondientes al ataque o relajación hacia el capacitor de almacenamiento C5, un FET para aislar el voltaje del capacitor, y un lazo de retroalimentación para mantener la precisión DC.

Q1 y Q3 conforman el espejo para la corriente respectiva al tiempo de ataque. Q6 reduce los errores de polarización de corriente. R12, R13, R14, Q1, Q3 y Q6 le dan una característica lineal al potenciómetro VR3 para ajustar el tiempo de ataque. El circuito correspondiente al tiempo de relajación es un reflejo del circuito del tiempo de ataque en versión PNP.

Figura 13. Circuito esquemático bloque constantes de tiempo variables

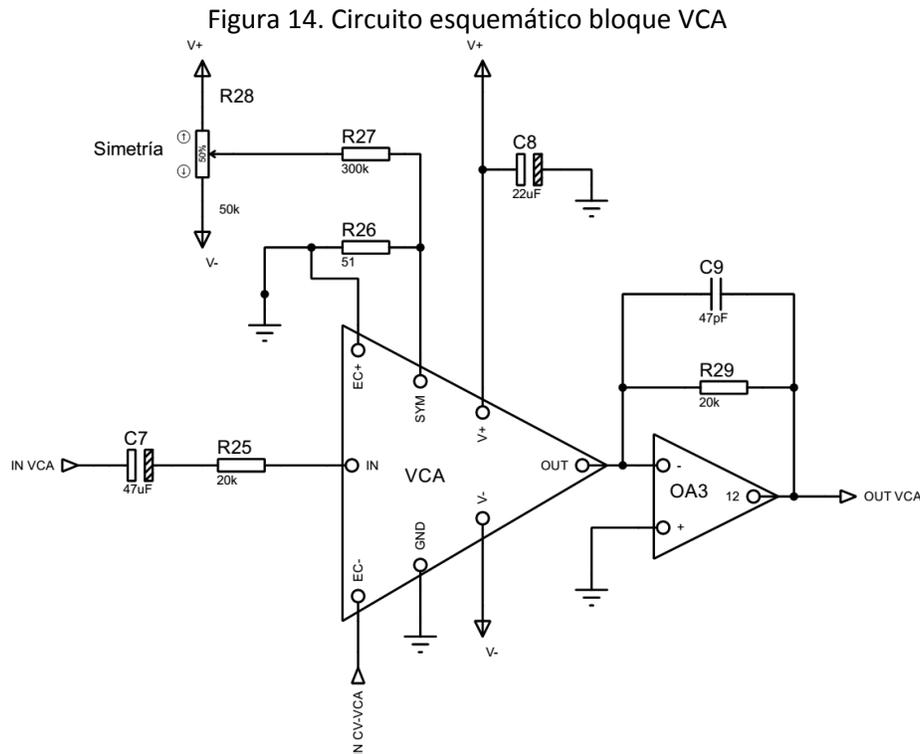


AGV:

En la Figura 8 se observa que se puede seleccionar entre VCA, FET y óptico como controlador automático de ganancia, a través del interruptor DIP de 9 posiciones SW1.

VCA:

El circuito esquemático del bloque VCA se muestra en la Figura 14. Como elemento central del VCA se usa el módulo respectivo incluido en el circuito integrado THAT4301. En este bloque, se utiliza a su vez el tercer amplificador operacional incluido en dicho circuito, marcado como OA3; el cual, está conectado internamente a la salida del módulo VCA, y su uso principal es realizar una conversión corriente a voltaje. Su desempeño de ruido de entrada es $7.5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, complementando la del VCA; además a ganancia unitaria el ruido generado es insignificante. Su salida es capaz de recibir $2 \text{ k}\Omega$ de carga. Lo que hace posible que este amplificador operacional sea utilizado directamente en la etapa de salida.



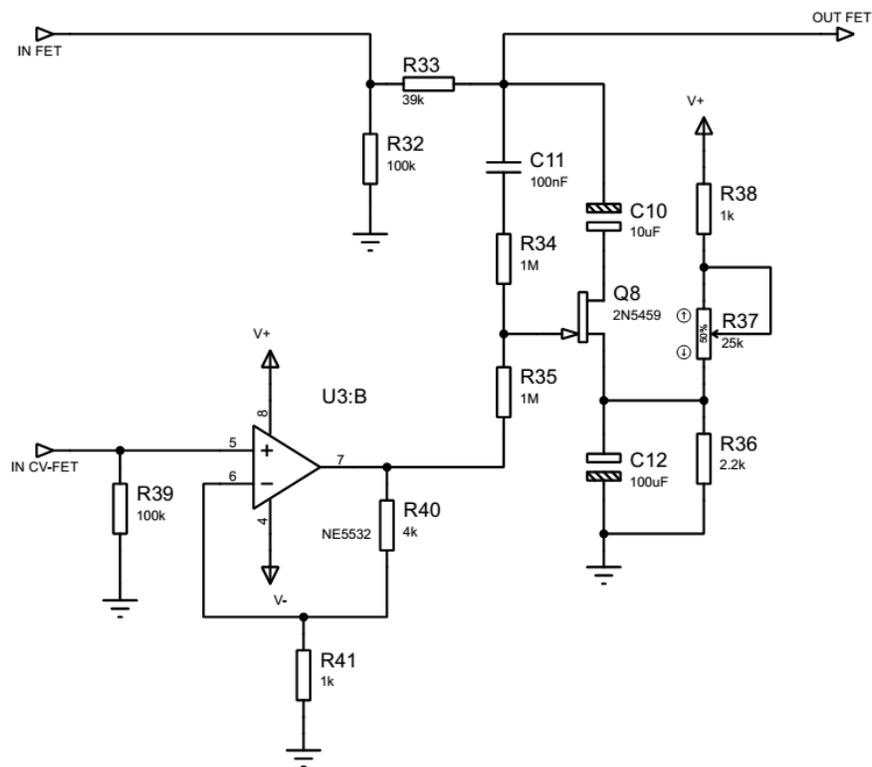
El pin de entrada del módulo VCA es una tierra virtual con retroalimentación negativa proporcionada internamente. Una resistencia de entrada ($R25 = 20 \text{ k}\Omega$) es requerida para convertir el voltaje AC de entrada en una corriente dentro del rango lineal del THAT4301 (Corrientes de entrada pico en el VCA deberían mantenerse por debajo de 1 mA para un mejor desempeño referente a distorsión). El capacitor de acople ($C7 = 47\mu\text{F}$) es considerablemente recomendado para bloquear las corrientes DC provenientes de etapas previas (y de voltajes offset a la entrada del VCA). Nótese que C7, junto con R25, determinan el límite inferior del rango de frecuencias del circuito.

OA3 está configurado como inversor convertidor de corriente a voltaje. Los componentes de retroalimentación de OA3 ($R_{29} = 20 \text{ k}\Omega$ y $C_9 = 47 \text{ pF}$) determinan la constante de conversión corriente a voltaje. La salida del módulo VCA tiene aproximadamente 45 pF de capacitancia, la cual, debe ser neutralizada por medio del capacitor de retroalimentación de 47 pF a través de R_{29} .

La ganancia del módulo VCA es controlada por el pin E_C , donde la ganancia será proporcional al voltaje negativo de E_C . El terminal E_{C+} está conectado a tierra, y el terminal SYM es mandado casi a tierra a través de un pequeño resistor ($R_{26} = 51$). El compensador de simetría ($R_{28} = 50 \text{ k}\Omega$) permite que un pequeño voltaje sea aplicado al terminal SYM a través de R_{27} ($300 \text{ k}\Omega$). Este voltaje ajusta las pequeñas discordancias internas del módulo VCA, lo que reduce los productos de distorsión.

FET:

Figura 15. Circuito esquemático bloque FET



Debido a que el presente bloque necesita un voltaje de polarización de nivel alto en comparación al VCA, se debe amplificar la entrada de la señal de control de voltaje (IN CV-FET). Se utilizó un amplificador operacional NE5532, ya que su uso en el ámbito del audio es eminente. Esta sección de amplificación de la entrada de la señal de control de voltaje

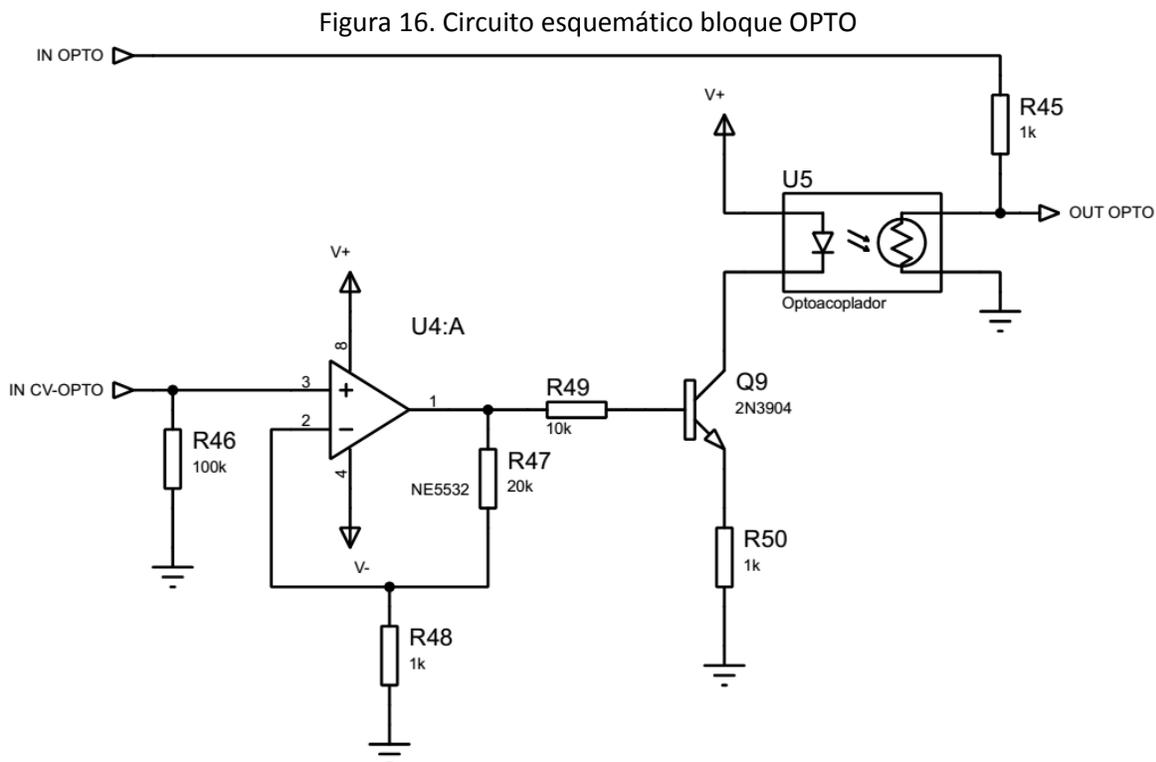
está compuesta por U3:B, R39, R40 y R41; fundamentada en el diseño de procesamiento de audio de pequeña señal con el propósito de que el ruido introducido sea mínimo.

El núcleo de esta sección es el transistor de efecto de campo (Q8), el cual, dependiendo del voltaje en la compuerta, es decir si éste voltaje supera el voltaje de umbral, establecerá un camino a tierra para la señal de entrada a través del dren y fuente; o en otras palabras, el FET se encenderá. R36, R37, R38 y C12 permiten fijar la fuente del FET a un nivel DC por encima de tierra, para que de esta manera se pueda usar la señal de control de voltaje positiva con respecto a tierra, y así, evitar problemas de desplazamientos de nivel. Este nivel DC es aislado de la entrada y salida a través de C10.

Para reducir la distorsión a niveles razonables, la señal de control de voltaje se aplica en la compuerta del FET y se suma con una señal que consiste en la mitad del voltaje de dren a fuente por medio de R34 y R35. Este procedimiento de cancelación de distorsión deja las características de atenuación/control de voltaje casi inalteradas.

Opto:

El circuito esquemático del bloque Opto se muestra en la Figura 16. La resistencia del opto-acoplador U5 y R45 forman un divisor de voltaje que depende de la señal de control de voltaje que atraviesa el diodo de U5; el transistor Q9 se hace necesario para que la corriente atravesase dicho diodo.



En esta sección también se amplifica la señal de control de voltaje (IN CV-OPTO) fundamentado en lo descrito en la sección FET.

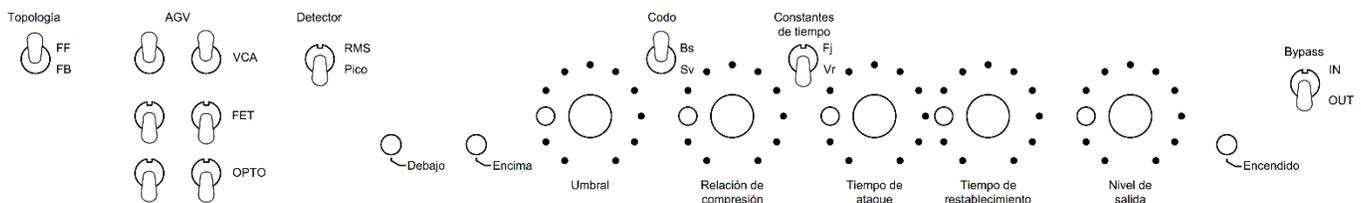
El opto-acoplador se compone de un diodo LED de luz blanca y 3 mm de diámetro y una foto-celda de 4.2 mm de ancho y rango de resistencia: 16 a 33 kΩ; acoplados por medio de un tubo termo-encogible de 6.35 mm de diámetro original.

MANIPULACIÓN

Entrada y salida de audio por medio de conectores Jack de ¼ en el panel trasero.

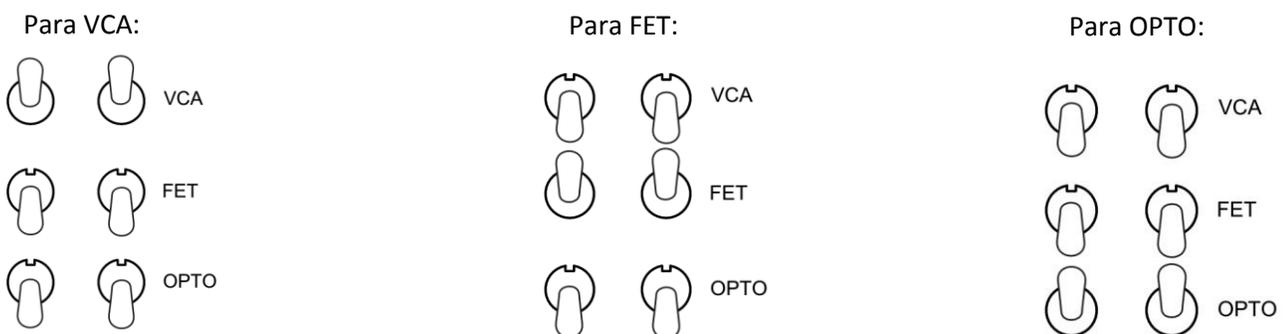
La fuente de suministro de voltaje a utilizar debe tener un voltaje de: +/-10 a +/-15. Y corriente mínima 500 mA.

Panel de control



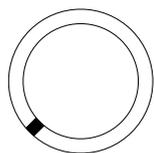
Topología: determina el origen de la señal de entrada al side-chain. Feedforward si se toma la señal de entrada del dispositivo como ingreso al side-chain. Feedbackward: si se toma la señal de salida del dispositivo como ingreso al side-chain.

AGV: determina el elemento controlador de ganancia; es decir, el tipo de circuito encargado de ejecutar la reducción de ganancia. Los interruptores se deben utilizar de la siguiente manera:

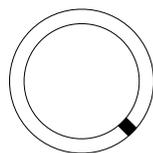


Detector: determina el tipo de detección de nivel a implementar. RMS para proporcionar una representación de la señal basada en la media cuadrática de la misma. Pico para proporcionar una representación de la señal basada en los niveles picos de la misma.

Umbral: ajusta el nivel por encima del cual iniciará la compresión. El umbral es mínimo cuando la perilla está en la posición extrema en sentido contrario a las manecillas del reloj, y es máximo cuando la perilla está en la posición extrema en el sentido de las manecillas del reloj.



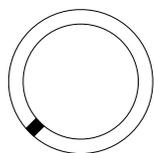
Mínimo



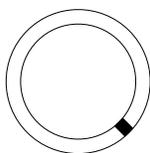
Máximo

Codo de curva: determina la forma de transición entre los estados de compresión inactiva y activa. Brusco para una transición abrupta. Suave para una transición paulatina.

Relación de compresión: ajusta el valor de la relación de compresión. La relación de compresión es mínima cuando la perilla está en la posición extrema en sentido contrario a las manecillas del reloj, y es máxima cuando la perilla está en la posición extrema en el sentido de las manecillas del reloj.



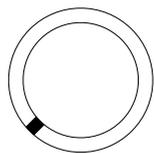
Mínimo



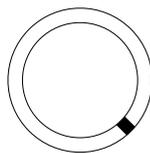
Máximo

Constantes de tiempo: determina el modo de las constantes de tiempo. Fijas para tiempos de ataque y de restablecimiento establecidos por el dispositivo. Variables para tiempos de ataque y de restablecimiento ajustables por el usuario.

Tiempo de ataque: ajusta el tiempo que tarda el dispositivo en responder a la señal de entrada y empieza la reducción de ganancia cuando dicha señal se eleve por encima del nivel de umbral. El tiempo de ataque es el más corto cuando la perilla está en la posición extrema en sentido contrario a las manecillas del reloj, y es el más largo cuando la perilla está en la posición extrema en el sentido de las manecillas del reloj.



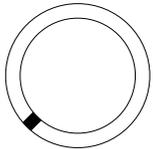
Mínimo



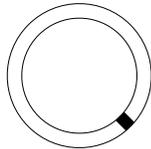
Máximo



Tiempo de restablecimiento: ajusta el tiempo que tarda el dispositivo en retornar a su estado inicial (previo a la reducción de ganancia), luego de que la señal descienda por debajo del nivel de umbral. El tiempo de restablecimiento es el más corto cuando la perilla está en la posición extrema en sentido contrario a las manecillas del reloj, y es el más largo cuando la perilla está en la posición extrema en el sentido de las manecillas del reloj.

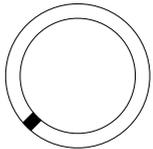


Mínimo

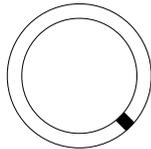


Máximo

Nivel de salida: ajusta el nivel de salida únicamente cuando se utiliza AGV tipo VCA.



Máximo



Mínimo

Bypass: permite suprimir la operación del compresor. IN selecciona la señal original. OUT selecciona la señal procesada por el compresor.

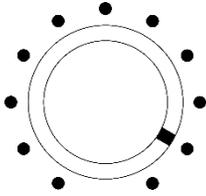
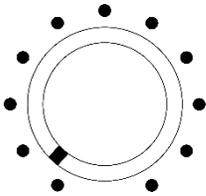
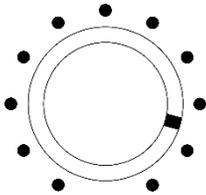
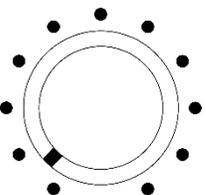
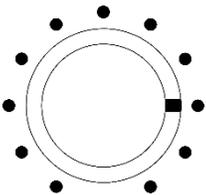
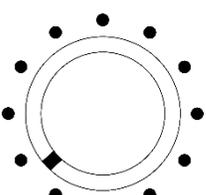
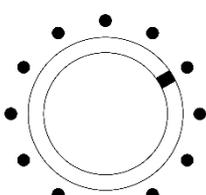
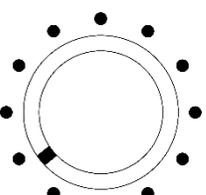
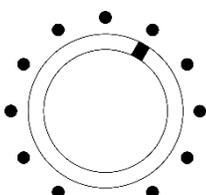
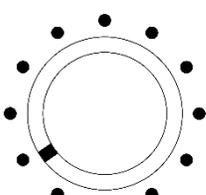
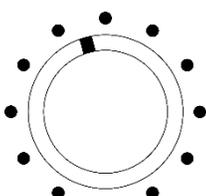


VCA RMS FF

UMBRAL			RELACIÓN DE COMPRESIÓN		
Posición Perilla	Porcentaje Posición	Nivel	Posición Perilla	Porcentaje Posición	RC
	90%	2,78dBu		8%	2:1
	85%	-0,80dBu		9%	4:1
	80%	-4,13dBu		10%	8:1
	70%	-11,11dBu		11%	12:1
	60%	-18,93dBu		12%	20:1
	45%	-23,89dBu			

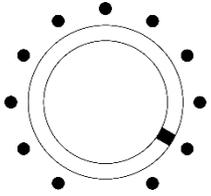
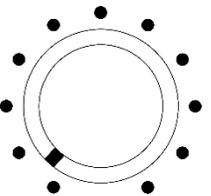
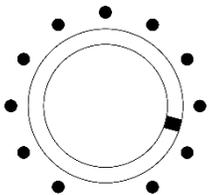
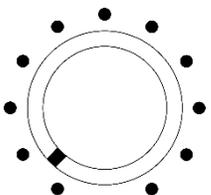
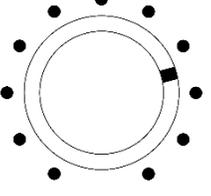
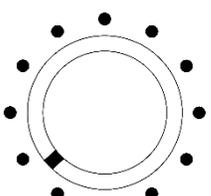
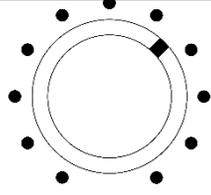
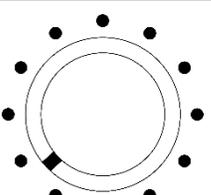
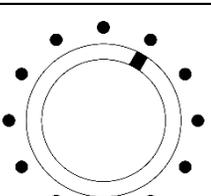
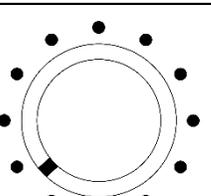


VCA RMS FB

UMBRAL			RELACIÓN DE COMPRESIÓN		
Posición Perilla	Porcentaje Posición	Nivel	Posición Perilla	Porcentaje Posición	RC
	90%	2,78dBu		4%	2:1
	85%	-0,80dBu		5%	4:1
	80%	-4,13dBu		7%	8:1
	70%	-11,11dBu		8%	12:1
	60%	-18,93dBu		9%	20:1
	45%	-23,89dBu			



VCA Pico FF

UMBRAL			RELACIÓN DE COMPRESIÓN		
Posición Perilla	Porcentaje Posición	Nivel	Posición Perilla	Porcentaje Posición	RC
	90%	-0,80dBu		4%	2:1
	85%	-4,13dBu		5%	4:1
	75%	-11,11dBu		6%	8:1
	65%	-18,93dBu		6.5%	12:1
	60%	-23,89dBu		7%	20:1



VCA Pico FB

UMBRAL			RELACIÓN DE COMPRESIÓN		
Posición Perilla	Porcentaje Posición	Nivel	Posición Perilla	Porcentaje Posición	RC
	90%	-0,80dBu		0.5%	2:1
	85%	-4,13dBu		1%	4:1
	75%	-11,11dBu		5%	8:1
	65%	-18,93dBu		6%	12:1
	60%	-23,89dBu		7%	20:1



FET RMS FF

UMBRAL			RELACIÓN DE COMPRESIÓN		
Posición Perilla	Porcentaje Posición	Nivel	Posición Perilla	Porcentaje Posición	RC
	88%	-15,59dBu		86%	2:1
	87%	-19,14dBu		88.5%	4:1
	85%	-23,83dBu		90%	8:1
	80%	-34,19dBu		91%	12:1
				92%	20:1



FET RMS FB

UMBRAL			RELACIÓN DE COMPRESIÓN		
Posición Perilla	Porcentaje Posición	Nivel	Posición Perilla	Porcentaje Posición	RC
	60%	-17,81dBu		10.5%	2:1
	50%	-20,13dBu		12%	4:1
	40%	-21,95dBu		45%	8:1
	30%	-23,77dBu		80%	12:1
	20%	-25,53dBu		92%	20:1
	10%	-27,17dBu			
	0%	-27,79dBu			



FET Pico FF

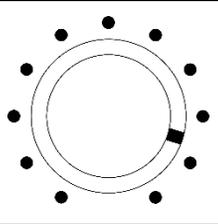
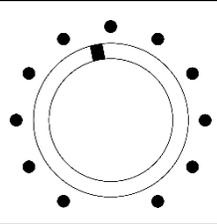
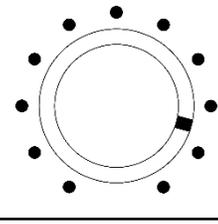
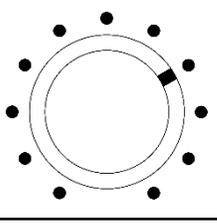
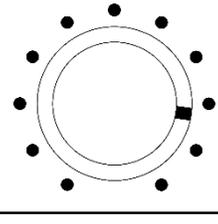
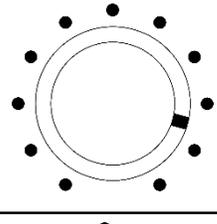
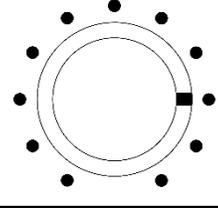
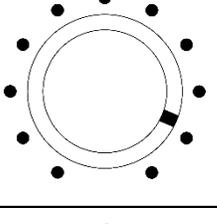
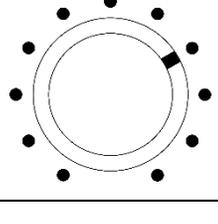
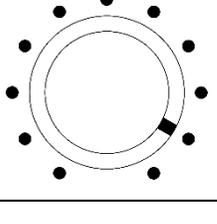
UMBRAL			RELACIÓN DE COMPRESIÓN		
Posición Perilla	Porcentaje Posición	Nivel	Posición Perilla	Porcentaje Posición	RC
	90%	-17,39dBu		90%	2:1
	89.5%	-27,28dBu		92.5%	4:1
				94%	8:1
				98%	12:1
				100%	20:1



FET Pico FB

UMBRAL			RELACIÓN DE COMPRESIÓN		
Posición Perilla	Porcentaje Posición		Posición Perilla	Porcentaje Posición	RC
	65%	-17,33dBu		8%	2:1
	60%	-18,58dBu		9%	4:1
	55%	-21,91dBu		11%	8:1
	50%	-22,98dBu		50%	12:1
	40%	-24,47dBu		60%	20:1
	30%	-26,39dBu			
	20%	-27,73dBu			
	10%	-29,65dBu			

Opto RMS FF

UMBRAL			RELACIÓN DE COMPRESIÓN		
Posición Perilla	Porcentaje Posición	Nivel	Posición Perilla	Porcentaje Posición	RC
	86%	0,27dBu		47%	2:1
	85%	-1,36dBu		70%	4:1
	82%	-2,31dBu		85%	8:1
	80%	-7,32dBu		88%	12:1
	70%	-29,20dBu		90%	20:1



Opto RMS FB

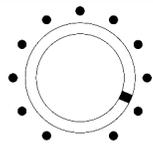
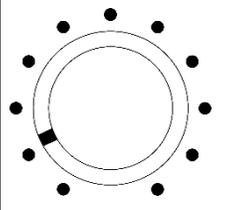
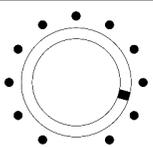
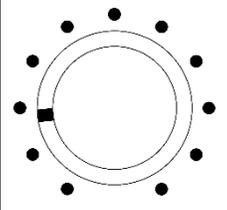
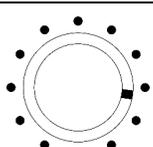
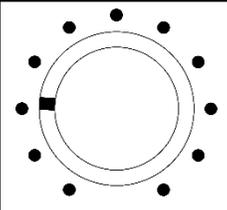
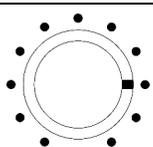
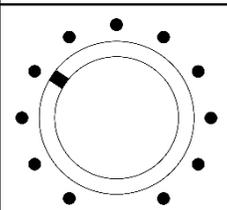
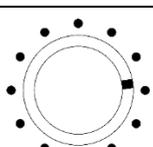
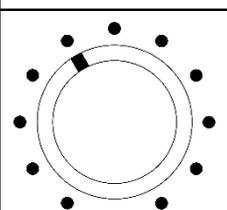
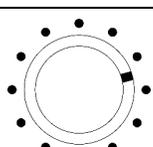
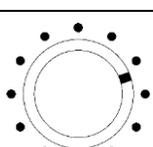
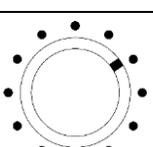
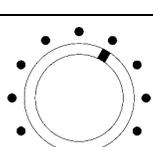
UMBRAL			RELACIÓN DE COMPRESIÓN		
Posición Perilla	Porcentaje Posición	Nivel	Posición Perilla	Porcentaje Posición	RC
	80%	-0,05dBu		17%	2:1
	79%	-1,36dBu		26%	4:1
	78%	-2,38dBu		32%	8:1
	76%	-3,39dBu		41%	12:1
	75%	-4,46dBu		47%	20:1
	70%	-6,46dBu			
	60%	-8,67dBu			
	50%	-9,09dBu			



Opto Pico FF

UMBRAL			RELACIÓN DE COMPRESIÓN		
Posición Perilla	Porcentaje Posición	Nivel	Posición Perilla	Porcentaje Posición	RC
	90%	0,27dBu		42%	2:1
	89%	-0,29dBu		60%	4:1
	88%	-2,13dBu		87%	8:1
	87%	-4,63dBu		90%	12:1
	86%	-5,88dBu		100%	20:1
	85%	-6,87dBu			
	83%	-8,80dBu			

Opto Pico FB

UMBRAL			RELACIÓN DE COMPRESIÓN		
Posición Perilla	Porcentaje Posición	Nivel	Posición Perilla	Porcentaje Posición	RC
	88%	0,71dBu		12%	2:1
	85%	-0,81dBu		18%	4:1
	82%	-1,91dBu		21%	8:1
	80%	-3,33dBu		31%	12:1
	78%	-5,59dBu		40%	20:1
	75%	-7,10dBu			
	73%	-8,03dBu			
	69%	-8,82dBu			
	60%	-9,09dBu			

ESPECIFICACIONES TÉCNICAS

	VCA	FF		FB	
		RMS	Pico	RMS	Pico
Entrada	Impedancia (no balanceado) Máximo Nivel (no balanceado, $\leq 1\%$ THD)	10.5k Ω		20.5k Ω	
		20.3dBu		20.2dBu	
Salida	Impedancia (no balanceado) Máximo Nivel (no balanceado, $\leq 1\%$ THD)	43.8 Ω		43.3 Ω	
		21.6dBu		21.6dBu	
Desempeño del sistema	Respuesta en frecuencia Relación Señal/Ruido (@ +4dBu, no ponderado, 6.3Hz - 21.4KHz) Rango Dinámico (20Hz - 20kHz) THD+N (@ +4dBu, 20Hz - 20kHz) SMPTTE IMD (@ +4dBu)	20Hz - 20kHz, +/-0.1dB	20Hz - 20kHz, +/-0.1dB	20Hz - 20kHz, +/-0.2dB	20Hz - 20kHz, +/-0.1dB
		64.5dB	Umbrales 89%, RC 9%, Salida 30%	69.5dB	Umbrales 89%, RC 9%, Salida 30%
		83.1dB		91.1dB	
		<7.71%		<1.45%	
		<21.46%		<1.62%	
					68.1dB 89.7dB <0.28% <0.67%

	FET	FF		FB	
		RMS	Pico	RMS	Pico
Entrada	Impedancia (no balanceado) Máximo Nivel (no balanceado, $\leq 1\%$ THD)	12.1k Ω		21.8k Ω	
		21.6dBu		21.6dBu	
Salida	Impedancia (no balanceado) Máximo Nivel (no balanceado, $\leq 1\%$ THD)	3.9k Ω		3.5k Ω	
		3.3dBu		2.4dBu	
Desempeño del sistema	Respuesta en frecuencia Relación Señal/Ruido (@ +4dBu, no ponderado, 6.3Hz - 21.4KHz) Rango Dinámico (20Hz - 20kHz) THD+N (@ +4dBu, 20Hz - 20kHz) SMPTTE IMD (@ +4dBu)	20Hz - 20kHz, +/-0.4dB	20Hz - 20kHz, +/-4dB	20Hz - 20kHz, +/-0.4dB	20Hz - 20kHz, +/-0.6dB
		63.8dB	Umbrales 84%, RC 10%	66.5dB	Umbrales 60%, RC 10%
		64dB		67dB	
		<1.82%		<0.53%	
		<13.77%		<4.93%	
					45.7dB 46dB <1.42% <2.46%

	Opto	FF		FB	
		RMS	Pico	RMS	Pico
Entrada	Impedancia (no balanceado) Máximo Nivel (no balanceado, $\leq 1\%$ THD)	4k Ω		3.5k Ω	
		22.6dBu		22.7dBu	
Salida	Impedancia (no balanceado) Máximo Nivel (no balanceado, $\leq 1\%$ THD)	910 Ω		880 Ω	
		21.6dBu		21.4dBu	
Desempeño del sistema	Respuesta en frecuencia Relación Señal/Ruido (@ +4dBu, no ponderado, 6.3Hz - 21.4KHz) Rango Dinámico (20Hz - 20kHz) THD+N (@ +4dBu, 20Hz - 20kHz) SMPTTE IMD (@ +4dBu)	20Hz - 20kHz, +/-3dB	20Hz - 20kHz, +/-0.1dB	20Hz - 20kHz, +/-1.5dB	20Hz - 20kHz, +/-1.5dB
		72.3dB	Umbrales 80%, RC 20%	76.4dB	Umbrales 80%, RC 20%
		90.9dB		94.8dB	
		<0.54%		<0.22%	
		<8.05%		<4.12%	
					73.3dB 91.7dB <0.41% <0.73%