



FACULTAD DE INGENIERÍA Y CIENCIAS AGROPECUARIAS

DISEÑO Y FABRICACIÓN DE PEDAL DE DISTORSIÓN MULTIBANDA

Trabajo de Titulación presentado en conformidad con los requisitos establecidos
para optar por el título de Ingeniero de Sonido y Acústica

Profesor Guía

MSc. Héctor Ferrández Motos

Autor

Guillermo Alejandro Serrano Mera

Año

2016

DECLARACIÓN DEL PROFESOR GUÍA

“Declaro haber dirigido este trabajo a través de reuniones periódicas con el estudiante, orientando sus conocimientos y competencias para un eficiente desarrollo del tema escogido y dando cumplimiento a todas las disposiciones vigentes que regulan los Trabajos de Titulación.”

Héctor Ferrández Motos
MSc. Postproducción Digital de Audio y Video
C.I. 569477

DECLARACIÓN DE AUTORÍA DEL ESTUDIANTE

“Declaro que este trabajo es original, de mi autoría, que se han citado las fuentes correspondientes y que en su ejecución se respetaron las disposiciones legales que protegen los derechos de autor vigentes.”

Guillermo Alejandro Serrano Mera
C.I. 171269209-2

AGRADECIMIENTOS

A los seres que me dieron la vida corporal y que con tanto sacrificio la han resguardado, a los que han alimentado mi vida emocional, los que han liberado mi existencia mental y los que se han dejado contagiar por mi ser creativo.

DEDICATORIA

A Albin Caicedo, por enseñarme que la música debe ser una expresión de la pasión. A mi padre y abuelo que me enseñaron que no existe ni existirá sentimiento humano incapaz de ser reflejado en una guitarra. A mi madre, por su paciencia y respeto a mis sueños. A mi hermano por darme el mejor regalo, una sobrina. A todos los hombres y mujeres que creen en la magia. A todas las almas tristes que se burlan y desprecian el oficio del artista. Al amor silencioso y constante de mis abuelas. A la presencia física y espiritual de Renata.

RESUMEN

Esta investigación se fundamenta en crear un procesador de efectos multibanda coherente con la fisiología del aparato auditivo y en este caso con las características tonales de la guitarra eléctrica.

A través de un método deductivo aplicado, se seleccionaron parámetros psicoacústicos y circuitos de pedales de distorsión históricos, que en conjunto con un estudio de las características acústicas y electroacústicas de la guitarra eléctrica, justificaron el diseño de un pedal de distorsión multibanda. Para delimitar y diseñar las capacidades sonoras de la distorsión, se ocupó un método inductivo en la elección de tres guitarristas y cuatro producciones discográficas de base. A modo de prueba y error se montó y corrigió el circuito para finalmente someterse a la evaluación de 10 guitarristas de diversos estilos y capacidades.

Resultó de especial interés el que los pedales históricos elegidos fueron los mismos que han empleado los guitarristas de las producciones discográficas base. El procesamiento multibanda cumplió con los requerimientos psicoacústicos y técnicos definidos. El pedal amplió su versatilidad a por lo menos cinco estilos musicales hasta con 15 configuraciones distintas. Esto prueba que es factible diseñar dispositivos a precio competitivo que concilien optimizaciones técnicas y estéticas. Los criterios comprobados en esta investigación han renovado las técnicas existentes de grabación y mezcla de guitarra eléctrica.

ABSTRACT

The actual study put its bases in the development of a stomp box compatible with the physiology of the auditory system and in this particular case with the tonal characteristics of the electric guitar.

Through an applicative and deductive method, specific psychoacoustic parameters were chosen, plus the electric diagrams of renown distortion pedals and a study of the principle acoustic and electroacoustic characteristics of the electric guitar, made it possible to design a multiband distortion pedal. Occupying an inductive process, three popular virtuoso guitarists and four emblematic albums were chosen for the development of the sonic characteristics of the pedal. Subsequently a methodology of trial and error was held in the construction of the circuit. Finally, 10 guitarists, different in style and skill, tested the stomp box prototype.

It was interesting to discover that all the based on stomp boxes were also part of the rigs of the renowned guitarists. The multiband process of the signal matched successfully with the predefined psychoacoustic and technical parameters. The prototype expanded its applications for at least four musical genres and presents a range of 15 different tonal configurations. It is being proved that the development of price competitive stomp boxes, which provide a coexistent between technical and aesthetical improvements, is totally possible. In addition, the achieved criterion of multiband processing has improved the known to date recording and mixing technics for the electric guitar.

ÍNDICE

| | |
|--|----|
| INTRODUCCIÓN | 1 |
| Aclaración de terminología y empleada en el escrito | 1 |
| Antecedentes | 1 |
| Alcance | 3 |
| Justificación..... | 4 |
| Objetivo general | 4 |
| Objetivos específicos..... | 4 |
| Hipótesis | 5 |
| 1. FUNDAMENTO CONCEPTUAL Y TEÓRICO | 6 |
| 1.1 Parámetros psicoacústicos de interés | 6 |
| 1.1.1 Enmascaramiento..... | 6 |
| 1.1.1.1 Enmascaramiento en función del tiempo..... | 7 |
| 1.1.1.2 Enmascaramiento en función de la frecuencia..... | 8 |
| 1.1.2 Umbral absoluto de la audición | 10 |
| 1.1.3 Sonoridad | 12 |
| 1.1.4 Resolución de armónicos y parciales | 14 |
| 1.2 Respuesta de frecuencia y linealidad de señales de audio . | 15 |
| 1.3 Materiales de electrónica para el audio | 16 |
| 1.3.1 Resistencia..... | 16 |
| 1.3.1.1 Potenciómetro | 17 |
| 1.3.2 Capacitores | 20 |
| 1.3.3 Diodos | 21 |
| 1.3.4 Inductores..... | 21 |
| 1.3.4.1 Transformador..... | 22 |
| 1.3.5 Válvulas al vacío..... | 22 |
| 1.3.6 Transistor..... | 22 |
| 1.3.7 Filtros..... | 23 |
| 1.3.8 Integrados..... | 23 |

| | | |
|---------|---|----|
| 1.3.8.1 | Amplificador operacional | 23 |
| 1.3.8.2 | Amplificador de transconductancia variable (OTA) | 28 |
| 1.4 | Conceptos matemáticos de electrónica para el audio..... | 28 |
| 1.4.1 | Ley de Ohm | 28 |
| 1.4.2 | Ley de Kirchhoff..... | 28 |
| 1.4.3 | Ley de Faraday..... | 29 |
| 1.4.4 | Circuitos RC..... | 29 |
| 1.4.5 | Voltaje de salida en divisores de voltaje | 30 |
| 1.4.6 | Filtraje de frecuencia en arreglos RC y RL | 30 |
| 1.4.6.1 | Filtros activos | 32 |
| 1.4.6.2 | Optimización de filtros pasa bajos.-..... | 32 |
| 1.4.6.3 | Factor Q | 34 |
| 1.4.6.4 | Arquitectura Sallen-Key..... | 34 |
| 1.4.6.5 | Arquitectura <i>Multi feedback</i> (MFB) | 35 |
| 1.4.7 | Rectificadores..... | 35 |
| 1.4.8 | Convertidores RMS DC | 37 |
| 1.4.9 | Comparadores..... | 38 |
| 1.5 | La adaptación de impedancia eléctrica en el audio | 38 |
| 1.6 | Características del procesamiento de audio multibanda..... | 40 |
| 1.7 | Procesadores de ecualización paramétrica | 41 |
| 1.8 | Procesadores dinámicos | 41 |
| 1.8.1 | Compresores | 41 |
| 1.9 | La distorsión de señales de audio | 47 |
| 1.9.1 | Tipos comunes de saturación generada en equipos | 47 |
| 1.9.2 | Distorsión Armónica..... | 48 |
| 1.9.3 | Distorsión por intermodulación | 49 |
| 1.10 | Distorsión de válvulas vs. Distorsión de transistores | 50 |
| 1.11 | Recorte de diodos | 50 |
| 1.11.1 | Recorte simétrico | 51 |
| 1.12 | Pedales de saturación..... | 52 |
| 1.12.1 | <i>Boost</i> | 52 |

| | | |
|----------|--|----|
| 1.12.2 | <i>Overdrive</i> | 53 |
| 1.12.3 | Distorsión | 53 |
| 1.12.4 | <i>Fuzz</i> | 54 |
| 1.13 | Ondas de prueba para dispositivos de audio..... | 54 |
| 1.13.1 | Onda senoidal | 54 |
| 1.13.2 | Onda cuadrada..... | 55 |
| 1.13.3 | Ruido Blanco | 55 |
| 1.13.4 | Ruido Rosa..... | 55 |
| 1.14 | Guitarra eléctrica y transductores asociados | 55 |
| 1.14.1 | Guitarra eléctrica | 55 |
| 1.14.1.1 | Cuerpo..... | 55 |
| 1.14.1.2 | Cuerdas..... | 56 |
| 1.14.1.3 | Pastilla..... | 57 |
| 1.14.1.4 | Vitela | 61 |
| 1.14.2 | Micrófono..... | 62 |
| 1.14.3 | Parlante | 62 |
| 2. | CONCEPCIÓN DEL PEDAL MULTIBANDA | 64 |
| 2.1 | Firmas sónicas para emulación parcial..... | 64 |
| 2.1.1 | Rory Gallagher..... | 65 |
| 2.1.2 | Johnny Winter..... | 65 |
| 2.1.3 | Joe Perry | 66 |
| 2.1.4 | Producciones discográficas adicionales | 67 |
| 2.1.4.1 | <i>Low-end</i> : Vulgar Display of Power | 67 |
| 2.1.4.2 | Tono <i>clean boost</i> : Sueño Estéreo | 68 |
| 2.1.4.3 | <i>High-end</i> : Division Bell | 68 |
| 2.1.4.4 | Inteligibilidad de ejecución con distorsión: Endgame | 69 |
| 2.2 | Diagramas base de procesadores de efecto | 69 |
| 2.2.1 | Pro Co RAT | 70 |
| 2.2.2 | BOSS OD-1 y SD-1 | 71 |
| 2.2.3 | The Dallas Rangemaster Treble Booster..... | 74 |
| 2.2.4 | Klon Centaur..... | 75 |

| | | |
|--------|---|-----|
| 2.2.5 | MXR micro amp m-133..... | 78 |
| 2.2.6 | MXR dyna comp | 80 |
| 2.3 | Combinación de firmas sónicas..... | 81 |
| 2.3.1 | Fusión 1:..... | 82 |
| 2.3.2 | Fusión 2..... | 84 |
| 3. | DESARROLLO DEL PEDAL MULTIBANDA | 86 |
| 3.1 | Diseño electrónico y definición de valores matemáticos..... | 94 |
| 3.1.1 | Entrada..... | 94 |
| 3.1.2 | <i>Boost</i> | 95 |
| 3.1.3 | <i>Buffer IN</i> | 96 |
| 3.1.4 | <i>Crossover</i> | 97 |
| 3.1.5 | Controlador de tono..... | 101 |
| 3.1.6 | <i>Overdrive</i> | 102 |
| 3.1.7 | Compresor..... | 103 |
| 3.1.8 | Salida..... | 103 |
| 3.1.9 | Bypass..... | 104 |
| 3.1.10 | Fuente..... | 105 |
| 3.2 | Simulaciones en software PCB | 105 |
| 3.2.1 | Fuente de poder | 107 |
| 3.2.2 | Entrada..... | 107 |
| 3.2.3 | <i>Boost</i> | 108 |
| 3.2.4 | <i>Bass Boost</i> | 109 |
| 3.2.5 | <i>MID cut boost</i> | 111 |
| 3.2.6 | Compresor <i>HIGH</i> | 113 |
| 3.3 | Montaje en <i>protoboard</i> | 114 |
| 3.3.1 | Correcciones a diseño previo montaje..... | 114 |
| 3.3.2 | Conexionado..... | 116 |
| 3.4 | Diseño y montaje de dispositivo en placa..... | 118 |
| 3.5 | Diseño de cajetín..... | 126 |
| 4. | EVALUACIONES TÉCNICAS Y ESTÉTICAS | 130 |
| 4.1 | Evaluación de protoboard con guitarra eléctrica..... | 130 |

| | | |
|---------|---|-----|
| 4.1.1 | Etapa A..... | 130 |
| 4.1.2 | Etapa B..... | 131 |
| 4.1.2.1 | Entrada..... | 132 |
| 4.1.2.2 | Bajos | 133 |
| 4.1.2.3 | Medios..... | 133 |
| 4.1.2.4 | Agudos | 134 |
| 4.1.2.5 | Salida | 134 |
| 4.1.3 | Etapa C..... | 135 |
| 4.1.4 | Etapa D..... | 136 |
| 4.1.5 | Etapa E..... | 137 |
| 4.1.6 | Etapa F..... | 137 |
| 4.2 | Evaluación de protoboard en sesión multipista.- | 138 |
| 4.3 | Evaluación del dispositivo en placa | 142 |
| 4.3.1 | Tonos y ruido | 145 |
| 4.3.2 | Prueba estética 1 | 152 |
| 4.3.3 | Prueba estética 2..... | 154 |
| 4.3.4 | Prueba estética 3..... | 156 |
| 4.3.5 | Prueba estética 4..... | 157 |
| 4.3.6 | Prueba estética 5..... | 159 |
| 4.3.7 | Prueba estética 6..... | 161 |
| 4.4 | Análisis de resultados..... | 162 |
| 4.4.1 | Diseño | 162 |
| 4.4.2 | Pruebas técnicas y estéticas | 163 |
| 5. | ANÁLISIS DE COSTOS | 164 |
| 5.1 | Inversión..... | 164 |
| 5.2 | Precio de venta al público | 165 |
| 6. | POTENCIALIDAD COMERCIAL DEL PRODUCTO | 167 |
| 6.1 | Investigación electroacústica..... | 167 |
| 6.2 | Ingeniería de mezcla | 167 |
| 6.3 | Oportunidad de negocio | 167 |

| | |
|---|-----|
| 7. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES | 169 |
| 7.1 Conclusiones..... | 169 |
| 7.2 Recomendaciones..... | 170 |
| REFERENCIAS..... | 172 |
| ANEXOS | 202 |

INTRODUCCIÓN

Aclaración de terminología empleada en el escrito

- Estímulo o estímulo auditivo: se empleará como sinónimo para sonido.
- Encubridor: refiere a sonido que enmascara.
- Intensidad: hará referencia a sonoridad (loudness), no confundir con intensidad acústica a menos que sea especificado.
- Nivel/NPS: referirá a niveles de presión sonora.
- Op-amp: diminutivo anglosajón para amplificador operacional.
- Pot: hace referencia a potenciómetro.
- Saturación: hará referencia a distorsión de onda de cualquier tipo.
- Señal: dependiendo del contexto, hará referencia a señal de audio o a sonido.
- Transiente: refiere al término en inglés *transient*.
- VC: Voltaje de control.
- HPF: filtro pasa altos
- LPF: filtro pasa bajos
- BPF: filtro pasa banda

Antecedentes

Autenticidad e individualidad. Estos son los rasgos a los que un músico ambicioso aspira. Cuando estas cualidades son reconocidas en otros, se imponen tendencias y más tarde se establecen modas. Todos poseen la habilidad de ser únicos, pues dos personalidades nunca serán totalmente idénticas (Steve Vai, 1989). Siguiendo este principio, el ingeniero de sonido buscar la raíz de una tendencia estética sonora, la replica y redefine los límites técnicos y estéticos de este nuevo sonido. Las condiciones tecnológicas de la actualidad han permitido a músicos de todo el mundo, tener acceso a herramientas que satisfagan su búsqueda de diferenciación sónica. Entre la gama de aparatos disponibles, se encuentran los procesadores de efectos. Estos dispositivos manipulan alguna o todas las propiedades de una onda (frecuencia, fase, amplitud) y otorgan a los usuarios, mayores posibilidades sonoras, frente a las que sus instrumentos pueden ofrecer. Entre los

procesadores más apetecibles, se encuentran los dispositivos de procesamiento no lineal. Estas herramientas dependientes de la amplitud de la señal de entrada, enriquecen la cantidad de armónicos de la onda y se los conoce como: *boosters*, distorsiones, *overdrives*, y *fuzzes*. Cada uno, de los anteriores procesadores, satura de forma particular la señal de entrada. El carácter tímbrico que brindan efectos de este tipo, es lo que los ha convertido en dispositivos muy populares, principalmente para guitarristas. La distorsión ha definido la personalidad de la guitarra eléctrica y en su momento, le brindó el protagonismo necesario, para engendrar un estilo musical, el rock n' roll y su evolución a través del tiempo. Así puede ser apreciado en documentales como: *The Joy of the Guitar Riff* de la BBC.

Las primeras distorsiones se obtuvieron por accidente, a consecuencia del malfuncionamiento de las válvulas de los amplificadores y de otros elementos de las cadenas electroacústicas. La distorsión de onda provocada por la saturación de las válvulas fue sin embargo, la que se ganó una especial atención, debido a la riqueza tímbrica que ofrece en frecuencias medias y bajas. “Esta nueva firma sonora asemejaba el espectro de frecuencia de la guitarra eléctrica al espectro de la trompeta con sordina. Y, ha sido mantenida como un estándar durante décadas” (Ross, 1998, pp.37). La mayoría de los subsecuentes dispositivos de saturación, en base a transistores, o de software, han sido fabricados para emular a los de válvula.

A través de los años, se ha demostrado que el empleo de una distorsión, debe acompañarse de una correcta técnica de digitación y control de amplitud, con el fin de no sobrecargar el resto de dispositivos de la cadena electroacústica y convertir la ejecución musical en ruido o en una señal desprovista de rango dinámico e inteligibilidad, desligada de la intención musical del intérprete. Por dicha razón, junto a la distorsión, ha crecido una gama de técnicas y dispositivos que han corroborado a mantener la esteticidad de la distorsión sin comprometer de forma negativa el audio.

Una de las últimas innovaciones en dispositivos de saturación, ha sido el primer procesador de distorsión multibanda. Su lanzamiento se realizó en el año 2013

por parte de la compañía estadounidense, *Brimstone* con el modelo *Crossover distortion XD-2*. Entre los guitarristas de gama profesional que han adquirido este pedal se encuentra Eenor Wildeboar, quien por cierto, ha manifestado críticas positivas y sobresalientes de este pedal. Así fue descrito en la publicación del 16 de abril del 2013 para *premierguitar.com*. No obstante los esfuerzos por otorgar saturaciones con mayor acceso de control son una tendencia en progreso en pedales como el, *KLON Centaur*, *Pigtronix polysaturator*, *Seymour Duncan 805* y *Pickup Booster SFX-01*, el *Metal Zone MT-2* de *Boss*, *Moller* de *T-Rex*, *EP booster*, *SP booster*, *BB plus* de *Xotic*, *Jemini* de *Ibanez* y el *EHX Crayon* lanzado a mediados de noviembre del 2015.

Alcance

Este proyecto de investigación estará dirigido al campo laboral de la producción musical, como evaluador y consumidor. El segundo grupo de enfoque serán docentes relacionados a la enseñanza musical e ingeniería de sonido que, a través de sus alumnos, corroboren el desarrollo de trabajos de investigación derivados del presente proyecto de tesis.

Se partirá de un método deductivo y aplicativo donde se establecerán parámetros psicoacústicos concernientes a la percepción auditiva de la saturación de señal, entre los cuales se encuentran: “Respuesta de frecuencia, percepción de diferencia de rango dinámico, detección de bandas críticas, frecuencias de resonancia, contraposición de sonoridad y ancho de banda de frecuencias, contraposición de entonación y frecuencia, contraposición de timbre y espectro sonoro” (Ballou, 1988 pp.28-34). Simultáneamente se seleccionarán circuitos electrónicos, de los cuales se diseñará el circuito de prototipo, mismo que, será evaluado matemáticamente y simulado en computador. En tercer lugar se procederá a montar el diseño en *protoboard*. Más adelante, el prototipo entrará a una etapa de evaluación técnica y se realizarán pruebas eléctricas con tonos puros y ruido. Adicionalmente se emplearán métodos de prueba de distorsión: armónica total, *high-order*, *low-order*. Se realizarán análisis de respuesta de frecuencia del equipo, frecuencia de resonancia, calidad de conexión a tierra, registro de inducciones y

comprobación de fase entre la señal entrante con respecto a la señal de salida del equipo. Luego, se probará el pedal en una matriz de evaluación conformada por distintas guitarras eléctricas, amplificadores y estilos de ejecución. Finalmente se evaluará el desempeño del equipo en una sesión multipista. Cerrándose así, el ciclo de trabajo en laboratorio. Subsecuentemente se montaría el dispositivo en placa y se realizará la evaluación final en un grupo focal y una encuesta, en la cual se contemplan indicadores de estadística descriptiva para evaluar la calidad técnica y tímbrica del pedal.

Todo el proyecto estará financiado con una base de 3000 USD que sustentará adquisición de materiales, alquiler de equipos de medición, transporte y adquisición de bibliografía.

Justificación

Este procesador de efectos otorgará a músicos, productores e ingenieros de sonido una nueva herramienta de control tonal y dinámico para la guitarra eléctrica, así como el control de parámetros de la distorsión que no están disponibles en la mayoría de pedales que ofrece el mercado. Emplear este dispositivo, podría reducir al guitarrista la necesidad de adquirir procesadores adicionales para controlar el tono y saturación deseada según su estilo de ejecución musical.

Los beneficiarios directos de este producto serán músicos y aficionados del mercado ecuatoriano, que con un solo dispositivo podrán experimentar y perfeccionar su firma sónica.

Objetivo general

Fabricar un pedal de distorsión multibanda para guitarra eléctrica en base a parámetros psicoacústicos, capaz de brindar nuevas posibilidades de manipulación de la saturación de señal en el rock.

Objetivos específicos

- Distinguir qué parámetros psicoacústicos se emplearán para el diseño sonoro del dispositivo en la etapa de investigación.

- Analizar el diseño de circuitería y calidad tímbrica de pedales reconocidos a nivel mundial.
- Plantear soluciones al diseño del dispositivo que superen la disponibilidad de piezas electrónicas en el mercado local, en la etapa de montaje del dispositivo.
- Construir el prototipo del procesador en módulos de circuitería para un fácil acceso y comprensión de las conexiones.
- Experimentar con distintas configuraciones de los parámetros del equipo que satisfagan los requerimientos tímbricos del metal industrial.
- Evaluar la calidad auditiva del pedal, mediante indicadores estadísticos descriptivos aplicados a la configuración de sus parámetros y su impacto auditivo, en un grupo focal y una muestra de estudiantes.
- Valorar en las etapas de investigación y diseño, los parámetros adicionales que requeriría el pedal para cumplir su función de distorsión multibanda.

Hipótesis

Si se detectan los principales factores psicoacústicos concernientes a la saturación de señales en el espectro de frecuencias, y se diseña el pedal basando sus parámetros electrónicos en los factores anteriores asegurando una calidad técnica óptima para estos, entonces se podrá concebir un pedal de distorsión multibanda con calidad tímbrica apetecible para los profesionales inmersos en la producción musical.

1. FUNDAMENTO CONCEPTUAL Y TEÓRICO

1.1 Parámetros psicoacústicos de interés

Los parámetros enlistados a continuación, presentarán valores generales sobre expresiones subjetivas de la audición, por lo tanto no deben ser tomados en cuenta como normas, sino como referencias. Cabe recalcar que la definición de estos valores parte de pruebas en laboratorio con condiciones casi ideales, por lo tanto, se deja en claro que el comportamiento del oído frente a pruebas de tonos puros con respecto a estímulos musicales y de ambiente no es homogéneo.

1.1.1 Enmascaramiento

Determina la notoriedad auditiva que un sonido específico o de prueba (P) tiene con respecto a otro que lo solapa y al cual se le identifica como enmascarante (E). El estímulo E impone un umbral de percepción para P, por lo tanto el fenómeno de enmascaramiento no es lineal en frecuencia, amplitud ni duración. Por dicha razón se habla de enmascaramientos parciales y totales.

La adyacencia de ambas señales se verá marcada por: la banda crítica (BC) (revisar glosario banda crítica) más cercana de P con respecto a E. Esto quiere decir que si E se encuentra en la misma BC de P, el oído interpretará a ambos estímulos como uno solo y a medida que E se aleje de P en frecuencia y tiempo, se producirá un efecto peine.

En cuanto a la amplitud, el nivel de presión sonora tanto para estímulos de frecuencias cercanas o de mayor distancia en el espectro auditivo, impondrá un umbral a P, sobre el cual este podrá ser apenas o claramente perceptible. De aquí se infiere que a mayor sonoridad y composición espectral de E, el enmascaramiento será más pronunciado. Por dicha razón, “los pasajes musicales polifónicos poseen mayor inteligibilidad al ser ejecutados con intensidad fluctuante entre *piano* y *mezzoforte*, para los cuales la mayoría de instrumentos no posee una sonoridad rica”. (Meyer, 2009, pp.11)

A propósito de la duración de cada sonido y sus respectivas sonoridades; se sabe que estas poseen una relación proporcional.

Tomando en cuenta los anteriores enunciados, se nota que, los enmascaramientos acarrearán un análisis complejo de variables y condicionantes de frecuencia y de tiempo. A diferencia del oído humano, los equipos de audio no realizan dicho proceso, y conservan toda la información espectral de cada una de sus señales; de allí es que se sustenta la elaboración de algoritmos en el audio digital para la compresión de archivos.

1.1.1.1 Enmascaramiento en función del tiempo

Ocurre cuando por una diferencia temporal en milisegundos E cubre parcialmente o completamente a P. Se habla de pre enmascaramiento si, E, llega con una diferencia de entre 5ms a 20ms y un considerable nivel superior de presión sonora que P. Las características de nivel del ataque de P se verán afectadas y en E se producirá un solapamiento de duración y nivel. Esto se desprende de la condición del oído humano, el cual procesa de forma más lenta los sonidos de menor nivel. Pasados los 30ms, se perciben independientemente ambos estímulos, en concordancia con los estudios de Helmut Hass, no obstante se toma en cuenta la duración de ambos estímulos, especialmente el de E. Esto sucederá durante valores cercanos a los 100 milisegundos. A partir de que la envolvente de E se encuentre en el estado de relajamiento, de forma casi lineal el oído recuperará su sensibilidad hasta cumplirse los 200 ms. Este fenómeno sucede independientemente de la energía sonora que posea E y se conoce como post enmascaramiento.

Por lo tanto, para la comprensión del enmascaramiento temporal de sonidos complejos se debe tomar en cuenta las características de su envolvente, en especial los ataques. Cabe resaltar que estas diferencias temporales de solapamiento se relacionan al encubrimiento entre señales, no a la posibilidad de discernir sus diferencias espectrales, por lo cual no deben confundirse con los valores estipulados por el efecto de precedencia.

Actualmente se poseen registros de guitarristas que han alcanzado ejecuciones de entre 600bpm hasta de 1400 bpm. La música en general trabaja con composiciones desde 49bpm hasta 324bpm. La industria musical actual normalmente emplea entre 80 a 132 bpm para estilos como el pop, hip-hop y

electrónica, con el fin de que sean bailables. Sin embargo, son comunes composiciones de: rock, jazz, música clásica u otros estilos que rodean hasta los 450bpm.

Tabla 1. Equivalencia de bpm en tiempo y *tempo*

| Bpm-J= | ms | Marcación tempo |
|--------|------|--------------------|
| 49 | 1224 | <i>Largo</i> |
| 80 | 750 | <i>Andante</i> |
| 132 | 454 | <i>Allegro</i> |
| 324 | 185 | <i>Prestissimo</i> |
| 450 | 133 | |
| 600 | 100 | |
| 1400 | 43 | |

Del cuadro anterior se nota que ni la ejecución más veloz conocida se sumerge en el margen de los 30ms, por tanto existirá inteligibilidad, siempre y cuando cada nota tocada, no posea un extenso *sustain*, como se tiene en arpeggios sin *palm mute* o acordes abiertos.

1.1.1.2 Enmascaramiento en función de la frecuencia

Esta relación entre sonidos se analiza cuando ambos son percibidos al mismo tiempo. El enmascaramiento no es uniforme, pues resulta más efectivo hacia la zona de frecuencias más altas de la banda. En presencia de un enmascarador de frecuencia baja, el espectro agudo de P es opacado o hasta llega a ser inaudible. La cantidad de filtros auditivos que contenga la banda y la suma energética se contrasta con el sonido o tono que se encuentra en el mismo rango de frecuencias. Si ambos tonos poseen el mismo nivel, estos en combinación se generan un mutuo enmascaramiento y el oído percibe una disminución de hasta 6dB. En general si P es más agudo que E, con una disminución de nivel mayor a los 5dB queda ya completamente enmascarado, siempre y cuando se tome en cuenta la proximidad entre estas frecuencias.

Cabe recalcar que, la definición de las bandas críticas varía de persona a persona, sin embargo bajo la guía de: su ecuación analítica, la escala de Bark, el ancho de banda rectangular equivalente (ERB) propuesto por Moore y Glasberg y otros métodos, se puede aproximar un rango de bandas críticas

común en el espectro audible de los seres humanos. Este rango equivale a un tercio de octava o de intervalos musicales de tercera mayor. De aquí se desprende el concepto de resolución de frecuencias, el cual se puede aproximar hasta distancias de 1/12 de intervalo musical o 1/100 de una octava, es decir 0,7% de paso de frecuencia a frecuencia. El siguiente cuadro presenta el porcentaje de resolución para ondas senoidales. Para sonidos complejos estos valores se verán modificados, sin embargo el patrón de la curva no sufrirá fluctuaciones drásticas.

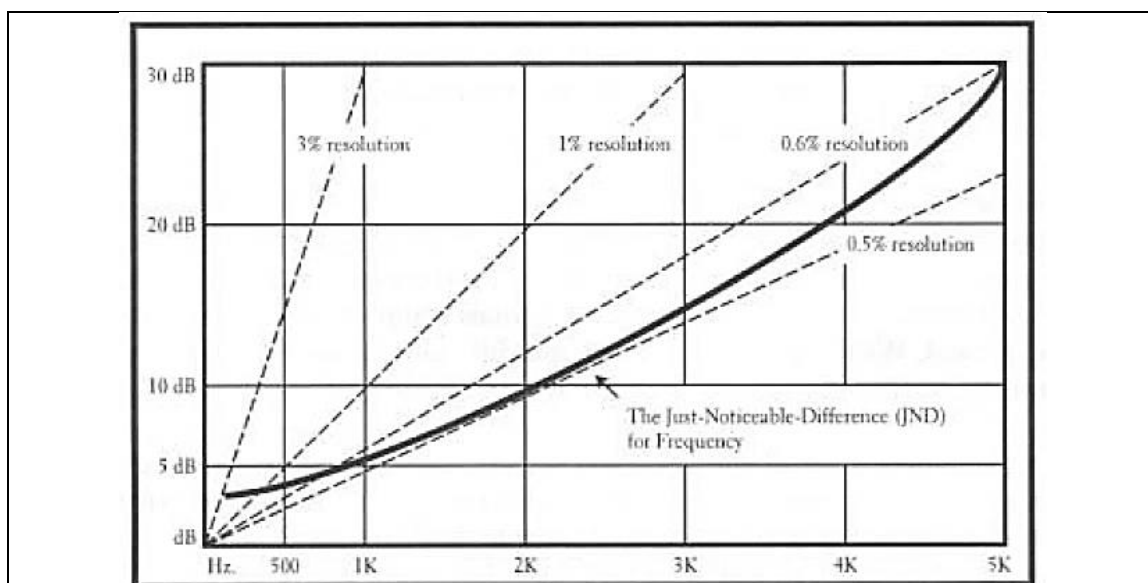


Figura 1. Diferencia apenas perceptible en el cruce de frecuencias
Tomado de Moulton, 2000, p. 93.

Del gráfico anterior se nota que alrededor de 1kHz la percepción de paso de frecuencia se da a un aproximado de 5Hz (1%), a medida que se acerca a los 100Hz la percepción es de 2% y progresa hasta 4% en los 50Hz. Hacia el espectro agudo la resolución se acerca al 2% de paso de frecuencia alrededor de los 8000Hz. Estos porcentajes dependen de la intensidad de las ondas. Estas relaciones son útiles para la detección de cambios de tonalidad en espectros complejos y si estas variaciones son menores en la zona de agudos, la percepción de un cambio de timbre es notable.

La comprensión del fenómeno de enmascaramiento refuerza la importancia del manejo de la dinámica en la música polifónica. Así mismo, será útil para

reconocer los sectores del espectro de la guitarra eléctrica más vulnerables a sufrir enmascaramientos sin y con la presencia de enriquecimiento armónico. Así, se obtiene el primer indicio para el modelamiento de la saturación que se aplicará, la cual no deberá sobrecargar energéticamente a la zona de las frecuencias graves ni generar armónicos en exceso en la franja de frecuencias agudas, ya que estas se solaparán con mayor notoriedad.

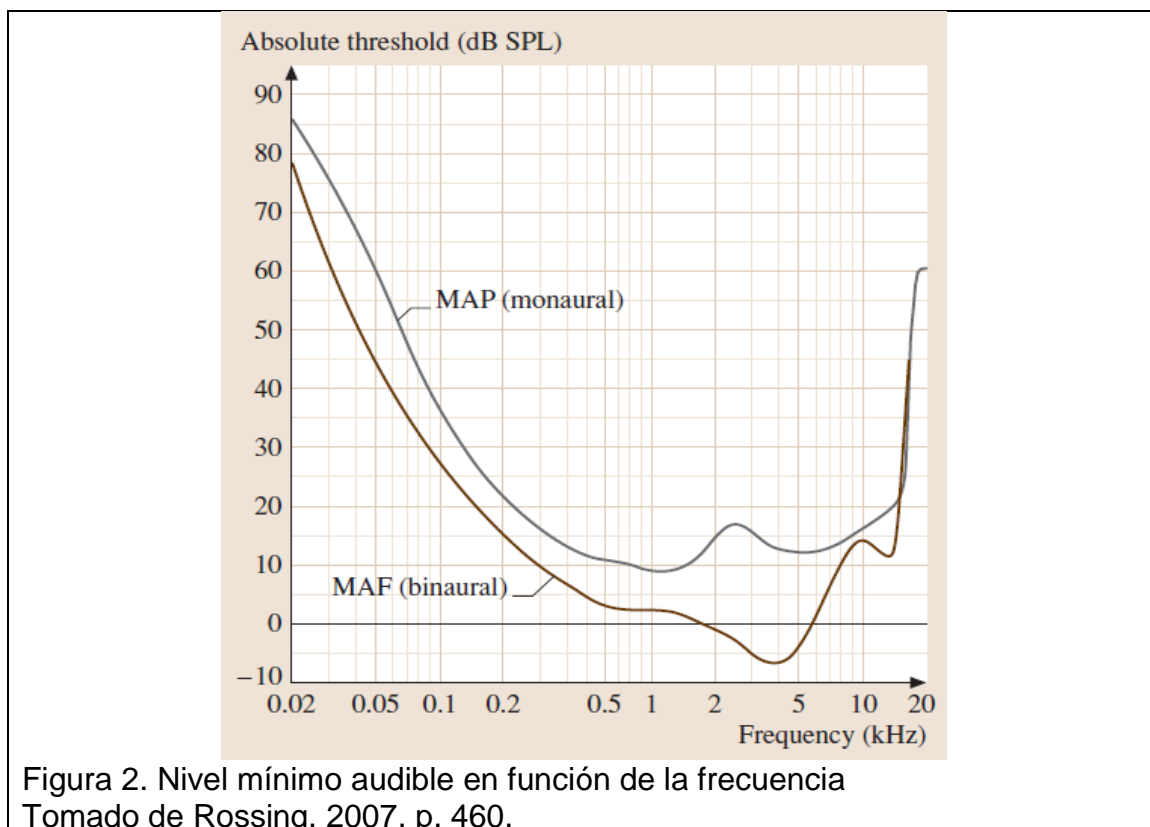
1.1.2 Umbral absoluto de la audición

Se define como el nivel necesario que necesita un sonido para ser percibido con un 75% de probabilidad, demuestra que el sistema auditivo no procesa de forma lineal los estímulos y que su evolución priorizó la localización del sonido por encima del análisis de frecuencia y de nivel. Este umbral se dispone obviamente entre los 20Hz y los 16kHz o hasta 20kHz que describen el rango de audición humana.

La transmisión de presión a través del oído externo y medio presentan la primera irregularidad de la escucha. Las orejas son la primera fase de amplificación y compendio de señales, donde el meatus resuena en los 4kHz y 13kHz. La longitud y diámetro aproximados del canal auditivo; 3cm y 0,7cm respectivamente, generan resonancia alrededor de los 3kHz. Estas variaciones de presión sonora dentro del canal producen que existan aumentos de nivel de hasta 10dB en la región del espectro entre los 2kHz hasta los 5kHz en el tambor, convirtiendo al sistema en hipersensible para esta banda. Las difracciones en la cabeza junto con las del canal, pueden llegar a generar hasta 20dB de valor pico en las frecuencias medias, aumentando así la sensibilidad desde los 500Hz. En el oído interno, la cóclea trabaja linealmente en su detección de frecuencias a bajos niveles de presión. Adicionalmente, el comportamiento vibratorio de la membrana basilar se da hasta los 50Hz y la percepción de frecuencias por debajo de esta se complementan con la sensación de vibración corporal que estas generan, especialmente desde los 35Hz hacia abajo. La membrana basilar produce ciertos sonidos, conocidos como emisiones otoacústicas. Se cree que dichos tonos toman el papel de realimentaciones positivas, para limpiar o refinar la percepción de entonación,

dado al complejo y continuo ruido generado por las neuronas en la membrana basilar.

Lo expuesto anteriormente junto con otros factores fisiológicos y mentales, no concernientes a esta investigación, modelan al umbral absoluto de la audición, el cual posee una tolerancia de hasta ± 20 dB según la frecuencia. Esto es sólo aplicable en individuos con audición sana.



Para esta investigación, se procederá a ocupar el umbral MAF (*Minimum audible field*) que corresponde a la audición binaural, en la cual se toma en cuenta las resonancias de la cabeza y el acoplamiento de ambos oídos. La identificación del umbral absoluto permitirá modelar los valores mínimos de amplificación que requerirán los parámetros del pedal y además al tener identificadas las frecuencias a las que el oído presenta mayor sensibilidad, se pueden generar los respectivos filtros para no sobresaturar estas zonas.

En conclusión el oído posee un comportamiento casi homogéneo desde los 500Hz hasta los 5kHz, mientras que en frecuencias bajas se vuelve más discriminador y por ende más susceptible a los fenómenos de banda más cerrado como es el caso de los modos normales. De igual forma los estudios coinciden en que el oído es más susceptible a los picos que a los valles.

1.1.3 Sonoridad

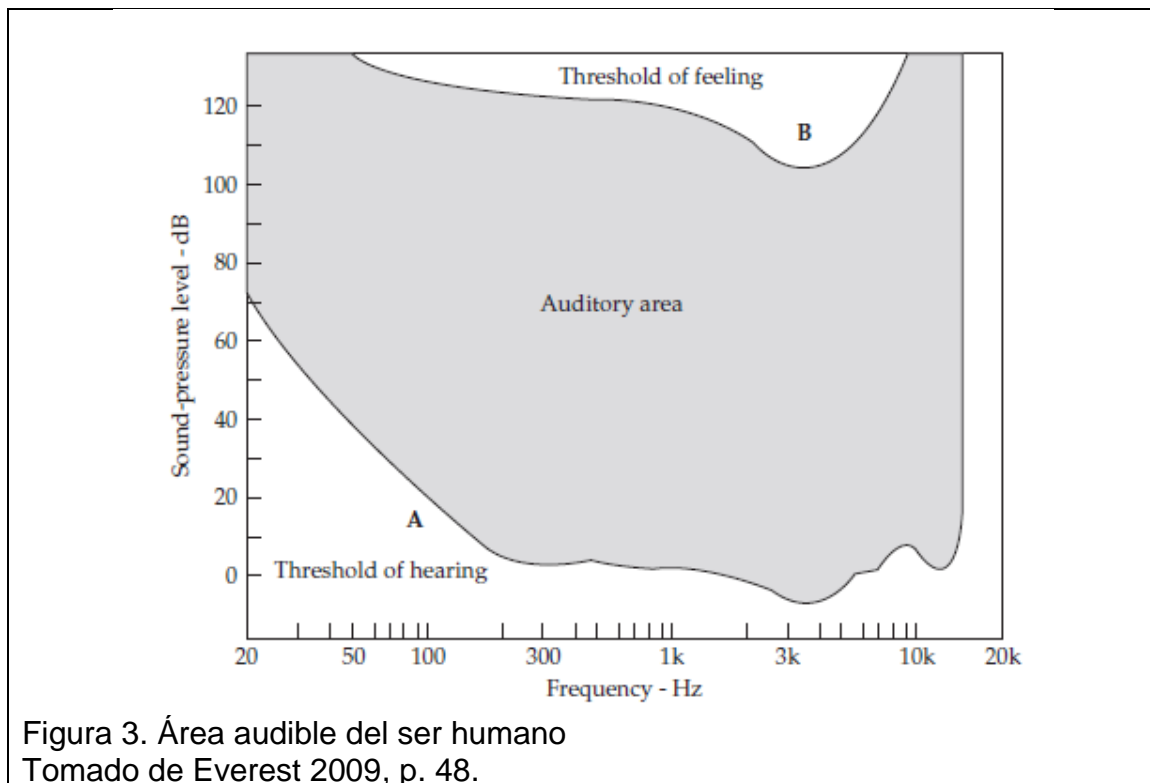
La sonoridad describe un modelo de ambos límites de percepción provocados por la sensibilidad de la audición humana en función de amplitud por frecuencia, y el comportamiento del sistema auditivo entre ambos umbrales. Al igual que se describió en el enmascaramiento, y el umbral absoluto de audición, factores anatómicos y las características de los sonidos percibidos por cada individuo, aumentan la cantidad de variables de dicho modelo. Se ha llegado a decir inclusive, que la sonoridad se relaciona con la actividad neuronal que provocan los sonidos. Los recientes estudios teóricos, relacionan a la sonoridad con el comportamiento de los filtros auditivos, recreando así un patrón específico de sonoridad.

Partiendo del umbral absoluto de la audición, si, se aumenta el nivel de presión sonora a cada banda de frecuencia y se respetan los contornos de las curvas isofónicas, se nota que a niveles más intensos la respuesta del oído tiende a aplanarse hacia el umbral del dolor, alrededor de los 120 dB cuando el tímpano se encuentra en su límite físico e inclusive antes, a los 100 fonos. Entre cada curva se puede identificar cual lleva más intensidad, sin embargo, con el uso de los fonos, no se puede estimar la proporción de sonoridad entre cada uno, por lo cual se emplean otros métodos para la escala de comparación. La ecuación de Stevens resume estos métodos, proporcionando una fórmula que define a la sonoridad como una potencia de la intensidad y de la cual se obtuvo que, la duplicación de intensidad equivalga a diferencias de 10dB. Sin embargo, esta afirmación es solo aplicable a sonidos con niveles superiores a los 40 dB. Por debajo de esta cifra, la variación de sonoridad por intensidad tiende a ser exponencial. Otro fenómeno se presenta en el espectro audible, especialmente en frecuencias por debajo de los 100Hz y por encima de los 5kHz; “las

variaciones de 10dB, generan percepción no solo de cambios de sonoridad, sino también de entonación, debido a que las vibraciones en la membrana basilar para dichas frecuencias resuenan fuera de su lugar habitual. Dicha percepción adquiere complejidad según los armónicos presentes que existan. (...). Es oportuno recordar que el espectro musical va desde los 60Hz hasta los 1kHz para la percepción de entonación, y que a partir de los 1kHz, el aporte espectral modela sólo la brillantez y el timbre” (Moulton 2000, pp. 92-94).

Se mencionó previamente que la sonoridad global de una señal es el resultado de adicionar la sonoridad de distintas zonas de su espectro. Los filtros auditivos se emplean para hacer la suma de estos distintos sectores, pero utilizando su equivalencia en escala ERB. Con esto se logra generar un modelo de densidad de sonoridad, que refleje la excitación de la membrana basilar por tramos. Moore propuso una distancia de 0.89mm equivalente a un número ERB. De esta forma se logra construir un patrón específico, del cual se obtiene la sonoridad global al sumarlos y reflejando distintos anchos de banda de poco más de 140 Hz. Sin embargo este modelo funciona para niveles de 60 dB NPS. Para sonoridades comprendidas entre los 10 a 20 dB NS (nivel de sensación) la sonoridad se vuelve independiente del ancho de banda. La sonoridad específica y el nivel del estímulo en el oído cambian rápidamente, por tanto la sonoridad total es proporcional a ello. Sí un sonido posee una banda más cerrada la intensidad del mismo será menos percibida que la de un estímulo con un ancho de banda más amplio.

En el análisis general de sonidos complejos, el oído distingue con asertividad cambios de nivel de $\pm 3\text{dB}$, que corresponde a la duplicación o la mitad de presión sonora.



Para esta investigación, reconocer el fenómeno de la sonoridad facilitará realizar un modelo predictivo del tipo de saturación, y controlar la densidad de armónicos e inarmónicos que se generarán y su nivel. Con esta información se podrá tener una mejor comprensión del aprovechamiento del dispositivo para su utilización en mezcla. El entendimiento de la sonoridad, muestra que para percibir a un estímulo con mayor intensidad, no se precisa elevar el nivel de todo su espectro, sino enriquecer la densidad energética de las frecuencias medias y altas, esto puede conseguirse bajo procesos de compresión.

1.1.4 Resolución de armónicos y parciales

Los armónicos, son las frecuencias que se identifican como múltiplos de una frecuencia específica o fundamental y entre ellos siempre existe una relación lineal. Los cinco o hasta ocho primeros armónicos en las bajas frecuencias, pueden ser detectados satisfactoriamente. Los armónicos presentes en la zona de frecuencias más agudas son no identificables debido a que están separadas por distancias menores a 1.25 ERB_n (n refiere a la frecuencia a la cual se le está aplicando su banda rectangular equivalente) de los filtros auditivos.

(Rossing, 2010, pp. 468). Para reconstruir la entonación de un sonido, el oído precisa de los 10 primeros armónicos. “Si, estos se remueven, el cerebro procesará al estímulo con una entonación más aguda, si en cambio se recorta de una señal sus agudos, pero se mantienen sus 10 primeros armónicos, la sensación de entonación quedará intacta” (Moulton, 2000 pp. 89). Los armónicos que persiguen una progresión de múltiplos de dos, son reconocidos como octavas.

Los parciales, son componentes de frecuencia que enriquecen el espectro tonal de un sonido que no son sus armónicos necesariamente. Los parciales generan un espectro inarmónico, careciente de un periodo y además variable de amplitud en el tiempo, en ciertos casos variable de frecuencia a niveles de presión leves.

De acuerdo a Plomp y Mimpen, los parciales pueden ser identificados tanto por individuos con y sin entrenamiento auditivo previo, siempre y cuando estas componentes no estén en sectores de frecuencia muy cercanos, distancia menor de 1.25 ERBn y que además no sean de amplitud equivalente. Se cree que otros factores a parte del sistema auditivo periférico, facilitan a músicos experimentados percibir parciales con mayor efectividad.

Los conocimientos adquiridos de armónicos y parciales indican la importancia de reconocer las características tonales de la guitarra eléctrica, las cuales no deben ser alteradas, caso contrario el instrumento perderá su identidad en la mezcla y el pedal debería reforzar y enriquecer la personalidad sonora de la guitarra.

1.2 Respuesta de frecuencia y linealidad de señales de audio

El audio es la representación eléctrica análoga del sonido, pero no puede argumentarse que la presión sonora entrante sea comparable con el voltaje de transducción de una señal. Todo sistema eléctrico y electrónico induce ruidos y distorsiones de distinto tipo en las cadenas electroacústicas. Esto produce que las señales en la entrada de la cadena difieran de la señal de salida. Todo tipo de cambio entre señal de entrada y salida se revisa en funciones de

trasferencia. Por tanto, la respuesta de frecuencia y la linealidad del audio están en permanente cambio, a veces imperceptible y otras veces muy marcado, especialmente en equipos mal calibrados.

Las posibilidades actuales del audio digital, permiten el muestreo de señales de forma efectiva, lo cual no reducirá la respuesta de frecuencia que se maneje de la misma. Sin embargo dicha respuesta se verá influenciada mayoritariamente por la calidad y tipo de los transductores electromecanoacústicos en la cadena (revisar sección 2.12). Pero para las prestaciones musicales y del habla humana, que se reparten en una banda de mayor representatividad entre los 100Hz a los 10kHz, los equipos de la actualidad se desempeñan satisfactoriamente. El rango dinámico máximo que la tecnología permite al momento es de 144 dB, el cual cumple satisfactoriamente con los registros dinámicos usados en la música y la voz.

En el audio se manejan 3 niveles de señales, los cuales facilitan las correctas cifras que los componentes de audio deben cumplir. La primera es correspondiente al nivel de micrófono de valores menores a -40 dBu, es decir voltajes menores a 7,75 mV. En segundo lugar se encuentra el nivel de línea, -10dBu hasta 30dBu, 245mV a 24,5V. Finalmente se encuentra el nivel de potencia con valores superiores a los 30 dBu, >24,5V.

(Miyara, 2006, pp. 102-104)

Reconocer las propiedades de las señales de audio permitirá diferenciar los límites técnicos inherentes, a los que se registrará el pedal de distorsión y tenerlos identificados, facilitará el discernimiento entre mal funcionamientos y las características propios de los equipos.

1.3 Materiales de electrónica para el audio

1.3.1 Resistencia

Son los elementos encargados de presentar resistencia a la corriente sea alterna o continua. Otro de sus usos incluye el de dividir voltaje para un circuito. Una resistencia nula genera cortocircuito, mientras que una infinita se comporta

como un interruptor abierto. La energía que absorbe la resistencia, se convierte en calor, por ello también se la conoce como un disipador de potencia.

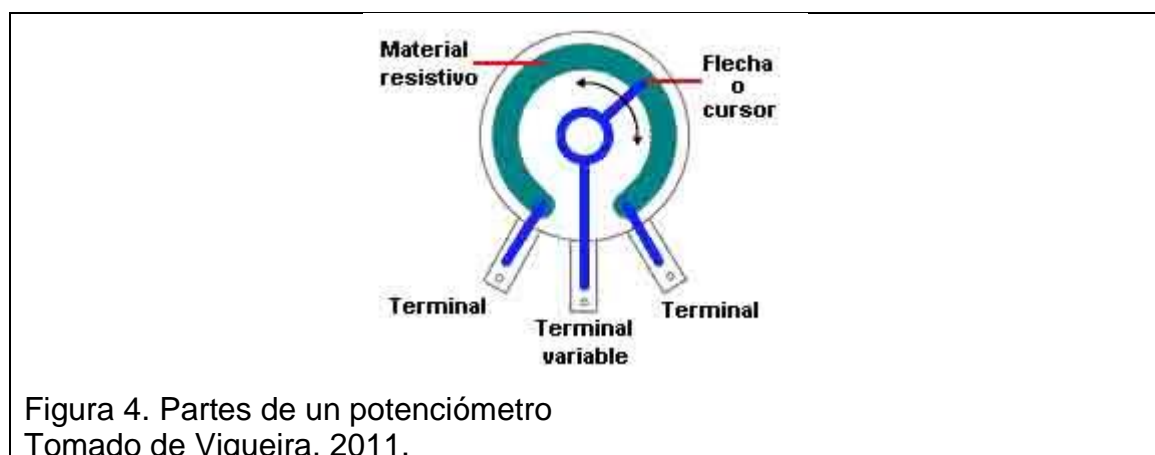
Toda resistencia presenta un rango de tolerancia estandarizado en 5%, 10% y hasta 20%, por debajo y por encima de su valor de fábrica. Estos elementos además presentan un límite de disipación de calor que aumenta si se conecta en paralelo las resistencias. Para el presente dispositivo, bastará usar resistencias de $\frac{1}{4}W$. Las resistencias con recubrimiento metálico, proporcionan poco ruido. En las resistencias la fase permanece intacta entre voltaje y corriente.

Las resistencias entre los 100Ω a los $1k\Omega$ son útiles para aplicaciones de respuesta rápida del sistema, las resistencias superiores a $1M\Omega$ son propensas al ruido.

Si las resistencias poseen una conexión serial, se obtendrá una suma de sus resistencias, si en cambio tienen una conexión paralela estas darán una resistencia total igual al inverso de la suma del inverso de cada resistencia.

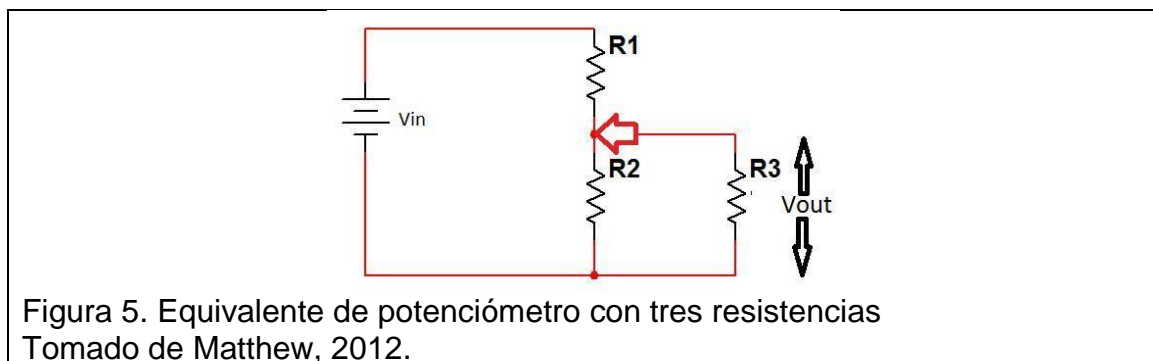
1.3.1.1 Potenciómetro

Es una resistencia variable, la cual reduce o aumenta la corriente que pase por un circuito. Los potenciómetros poseen una tira resistiva y otra conductiva que trabaja en función de la resistencia usualmente de carbón.



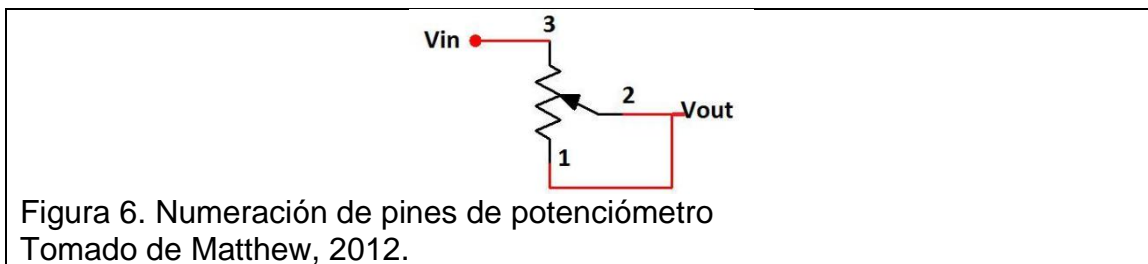
Los terminales 1 y 2 se conectan a una porción metálica la cual rota según el eje externo y así se varía la resistencia. Esta disminución gradual bien puede ser lineal, o logarítmica y la mayoría de potenciómetros tienen un grado de rotación de 270° .

Para aplicaciones de audio, un potenciómetro de variación logarítmica presenta mejores ventajas dado a su analogía con la escucha del sistema auditivo. Sin embargo estos elementos, son costosos y escasos, por lo cual se han generado circuitos equivalentes con potenciómetros lineales. Salvo para ecualizadores y ciertos parámetros se mantienen potenciómetros lineales.

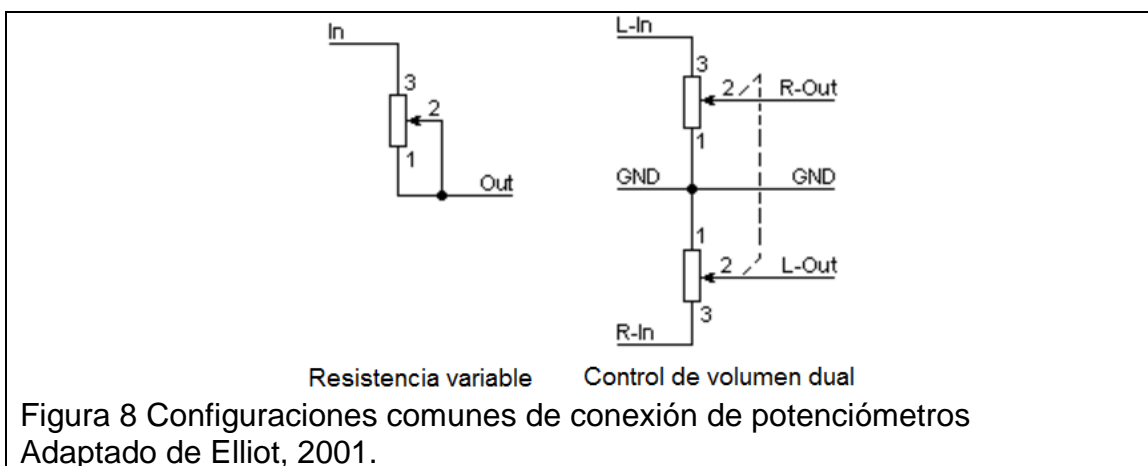
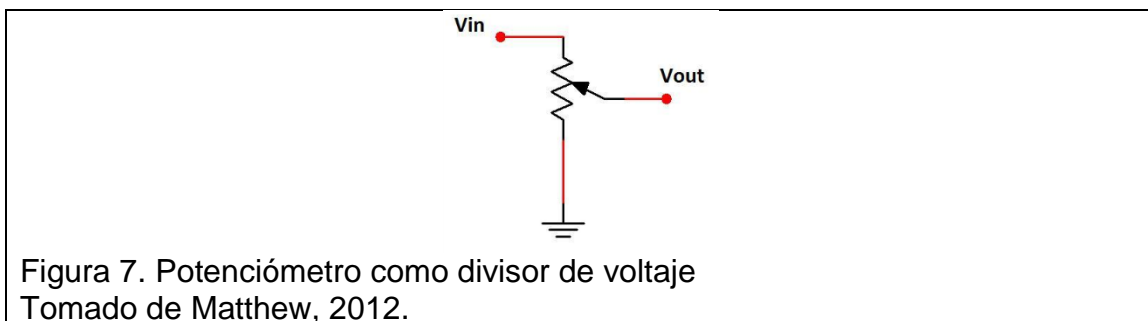


R1 se conecta entre los terminales 1 y 3. R2 entre 1 y 2 y se debe cerciorar que R2 y R3 queden en paralelo. Al emplearse este circuito equivalente se debe tener en cuenta de no reducir demasiado la señal de entrada.

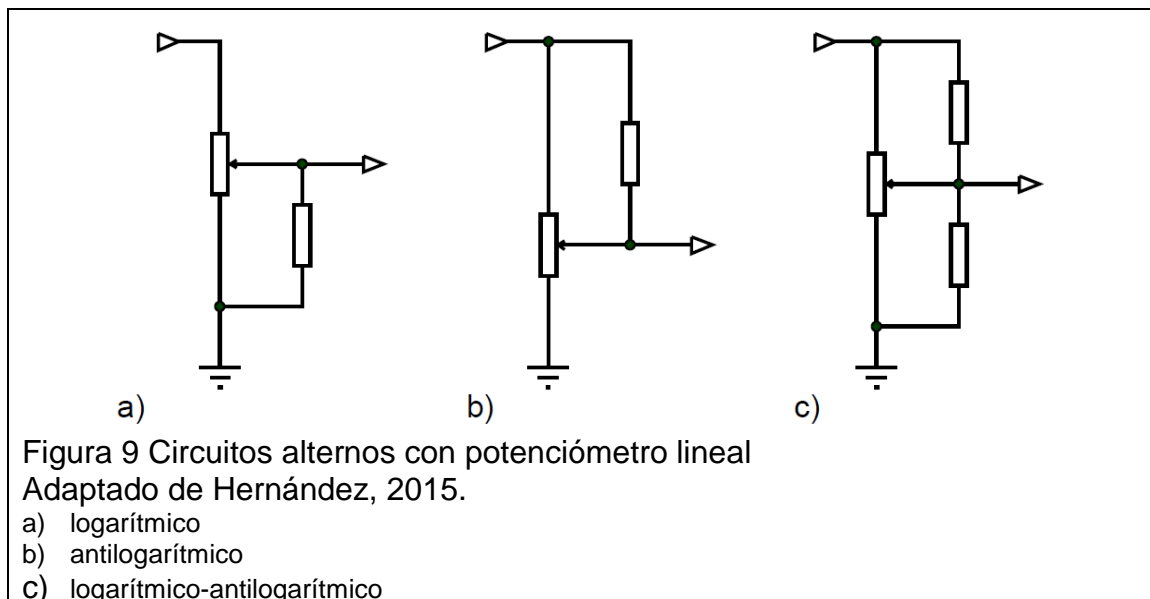
Existen algunas formas de conectar una resistencia variable. En la siguiente configuración *trimmer*, lo que se varía es la resistencia. Debe existir una correcta conexión entre 1 y 2 con el fin de prevenir que no se pase la totalidad de la señal de entrada hacia la salida.



En esta configuración de abajo en cambio, de divisor de voltaje, se controla el paso de la señal de entrada.



Es importante que la impedancia de entrada de la señal no sea mayor a 1/10 de la que posee el potenciómetro.



1.3.2 Capacitores

Este dispositivo consiste en la juntura de dos placas de aluminio sobre un material aislante con una respectiva distancia la cual se conoce como el dieléctrico. Al pasar corriente eléctrica, una placa recibirá los electrones y adquiere polaridad negativa, mientras que la otra pierde electrones, tornándose positiva. Si, ambas placas se juntan, la placa negativa regresa electrones a la positiva y se descarga por ende el capacitor.

Estos elementos bloquean corriente continua y permiten el paso de corriente alterna. De lo cual se infiere que a CC presenta una total resistencia, mientras que para CA, reactancia, la cual difiere según la frecuencia, pues es inversamente proporcional a esta. Los capacitores almacenan carga eléctrica y en caso de excesos de corriente, el capacitor impide que entre el exceso, y lo envía a tierra. Para aplicaciones de audio se deben emplear capacitores con una baja impedancia para las frecuencias que se plantea acoplar al resto de la cadena electrónica. Se aconseja que la reactancia capacitiva, sea de un valor equivalente, menor a la mitad de la impedancia del circuito.

Existen capacitores polarizados y no polarizados. En el audio se manejan capacitancias altas, alrededor de los 1000 μF . (Anderton C. pg.14. 1992). La

impedancia de los capacitores es inversamente proporcional a la frecuencia. La fase entre voltaje y corriente posee un desplazamiento de 90° .

En arreglos en serie, el voltaje de entrada hacia los capacitores será igual a la suma de voltaje en cada uno de los mismos, en una conexión en paralelo, el voltaje de entrada será del mismo valor en cada capacitor.

1.3.3 Diodos

Los diodos están constituidos por semiconductores de germanio o silicón. Además, poseen polaridad, una de sus terminales tiene una alta resistencia, y la otra un valor bajo. Es importante considerar que la polaridad de los diodos no puede ser invertida bajo ninguna circunstancia.

Estos semiconductores son los encargados de rectificar en un circuito, según la polarización que se le aplique con CC. La CA pasada a través de un diodo se convierte en CC, tomando la mitad de la onda positiva y negativa. Los diodos ejercen una función de protección al circuito, dado que un cambio inesperado de polaridad por parte de la potencia de alimentación, puede dañar al resto de materiales, por lo cual un diodo se conecta en serie al polo positivo del voltaje de alimentación.

Los diodos de silicio poseen ruido interno y algunos son manipulados para generar ruido estable en un espectro amplio.

Existen diodos de tipo varactor, los cuales se usan como capacitores variables, utilizados en modo de bias reverso generan una capacitancia derivada, inversamente proporcional al voltaje de entrada. Esto se puede aplicar para generar armónicos así como para mezclar señales, entre otros usos.

1.3.4 Inductores

Los inductores consisten en una bobina de alambre. La impedancia de inductores es proporcional a la frecuencia. Entre voltaje y corriente se genera un desfase de 90° . Se mide en Henrios, la relación entre el producto del voltaje por el tiempo y la corriente. Al aumentar la intensidad de la corriente en estas bobinas, se genera un campo magnético que almacena energía. Si la corriente

es continua el inductor se comporta como un corto circuito, por ende opone el paso a las variaciones de corriente que puede recibir.

1.3.4.1 Transformador

Es una superposición de dos inductores. La inducción generada entre ambas bobinas permite, amplificaciones de voltaje con reducción simultánea de la corriente. Los transformadores facilitan adicionalmente la adaptación de impedancias y asegurar las conexiones a tierra.

1.3.5 Válvulas al vacío

Su funcionamiento parte del principio de Efecto Edison. El cual indica que en una bombilla vacía existe un flujo de electrones que se pasa de un filamento caliente hacia un electrodo.

En otras palabras el funcionamiento, parte de un filamento que al ser calentado emite electrones dentro de la válvula. Una bobina genera este calor hacia el cátodo. El ánodo es en cambio una placa la cual lleva el flujo electrónico hacia la salida. El flujo es controlado por un cable espiral conectado entre la placa y el cátodo, a este es donde se aplica la señal de entrada. Adicionalmente existe una malla que protege a la válvula de capacitancias, resonancias inherentes y retroalimentaciones. De acuerdo al número de mallas protectoras, la válvula se catalogará como diodo o tríodo.

1.3.6 Transistor

Es un elemento semiconductor activo no lineal dentro de un circuito, en la mayoría de casos, de baja impedancia. Los transistores permiten que una corriente baja controle a una más alta, esta corriente se sitúa en la base y controla al flujo desde el colector hasta el emisor. Entre la gama de usos que se tiene de un transistor, para esta investigación, interesa su empleo para amplificar señales. En aplicaciones de audio se emplea tanto semiconductores de germanio como de silicio.

Los transistores FET son de especial interés ya que su modo de operación se asemeja al de una válvula. En primer lugar este transistor es controlado por

voltaje no por corriente. Adicionalmente posee una alta impedancia de entrada, una baja impedancia de salida.

Todo transistor necesita un voltaje de bias, de lo contrario la señal de salida poseería una alta distorsión, el voltaje de bias devuelve linealidad a la salida y reduce la distorsión. El bias debe ser mayormente superior al voltaje de entrada para asegurar el buen funcionamiento del transistor.

Los transistores también poseen un margen de capacitancia, el cual es de interés ser controlado para fines específicos de calidad tonal.

Los transistores de germanio fueron muy populares entre los años 60 y principios de los 70. Ellos aseguraban más calidez a la tonalidad y un control notable de dinámica, que según su saturación perfila en un rango amplio su tonalidad. Sin embargo estos transistores poseen fama de tener inconsistencia de tonalidad. Por ello se popularizó el silicón, que entrega consistencia, pero alta agresividad en *hi-end*.

1.3.7 Filtros

Son dispositivos compuestos por una resistencia y un capacitor, capaces de modificar la ganancia en función de la frecuencia, según la configuración que se utilice de estos componentes existirá una filtración, pasa banda, quita banda, pasa alto o pasa bajo.

1.3.8 Integrados

Son dispositivos semiconductores, los cuales recogen la función de circuitos combinados de capacitores, transistores y resistencias. En dispositivo de audio, los integrados lineales son los más utilizados.

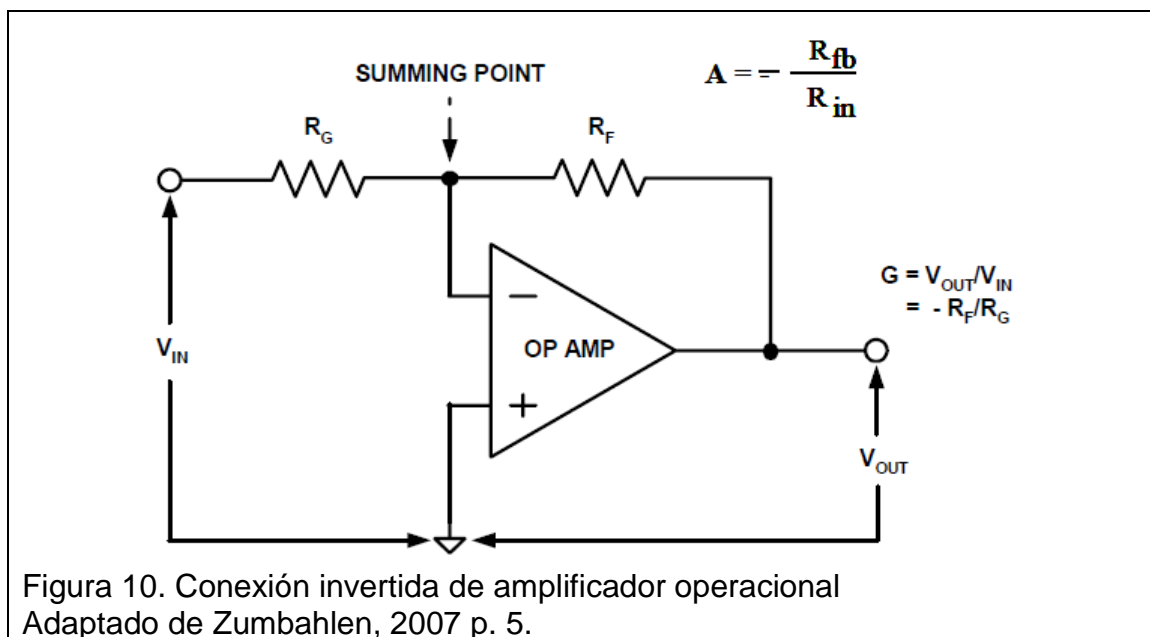
1.3.8.1 Amplificador operacional

Es un integrado diseñado para emitir ganancias exuberantes. De entre las variedades de este componente, para el audio se emplea, amplificadores operacionales da amplia gama de frecuencias y de considerable reducción de ruido.

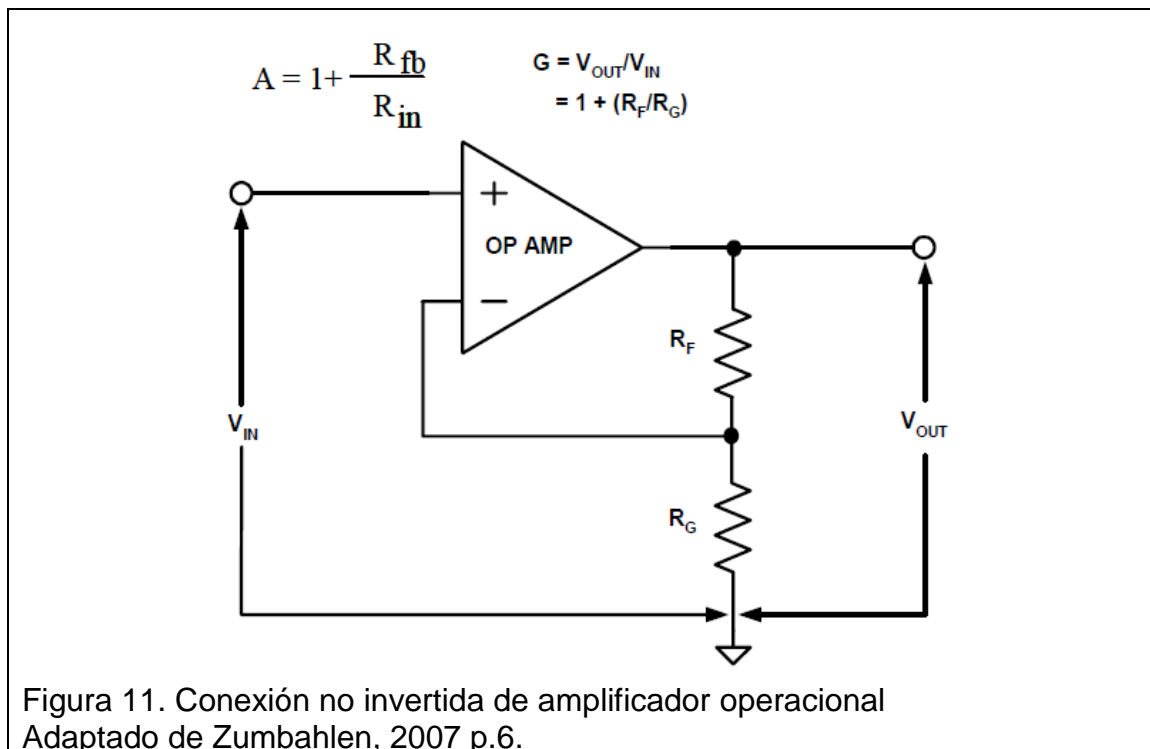
Internamente un amplificador operacional contiene un conexionado de resistencias, capacitores, diodos y transistores como el corazón de procesamiento. Los op-amps poseen dos entradas, una de las cuales invierte la fase de la señal de entrada. Adicionalmente poseen entradas de alimentación de voltaje.

Para operar, un op-amp se requiere de una conexión de retroalimentación entre su salida y una de sus entradas. En el audio, el formato de retroalimentación negativa confiere varias aplicaciones y consiste en elegir la entrada invertida para la retroalimentación. Los diferenciales de voltaje de entrada se multiplican con la retroalimentación abierta de ganancia. De allí se establece que si la magnitud en la entrada invertida es superior a la no invertida, la salida tendrá una tendencia negativa y viceversa.

Si la retroalimentación y la entrada se dirigen a la invertida, la salida del op-amp será desfasada con respecto a la entrada.



Si, la señal de entrada se dirige a la no invertida y la retroalimentación se efectúa solo en la invertida, la salida permanecerá en fase.



En ambos casos la relación entre las resistencias confiere el radio de ganancia del circuito. Con valores de resistencia muy bajos, el op-amp necesitará más corriente en la retroalimentación, la disipación de calor aumentará y podría dañar al integrado si supera los 150°C (temperatura límite de semiconductores). Por otro lado, si los valores de resistencia son muy altos, el ruido incrementará y aumentará la vulnerabilidad del integrado para capacitancias, el ancho de banda se limitará y se generarán oscilaciones indeseadas. Lo cual deja un rango de trabajo efectivo con resistencias comprendidas entre los 10Ω hasta 1MΩ.

Los op-amps poseen una ganancia de bucle abierto que existe mientras el bucle de retroalimentación no sea cerrado y puede superar niveles de 160dB (100 millones de ganancia). Esta ganancia se mantiene plana desde la corriente continua hasta un polo dominante de frecuencia sobre el cual existirá una caída de 6dB/octava. La pendiente se mantendrá hasta alcanzar un segundo polo de respuesta sobre el cual se ampliará el decaimiento a 12dB/octava. De aquí se desprende una importante propiedad de los op-amps la cual define que si el op-amp llega a 0dB o ganancia unitaria antes de

sobrepasar el segundo polo de respuesta, el integrado operará establemente para cualquier ganancia, caso contrario, la estabilidad del op-amp se verá limitado bajo ciertas condiciones de trabajo.

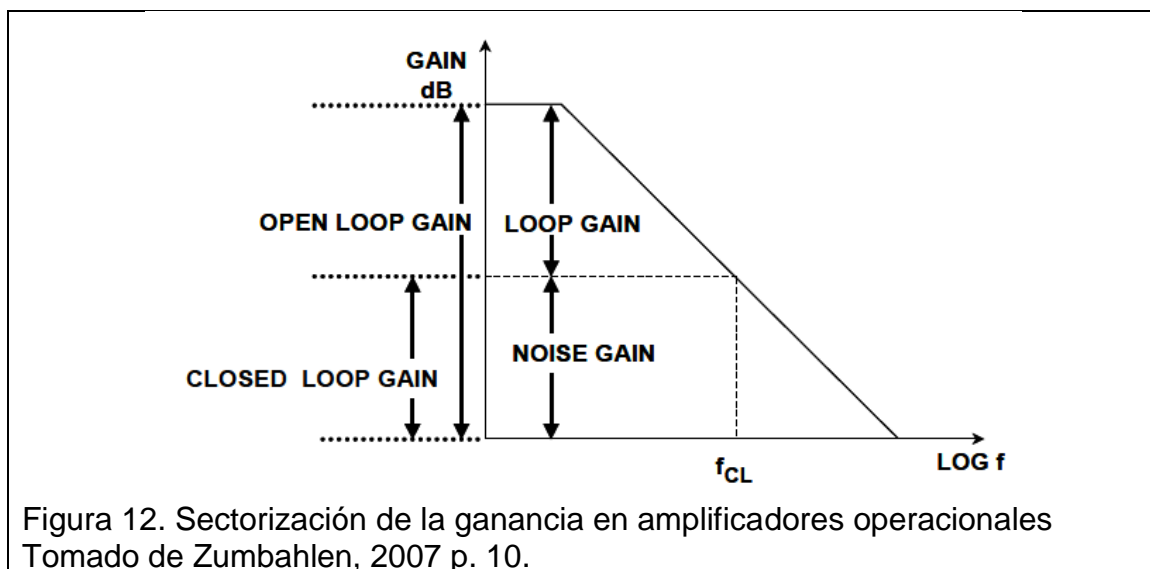
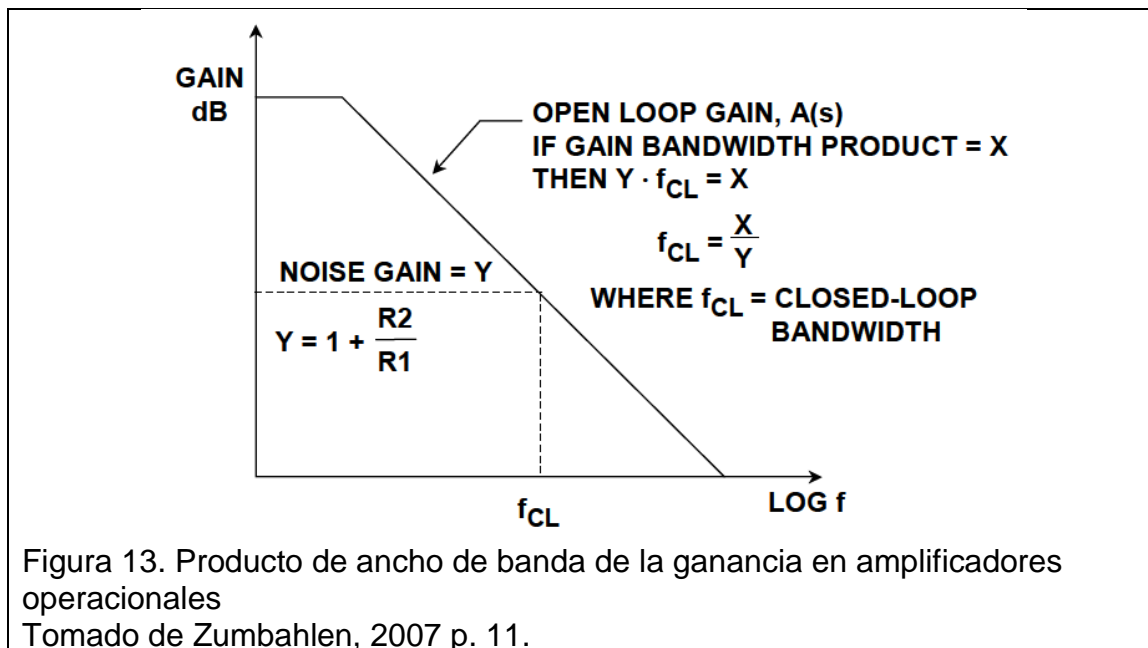


Figura 12. Sectorización de la ganancia en amplificadores operacionales
Tomado de Zumbahlen, 2007 p. 10.

Los op-amps manejan un producto de ganancia de ancho de banda, con una pendiente de 6dB/octava. En función de mantener una respuesta plana, se requiere que el op-amp trabaje hacia una frecuencia 5 veces mayor que la necesaria.



El bucle de ganancia cerrada debe solaparse con el de ganancia abierta en el rango de decaimiento del primer polo, para evitar oscilaciones, se conoce así al criterio de estabilidad del op-amp. En el punto de encuentro existirá un decaimiento de 3dB el cual se normalizará una octava por encima y por debajo de dicha frecuencia.

Otro indicador de estabilidad es el margen de fase en bucle abierto, se sabe que alcanzados los 180° de desfase, el op-amp empezará a oscilar, por lo cual para definir esta cifra se calcula la cantidad de desfase desde los 180° hasta el corrido que se marque en el punto de ganancia unitaria.

En cuanto a bucle cerrado de ganancia, este posee dos formas, ganancia de señal y ganancia de ruido.

$$G = N_G - \frac{N_G^2}{N_G + A_{VOL}} \quad (\text{Ecuación 1})$$

La ganancia de señal es la aplicada a la señal de entrada al conectarse con el circuito de retroalimentación. Esta ganancia es la de interés en el proceso de diseño de circuitos, a continuación las ecuaciones para amplificador invertido y no invertido respectivamente.

$$A = -\frac{R_{fb}}{R_{in}} \quad (\text{Ecuación 2})$$

$$A = 1 + \frac{R_{fb}}{R_{in}} \quad (\text{Ecuación 3})$$

La ganancia de ruido es igual a la ganancia de señal de un amp no invertido. Esta ganancia ayuda a determinar la estabilidad del circuito.

La ganancia de bucle viene a ser la diferencia entre ganancia abierta y cerrada. Esta cifra indica la cantidad de retroalimentación negativa que puede soportar el sistema.

1.3.8.2 Amplificador de transconductancia variable (OTA)

Este integrado posee una corriente de salida de alta impedancia controlada por la diferencia de voltaje de entrada. El integrado posee una entrada adicional a través de la cual pasa una corriente de bias que controlará la conductancia mutua del amplificador. El arreglo de retroalimentación es comúnmente negativo para este amplificador pero en la mayoría de casos se usa a lazo abierto para maximizar la acción de bias.

1.4 Conceptos matemáticos de electrónica para el audio

1.4.1 Ley de Ohm

Establece que la corriente en un circuito es proporcional al voltaje e inversamente proporcional a la resistencia del mismo.

$$I = \frac{V}{R} \quad (\text{Ecuación 4})$$

1.4.2 Ley de Kirchhoff

Propone que las corrientes de entrada en un nodo son equivalentes a la suma de las respectivas salidas.

$$I_1 + I_2 = I_3 + I_4 + \dots + I_n \quad (\text{Ecuación 5})$$

La segunda parte de esta ley acota que la suma algebraica de la caída de voltaje en un circuito cerrado es equivalente al voltaje que recorre por las distintas partes del circuito.

$$V_1 - V_2 = IR_1 + IR_2 + \dots + IR_n \quad (\text{Ecuación 6})$$

1.4.3 Ley de Faraday

Cuando un campo electromagnético se mueve con respecto a un cable, una fuerza electromagnética se induce al cable. El movimiento de los electrones en el cable se mide en Volts.

1.4.4 Circuitos RC

Estos circuitos confieren la comprensión del retraso de respuesta que todo circuito posee entre su señal de entrada hasta su salida cuando en este se incluyen elementos capacitivos e inductivos. Al conectar en serie una resistencia, el capacitor se cargará de forma gradual hasta igualar el voltaje de fuente.

En $t=0$ el capacitor se comporta como un alambre y en $t=\infty$, el capacitor se comporta como un alambre en el estado de carga. La presencia de la resistencia logra que la corriente siga fluyendo pese a que el capacitor haya alcanzado su máxima capacidad de carga, de esta forma se genera una transiente de respuesta equivalente a 5 constantes de tiempo del capacitor y se mide según el producto entre la resistencia y el capacitor. Pasada la etapa de transición se sigue una de estabilidad.

$$V_C = V_S(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad (\text{Ecuación 7})$$

Para en cambio calcular el tiempo de descarga se recurre a la siguiente ecuación.

$$V_C = V_S e^{-t/RC} \quad (\text{Ecuación 8})$$

Al momento de que los circuitos RC interactúan con señales AC, se deberá verificar los valores de capacitores y resistencias en función de no alterar drásticamente o negativamente la señal de entrada, se verifica la frecuencia de la

señal entrante junto con la del RC. Este dato es útil al momento de diseñar filtros, ya que para frecuencias $5RC$ o superiores, se mantendrá siempre un estado de estabilidad, mientras que en frecuencias menores $5RC$, el circuito no tendrá tiempo de cargarse adecuadamente por lo que no se alcanzará la estabilidad deseada.

1.4.5 Voltaje de salida en divisores de voltaje

Es una configuración común de resistencias, una en serie con el voltaje de entrada y la otra en paralelo. Este arreglo permite una división lineal del voltaje de entrada, pero además proporcional a la resistencia total del circuito. El voltaje de salida corresponderá al producto entre el voltaje de entrada junto con la relación entre la resistencia paralela y la suma de ambas resistencias y consecuentemente será menor al voltaje de entrada.

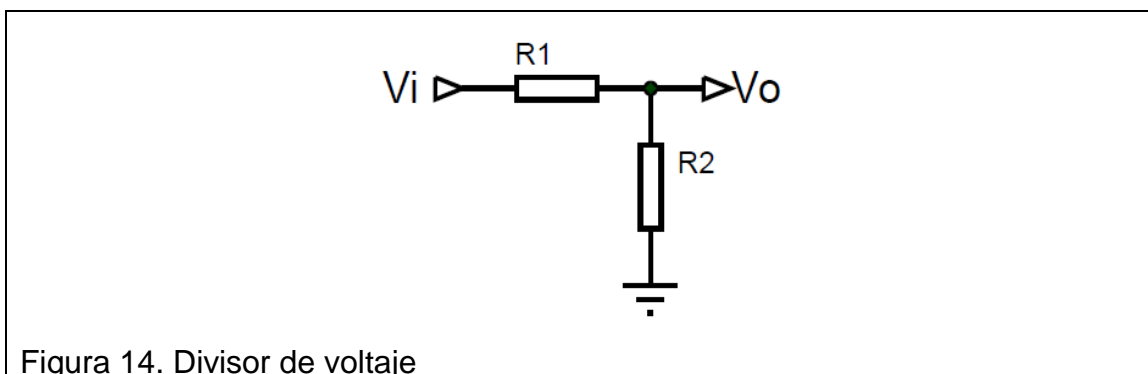


Figura 14. Divisor de voltaje

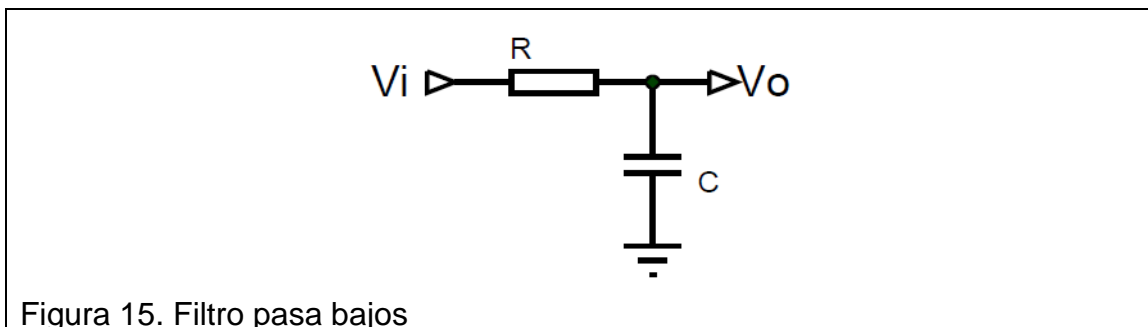
$$V_o = V_i \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (\text{Ecuación 9})$$

En aplicaciones de audio, un divisor de voltaje es el circuito base de un controlador de amplitud, en el que usualmente la resistencia en serie se deja fija y se procura que la resistencia en paralelo posea una resistencia mucho mayor que la de serie, con el fin de aprovechar al máximo el voltaje de entrada.

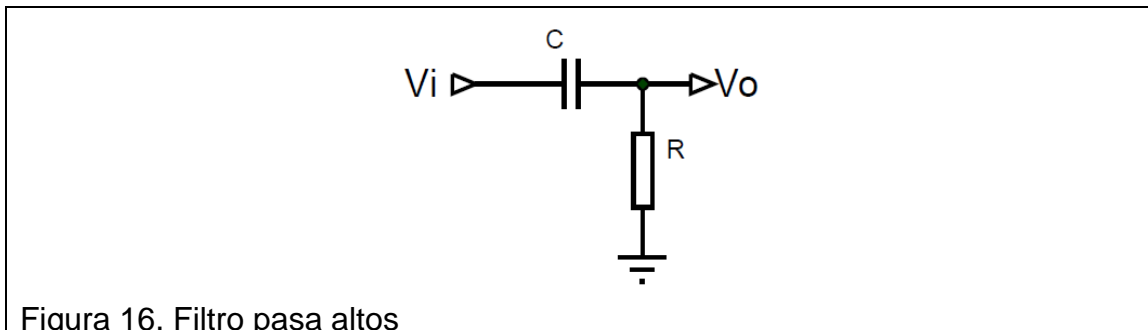
1.4.6 Filtraje de frecuencia en arreglos RC y RL

Manteniendo la configuración de divisor de voltaje, si una de las resistencias es sustituida por un capacitor, la impedancia eléctrica al voltaje de entrada se vuelve selectiva en función de la frecuencia.

Al posicionar al capacitor en paralelo, la resistencia dificultará la reacción instantánea del capacitor frente a variaciones de voltaje instantáneas, mientras que las frecuencias de mayor longitud de onda pasan con menor dificultad por tanto se genera un filtro pasa bajos o circuito integrador.



Por otro lado, si el capacitor es colocado en la posición de serie, este bloqueará de forma inmediata a las ondas de mayor longitud y a la corriente continua. Por dicha razón las frecuencias agudas pasan sin dificultad al siguiente bloque del circuito. Así se obtiene un filtro pasa altos o circuito diferencial.



Para ambas configuraciones de filtro, se puede emplear una misma ecuación para identificar la frecuencia bajo o sobre la cual existirá un impedimento de paso. Dicha frecuencia es aquella en la que reactancia capacitiva y resistencia han sido igualadas y se identifica una caída en amplitud del voltaje de 3dB, reducción de hasta el 70.7%. Cabe recalcar que los filtros de tipo RC, al generar mayor corriente, generan mayores pérdidas de poder.

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (\text{Ecuación 10})$$

Si en la configuración de divisor de voltaje se reemplaza la resistencia en serie por un inductor, se obtendrá un filtro pasa bajos. El inductor detecta efectivamente los cambios de corriente, por lo cual filtra frecuencias agudas. En la práctica se evita tales circuitos ya que los inductores son susceptibles a interferencias electromagnéticas.

1.4.6.1 Filtros activos

Parten de los mismos conceptos de los filtros pasivos, pero con la ayuda de amplificadores operacionales realizan operaciones de filtraje similares o superiores, ya que la intrusión de los op-amps hace innecesario emplear elementos pasivos con características de funcionamiento imprácticas y costosas especialmente en filtros pasa bajos. Además los filtros activos permiten usar factores de calidad más amplios.

Una primera aplicación práctica de filtros activos es generar filtros de órdenes superiores, en los cuales los op-amps trabajan como conversores de impedancia protegiendo al sistema de sobrecargas. Otra ventaja que presentan los filtros activos, es que evitan problemas de fase por ende reducen el riesgo de distorsiones no deseadas.

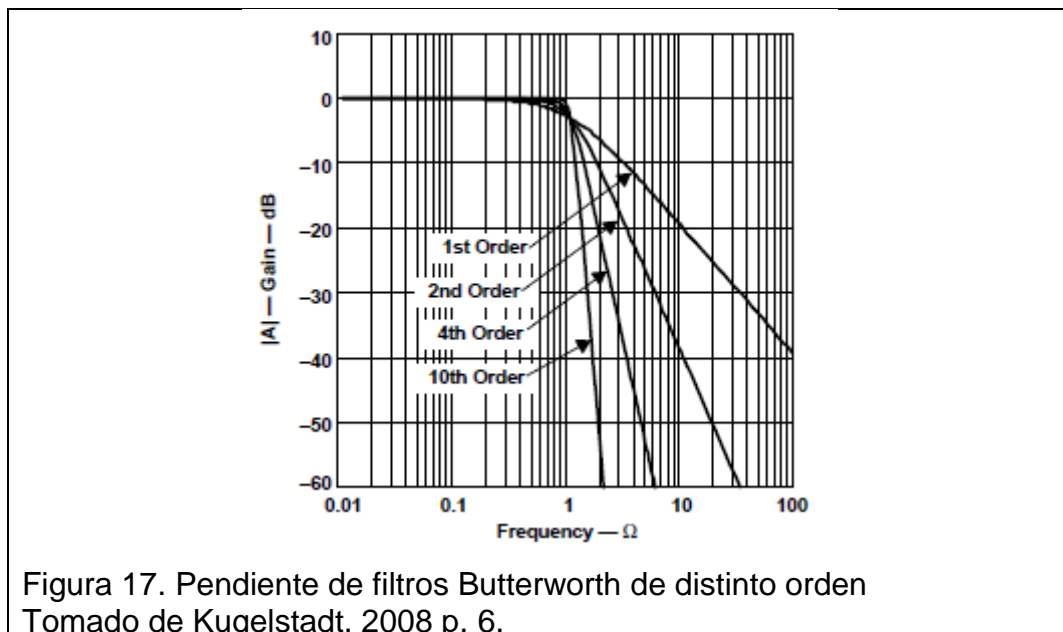
En filtros de segundo orden se ocupan los diseños de tipo *Sallen-key* o *Multi Feedback*. Los MFB poseen una pendiente con mayor caída.

El diseño de filtros activos debe ser siempre acompañado de un circuito de buffer para asegurar los correctos valores de impedancia en la entrada y salida.

1.4.6.2 Optimización de filtros pasa bajos.-

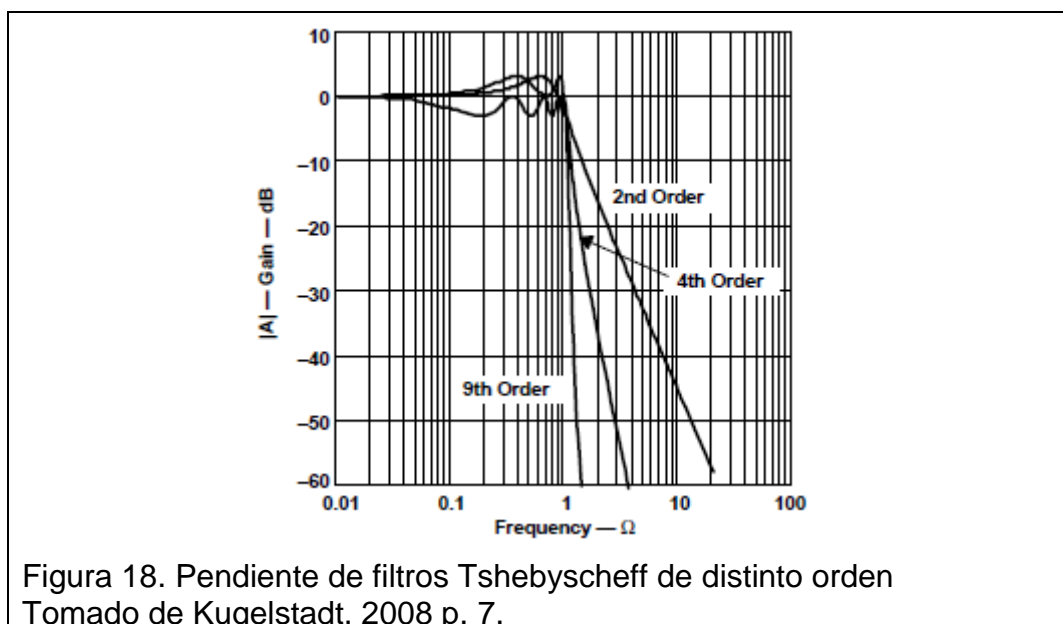
a. Butterworth

Permite un paso de banda más plano, entre mayor sea el orden, será más plano.



b. Tschebyscheff

Posee un roll-off superior que el Butterworth, sin embargo genera curvaturas cercanas a la pendiente de filtraje, las cuales se reducen según el aumento del orden del filtro.



c. Bessel

Poseen una respuesta de fase lineal en un amplio rango de frecuencia, es decir que conlleva un grupo constante de retraso. Frente a señales

entrantes de pulso este filtro presenta excelente respuesta a transientes. Sin embargo, el decaimiento de estos filtros no es tan plano ni recto como los dos anteriores.

1.4.6.3 Factor Q

Este factor de calidad expresa la distancia entre puntos equivalentes con respecto al rango dinámico de un filtro. En el caso de un filtraje pasa banda se expresa como la relación entre la frecuencia media y las dos frecuencias de corte (-3dB).

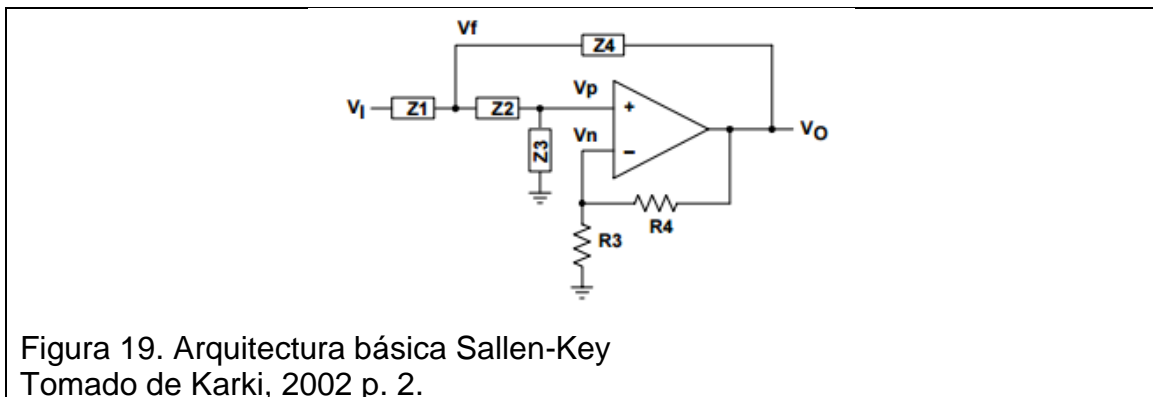
$$Q = \frac{f_m}{f_2 - f_1} \quad (\text{Ecuación 11})$$

En el caso de un filtro pasa bajo o alto es un factor de calidad de polo.

$$Q = \frac{\sqrt{b_i}}{a_i} \quad (\text{Ecuación 12})$$

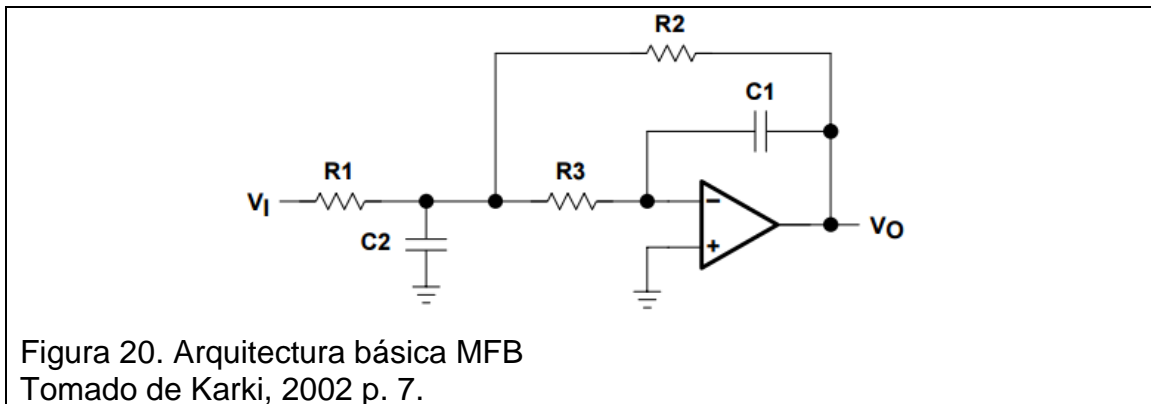
El factor de calidad debe poseer valores controlados, si es muy bajo, se desprenderá de los valores teóricos esperados, mientras que si es muy alto existirá una inestabilidad en el filtraje.

1.4.6.4 Arquitectura Sallen-Key



Los valores de Z indican la impedancia empleada en los elementos del filtro mientras que R3 y R4 determinan la ganancia pasa banda.

1.4.6.5 Arquitectura *Multi feedback* (MFB)



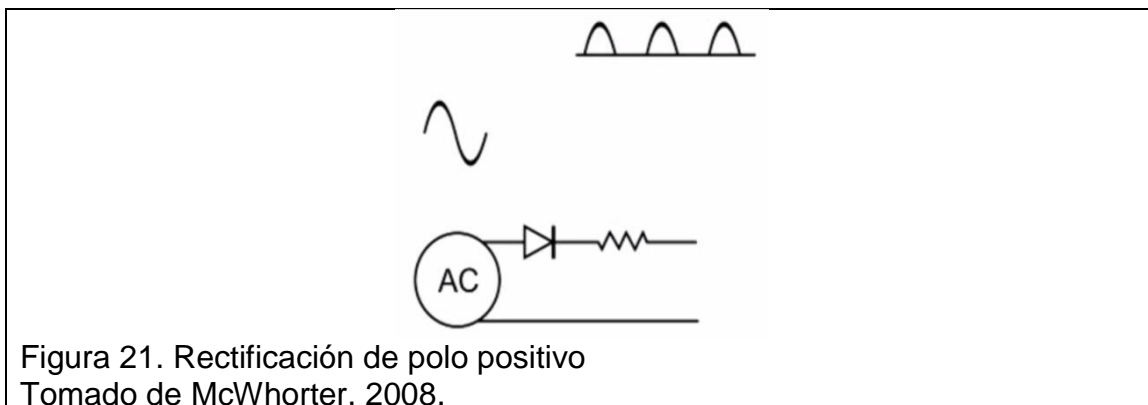
Esta configuración presenta ventajas sobre la Sallen-key, en reducción de ruido y estabilización de la corriente.

Poseer una clara conceptualización de los fenómenos físicos concernientes a la electricidad y la electrónica permitirá generar diseños coherentes con las necesidades del pedal y realizar todo tipo de simulaciones en software las cuales ahorren el esfuerzo de incurrir a una dinámica de prueba y error en la etapa de montaje, que sea innecesariamente extensa. Además que estos conocimientos permitirán dar una lectura crítica a los diagramas base de otros pedales.

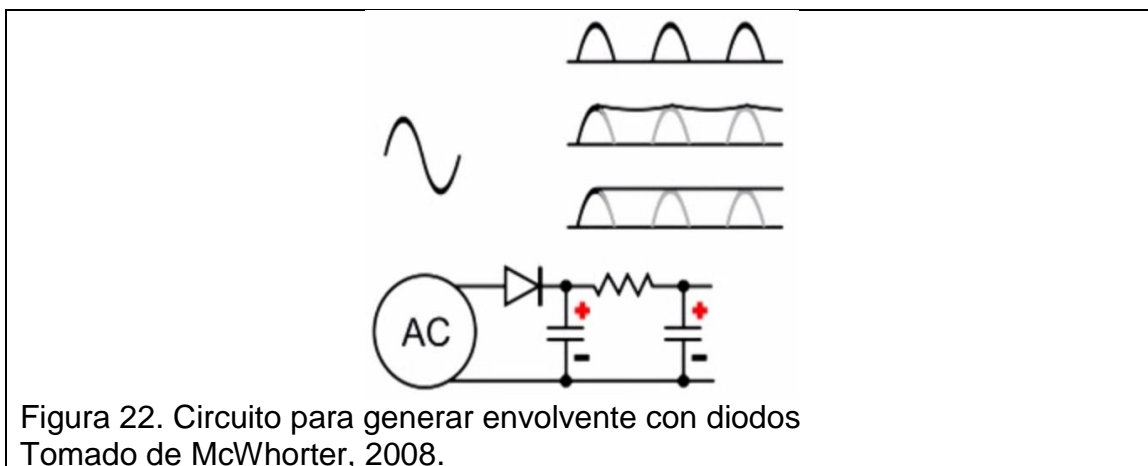
1.4.7 Rectificadores

Son circuitos construidos en base a interconexión de diodos. Estos circuitos convierten CA a CC. Los rectificadores pueden procesar la mitad de la onda o la onda completa de CA. Sin embargo la CC que se obtiene no es pura, sino una CC pulsante ya que la nueva onda posee solo oscilaciones en un mismo polo.

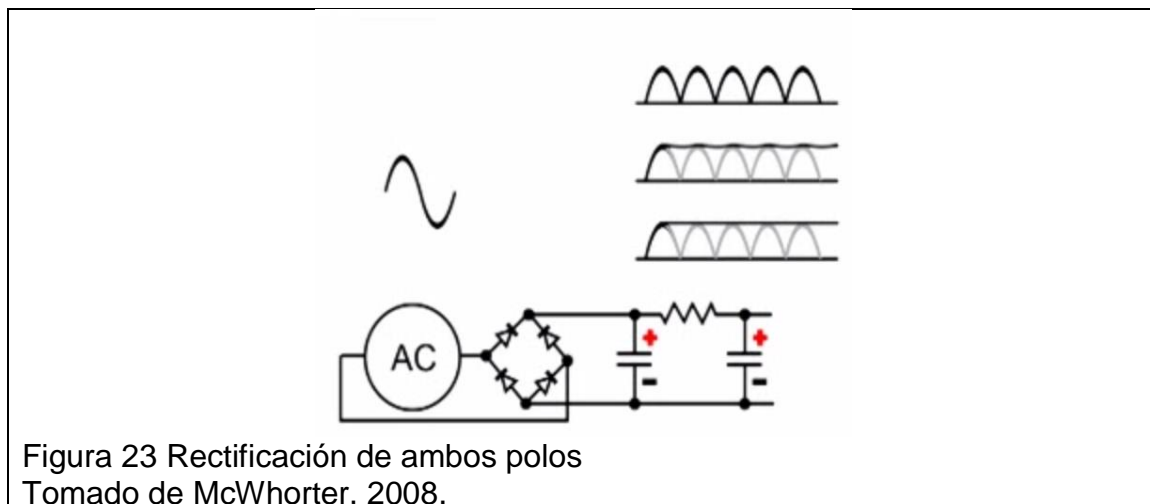
Un rectificador de media onda, según el polo al que esté conectado, cuando el polo correspondiente a la entrada del diodo sea cátodo (-) o ánodo (+), pasará, y el otro ciclo será bloqueado.



Para evitar la CC pulsante se introducen capacitores en paralelo al diodo con al menos dos de ellos se alinea y genera una envolvente de pico a pico de la señal rectificada.



Bajo el anterior principio, al combinar dos diodos, con su correspondiente polaridad a cada polo de señal, se podrá rectificar ambos semiciclos de la señal. Pero en la rectificación de onda completa la onda tendrá el doble de poder.



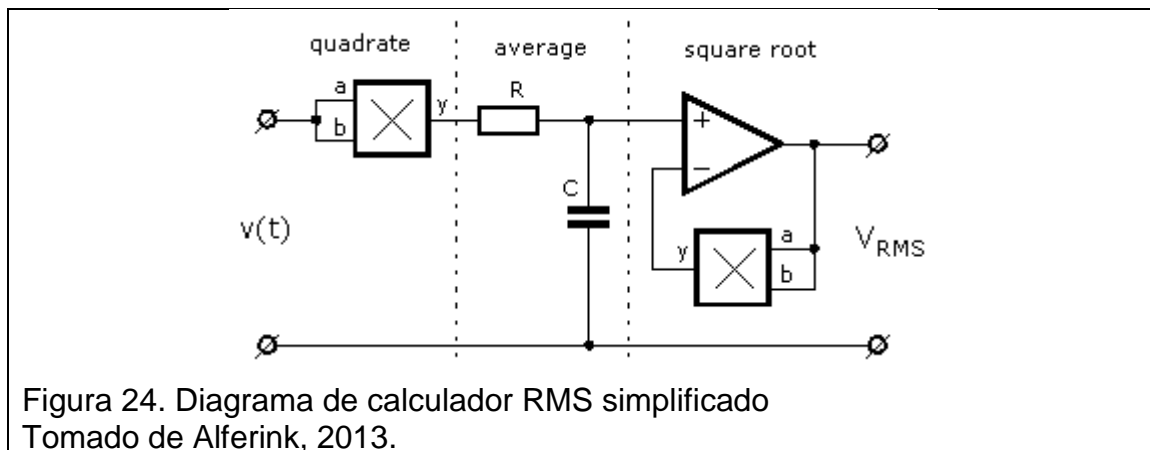
En el audio se emplean rectificadores de onda completa, ya que en ambos polos de onda existe información necesaria para una fiel transducción a sonido.

Se pueden hacer rectificadores con válvulas y también con transistores.

1.4.8 Conversores RMS DC

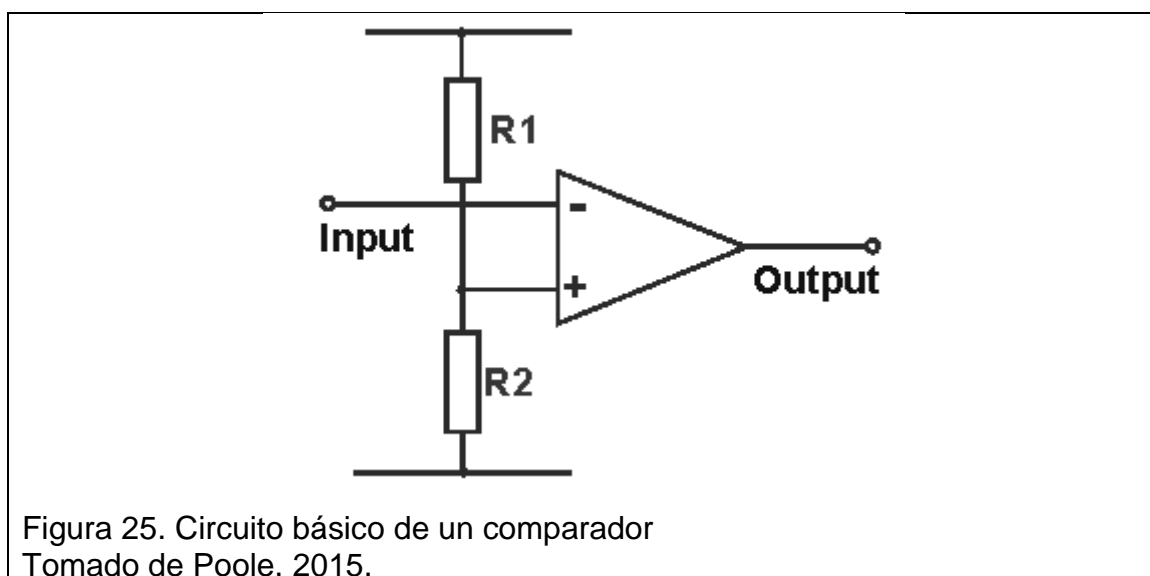
Estos circuitos permiten obtener un valor de corriente directa en base al valor RMS del producto de voltaje y corriente. La ventaja de estos circuitos es que se da una lectura en tiempo real de la corriente alterna, por lo cual existen menos probabilidades de latencia.

El circuito básicamente rectifica la señal Ac de entrada, toma uno de sus polos y los traslada a una sección de cuadratura y división, luego pasa por una corriente espejo y regresa a la cuadratura y división.



1.4.9 Comparadores

Estos circuitos analizan dos voltajes y cambian el comportamiento de la salida según la relación entre estos voltajes. Son de especial uso para la detección de niveles. Esto se obtiene empujando uno de los voltajes de entrada como referencia, así si el otro voltaje es mayor o menor se definirá el comportamiento deseado para la salida.



1.5 La adaptación de impedancia eléctrica en el audio

La impedancia muestra el flujo del audio en los circuitos y la resistencia y reactancia del mismo. Este flujo varía en amplitud constantemente y también

en dirección, por ello la corriente se alterna. Adicionalmente la capacitancia e inducción del circuito corrobora a oponer paso a la corriente según la frecuencia de fluctuaciones del voltaje.

En la entrada y salida de los equipos de audio la impedancia depende mayoritariamente de la resistencia, ya que la reactancia no presenta variaciones representativas por frecuencia. Si, la relación de la impedancia entre equipos no es la correcta, se producirán ecos y cancelaciones de fase o transmisión pobre de las señales. En una adaptación de impedancia la señal tiene una caída de 6dB. El estándar mundial de adaptación de impedancia es a 600Ω. Varios equipos de la actualidad funcionan con 140 Ω pero se aplica transformadores para realizar las respectivas adaptaciones. En el audio no se requiere adaptar la impedancia en la cadena electroacústica, lo que se requiere es adaptar voltajes. En cambio se prefiere diseñar los dispositivos con impedancias bajas de salida e impedancias comparablemente altas en la entrada.

Tabla 2. Efectos de la adaptación de impedancia

| Comparación de Impedancia | Efecto |
|----------------------------------|--|
| $Z_o \gg Z_i$ | Cortocircuito |
| $Z_o > Z_i$ | Recalentamiento |
| $Z_o = Z_i$ | Máxima transferencia de potencia, sobrecarga |
| $Z_o < Z_i$ | Corriente baja |
| $Z_o \ll Z_i$ | Circuito abierto |

En el audio la correcta comparación de impedancia se da cuando la de entrada es al menos 10 veces mayor que la de salida. Los equipos actuales tienen impedancias de salida menores o iguales a 150Ω y 10kΩ o mayor para las entradas. Así se asegura que al trabajar con múltiples conexiones paralelas entre equipos no existan descompensaciones de impedancia significativas, y el voltaje permanece con valores óptimos de amplitud. Adicionalmente, la corriente no requiere ser aumentada, lo cual disminuye riesgos de electrificación. Además, es importante recalcar que en los sistemas de audio el interés es la máxima transferencia de voltaje no de potencia.

En pedales para guitarra se prefiere impedancias de entrada mínimas de $1\text{M}\Omega$ e impedancias de salida máximas de $10\text{k}\Omega$.

1.6 Características del procesamiento de audio multibanda

Como lo dice su nombre, esta forma de procesamiento permite independizar la manipulación de distintos sectores de espectro de frecuencia de una señal. Para realizar dicha función, el dispositivo debe incorporar frecuencias de corte, o de cruce otorgadas por una red de filtros conocido como crossover. Dicho equipo aumenta su versatilidad, cuando se puede configurar, la frecuencia de corte, y la pendiente de los filtros de corte. Las frecuencias de cruce son ocupadas en equipos de procesamiento multibanda y también en el diseño de parlantes.

En dispositivos de crossover se prefiere trabajar con filtros en alineación de Butterworth y de primero a cuarto orden, ya que es inevitable que entre mayor sea el orden del filtro, aumentarán las descoordinaciones de fase. Sin embargo los filtros de primer orden son más comunes de generar distorsiones especialmente hacia las frecuencias agudas. Un filtro de segundo orden con configuración paralela será más que suficiente para tratar con los requerimientos de un dispositivo multibanda, puesto que los criterios de diseño no se enfocan estrictamente hacia el rendimiento a parlantes, sino a optimización de impedancias y correcta relación de fases. Adicionalmente para aplicaciones de tres vías es preferible y barato emplear un circuito activo de filtros. Y es recomendable diseñar circuitos de resonancia para mitigar cualquier frecuencia no deseada generada por los sistemas de filtros y los propios elementos.

Un mito importante a tener en cuenta que no es cierto, es que *crossovers* más simples generan mejores resultados, por lo que se debe atender a diseñar circuitos más complejos teniendo seguridad de que aportarán considerablemente al resultado de los cortes.

Para esta investigación se diseñarán los filtros de *crossover*, basado en los criterios de su diseño para compresores multibanda y altavoces. Todo esto

contrapuesto a las características sonoras de la guitarra eléctrica. De lo cual se nota que filtros Bessel de segundo orden serán los apropiados.

1.7 Procesadores de ecualización paramétrica

Estos filtros permiten controlar la ganancia, factor de calidad y la frecuencia central entre dos frecuencias de frontera, típicamente marcadas desde $1/3$ hasta $1/12$ de octava.

El conocimiento de estos filtros, permitirá el diseño adecuado para el procesamiento de la banda de graves en el pedal.

1.8 Procesadores dinámicos

Se encargan de regular la amplitud, hacen el trabajo de un *fader* automatizado o controlador automático de ganancia. Están basados en los amplificadores de voltaje controlado, en los cuales la ganancia de los mismos está regida por el manejo del voltaje de control dado por la dinámica de la propia señal de entrada. Estos circuitos poseen un detector de nivel, que dependiendo de su orientación de instalación, corroborará a la expansión o compresión de la señal de entrada, alterando así la dinámica de la señal. Dicha modificación se aferra a parámetros de actuación del procesamiento para procesar y dejar de hacerlo (ataque y relajamiento) así como la configuración del umbral de nivel sobre el cual o bajo el cual actuará el dispositivo, y finalmente un radio de procesamiento, el cual concentra la acción del voltaje de control hacia el amplificador.

1.8.1 Compresores

Estos dispositivos dinámicos automatizan el nivel de una señal, condicionándola según la envolvente de la señal de entrada u otra señal de control. El resultado es una nueva forma de onda desprovista de menor rango dinámico, pero en la cual picos de ambos extremos de la señal se emparejan. En este procesador el radio de compresión es decir la relación de decibeles de entrada para entregar siempre un decibel de salida, va desde 1:1 (no existe compresión), hasta 10:1 o más, donde se inicia un proceso de limitación de la señal de entrada, en el cual la respuesta del dispositivo es más rápida para

controlar los picos de ganancia que superan el umbral establecido, algunos proponen un ratio de 20:1 para la limitación. El ratio de compresión otorga una mirada a la relación existente entre la ganancia que existe en la entrada sobre la salida cada vez que se supera el umbral; en un ratio 2:1 si la entrada supera 2dB al umbral, en la salida se le otorgará solo 1dB, y así sucesivamente persiguiendo una escala logarítmica. Para activar el funcionamiento de la compresión la señal debe superar el umbral configurado (en algunos equipos puede ser de hasta -50dB, eventualmente es de -20dB a -30 dB y se encuentra en un rango de -30dBm hasta +12dBm. Cada vez que la señal de entrada supera el umbral, la ganancia del compresor se reduce. Las distintas configuraciones que se hagan de umbral y ratio determinarán la calidad de la compresión.

En todo compresor la señal debe cursar dos vías, una de programación y otra de control conocida como *side-chain*. La señal de entrada recurrentemente se dirige hacia un amplificador de ganancia variable y luego a la salida. La ganancia del amplificador se perfilará según la señal de control del *side-chain*.

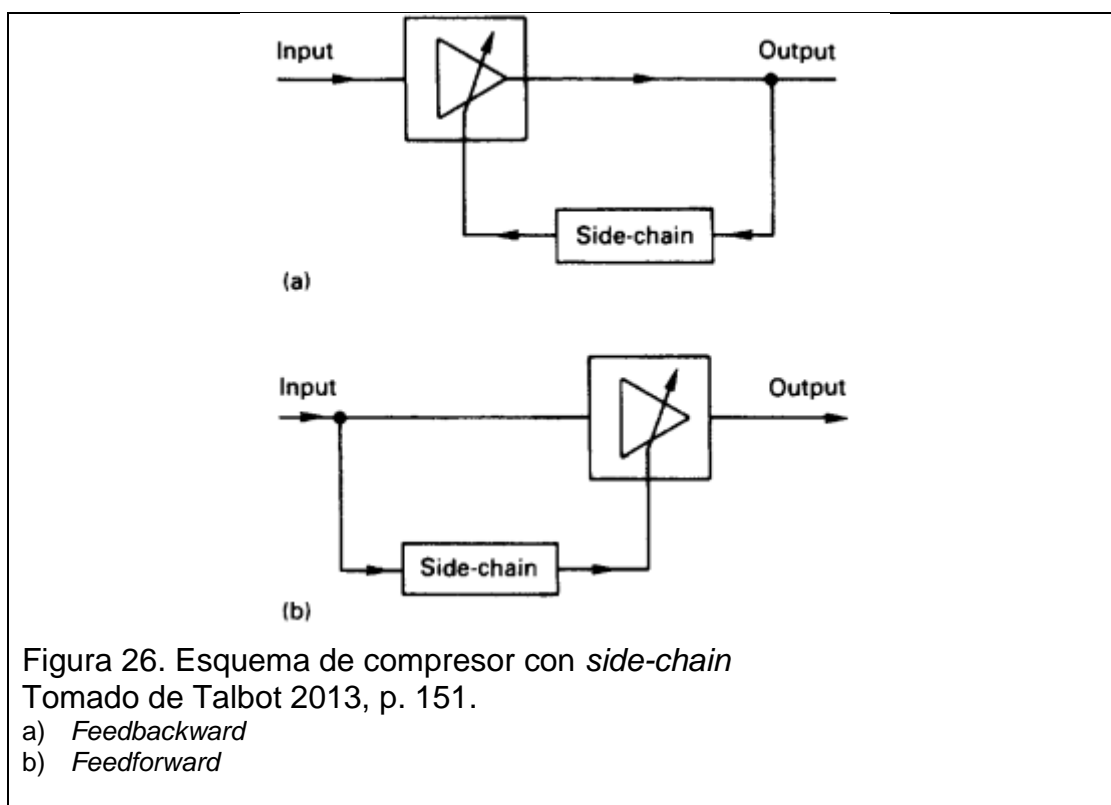
Según la ubicación del circuito detector de amplitud los compresores son clasificados en dos grandes grupos, diferenciados por la ruta que persiga la señal de entrada hacia el *side-chain*:

a. *Feedbackward*

El circuito detector de envolvente toma la señal desde la salida del controlador de ganancia del compresor. La respuesta del dispositivo se verá afectada por el tiempo y latencia de la señal entrante. Una ventaja sin embargo de esta configuración, es que el circuito es de auto adaptación, lo que permite que este se autocorrija. Todos los parámetros del compresor se verán afectados por el umbral, ya que este perfilará la ganancia de la realimentación. En orden de dar estabilidad a este circuito la ganancia del detector debe ser bien controlada. Sin embargo el *side-chain* siempre reaccionará de forma más lenta a las transientes, pero podrá trabajar con mayor efectividad con los picos. Este diseño es empleado en limitadores y por ende es más útil para fines técnicos.

b. *Feedforward*

El detector, toma la señal antes del controlador de ganancia. En esta configuración la relación entre voltaje de control y reducción de ganancia es estrecha y debe ser precisa. Este tipo de compresores son más agresivos. La latencia en el *side-chain* afecta la rapidez de respuesta de la compresión. Los parámetros del dispositivo poseen libertad de configuración. Sin embargo el circuito al no poseer una referencia de la salida genera un comportamiento de procesamiento menos predecible. Las transientes de igual forma alcanzan la salida sin poder ser procesadas a tiempo. Estas características lo hacen apetecible para fines estéticos.



Al generarse las reducciones de ganancia en el proceso de compresión, el procesador necesita recuperar ese nivel global perdido. Este control de nivel se denomina *make-up* cuando se encuentra en la salida del procesador o control

de ganancia si está en la entrada puede hacer un ajuste adicional a la cantidad de compresión. Algunos compresores emplean ambas etapas de ganancia y generan un parámetro de ajuste de pseudo-umbral.

El amplificador de ganancia variable en una forma sencilla se puede conformar por un transistor FET que actúa de divisor de potencial, es importante adicionar que el FET no posee características lineales y puede generar una atenuación máxima de 20dB. Esta configuración es empleada en el formato *feedbackward*.

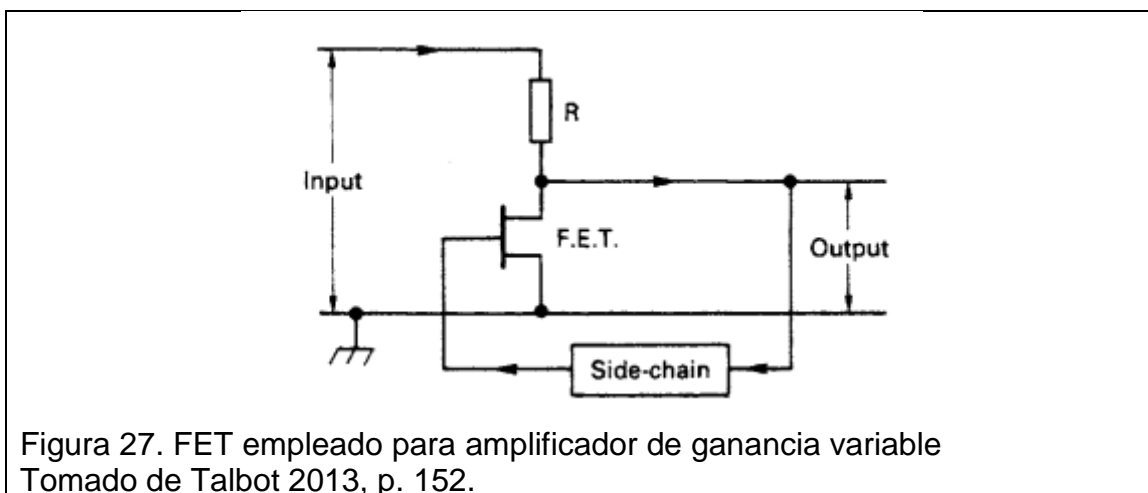
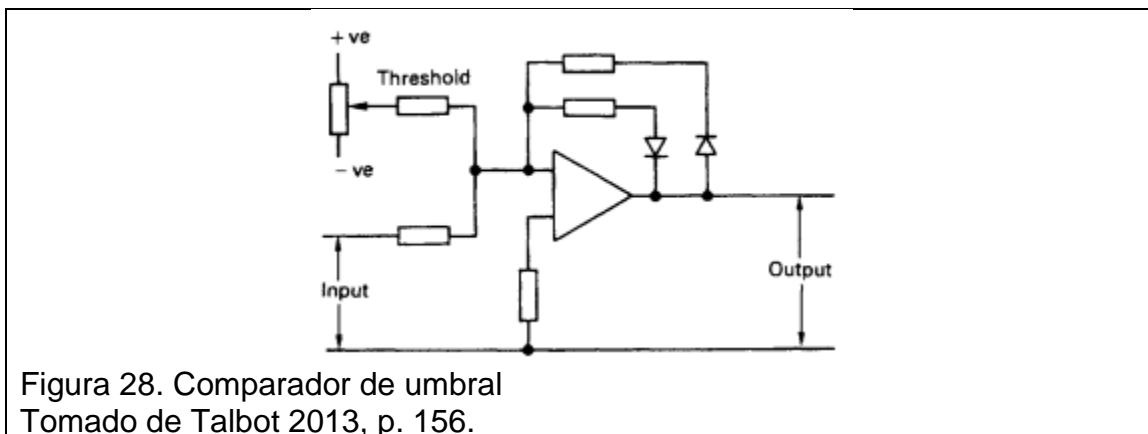


Figura 27. FET empleado para amplificador de ganancia variable
Tomado de Talbot 2013, p. 152.

Con respecto al *side-chain* se puede decir que, este es un circuito de rectificación para transformar AC en DC junto con uno de control de tiempo. La señal de entrada se convierte en una señal de control dependiente del nivel de la misma. En el *side-chain* están incluidos el rectificador de onda completa, el umbral, controles dinámicos y el radio. Según el modelo de compresor estos parámetros se dispondrán en distinto orden.

El rectificador, bien puede proporcionar una señal proporcional a los picos de la señal de entrada, esto es de gran utilidad en un limitador. Los rectificadores se pueden sustituir por conversores RMS para ampliar el uso estético.

El circuito del umbral compara la salida del rectificador con un voltaje de referencia. La señal de control debe ser superior a la del umbral.

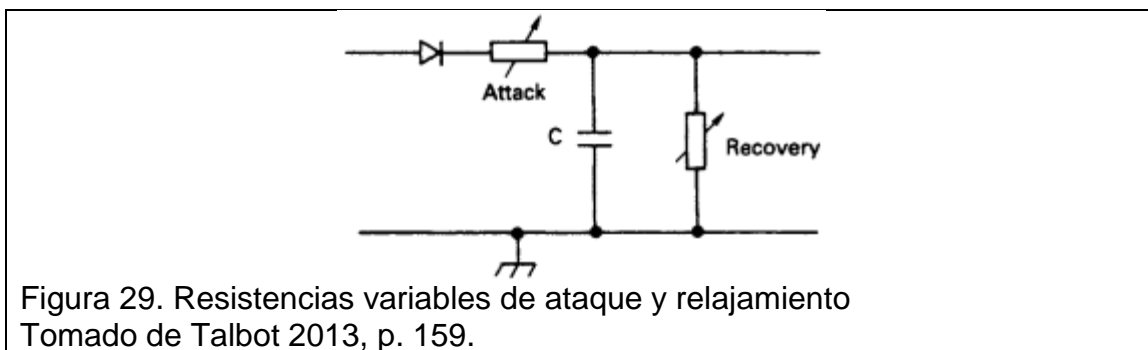


El ratio de compresión controla la ganancia del circuito de *side-chain*. Sin una entrada de voltaje de control el ratio permanecerá en 1:1, voltaje de control a tope, implicará limitación, mitad de VC será 2:1, etc.

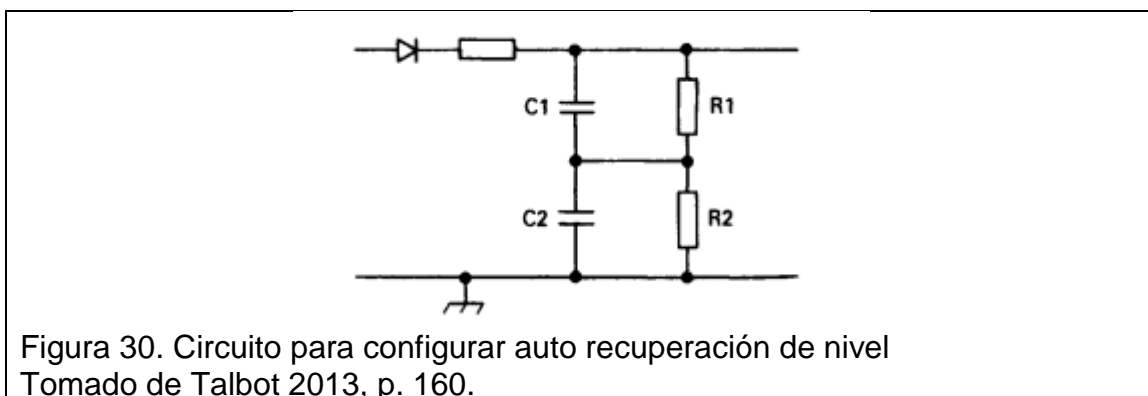
El ataque es el tiempo sobre el cual empezará a actuar la compresión. Los ataques pueden ajustarse desde 100us hasta 25 ms. Cabe recalcar que ataques comprendidos entre los 100us-150us generan distorsión en las transientes. Los compresores siempre generan inherentemente un retardo de actuación de 200us debido al tiempo que necesita la señal para transitar el *side-chain*. Por lo que algunos incluyen un circuito de respuesta anticipada, sin embargo este recurso posee aplicaciones más técnicas que estéticas.

El relajamiento es el tiempo que necesita el compresor para dejar de trabajar una vez que la señal de entrada deje de superar el umbral. Se ajusta en rangos desde los 25 ms hasta los 3.5 s. Tiempos muy cortos de relajación producirán *pumping* es decir que debido al salto de compresión y descompresión ganarán notoriedad ruidos de fondo o chasquidos en la señal. Un tiempo demasiado largo prevendrá *pumping* pero reducirá la sonoridad. Una forma tradicional de aprovechar las ventajas de ambos extremos de relajamiento es crear en el *side-chain*, una red de dos capacitores la cual provocará que el relajamiento sea más rápido pero con un rango extendido de actuación, de esta forma se aumentará la sensación de sonoridad, se controlará el bombeo y se asegurará una menor manipulación de la cola reverberante de la señal.

En la forma más primitiva los controles de tiempo se comprenden por un divisor de voltaje más un capacitor en paralelo.



Estos controles pueden ser mejorados empleando un circuito compensación de sonoridad en el relajamiento, introduciendo un arreglo extra de capacitores y resistencias. El capacitor C1 se emplea con un tiempo de descarga menor y el C2 con uno mayor, resultando un relajamiento logarítmico y no lineal, así se conserva sonoridad, se mantiene fidelidad con las colas reverberantes y se evitan bombeos.



En el *side-chain*, el ataque y el relevo del compresor son comandados por arreglos de resistencias como divisores de voltaje, donde el ataque corresponde a la resistencia en serie y el relevo o relajamiento a la paralela, ambos comprenden la sección de control de tiempo del circuito.

Debido a los conflictos presentes en la audición con las frecuencias altas, utilizar un procesador dinámico para la banda de agudos, permitiría alcanzar el procesamiento adecuado para esta banda de forma refinada.

Para usos técnicos los compresores, permiten controlar los rangos dinámicos, evitar sobrecargas en las cadenas electroacústicas y evitar distorsiones de pico, a lo que se aproxima más el funcionamiento de un limitador. Si se emplea de forma estética, los compresores permiten aumentar la sensación de sonoridad de una señal, sin necesariamente aumentar su nivel o ganancia, sin embargo dependiendo del tipo de compresor este cambio de sonoridad se acompañará de una modificación tímbrica. Los compresores pueden ser empleados como atenuadores cuando se configuran para reducir una considerable cantidad de ganancia.

1.9 La distorsión de señales de audio

Refiere a todo tipo de alteración que sufre una señal, descartando a la presencia de ruido, atenuaciones y amplificaciones e interferencias. Dichas alteraciones no son constantes y dependen de la dinámica del nivel que tenga la señal a su entrada. Las distorsiones se generan por un exceso de voltaje en uno o varios puntos de una cadena electroacústica o un circuito y por el aporte armónico que dichos elementos agregan a una señal de entrada. La resultante será una onda con tendencia a la forma cuadrada.

1.9.1 Tipos comunes de saturación generada en equipos

- a. Limitación de ancho de banda: generada por filtros pasa banda en amplificadores en las frecuencias atenuadas.
- b. Respuesta no uniforme: Según las características de las curvas de filtraje.
- c. Distorsión de fase: Desfases que desvirtúan en función del tiempo a las señales.
- d. Dinámica: procesamiento efectuado por compresión o expansión.
- e. *Crossover*: presente en la salida de amplificadores de clase B cuando se generan discontinuidades en la mitad de ciclo de las señales.

- f. No lineal: Propia de la función de transferencia de amplificadores y circuitos de ganancia en general, en la cual hacia la salida de la señal se nota el incremento o aparición de armónicos. Dichas variaciones de ganancia son producidas por; la corriente, el voltaje y la concentración de calor en el circuito.
- g. Transitoria: Retintineo de una señal de entrada de alta prominencia.

(Rossing, 2007, pp. 86-87)

De las saturaciones enlistadas, se pondrá especial atención a la no lineal. Misma que, es abarcada por dos grandes grupos de distorsión que explican la intrusión de componentes de frecuencia en la señal; armónica y por intermodulación.

1.9.2 Distorsión Armónica

Consiste en la adición de armónicos de las componentes fundamentales y parciales de una señal compleja debido a la superación del voltaje proporcionado por la fuente de poder. El nivel de estos armónicos es dependiente de las fluctuaciones en la amplitud de la onda original. Esta distorsión aproxima a la señal hacia una onda cuadrada. Según la complejidad del sonido, los armónicos serán enmascarados entre sí o por otros ruidos presentes a la salida del procesamiento, por tanto es más factible percibirlos en estímulos con amplia espacialidad sonora, pero sobretodo serán percibidos los armónicos de orden más alto. La saturación armónica en los armónicos de orden bajo no son fácilmente percibidos. La distorsión de armónicos de orden alto es común en la gama de equipos digitales, y su percepción se describe como la de un agregado estridente. Por otro lado la sobrecarga en componentes de bajo orden poseen mayor sutileza, ejemplo de ello está en la sobrecarga de válvulas al vacío. La distorsión armónica en frecuencias altas no será percibida con claridad a diferencia de las frecuencias bajas. De acuerdo al recorte que la señal tenga los armónicos generados con mayor amplitud serán pares o impares según un recorte simétrico (ambos polos de cresta) o asimétrico (solo polo positivo) respectivamente. Se sabe además que por debajo de los 400 Hz resulta más difícil al oído detectar la distorsión.

Adicionalmente, es muy común que la fundamental enmascare al segundo armónico. El oído es más tolerable a los armónicos pares, dado a su consonancia con las octavas musicales. Por otro lado los armónicos impares generan una sensación granulada y estridente incómoda para el sistema auditivo. Y con recortes más anchos, aumenta la cantidad de armónicos de alto orden. Por encima del armónico 15 se percibe como dos sonidos distintos. Sin embargo pese a las bondades de los armónicos pares, expertos como Nelson Pass, aseguran que amplificadores de armónicos impares poseen un mejor desempeño con pasajes musicales complejos, a diferencia de los pares.

Se puede cuantificar este tipo de distorsión a través del método de distorsión armónica total. En el cual se suma el cuadrado de todos los armónicos y se relaciona con la frecuencia fundamental más estos armónicos.

$$DAT = \frac{100 \sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots + A_N^2}}{\sqrt{A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 + \dots + A_N^2}} \quad (\text{Ecuación 13})$$

1.9.3 Distorsión por intermodulación

Este tipo de saturación se genera por las limitaciones de los componentes de un circuito para tratar de forma lineal al espectro de la señal de entrada. El resultado es la aparición de frecuencias fruto de adiciones y subtracciones entre frecuencias de la señal. A diferencia de la distorsión armónica, la de intermodulación es compleja de medir y predecir. Las frecuencias nuevas no se correlacionan con la fundamental, y pueden poseer mayor amplitud, lo cual puede llegar a alterar la entonación de la señal. Además es común que estas frecuencias sean menores que la fundamental. Por tanto las variaciones de voltaje que presenten estas frecuencias más graves modularán la dinámica de la frecuencia más aguda. El resultado de las nuevas frecuencias en relación con las de la señal original, poseen pobres relaciones de intervalo musical. Dicha falta de inteligibilidad es percibida tanto a bajos niveles como a sobrecargas de amplitud. El oído es más sensible a la intermodulación, por encima de la distorsión armónica.

1.10 Distorsión de válvulas vs. Distorsión de transistores

Ambos gozan de las mismas características sonoras. El transistor requiere menor voltaje.

La distorsión armónica de válvula produce sensación de calidez. Su distorsión es asimétrica y además su graduación de cambio con respecto al nivel, es continua en comparación de los transistores. El recorte que produce es más suave. Posee generosa ganancia en segundo orden alto de distorsión y poca distorsión de alto orden. Los armónicos pares que genera coinciden con las octavas musicales, lo cual refuerzan la afinación del instrumento. Por su parte los transistores producen armónicos pares e impares, pero con los años se los ha modelado para producir mayor nivel en armónicos pares y asemejarse a la saturación de válvula. Debido a que la retroalimentación tiende a cuadrar las sobrecargas, la distorsión de transistor al ser de mayor porcentaje se satura y empeora su desempeño. Los tubos pueden soportar mayores cargas de voltaje, por lo que se desenvuelven con un mayor rango dinámico que los transistores. La relación de distorsión por intermodulación es mayor en los circuitos de estado sólido a comparación de la armónica total (cuatro a uno aproximadamente), en los transformadores de las válvulas. Los transformadores de las válvulas cuando son saturados, generan una compresión a la señal, dicha propiedad no puede realizarse en los circuitos de estado sólido.

1.11 Recorte de diodos

Con diodos se puede efectuar recortes simétricos y asimétricos de una señal, dependiendo la configuración que se emplee. Con ayuda de otros elementos pasivos, dicha saturación puede ser suavizada y moldeable. Con la combinación de elementos activos, se puede mejorar el desempeño de los diodos.

El tipo de diodo empleado según su material (silicio o germanio), estructura (*schottky* o *zener*), operación (rectificación de potencia u operación de onda corta) también determinarán el tipo de recorte.

La saturación se provoca cuando una señal superior al forward bias del diodo pasa por este, esto generará conducción de corriente y limitación de amplitud hacia el voltaje forward del diodo.

1.11.1 Recorte simétrico

Se emplean dos diodos en combinación anti paralela.

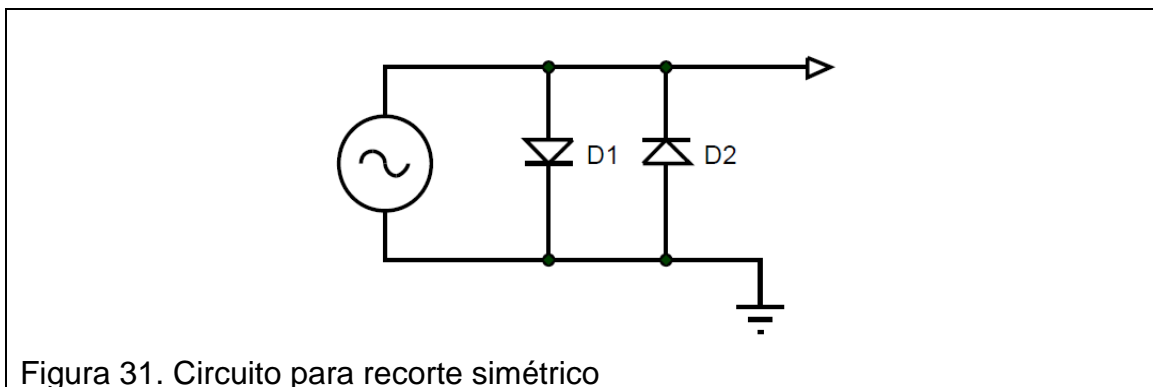


Figura 31. Circuito para recorte simétrico

El mismo recorte se puede alcanzar con dos diodos zener conectados en reverso.

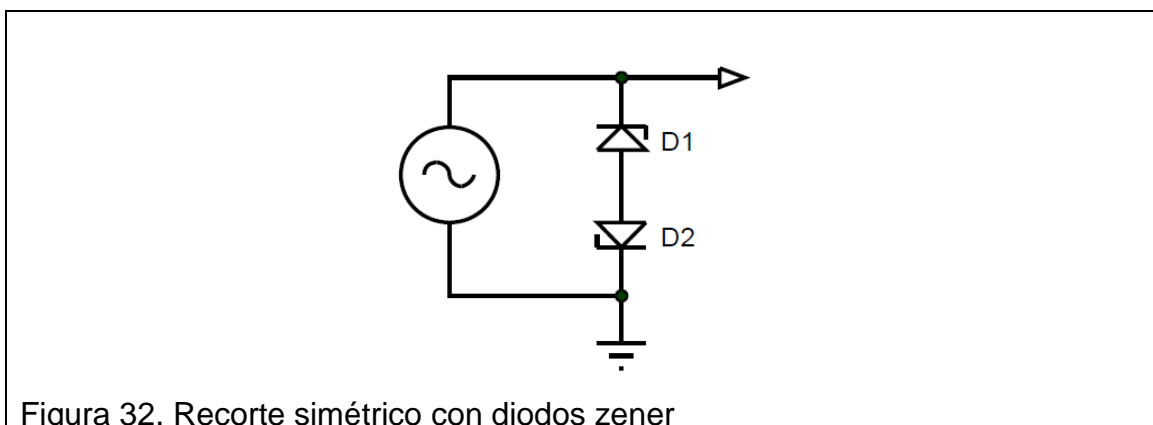


Figura 32. Recorte simétrico con diodos zener

Una alternativa de suavizar este recorte es empleando un op-amp y colocando los diodos en el segmento de retroalimentación.

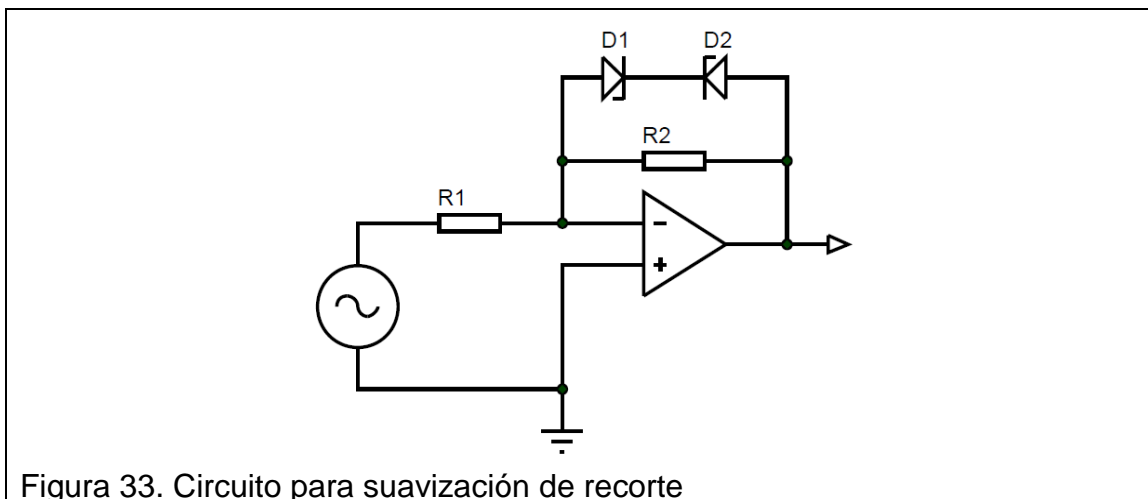


Figura 33. Circuito para suavización de recorte

1.12 Pedales de saturación

1.12.1 Boost

Su operación se basa en un amplificador de voltaje. Esto vuelve al circuito dependiente del voltaje de alimentación disponible. Lo cual provoca que el ataque de la señal pique hasta que su decaimiento sea de voltaje comparable al que resista el sistema. En su estado de ataque y primeros segundos de sostenimiento, la onda también recibe una compresión. Para controlar este efecto se coloca seguido de la entrada un atenuador (sin embargo esto desconfigura los valores de impedancia, y afecta la relación señal ruido de forma negativa) o en su defecto se controla el volumen de salida de la guitarra. Y se injerta un circuito de control de ganancia, no de volumen.

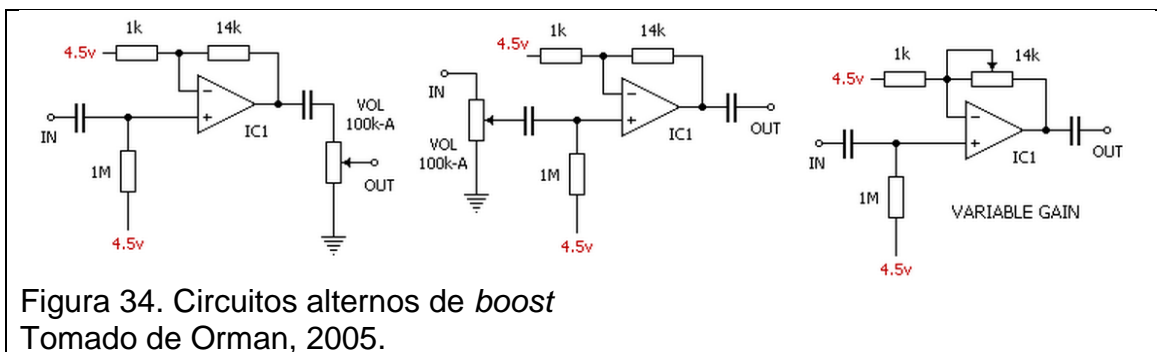


Figura 34. Circuitos alternos de boost
Tomado de Orman, 2005.

El boost es comparable a un preamplificador conectado justo antes de un amplificador, el cual determinará el comportamiento de la amplificación. Sin embargo el boost provoca ciertos realces de tonalidad, por la compresión y reiteración de resonancias. Un transistor de germanio provoca semejante comportamiento de procesamiento y provoca adicionalmente un realce de frecuencias medias. Esto resulta en que los booster se comporten de distinta forma según el amplificador con el que se los use. Los boosters lineales por otro lado conservan la forma de onda de entrada de la señal y se los considera preparadores a overdrive de amplificadores basados en tubos.

1.12.2 Overdrive

Es la saturación reconocida por excelencia en los amplificadores de tubos. Puede conseguirse un resultado cercano, combinando transistores u op-amps con diodos para suavizar la saturación. La intensidad de la señal de entrada, es la que dictaminará la saturación de la misma.

Los overdrives nacieron con el propósito de controlar la agresividad del fuzz y superar las propiedades del boost. Una de las claves de circuitería que corroboran a este propósito, es mantener un control de ganancia para los bajos y un atenuador para los agudos. De esa forma se reduce la agresividad del *high end* y se moldea el *warmness* del *low end*.

1.12.3 Distorsión

Se obtiene con la saturación de diodos. La saturación es constante e independiente de la intensidad de la señal de entrada. Su propósito de emulación persigue controlar de forma constante la saturación total de tubo, sin generar compresión. Es importante recalcar que la distorsión genera una curva de envolvente en forma de cuchara (*scooped*) y su efecto es menos influenciado al tipo de amplificador. El recorte simétrico y el empleo de semiconductores de silicón perfilan la agresividad que puede llegar a tener este procesador.

1.12.4 Fuzz

Se obtiene a través de la saturación de transistores, especialmente los FET, que se asemejan a la saturación de tubos. El propósito de nacimiento de los fuzz era emular el espectro de los saxofones. La saturación de estos pedales también nació del germanio y sus respectivas propiedades. El fuzz es la combinación de control de dinámica de un overdrive junto con el poder de ganancia del boost y la saturación de la distorsión. Sin embargo el tono es completamente controlado por el semiconductor de germanio. Si se emplea uno de silicio, el tono será más agresivo y granulado. El fuzz puede utilizarse como una alternativa más agresiva de preparador de overdrive para amplificadores de tubos.

El conocimiento adquirido tras revisar los distintos tipos de distorsiones y tipos de saturadores disponibles en el mercado, facilitarán la elección de criterios que se necesita para diferenciar distorsiones no deseadas y discriminar la saturación según su utilidad estética, así como el tipo de circuitería del que se puede partir.

1.13 Ondas de prueba para dispositivos de audio

Para la evaluación de distorsión es imprescindible que los diferentes instrumentos mantengan una concordancia temporal y de frecuencia de la mejor fidelidad.

1.13.1 Onda senoidal

Es la más utilizada por su característica de velocidad constante de rotación. Además esta reproduce el comportamiento ondulatorio del sonido. Y finalmente acoge el criterio de Fourier, quien explicó que todo sonido periódico puede descomponerse en una suma de senoidales.

Para el uso de esta señal en mediciones se requiere que posea un voltaje de 10V RMS. En osciladores típicamente se cubre un rango de tonos de 10 a 100kHz.

1.13.2 Onda cuadrada

Útil para verificar la respuesta de frecuencia del sistema así como el comportamiento de filtros.

1.13.3 Ruido Blanco

Está compuesto por frecuencias con la misma energía a lo largo del espectro audible. Se emplea en la medición de parlantes.

1.13.4 Ruido Rosa

Se conforma de la misma energía sonora, por octava a lo largo del espectro. Esta característica la hace más funcional en el audio dado a su concordancia con la escucha humana, el espectro de la voz y la música.

1.14 Guitarra eléctrica y transductores asociados

1.14.1 Guitarra eléctrica

Este instrumento produce su sonido mediante la vibración de cuerdas las cuales alteran la dinámica de un campo magnético, presente en la pastilla. Este voltaje se induce por una bobina, lo que resulta en diferencia de voltajes que para ser escuchados, son amplificados. El material y la forma de la guitarra eléctrica no presentan variaciones de voltaje definitivas para la transducción.

1.14.1.1 Cuerpo

Algunos estudios aislados muestran que alrededor de los 90, 180, 325 y 786 Hz existen resonancias propias del cuerpo de guitarras de construcción sólida de madera, adicionados a estos existen modos de vibración presentes en los 55, 160, 189, 300 y 369 Hz, de los cuales se debe considerar sus valles y nodos presentes a lo largo del instrumento, así como sus respectivos armónicos, que por cierto difiere en distintos puntos del brazo y para las distintas cuerdas. La afectación de los modos de vibración será relevante en mayor porcentaje a nivel tonal en guitarras huecas y semihuecas mientras que, en guitarras eléctricas corroborará medianamente a las características del *sustain*.

1.14.1.2 Cuerdas

El espectro armónico de cada cuerda se determinará por su grosor, material y edad. El enriquecimiento de armónicos agudos se intensifica hacia los extremos de la guitarra. La afinación de cada cuerda depende en la tensión generada a cada extremo. Sin embargo la sostenibilidad de dicha entonación se verá permanentemente comprometida por: la agresividad de la ejecución, a mayor presión de digitación mayor el aumento de tensión sobre los sujetadores mecánicos. Por otro lado la temperatura y humedad del ambiente determinarán a razón de cambio proporcional la elasticidad de las cuerdas. Finalmente, el estado y calibración del puente y clavijero de la guitarra determinarán la permanencia del ajuste de tensión de los alambres. Las cuerdas E1 y G2 son las más susceptibles a desentonarse; debido a su grosor estas oponen mayor resistencia a la tensión.

A propósito del grosor de las cuerdas se puede decir que: las cuerdas de menor grosor facilitan la ejecución, liberan al puente de excesiva tensión, poseen menos sustain, menor rango de frecuencia sin embargo se rompen con mayor facilidad y trastean con más frecuencia. Las características mencionadas se invierten a medida que se aumenta el grosor de las cuerdas. Esto ha llevado varios guitarristas a mezclar cuerdas de distintos juegos en función de su estilo. Hendrix, por ejemplo, adjudicó esto como un pilar de su firma sonora, él solía emplear los siguientes valores: .010, .013, .015, .026, .032 y .038.

El material empleado para la construcción de la cuerda se determina según sus características magnéticas. En la siguiente tabla se rescata rasgos cualitativos de algunos materiales:

Tabla 3. Aporte tonal de distintos materiales en cuerdas de guitarra eléctrica

| Material | Aporte Tonal |
|------------------------------|---|
| Níquel | Mayor presencia de medios bajos |
| Níquel con blindaje de acero | Respuesta casi plana con mayor ataque |
| Acero inoxidable | Mayor estridencia, presencia de agudos y <i>sustain</i> |
| Cromo | Mayor presencia de medios bajos y |

| | |
|---------|---|
| | resonancias controladas |
| Titanio | Mayor presencia de agudos sin estridencia |
| Cobalto | Rango dinámico amplio con prominente brillantes |

De los elementos listados, el cobalto es el que mejor se relaciona con las pastillas. Si a cualquiera de estas cuerdas se le recubre con polímero, esto le quitará *sustain*. Adicionalmente a las cuerdas graves se les agrega un trenzado, el cual si es redondeado aporta ataque y *sustain*. Si el trenzado es semiredondo la cuerda perderá ataque y brillantez. Finalmente si se emplea un cubrimiento aplanado, se perderá rango dinámico.

1.14.1.3 Pastilla

Es el elemento electromagnético que permite amplificar las variaciones de voltaje que produce la vibración de las cuerdas de guitarra. También conocidos como *pickups* en inglés, son los transductores de la guitarra eléctrica, los cuales transforman las vibraciones de las cuerdas en variaciones de voltaje. Su base de funcionamiento es una bobina y un conjunto de imanes que generan un flujo magnético. La bobina de la pastilla actúa como una antena por lo cual esta, filtra inducciones típicamente, de la acometida eléctrica. Un correcto conexionado a tierra y recubrimiento de los cables reduce la amplitud de esta frecuencia (50Hz o 60Hz) así como el tipo de cápsula, si es *single coil* o *humbucker*. La impedancia de salida de estos transductores oscila entre los 5kΩ y 15kΩ. Dependiendo de la pastilla los voltajes de salida varían desde 45mV pico hasta 1.2 V pico (~424mV RMS). Los *pickups* no transforman de forma proporcional las vibraciones de la cuerda, agregan distorsión y una frecuencia fundamental característica según el modelo de la pastilla (2.5kHz a 4.5kHz).

Al conjunto de bobina e imán se le llama *single coil*, *double coil* si son dos juntas. Los *single coils* sin embargo son más propensos a transmitir ruido de tipo *hum* y *buzz*, por lo que en los años 50 en el taller de Gibson se generó una

combinación de *double coil*, con uno de ellos alambrado en fase opuesta y con imanes en polaridad en dirección opuesta, esto produjo cancelación en *hum*, y se los bautizó como *humbuckers*.

En cuanto a la bobina se sabe que: la sonoridad de la señal será proporcional al número de vueltas de alambre la respuesta de frecuencia de treble y la dinámica será inversamente proporcional. El número de vueltas de la bobina implicará una mayor onda de salida, pero generará una menor respuesta de frecuencias altas. Típicamente un pickup posee 7 000 vueltas y moverse alrededor de ese número no genera cambios drásticos de sonido. El alambre usualmente empleado es de calibre 41 hasta 44 AWG, su elección tiene criterios más físicos que tonales. El recubrimiento de aislamiento de los cables por otro lado sí determina el tono. Se conocen al menos 18 materiales de aislamiento en la actualidad. Los cables con mayor aislamiento corroboran a un mejor high-end. Los cables empleados son de cobre por su precio, sin embargo compañías como Seymour Duncan han empleado alambre de plata y respaldan la notable diferencia en enriquecimiento, tonal, ampliación de espectro y dinámica que ofrece este. La forma en la que se enrolla el alambre también influye al sonido, pues permite distribuir de mejor forma la capacitancia y controlar la frecuencia de resonancia de la bobina.

En función de mantener una misma calidad en producción en serie, en la actualidad se han previsto normas de diseño y fabricación estandarizadas. Otro proceso creado para mantener las capacidades de inducción de las bobinas, es sumergirlas en cera y evitar vibraciones indeseadas que provocarían feedbacks de alta frecuencia que causarían inmediatos daños a conos y aparato auditivo. La captación extendida de pastillas es otro problema de no empelar la cera. Sin embargo manteniendo control sobre una pastilla no encerada se puede obtener una tonalidad agradable en frecuencias medias y medias bajas.

En orden de controlar el *high end* de los *pickups*, es que las guitarras eléctricas incluyen potenciómetros de volumen (250K, 300K o 500k) y tono (250k).

En la actualidad debido a los beneficios que ofrece cada tipo de pastilla se recomienda su elección en función al estilo que se toca con mayor prominencia, si la tonalidad que se usa es más limpia o distorsionada. Sin embargo desde los años 80 se generó una interesante corriente en la que se aprovecha lo mejor de cada *pickup*, colocándolos en zonas distintas según lo que se desea acentuar o equilibrar en términos de tonalidad.

Los *single coils* se caracterizan por ser más brillantes y crujientes y permitir un mayor rango dinámico que a la vez permite al guitarrista controlar el drive según la intensidad de la digitación que emplee. Por otro lado, los humbuckers generan más ganancia, pero su respuesta acentúa más los medios bajos y bajos. Es importante recalcar que ambas diferencias de tonalidad no son abismales y estas se sumarán a las variables que el resto de elementos de la cadena y ejecución otorguen a la sonoridad del instrumento.

En cuanto a voltaje de salida, los humbuckers y *double coil* proporcionan una señal más fuerte que los *single coil*, sin embargo hay modelos *single coil* que no difieren considerablemente con el voltaje de salida de humbuckers y *double coils*. Es importante recalcar que el precio de una mayor señal de salida es una preparación inminente hacia la distorsión, compresión y reducción de respuesta de frecuencia hacia los agudos. Sin embargo, hay pastillas especializadas con imanes cerámicos que tienen una alta señal de salida y un rango de frecuencia no reducido. Bajo estas condiciones es que se crearon las pastillas activas, las cuales poseen una circuitería de boost que funciona con una fuente externa. Los pickups activos poseen una salida bastante alta, pero mantienen el ataque y riqueza armónica controlada en frecuencias altas y no permiten que decaiga la calidad de la señal a través de cableado largo o el traspaso por varios dispositivos en una cadena electroacústica.

Los polos son los elementos que dan la forma al flujo magnético, si son de alnico (aluminio, níquel, cobalto) corroborarán a un sonido más apretado. Este será más dulce, Alnico2 y más pronunciado en bajos y con mayor ataque si es Alnico5. Alnico8 brindará todavía más agresividad en agudos. Un material que presenta más agresividad que el Alnico8 es el cerámico que además aumenta

la sonoridad y puede entregar un sonido más compacto y hasta comprimido. Si los polos son de material ferroso, darán una tonalidad más gruesa y con menor ataque.

Otro factor importante es el tamaño de los imanes. La agresividad y sonoridad serán proporcionales a la dimensión del imán.

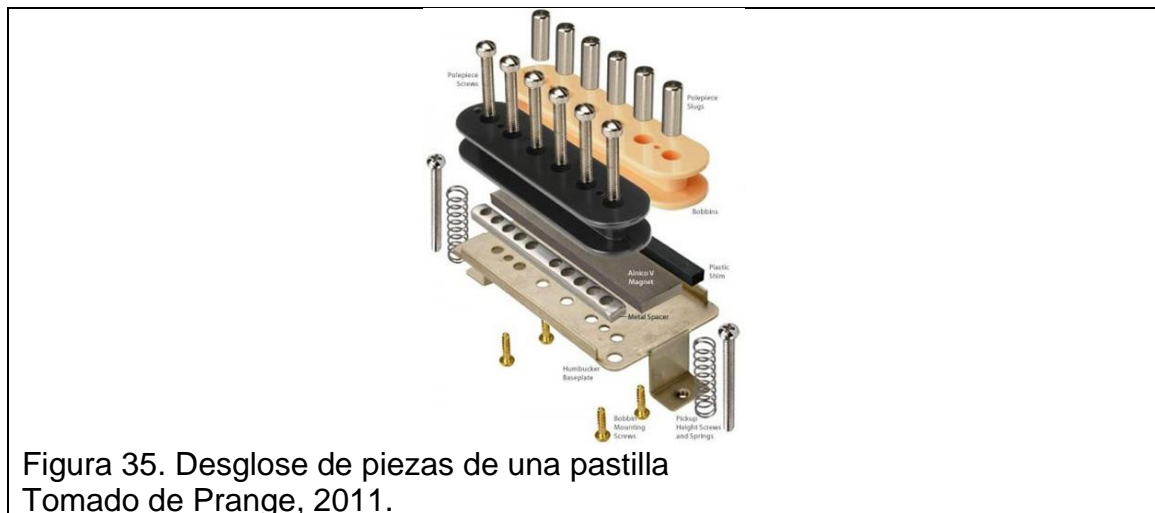


Figura 35. Desglose de piezas de una pastilla
Tomado de Prange, 2011.

En función de dar a la guitarra un control de su señal de salida, en el cuerpo se incluyen: potenciómetros de volumen, tono, switches regulables para elección o combinación de pastillas e inclusive switches para modificar la polaridad de los pickups. Recurrentemente la guitarra posee perillas de 500k o 250k. Las de volumen, de 500k permitirán liberar más agudos que las de 250k y están relacionados directamente con las pastillas, las cuales actúan como filtros pasa bajos de segundo orden con un pico resonante. La bobina en sí drena una parte de espectro agudo y la capacitancia generada en las vueltas de alambre también drenan agudos. Los *pickups* trabajan también con cargas capacitivas y resistivas; las capacitivas reducen la frecuencia de resonancia en espectro y la resistiva reduce la ganancia de la frecuencia de resonancia. Por otro lado los potenciómetros de tono son filtros pasa bajos de primer orden.

En el diseño de pedales se considera que los *single coil* generen una salida de 100mV_{pp} mientras que de los humbuckers, 1V_{pp} , lo que los hace más

vulnerables a *clips* dado el estándar común de 9V de alimentación para pedales.

Roger Mayer asegura sin embargo, que los pickups son uno de los elementos de la guitarra que ha sido sobrevalorados, sostiene además que las mejoras que con el tiempo se les han hecho responden a necesidades técnicas más que estéticas.

1.14.1.4 Vitela

El empleo típico de vitela se caracteriza por definir al tono según el material, forma y grosor de esta. A nivel de materiales el acetato de celulosa ha sido el estandarizado desde los años 20. Desde fines de los 70s se popularizó el DuPont Delrin. El nylon también fue popular y desde los 90s el tortex. En la actualidad varios guitarristas del rock prefieren sonidos más compactos, que se obtienen con vitelas medianamente densas y lisas. Entre más denso y duro el material, el tono producido será más crujiente y con mayor ataque y desgarré en medias y agudos. A la actualidad existen gamas de materiales en los que se incluye, metal, madera y minerales volcánicos para la elaboración de vitelas. Sobre el grosor de la vitela, las delgadas (.4-.6 mm) ofrecen una sonoridad más dulce (treble). Una vitela extra delgada corrobora a un sonido con mayor ataque y clip, típico de rock y pop. Vitelas entre .6 y .8mm son recomendables para ejecuciones rítmicas y son las de gran preferencia por su equilibrio de hi-end y mod-low range. Por encima de los .8 mm las vitelas otorgarán cuerpo al rasgado, esto especialmente gustoso en arpegios y *power chords*. En grosores de 1.5 mm hasta 3 mm el *low-end* perfila el sonido de guitarristas de *bibop* y jazz en general, el sonido es bastante caliente y meloso (150Hz a 250Hz). En función de forma, las vitelas de punta más aguda y pequeñas (forma de lágrima) son preferenciales para solos limpios e inteligibilidad de cada nota ejecutada, pues otorgan precisión. Las vitelas triangulares son preferidas en el jazz.

La guitarra eléctrica y su amplificador están catalogados como elementos electrónicos de audio de low-level. En términos generales este instrumento posee un rango de frecuencia efectivo desde los 80Hz hasta los 1kHz. Este

espectro se aumenta hasta casi los 2,5 kHz en la amplificación, y sus armónicos más agudos llegan hasta los 15kHz. “De 10kHz hacia arriba se cola las acentuaciones de digitación y vibraciones leves de las cuerdas. Entre los 5kHz a 8kHz se afianza la brillantez y de los 1kHz hasta los 5kHz la presencia característica del instrumento, específicamente los 1.5kHz” (Owsinsky, 2006, pp. 37). “La riqueza armónica de la guitarra, disminuye las posibilidades de detección de distorsión armónica en la salida de parlante” (Temme, 1992, pp.5).

1.14.2 Micrófono

Estos transductores convierten la presión sonora captada en sus diafragmas en pulsos de voltaje dependientes a la amplitud y frecuencia. La sensibilidad de los micrófonos se extiende en un rango de 40dB hasta 150dB NPS. Para amplificadores de guitarra eléctrica se emplean típicamente micrófonos de baja sensibilidad; estos trabajan bien con altos niveles y proximidades mínimas con el parlante. Dichos valores incluyen la proximidad hacia la fuente. La frecuencia de respuesta de los micrófonos cubre el rango audible de 20Hz a 20kHz, pueden ser de respuesta plana, o adaptada a ciertas frecuencias y bandas según la fuente a captar en este caso, la guitarra eléctrica (revisar 2.12.1). Cabe recalcar que los micrófonos poseen una frecuencia de resonancia de entre 1kHz a 8kHz según el modelo y tipo de funcionamiento.

Para esta investigación se empleará dos de los micrófonos popularmente usados en la grabación de guitarras eléctricas, el Shure SM-57 y el Sennheiser MD 421.

1.14.3 Parlante

Este transductor de baja impedancia nominal (4Ω - 8Ω), convierte los pulsos eléctricos en la recepción de una bobina la cual excita un cono por el cual se emiten presiones sonoras análogas a las diferencias de voltaje. El diámetro del cono es proporcional al rango de frecuencias reproducibles, recalcando que su eficiencia decrece notoriamente hacia el extremo (conos grandes no vibran con la rapidez suficiente de frecuencias altas, y conos pequeños no tienen la capacidad física de mover el volumen de aire necesario para reproducir

frecuencias bajas). La impedancia de los altavoces, no es constante a la frecuencia, de allí que su rendimiento depende decisivamente del amplificador, debido al efecto *damping* que se produce entre la impedancia de ambos equipos, el amplificador debe otorgar mayor efecto *damping* para mejorar el rendimiento del parlante. Otro fenómeno que se da con el amplificador es distorsión de intermodulación, debido a la inercia creada en el parlante, lo cual provoca un regreso de corriente al amplificador desde el driver del parlante.

Los parlantes para guitarra han mantenido sus limitaciones de diseño debido a que incursiones de mejora sobre los 3kHz resaltaba las transgresiones sonoras de los tubos. Los parlantes típicos usados son los de 10 pulgadas y con cono de papel. Según las características del cono, éste comprimirá y agregará distorsión a las señales, especialmente a las altas. Algunas de las marcas y modelos más recurrentes son: Vox blue, Celestion G12, alnico blue, G12M (usados en Marshall *cabs*, standard del rock 60s), G12H, G12T-75, G12H-100. JBL D120 y D130 (Fender), EVM-12L (Mesa Boogie 80s), Altec 417-8H. La respuesta de frecuencia varía de modelo a modelo, sin embargo es importante recalcar que el rango se reduce si se desea aumentar el otro extremo de polo, además la respuesta no es plana, existen regiones con fluctuaciones hasta de 15dB. En los modelos de EMINENCE se encuentra parlantes con respuestas útiles por ejemplo de: 50Hz-4kHz o 100Hz a 5.5kHz o 42Hz-2.9kHz inclusive 80Hz hasta 6.2kHz.

2. CONCEPCIÓN DEL PEDAL MULTIBANDA

Se realiza en base a una continua compensación entre caracteres técnicos y subjetivos y musicales enunciados en la sección 2 y la de anexos de este escrito. Cabe resaltar que los diagramas de base para emulación no conllevan a una pretensión de duplicar en exactitud dichos dispositivos, más aprovechar sus características afines a los objetivos de la actual investigación. De la misma forma, se procede con la selección de muestras, firmas sónicas y discografía, las cuales confieren un patrón dentro del cual se perfilará el modelamiento sonoro del pedal, más no serán utilizadas como la estandarización tonal que deba cumplir el dispositivo y más importante, no discriminan la infinidad de estilos y firmas sónicas que quedaron fuera de la selección para la fabricación del pedal de distorsión multibanda.

2.1 Firmas sónicas para emulación parcial

Se empleó atención directa a los siguientes guitarristas: Rory Gallaguer, Johnny Winter y Joe Perry. Tanto el estilo musical, como equipo empleado por estos músicos y la trascendencia histórica de los mismos se tomará en cuenta para la comprensión de sus respectivas firmas sónicas. No se incluirá un debate ni una examinación exhaustiva de las características musicales y técnicas que definen a estos guitarristas. No se realizará una replicación y comprobación de sus respectivas cadenas electroacústicas. Se analiza únicamente: dinámica de la ejecución musical y saturación de las señales especialmente en sus siguientes producciones discográficas:

- Rory Gallagher-Deuce, Polydor 1971
- Johnny Winter-Still Alive & Well. Columbia 1973
- Joe Perry, Aerosmith-Pump. Geffen 1989

El sonido de los tres guitarristas converge en que a pesar de la presencia estridente de sus guitarras en la mezcla, a nivel técnico es poca la saturación que emplean para alcanzar dicha sonoridad, es decir el enriquecimiento armónico que emplean no reside en sus pedales de overdrive o distorsión, por el contrario emplean estos dispositivos con baja saturación y solo como controladores tonales. Sería erróneo afirmar que su tonalidad depende de

pocos factores, más es común en los tres prospectos, que su calidad tonal reside en la configuración y conexión de sus amplificadores, parlantes y guitarras eléctricas. Esto por lo tanto asigna una nueva clave de concepción del pedal, que no se centre en la incrementación de distorsión armónica sino en brindar posibilidades de ganancia y coloración tonal que realcen las características propias de la guitarra y al mismo tiempo que no generen conflictos con la etapa de amplificación.

2.1.1 Rory Gallagher

De acuerdo a la leyenda urbana, Rory confesó a Brian May, que su tono se lo debía a su dispositivo, The Dallas Rangemaster Treble Master, del cual se podrá encontrar más información en 3.2.3. Rory solía mantener a máximo el drive de su amp Vox AC30. La ventaja de este amplificador de tubos clase A y sus sucesores es la flexibilidad tonal y su asentamiento de armónicos debido a que no poseía circuitería de *feedback*. Rory usaba además la perilla de volumen de su guitarra Stratocaster 61 como controlador de mezcla en su periodo musical hasta mediados de los 70.

A fines de los 60 Rory, lideró al blues y rock de Irlanda, imponiendo su fama en el Reino Unido. A partir de 1971 impulsó su carrera solista la cual trascendió hasta la primera mitad de los años 90, cuando murió después de complicaciones post operatorias. Vendió alrededor de 30 millones de copias en toda su trayectoria.

Su cadena electroacústica se caracterizó por su simpleza (guitarra, *treble booster*, amplificador), hasta mediados de los años 80, en los cuales incrementó su experimentación con combinación de distintos amplificadores combo pequeños, efectos y guitarras. Sin embargo siempre residió su firma sónica más en su mezcla de secciones rítmicas y punteadas, esto debido a que se forjó como un guitarrista vocalista de escenario más que de estudio.

2.1.2 Johnny Winter

La mayor parte de su carrera ha empleado el combo Music Man 410 de 120 watts. Este amplificador híbrido, fue creado en los 70 como un rival para el

Fender Twin Reverb. Las dos características notorias del *Music Man*, es su manejo cristalino en la sección de entrada y debido a su única circuitería para los tubos, este amplificador ofrece un overdrive suave con mayores posibilidades dinámicas especialmente si se combina con el volumen de salida. Johnny a las perillas de bajos y medios las mantiene a mínimo y el treble a máximo. Para colorear su tono empleaba un *chorus*, Boss CE-2, con las perillas de *rate* y *depth* con posición horaria cercana a las 12. Johnny no poseía preferencia específica en marcas de cuerdas ni las cambiaba de forma regular a menos que una de las cuerdas grave se rompiera, cambiaba el paquete entero siempre en 0.009 o 0.010. Su técnica de digitación no la hacía con vitela sino uñeta. A lo largo de su carrera empleó algunos modelos de guitarra, pero siempre mantuvo su configuración de amplificador. Johnny mantuvo cadenas básicas de conexión debido a su recurrente inconformidad con el uso de nuevos procesadores de efectos, tanto en estudio como en presentaciones en vivo.

A fines de los años 60 y sin sobrepasar los 20 años Johnny sobresalía ya en la escena de blues en Texas. Su carrera fue marcada por conflictos con disqueras, sin embargo eso no fue impedimento para desarrollar una discografía prolífica y galardonada, que culminó con la grabación de su último álbum pocos meses antes de fallecer en julio de 2014. El estilo de Johnny fue catalogado como un blues enérgico sujeto a los estándares clásicos del blues. Johnny también ha sido reconocido por su sobresaliente empleo del slider.

2.1.3 Joe Perry

Para respetar el tono de salida, prefiere trabajar con amplificadores combo pequeños para ser colocados el micrófono. La mayoría de sus amplificadores trabajan a 100 watts. La principal razón por la que mantiene niveles bajos de overdrive, es que siempre toma en cuenta que su guitarra se llevará a una mezcla en la que continuamente tendrá conflicto con la voz y teclados u otra guitarra, especialmente en el rango de 2kHz a 5 kHz. Demasiado overdrive, le quitará definición a la guitarra, en la mezcla. Se apoya en que los amplificadores actuales ofrecen más ganancia por lo tanto, sumar a estos un

extra de saturación bastará con un boost, Joe acostumbra tanto en estudio como en vivo mantener los potenciómetros de nivel entre 1 o 1,5 o aumentar siempre y cuando esto no altere el timbre natural que desea resaltar de la guitarra que está usando. En vivo Joe llega a usar hasta 12 cabezales y diez parlantes, los cuales son solamente dos o tres microfoneados, de los cuales la mayoría son Marshall para saturar y Fender para secciones limpias. Ampliando sobre su uso de boosts, Joe acostumbra a mantener encendidos en serie 3 unidades: un Duesenberg Gold Boost a 15dB, Option 5 Destination Bump Boost a 20 dB, y un Klon Centaur con todas las perillas alrededor de las 12. Esta sobrecarga energética sin duda activa el drive de los respectivos cabezales de la cadena. Joe además mantiene los potenciómetros de tono y volumen de sus guitarras siempre a máximo. En cuanto a su estilo de ejecución una particularidad de este guitarrista, es que estudia primero la firma sónica de la guitarra que esté tocando y en base a ello empieza a componer. Otra característica de su estilo es emplear frases intercalando distintos sectores del diapasón y mantener sus solos e intervenciones apegadas a la melodía.

2.1.4 Producciones discográficas adicionales

Se estudiará a nivel de apreciación musical y auditiva cuatro producciones discográficas de rock, con las cuales se pretenderá desarrollar una memoria auditiva que facilitará definir y valorar los aspectos básicos de mezcla de distorsión deseados en el pedal; Low-end, Hi-end saturación mínima, saturación máxima. Pero todas en común deben compartir un rango de inteligibilidad propio de ejecución y con otros instrumentos que compartan su rango de frecuencia. No se ahondará en los detalles técnicos que hicieron posible la sonoridad de las guitarras eléctricas de estas producciones.

2.1.4.1 Low-end: Vulgar Display of Power

Tanto para este disco de 1992 como en otras producciones de Pantera, Daimbag Darrell, empleó la distorsión de sus cabezales Randall y enfocó su cadena electroacústica hacia: Preamplificación, ecualización paramétrica, vías independientes de cabezal y cabina para señal limpia y saturada. Finalmente perfilaba su *hi-end* con la combinación de sus pedales de wah y flanger. Una

clave sobre la firma sónica de *low-end* de este guitarrista viene por la formación conservadora como técnico de sonido impartida por su padre, la cual consistía en evitar la sobrecarga y realce de agudos, dicha formación influenció tanto Daimbag como a su hermano Vinnie (baterista de Pantera). Otro punto notable de producción es la constante sincronización de ejecución y composición musical entre guitarra y batería, lo cual permite respirar a ambos instrumentos en la mezcla y evita conflictos de espectro de frecuencia.

2.1.4.2 Tono *clean boost*: Sueño Estéreo

Si bien las guitarras no son la característica especial de este disco sacado en 1995 como en otras producciones de la banda, destaca la madurez musical y de producción. Las guitarras clean se caracterizan por tener una constante planada en frecuencias medias y medias bajas, junto con una ecualización de graves que no desinflan pero tampoco enmascara ni destruye el trabajo tonal del espectro medio y alto de la guitarra. Cerati siempre empleó amplificadores a válvulas sin embargo no tenía reparo en emplear los avances tecnológicos disponibles y usar al estudio de grabación como un instrumento más, por lo cual es complicado definir una sola cadena electroacústica que ejemplifique la firma sónica del guitarrista, de todos modos una configuración recurrente era mantener la señal limpia hacia un VOX AC30 y los efectos hacia un Roland JC120, el Split lo hacía a través de un procesador Yamaha. Adicionalmente Cerati recurría como firma sónica a comprimir la guitarra y obtener el ataque tipo chasquido muy prominente en las últimas producciones de Soda Stereo y su carrera solista.

2.1.4.3 *High-end*: Division Bell

David Gilmour a través de su carrera tuvo una aproximación sónica hacia el delay y reverb. Esto implicó siempre mantener una tonalidad melosa y acentuada en bajos, para dar mayor espacio al *high-end* con los efectos de espacialidad y para orquestrar correctamente con los sintetizadores de Rick Wright. Durante la grabación de Division Bell (lanzado en 1994), Gilmour combinó técnicas y tecnología de la época junto con recursos de grabación empleados en las grabaciones de los años 70, todo enfocado más hacia una

firma sónica atmosférica y estereofónica de la guitarra. En cuanto a configuración de amplificadores se sabe que empleó combinaciones de Fender bassman de 50W para asegurar una amplificación cristalina de guitarra, y Hiwatt S212 como refuerzo para medios y agudos. Recurrentemente Gilmour empleó un MXR microamp para ajustar el tono de señal y junto con procesadores de chorus, un Big Muff y otros obtuvo la consistente prominencia de hi-end y sustain característico en las dos últimas producciones de Pink Floyd y en su carrera solista.

2.1.4.4 Inteligibilidad de ejecución con distorsión: Endgame

A partir del siglo XXI Dave Mustaine guitarrista de la banda, redujo su cadena de conexión y enfocó al acondicionamiento de su sonido a la salud y mejora de rendimiento de las válvulas de sus cabezales Marshall EL34100 incluyendo atenuadores de poder. Estos Marshall además poseen una circuitería independiente para cada canal lo cual garantiza drenar al máximo las propiedades tonales y dinámicas de los tubos. Mustaine adicionalmente apostó al procesamiento de señales y control tonal digital, y guitarras *custom* de pastillas activas que eviten retroalimentaciones. Mustaine manifestó además que el sonido de Megadeth, es la firma Marshall, por tanto junto al otro guitarrista, Chris Broderick, acordaron emplear la misma cadena y set de los dispositivos, esto en estudio y en vivo simplificó el conflicto de espectro de frecuencia y cualquier correlación negativa de frecuencias fácilmente se podía remediar con la ubicación panorámica de cada guitarra. Otra decisión de producción fue la de no hacer grabaciones en capa de las frases y priorizar la alternancia de funciones melódicas y armónicas entre los dos instrumentistas.

2.2 Diagramas base de procesadores de efecto

Los procesadores de efecto elegidos han sido seleccionados en función de los dispositivos empleados por los guitarristas mencionados en la sección 3.1. Se revisó además el valor histórico que se le ha dado a estos pedales a través del tiempo y el acceso a sus diagramas y explicativos de los mismos. Se estudió otros procesadores adicionales que no serán enlistados debido a que fueron empleados únicamente para comparar secciones de procesamiento,

interconexión de fuente, potenciómetro y elementos alternativos empleados para secciones similares de procesamiento con los dispositivos que se revisarán a continuación. Los procesadores de comparación usados fueron: BOSS MT-2, BOSS HM-2, BOSS BD-2, BOSS LM-2, MAXON SD-9, Bixonic Expandora, Ibanez Sonic Distortion, Brian May Treble Boost, Ibanez Tube Screamer, UREI 1176LN.

2.2.1 Pro Co RAT

Este es un pedal de distorsión diseñado para enfatizar los medios, al igual que el célebre Tube Screamer de Ibanez. La saturación se efectúa, amplificando la señal, y luego recortándola con diodos. El op-amp utilizado para la ganancia, es el LM308, el cual no genera saturación por encima de los 5.3kHz y tampoco posee amplificación lineal a partir de los 500Hz, pero se compensa empleando un capacitor. Los diodos 1N914, generan un recorte agresivo y una distorsión simétrica, similar al MX *distortion* y el Boss DS-1. Después esta se somete a un filtro pasa altos. En la etapa de salida hay un circuito buffer que vuelve a amplificar la señal y perfila el tono esta vez basado en un filtro pasa bajo. El FET en configuración *common drain (source follower)* asegura una baja impedancia. Otra ventaja es que el FET separa el circuito de tono y volumen de salida, de modo que no hay alteración entre ellos al ser manipulados. El potenciómetro de volumen de salida envía parte de la señal a tierra. Adicionalmente, La etapa de alimentación de poder, posee un arreglo de filtros que evitan la intrusión de ruido en la cadena de procesamiento.

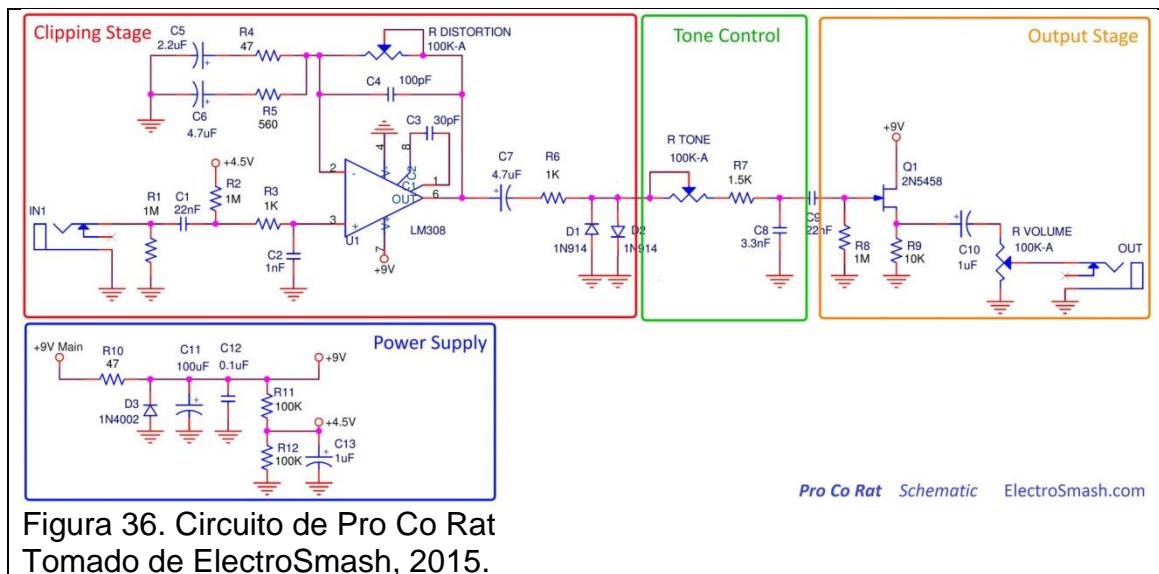


Figura 36. Circuito de Pro Co Rat Tomado de ElectroSmash, 2015.



Figura 37. Pedal Pro Co Rat Tomado de RAT, 2015.

2.2.2 BOSS OD-1 y SD-1

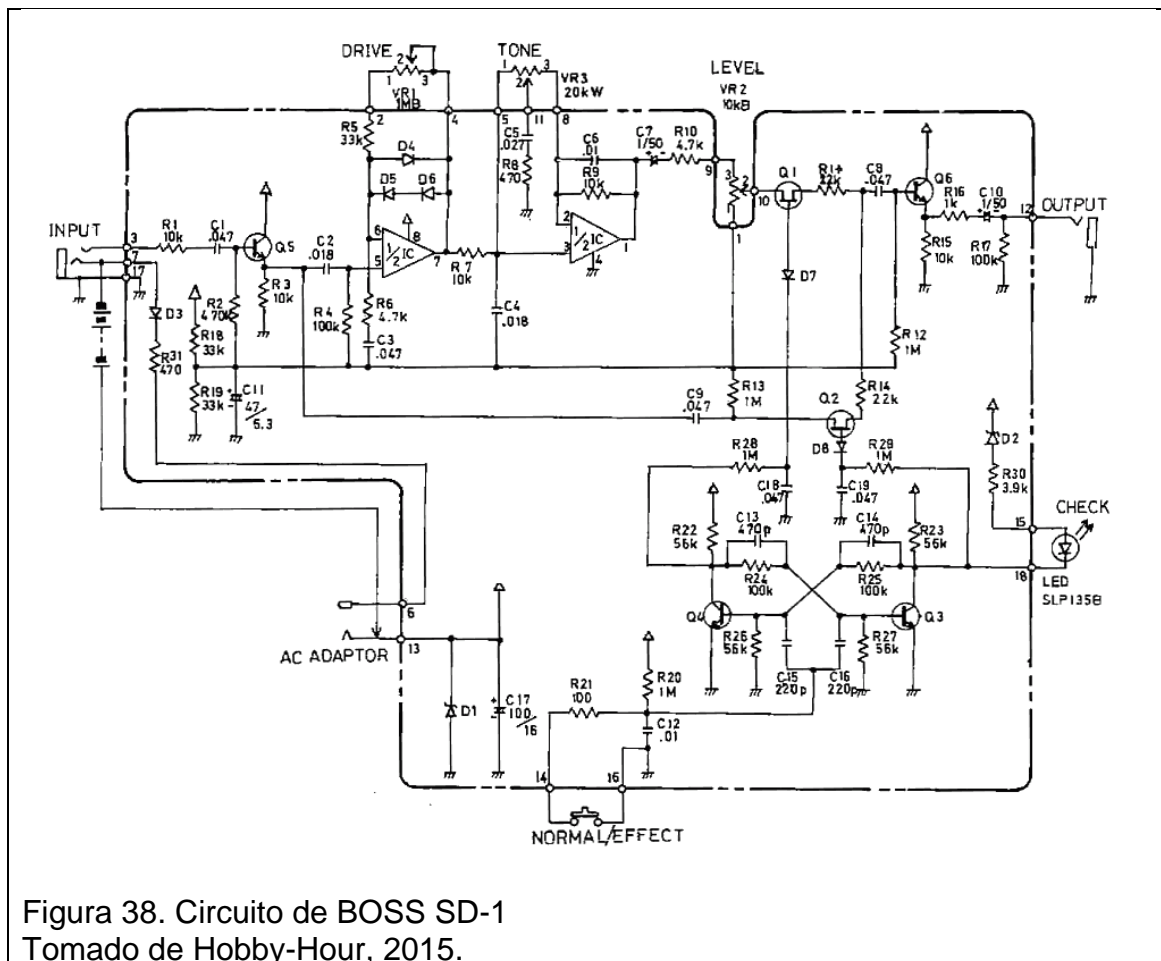
Estos son pedales de overdrive. Ambos dispositivos se estudian de forma simultánea ya que el SD-1 es el sucesor del OD-1 y ambos comparten algunas semejanzas con el circuito del Tube Screamer.

El circuito se caracteriza por operar con al menos 6 transistores. La sección de entrada es seguida de un JFET que funciona como un buffer, para proteger al

resto del equipo de CC y picos de alto voltaje provenientes de la guitarra. Previo a la sección de saturación, existe un arreglo en serie de resistencia y capacitor, el cual funciona como filtro y como resonador para frecuencias medias. La sección de saturación se realiza en un op-amp dual y una configuración de diodos de silicio que generan un recorte asimétrico en el *feedback* del op-amp dual. La configuración de la resistencia paralela suaviza la saturación en uno de los polos, y la resistencia variable del drive genera mayor resistencia con diodos descargados y mínima con diodos cargados, suavizando así la distorsión.

Previo a la sección de control tonal, el circuito traspasa un filtro pasa bajo que garantiza los valores de impedancia hacia el resto del dispositivo y controla los armónicos en la zona de agudos del espectro. El circuito de tonos a base del op-amp posee una baja distorsión y tiene un arreglo complejo de resistencias y capacitores, los cuales funcionan como filtros pasa altos en el *feedback* del integrado y de nuevo un arreglo en serie de resistencia y capacitor genera un filtro de resonancia que aporta nivel a las frecuencias medias. Los arreglos de recorte y tonos indican que a una máxima saturación el pedal será altamente brillante, por dicha razón no se acostumbra a saturar a máximo el drive, y en caso de hacerlo, se compensa con el control de tono, al igual que en la arquitectura del Tube Screamer.

El nivel de salida del pedal se controla por una resistencia. Desde este control de nivel hacia la salida existe otro sistema complejo de buffer el cual en esencia protege al circuito del chasquido producido por la activación de footswitch. Este sistema funciona con un multivibrador biestable que además, asegura una respuesta instantánea del procesamiento. Antes de llegar al conector de salida, existe un filtro pasa alto que concentra la respuesta de frecuencia del circuito en medios y medios altos.



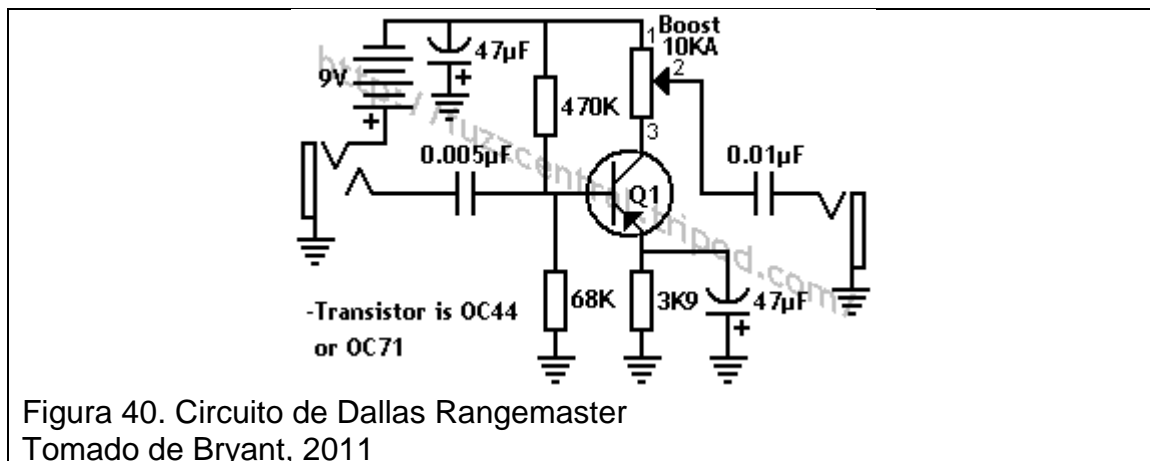
2.2.3 The Dallas Rangemaster Treble Booster

Este pedal de boost caracterizó por la simplicidad y eficiencia de circuitería, ha servido de base para el diseño de otros procesadores. La característica principal de la dulzura de este dispositivo se debe a su transistor de germanio, que a diferencia de los transistores de silicio, estos no producen saturaciones más estridentes y pronunciadas (*harsh*). Sin embargo el circuito original del Rangemaster presentaba sensibilidad notable frente a chasquidos del *switch* y variaciones de temperatura del transistor, lo que le restaba vida útil de forma rápida. Futuras correcciones del circuito también propusieron revisar y corregir la calidad de las resistencias empleadas y evitar la intrusión de ruido tipo hiss y hum.

Previo a la etapa de amplificación en el transistor, existe un filtro pasa altos que asegura que el boost sea para frecuencias altas. El boost se controla por una resistencia en el emisor. Antes de la etapa de salida está dispuesto un capacitor que bloquea el paso de CC, pero además junto a la resistencia variable en serie generan un filtro tonal que controla la salida de los agudos.

Revisado el esquema se nota que técnicamente el Rangemaster no es un *treble* booster, es más bien un booster de selección de frecuencia (Radin, 2007). De esta forma entre más frecuencias altas existan más las amplificará y agregará sustain, mientras que las frecuencias graves quedan intactas. Esto beneficia altamente a las diferentes intensidades con las que se emplea la ejecución en las cuerdas de la guitarra, y el tipo de vitela.

Durante los años 70 estos pedales se combinaban con amplificadores saturados u otros dispositivos de saturación con el fin de recompensar el hi-end. En la actualidad los dispositivos poseen rango extendido hacia los agudos, por lo que el Rangemaster ha dejado de ser una herramienta indispensable.



2.2.4 Klon Centaur

Este pedal de overdrive, fue desarrollado para tener la capacidad de resaltar el espectro armónico de la guitarra eléctrica, ha sido catalogado como el overdrive transparente. Una de las razones que corrobora a su transparencia es que varios segmentos de su circuito están conectados a la corriente de bias, lo cual reduce las posibilidades de generación de distorsión en distintas etapas del procesamiento.

En la entrada del equipo se encuentra un filtro pasa altos, que por su alta resistencia protege al equipo de picos provenientes desde la guitarra y variaciones fuertes de corriente desde la fuente de alimentación.

La señal luego es dirigida directamente a un TL072. Este JFET está caracterizado por su nivel bajo de ruido y distorsión armónica. Los TL072 son empleados en etapas de amplificación y obtención audio de alta fidelidad. La alta impedancia de estos integrados asegura una correcta transmisión de la CA proveniente de la guitarra, así esta no se verá afectada en rango dinámico. En la salida del TL072 la señal se divide en tres caminos. El primero se dirige directamente a la salida, pasando por un FPA que corta en los 159.2 Hz y también transitando por un resonador en los 284.3Hz con la resistencia de 560Ω , realizando así ligeramente los medios.

La segunda ruta del dispositivo es en la cual se produce el recorte. Esta se compone de una red de filtros dispuestos antes y después de la saturación. El primero es un FPA con corte en 88.5 Hz y de allí la señal se dirige por un camino alterno hacia la salida del sistema de saturación, pasando primero por un FPB de 106.2 Hz, generándose así un pasa banda entre las frecuencias mencionadas. Por el momento se puede nombrar a este paso de señal como 2ª. El segmento 2B que es el que le sigue a la resistencia de 10k del FPA y junto al capacitor C5 de 47nF, vuelven a formar un FPH con corte en 33.9 Hz previo a entrar en el amplificador operacional.

La configuración del *feedback* para el segundo integrado se entrelaza con la corriente de bias, en una red de 2 filtros un FPA de 943.3 Hz y otro FPB de 156.7 Hz. De esta forma el sistema procura que esta banda rica en espectro medio retroalimente al op-amp. En la salida del op-amp previo al clip simétrico de los diodos de germanio, hay otro filtro resonador en 159.2 Hz, interpretándose así, que la saturación se ha diseñado para las frecuencias medias. Previo a la mezcla con las señales 3 la 2 comparte un segmento con la 3 a través de un resonador en 867.3 Hz.

La tercera segmentación del Klon, dirige la señal hacia un filtro pasa banda con cortes en 212.7 Hz y 482.5 Hz. En la salida de estos filtros la banda se conecta a un potenciómetro en configuración *gang* de ganancia junto con la segunda partición de señal que ingresa al segundo TL072. El potenciómetro en ambos controles de ganancia además está en configuración de divisor de voltaje.

Después del segmento compartido en el resonador antes de la mezcla hay otro filtraje pasa bajos de 327.6 Hz.

Las señales 2 y 3 se mezclan en un integrado. En este caso el *feedback* es simple. A su salida se encuentra con un divisor de voltaje, el cual por un lado alimenta el último op-amp de la cadena. La otra parte de señal se comporta como un potenciómetro en configuración divisor de voltaje en configuración de FPA de 8687.2Hz, este potenciómetro configura el treble, en este caso ofrece un aporte de aire o brillantez.

Finalmente, la etapa de salida se controla por otro potenciómetro en configuración de divisor de voltaje pasando antes por un resonador de 60.5Hz para limpiar *hum* y controlar la DC hacia el conector de salida.

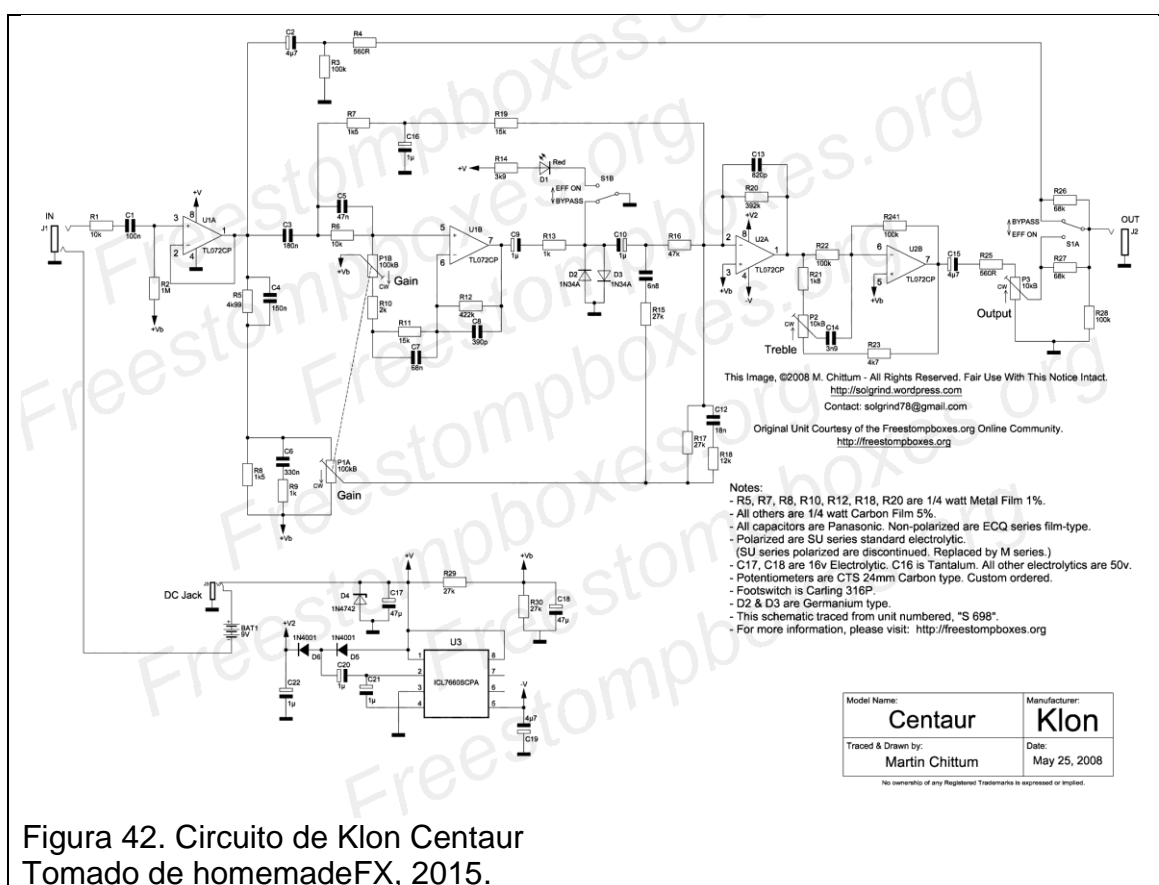


Figura 42. Circuito de Klon Centaur
Tomado de homemadeFX, 2015.



Figura 43. Pedal Klon Centaur
Tomado de johnmayergear, 2016.

2.2.5 MXR micro amp m-133

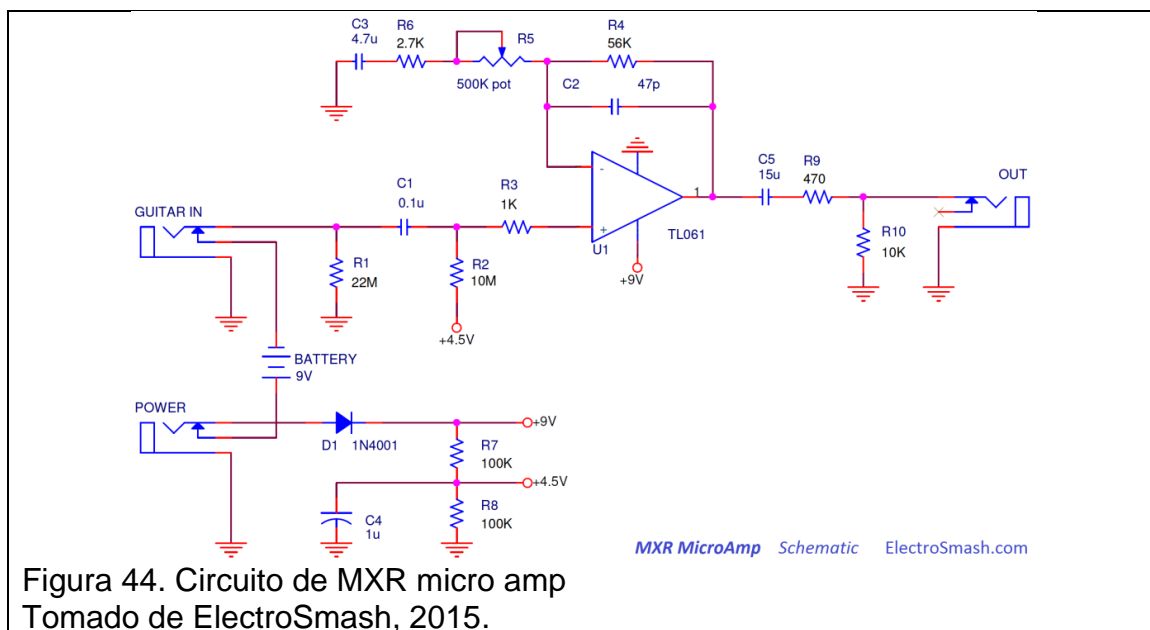
Este pedal es conocido también como un clean boost es decir, no colora la señal de entrada de la guitarra. A lo largo de los años ha sido empleado para agregar volumen a pasajes de solos, realzar la señal en puntos determinados de la cadena y también como preparador de saturación para amplificadores de válvulas. El pedal posee una respuesta de frecuencia plana y genera un realce de señal de hasta 26dB.

El circuito de alimentación de poder trabaja como un divisor de voltaje para proporcionar al op-amp del pedal 4.5V de bias. El capacitor, protege al sistema de variaciones de voltaje de fuente y el diodo protege al circuito de conexiones con polaridad invertida.

El micro amp gira entorno a un op-amp, el TL061. En la entrada del pedal se encuentra una resistencia de $22M\Omega$, la cual protege al pedal de chasquidos al ser activado, y marca la impedancia máxima de entrada del equipo. El pedal posee una impedancia real de $6.8M\Omega$ y 539Ω de salida.

La sección de ganancia es controlada por R4 a R6, en el feedback del op-amp y con una configuración de división de voltaje hacia tierra. La ganancia es plana sin embargo tiene una fluctuación de 10Hz hacia abajo y una de 10kHz hacia arriba pero con una fluctuación más suave.

El control de tonalidad del pedal se diseñó para protegerlo de hum y hiss. El capacitor C2 en la retroalimentación, actúa como FPB que actúa desde 60.4kHz lo cual redondea y quita agresividad a los armónicos superiores. El C3 conectado a tierra en cambio corrobora a un HPF con dos cortes, en 12.5Hz y 0.06Hz para suavizar la curva energética de bajas frecuencias. El capacitor en la salida, junto con las dos resistencias, genera un FPA con corte en 1.06Hz.



2.2.6 MXR dyna comp

Este pedal de compresión ha sido ofertado también como un generador de sustain. La tonalidad que ofrece lo ha hecho una base para el diseño de otros procesadores dinámicos para la guitarra eléctrica. El circuito se puede estudiar en cuatro secciones; entrada, función de op-amp, salida y fuente de poder.

En la entrada se provee dos señales para las entradas diferenciadas del op-amp. El capacitor C3 aísla CC proveniente desde la guitarra. El transistor Q1 sirve de buffer y desde el emisor envía una señal de baja impedancia. C2 controla la señal para coincida con la CC del integrado. La señal se divide también hacia la entrada invertida. El OTA LM13700 producirá una corriente amplificada dependiente del diferencial de voltaje de entrada.

La sección de salida usa como entrada la salida del OTA. La salida del integrado pasa por un roll-off para frecuencias agudas y por el transistor Q2 que hace de buffer e invierte la señal para que trabaje con la envolvente de la señal.

El compresor posee un ataque fijo y un radio de compresión y umbral que se regulan con la combinación del potenciómetro de volumen y el de sensibilidad, que regula el relajamiento de la compresión.

Proc. of the 14th International Conference on Digital Audio Effects (DAFx-11), Paris, France, September 19-23, 2011

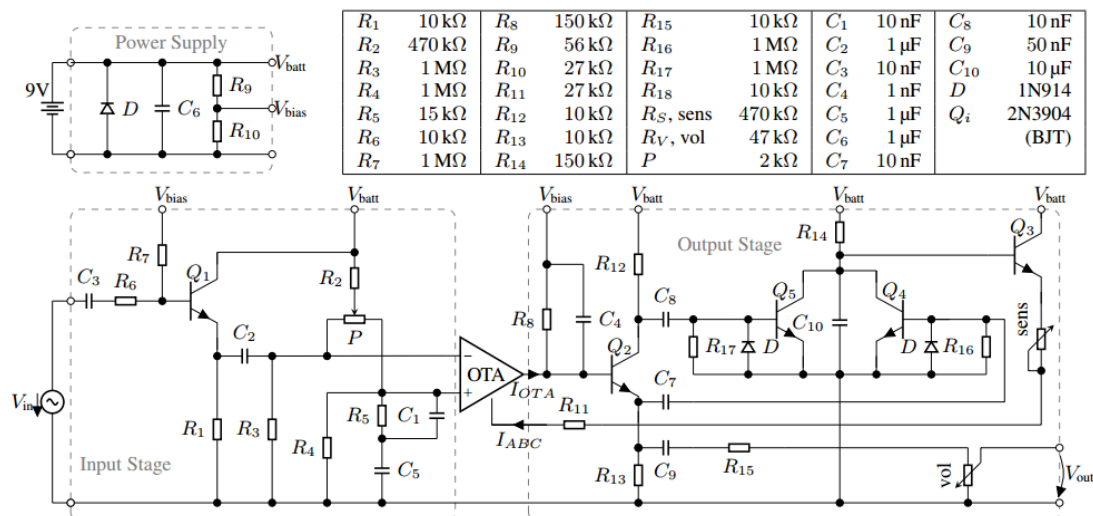


Figura 46. Circuito de MXR dyna comp
Tomado de Kröning, 2011 p.2.



Figura 47. Pedal MXR dyna comp
Tomado de sweetwater, 2016.

2.3 Combinación de firmas sónicas

Tomando los rasgos amplios de configuración de los guitarristas enlistados en 3.1 se generó un diario de prueba de técnicas de configuración de parámetros de saturación. El cual tuvo como propósito tomar como punto de partida de configuración más no con un propósito de emulación. El equipo usado se enlistan a continuación y las pruebas dieron inicio el día 2 de junio 2015.

- Guitarra eléctrica: Fender Telecaster J5 Triple Deluxe.
- Cuerdas: D'Addario EXL110, Nickel Round Wound.
- Vitela: Fender Premium Celloloid BlackMOTO Heavy series
- Amplificador: Marshall MG30CFX
- Pedales:
 - Boost: Electro-Harmonix LPB-1.
 - Simulador Acústico: BOSS AC-3.
 - Distorsión: BOSS MT-2.
 - Delay: BOSS DD-3.
 - Wah-wah: Dunlop GCB95

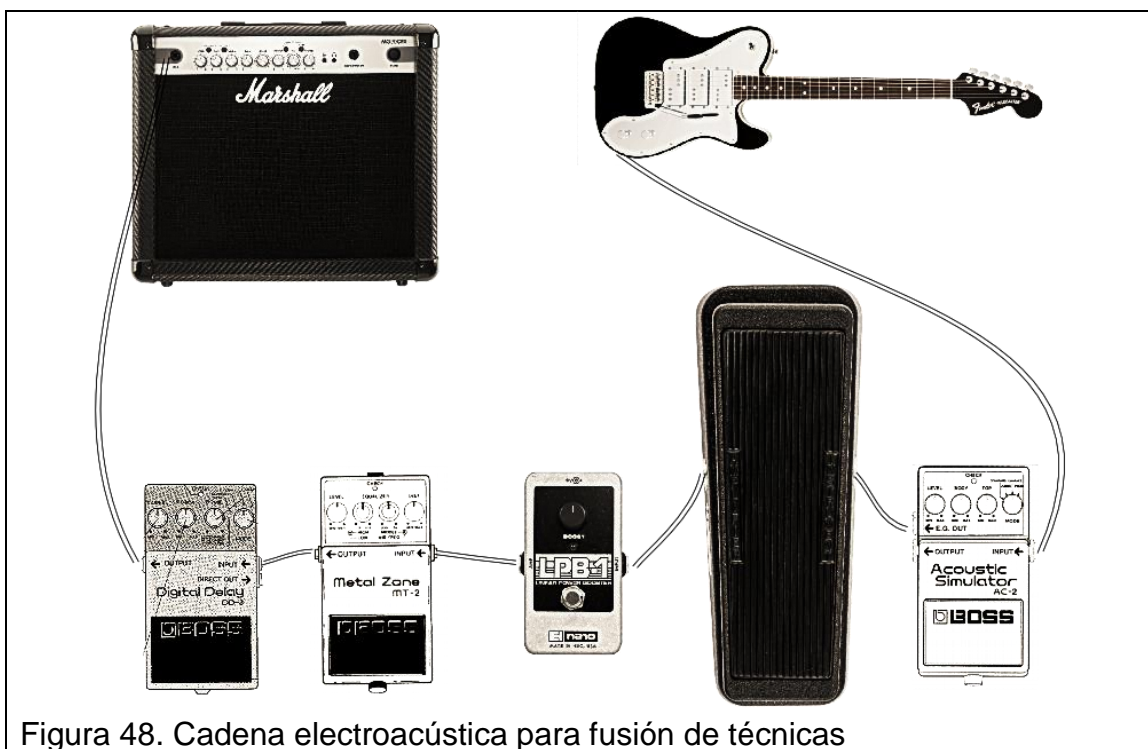





Figura 48. Cadena electroacústica para fusión de técnicas

2.3.1 Fusión 1:

Se usó el volumen de guitarra como el master, tal como la hacía Gallagher. El boost se puso a máximo como lo maneja Perry y en el amplificador se dejó en mínimo a bajos y medios, ganancia, volumen a máximo y el treble regulable desde las 3 hasta máximo como lo usaba Winter.

Tabla 4. Configuración de parámetros para fusión 1

| Dispositivo | Configuración de parámetros |
|---------------|--|
| Telecaster J5 | TONO VOL  |
| LPB-1 | BOOST  |
| MG30CFX | GAIN BASS MIDDLE TREBLE VOLUMEMASTER  |

Resultados:

Se aprovechó al máximo el rango dinámico de la guitarra eléctrica, lo cual sacó a relucir las capacidades de los *enforcer humbucker* de cuello de la Telecaster, los cuales mantienen casi plano el espectro pero con mayor acento alrededor de los 110Hz (A2), y acento suavizado hasta los 80Hz. La vitela Fender complementó alrededor de los 200Hz, restándose así una porción de brillantez que otorgan originalmente las cuerdas EXL110 y la brillantez de los imanes cerámicos de las pastillas. El booster al ser lineal generó una envolvente de carga energética similar a la del ruido blanco, por lo tanto el tono se pronunció aún más hacia oscuro, pero al mantener en amplificador a bajos y medios en cero no relució el *boomie*, más bien relució la compresión y sustain característicos de los *enforcer*, especialmente para los medios. De esta forma el treble de amplificador se convirtió en un gatillo para agudos, los cuales por la compresión y enmascaramiento de los bajos reforzaban el ataque y corroboraron medianamente en el sustain. Se registró un incremento armónico que se catalogó entre booster colorador y soft overdrive. El timbre obtenido fue por lo tanto apretado con prominente ataque y sustain más notorio. Esta firma sónica fue de gran provecho para *palm mute*, *power chords*, *bends* y arpeggios lentos.






Esta configuración sirvió idealmente como preparador de saturación, por lo que al activar el MT-2, con su perilla de DIST a mínimo ya se alcanzaba una saturación apetecible y controlada, de esta forma el resto de sus parámetros permitieron identificar y controlar frecuencias de resonancia. Y para ejercer control sobre los agudos en el ataque sin perder los armónicos generados, se empleó el AC-2 para suavizarlos.

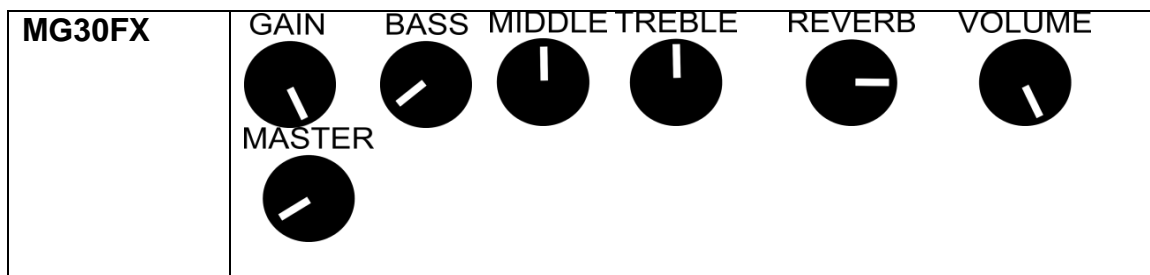
Un aspecto que no se pudo controlar fue el drástico aumento de ruido de fondo, por lo que una compuerta de ruido y un tratamiento de ecualización paramétrica potencializarían esta fusión de configuración de parámetros.

2.3.2 Fusión 2

Persigue mismo principio del fusión 1. En este caso el MT-2 será la matriz de control y se configurará como overdrive, el resto de pedales corroborarán a su enriquecimiento tonal. El LPB-1 se usa de forma moderada. El AC-2 se configura para dar compresión adicional y controlar el ataque. El ecualizador del MG30FX recompensa la sonoridad perdida por el aumento de armónicos en el MT-2. Finalmente se agregó el *reverb* del AC-2, más el *delay* corto del DD-3 y el *reverb spring* del MG30FX.

Tabla 5. Configuración de parámetros para fusión 2

| Dispositivo | Configuración de parámetros |
|---------------|--|
| Telecaster J5 | TONO VOL  |
| AC-2 | VOLUME REVERB BODY TOP  |
| LPB-1 | BOOST  |
| MT-2 | LEVEL EQUALIZER DIST  |
| DD-3 | E. LEVEL F. BACK D. TIME MODE  |



Resultados

El LPB-1 aplanó la respuesta de la guitarra. Las mezclas de los dos reverbs con delay generaron un pseudo chorus controlado, parecido al de Johnny. Al tener todos los pedales encendidos la guitarra toma bastante cuerpo y se acerca a firma sónica del fuzz, especialmente por el recorte que el LPB-1 agrega al MT-2. El AC-2 comprimió sutilmente medios y agudos y agrega cuerpo en los 500 Hz. La distorsión quedó más compactada, comparable a las distorsiones rítmicas de Joe Perry. Al quitar, boost la distorsión del MT-2 junto con cualquier modo del AC-2 emularon un overdrive sobresaturado. Al dejar solo la distorsión se perdió cuerpo pero hubo un realce de frecuencias medias y mayor inteligibilidad. Con ayuda de un ecualizador gráfico se podría pulir aún más las variantes de distorsión, ya que el LPB-1 siempre resalta las resonancias propias de la guitarra.

3. DESARROLLO DEL PEDAL MULTIBANDA

Como punto de partida de este capítulo fue esencial conglomerar los conocimientos adquiridos en las secciones 2 y 3, en las siguientes tablas.

Tabla 6. Resumen valores teóricos útiles para diseño de pedal

| Parámetro | Valoración | descripción |
|------------------------------------|--|---|
| Generalidades | 20Hz-20kHz | respuesta de frecuencia en humano con audición sana |
| | 120dB | umbral del dolor |
| | 10Hz-60Hz | sub bajos |
| | 60Hz-250Hz | bajos |
| | 250Hz-2kHz | rango medio |
| | 2kHz-6kHz | medios altos |
| | 6kHz-20kHz | altos |
| | 440Hz | LA-2.273 ms |
| | 261.63Hz | Do central (C4) de piano |
| | <400Hz | percepción pobre de la distorsión armónica |
| Enmascaramiento temporal | 5ms a 20 ms | diferencia de llegada de E con P |
| | 100ms | permanencia de enmascaramiento según relajación de envolvente de E |
| | 200ms | restitución auditiva |
| Enmascaramiento frecuencia | 0,7% de frecuencia | resolución efectiva de frecuencia para que el oído no interprete como una sola frecuencia |
| | 1/12 intervalo musical | |
| | 1/100 de octava | |
| | tercera mayor | |
| | 1.25 ERBn | distancia mínima de filtro auditivo para no fucionar frecuencias cercanas |
| <-5dB | Disminución de P para ser totalmente enmascarada | |
| Umbral absoluto de audición | 4kHz y 13kHz | resonancia del meatus |
| | 3kHz | resonancia canal auditivo |
| | 2kHz-5kHz | hipersensibilidad del sistema auditivo |
| | >500Hz | umbral de sensibilidad espectral humana |

| | | |
|--------------------------------|---------------|---|
| | <50Hz | paralización de comportamiento vibratorio de membrana basilar |
| | <35Hz | Compensación de sensación sonora con vibración corporal |
| | ±20dB | tolerancia de umbral absoluto de audición, dependiente de la frecuencia |
| Sonoridad | 10dB | equivalencia de duplicación de la intensidad para estímulos superiores a los 40dB |
| | <40dB | variación de la sonoridad tiende a ser exponencial |
| | <100Hz->5kHz | variaciones de 10dB generan percepción de cambio tonal |
| | 65Hz-1kHz | espectro musical |
| | >1kHz | modelamiento de brillantez y timbre de fuentes musicales |
| | ~140Hz | distancia aproximada entre bandas para realizar la densidad de sonoridad en estímulos superiores a los 60dB NPS |
| | 10 a 20 dB NS | la sonoridad es independiente del ancho de banda |
| | ±3dB | asertividad de percepción a cambios de nivel en sonidos complejos |
| Resolución de armónicos | 10 | primeros armónicos necesarios para reconstrucción tonal de un estímulo |
| | >15 | percepción de sonidos distintos en la distorsión armónica |
| | 5 a 8 | detección satisfactoria de armónicos en bajas frecuencias |

Tabla 7. Resumen propiedades de transductores

| Propiedad | Valor |
|--|----------------------------|
| Guitarra Eléctrica | |
| rango frecuencia | 80Hz-1kHz |
| extensión de rango de frecuencia con amplificación | hasta 2.5kHz |
| armónicos más altos | 15kHz |
| digitación y vibración de cuerdas | >10kHz |
| presencia característica | 1kHz-5kHz |
| brillantez | 5kHz-8kHz |
| parcial definitivo | 1.5kHz |
| Resonancias de cuerpo guitarra | 90,180,325 786 Hz |
| Modos de vibración | 55,160,189,300 y 369 Hz |
| Impedancia out de pastillas | 5k Ω -15k Ω |
| voltaje salida | 45mV-1.2V peak(~424mV RMS) |
| frecuencia fundamental de pastillas | 2.5kHz-4.5kHz |
| voltaje salida single coil | 100mVpp |
| voltaje salida <i>humbucker</i> | 1Vpp |
| Micrófonos | |
| frecuencia resonancia | 1kHz-8kHz |
| Parlantes | |
| Impedancia nominal | 4 Ω -8 Ω |
| respuesta de frecuencia efectiva | 50Hz-6.2kHz |

Revisados los datos de las anteriores tablas se nota que un procesador con tratamiento independiente para las bandas permitirá mayor versatilidad de manipulación del audio, a diferencia de un procesador de banda completa.

La guitarra eléctrica en sí ya ofrece una gama amplia de variables y coloraciones tonales, las cuales si son concientizadas y realzadas pueden ofrecer al guitarrista la firma sónica buscada. Un procesador capaz de llevar a cabo este objetivo es un booster, mismo que se puede emplear como preamplificador y o preparador de saturación pero que al mismo tiempo conservará el rango dinámico.

Si el booster no cubre las necesidades tonales del guitarrista, se requerirá adicionar parámetros modificables para distintas secciones del espectro de frecuencia, estos parámetros pueden ser beneficiosos para un sector de la

banda y menos provechosos para otros. Por lo tanto el añadir un crossover que le sucederá al booster será necesario. La guitarra eléctrica no es un instrumento de rango extendido, su timbre y musicalidad reside en el rango medio del espectro, por lo tanto esta zona necesitará su propia banda de procesamiento. Los bajos y agudos del instrumento por otra parte benefician a reforzar la sonoridad del instrumento y no pueden ser desechadas, por lo tanto tendrán su banda de procesamiento independiente. Como resultado se obtiene entonces un crossover de tres vías. El corte entre bajos y medios, se hará en los 400Hz debido al límite que presenta esta frecuencia para la inteligibilidad de distorsión armónica. El corte entre medios y altos se hará en los 2kHz ya que hasta esta frecuencia se extiende de forma efectiva el espectro de la guitarra con amplificación y en los altos se manipulará independientemente los armónicos altos del instrumento. La pendiente que un filtro de primer orden entregaría no independizaría por completo las bandas, así que, usar filtros Bessel de segundo orden MFB permitirán independizar con mayor efectividad las bandas, debido a su curva de decaimiento más cerrada.

Las frecuencias bajas de la guitarra eléctrica, debido al recorte que sufren en la mezcla por conflicto tímbrico con el bajo y tambores, y la facilidad con la que pueden enmascarar el espectro medio y agudo de la guitarra, deja en claro que: no será necesario generar más armónicos ni saturaciones en esta región. De esa forma se conservará la inteligibilidad para ejecuciones que incluyan técnicas como el *palm mute*. Cabe añadir que, los modos comunes de vibración del propio instrumento residen en esta. Sí el booster no logró resaltar por completo estas frecuencias o las amplificó demasiado, entonces se necesitará recurrir a un tratamiento de nivel por frecuencia. Un ecualizador paramétrico o un control de tono pueden satisfacer la necesidad antes mencionada.

Si la riqueza armónica del rango medio no fue completamente excitada por el booster, ni por el drive de amplificación, se requerirá entonces un tratamiento de saturación adicional. Dicha saturación presentará mayores beneficios sí es armónica y de recorte simétrico. Esta además, debe permitir un rango de

enriquecimiento armónico que parta desde un estímulo sutil hasta uno agresivo, pero manteniendo siempre la operatividad dinámica de un overdrive. Para conseguir esto será necesario acomodar filtros suavizadores. Otro detalle importante a ser tomado en cuenta, es que en esta banda se encuentran los 800Hz (frecuencia de la guitarra barata), que refieren a la frecuencia indeseada en guitarras eléctricas, por lo tanto, en el proceso de evaluación se verá prudencial, añadir un resonador negativo que suavice la prominencia de esta frecuencia.

La banda de agudos corrobora decisivamente al carácter del ataque y la presencia del instrumento. Pese a que el rango medio define al instrumento, las frecuencias agudas controlarán la sonoridad. Si el boost no corroboró a perfilar esta presencia, incluir un controlador de tono aumentará la sonoridad, pero incrementará el ataque hacia un pico hiriente. Un fenómeno parecido ocurriría si se enriquecen los armónicos. La inteligibilidad en pasajes rápidos y punteos se perdería. La guitarra presentaría además problemas al relacionarse con procesadores de tiempo. En función de no perder claridad, controlar el ataque y no reducir la sonoridad, la banda de agudos requerirá de un tratamiento de dinámica de compresión. De aquí sin embargo se bifurcan dos interrogantes, compactar la brillantez típica del instrumento para alejarse del hiss o bien compactarla para aumentar el sustain del instrumento. Aparte de esta inquietud, se tiene claro de otorgar posibilidades para que la brillantez sea controlada según la técnica del guitarrista. El compresor empleado deberá permitir al usuario mantener una calidad agradable de high-end que aporte de forma positiva a la saturación previamente realizada en los medios y no se incremente agresivamente el pico de ataque. En orden de alcanzar estas propiedades se necesitara que:

El radio de compresión sea agresivo entre 4:1 y 8:1 y que quede como un parámetro fijo. Por un lado si se lo deja en 4:1 será, un radio notorio de compresión, de lo que se intuye compactará el sustain, realzará automáticamente las digitaciones. Pero además controlará los picos, eso es una utilidad técnica tremenda, que no le quitará inteligibilidad a la guitarra al

momento de ser captada por micrófono en el amplificador. Un valor fijo potencial será 8:1, que es límite de compresión y limitación.

El criterio de ajuste de ataque para guitarras eléctricas en compresión de banda completa, es emplear valores altos y corregir dicha cifra al detectar pérdida de brillos de la guitarra. En el caso de esta investigación, la banda de agudos será fijada según los siguientes criterios: 0,5 ms corresponden a los 2kHz, 1ms refiere a 1kHz que es el valor mínimo general de ataque a nivel analógico. Mantenerse en un margen de compresiones cortas suaviza el retumbe de las cuerdas, sobre todo si estas son nuevas. Este valor puede ser de 2ms inclusive extenderse hasta 5ms y se podría seguir controlando el retumbe de cuerdas y picos.

El relajamiento en guitarras suele ser un parámetro variable, según se desee más sustain, especialmente en la ejecución de acordes. En la música se manejan valores típicos entre 200ms a 600ms. Tomando en cuenta, que en las etapas de boost y overdrive, ya habrá un aumento de sustain, en los agudos no convendría contribuir excesivamente, por lo que al manejar un valor de 200ms, o menor (si es posible) permitirá por un lado mantener controlada la compresión de transiente a transiente y no eliminar la dinámica presente en esta zona de espectro.

Queda pendiente experimentar los valores adecuados de umbral y *makeup*, con el fin de decidir cuál de esos valores queda fijo y cual variable. Sin embargo con las justificaciones realizadas para cada uno de los parámetros anteriores, se podría suprimir el *makeup* y dejar únicamente al umbral como elemento variable con el fin de controlar la influencia de compresión y al mismo tiempo ser un controlador de nivel de los agudos, que gracias a los procesos anteriores de boost y overdrive se pudieron disparar indeseablemente.

Tabla 8. Valores típicos de compresión para guitarra eléctrica

| Instrumento | Ataque | Relajamiento | Radio | Curva de compresión | Reducción de ganancia |
|--------------------|--------|-------------------|-------|---------------------|-----------------------|
| Guitarra eléctrica | 2-5ms | 0.5s o automática | 8:1 | Dura | 5-15dB |

Tomado de White, 1996

El resultado será un compresor que asegure la presencia de la guitarra, lo cual permite que se trabaje con valores menores de overdrive y que refuerce además la sonoridad de los agudos.

En la salida del dispositivo existirá un control de nivel master que atenúe la señal según las necesidades en el resto de la cadena electroacústica.

Con lo escrito anteriormente se puede sugerir ya un orden de ajustes del pedal. Se empezaría compensando el nivel entre la perilla de boost y nivel de salida, y luego reajustar la perilla de compresión junto con la de boost para asegurar la presencia del instrumento. Seguido se ajustaría el overdrive y finalmente la zona de graves para agregar o reducir cuerpo a la distorsión.

El pedal presentaría el siguiente resumen técnico de parámetros.

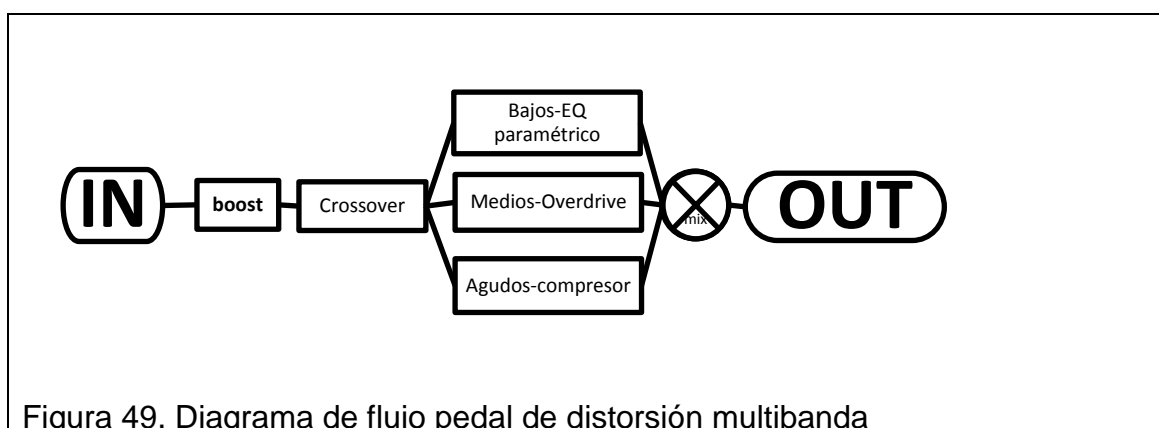


Figura 49. Diagrama de flujo pedal de distorsión multibanda

Tabla 9. Características de pedal de distorsión multibanda

| Salida | Valores |
|---------------------------------------|----------------------|
| Requerimientos | |
| Rango de frecuencia útil | 80Hz-15kHz |
| Rango dinámico | in500mV RMS- out10V |
| Impedancia entrada | >1MΩ |
| Impedancia salida | <10kΩ |
| Fuente poder | 9V |
| Corriente a 9V CC | 250mA-800mA |
| Amplificación máxima | 30dB |
| Fases De Procesamiento | |
| Entrada | |
| Ganancia | hasta +26dB |
| Crossover Tres Vías | |
| <i>LOW CROSS</i> | 400Hz |
| <i>HI CROSS</i> | 2kHz |
| Orden | Segundo orden Bessel |
| Graves-Ecualizador Paramétrico | |
| Factor de Calidad | 1/12 Oct-1/3 Oct |
| Volumen | ±15dB |
| Frecuencia | 80Hz a 400Hz |
| Medios-Distorsión | |
| Distorsión | 20dB |
| Agudos-Compresión | |
| Umbral | -30dB |
| Ataque | 1ms |
| Radio | 6:01 |
| Relajamiento | 200 ms |
| Compensación de ganancia | 20 dB |
| Salida | |
| Volumen | ±10dB |

En función de disminuir las incertidumbres de diseño, se sustraerá, y copiará secciones de circuitería de los pedales expuestos en 3.2 afines a las secciones de procesamiento enunciadas anteriormente.

Tabla 10. Sustracción de los distintos pedales base para diseño

| Pedal | Sustracción de circuito |
|--------------------|---|
| ProCo RAT | Sección de saturación |
| Klon Centaur | Sección de saturación y sumador de vías |
| BOSS SO-1 | Sistemas de <i>buffer</i> |
| MXR Micro Amp | Sección de <i>boost</i> |
| Dallas Rangemaster | Filtros |
| Dyna Comp | Total |

3.1 Diseño electrónico y definición de valores matemáticos

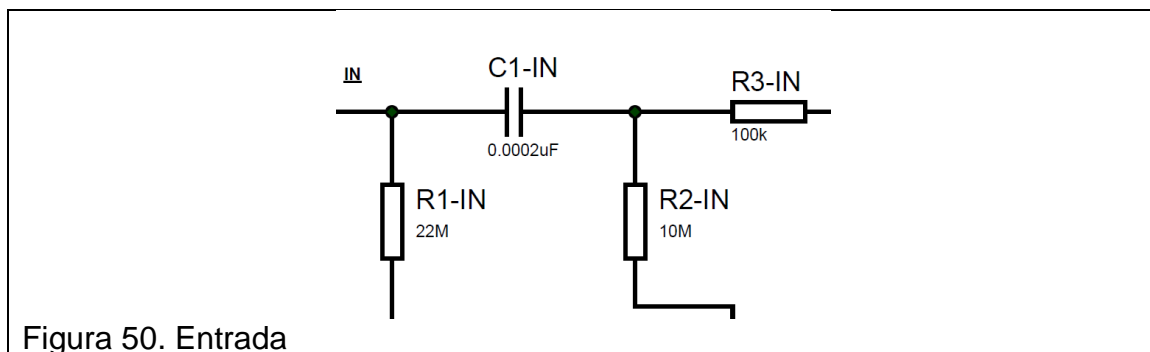
Se creó un diseño ideal el cual se expone a continuación, pero previo a montaje en protoboard fue contrastado con los materiales disponibles en el mercado local y fue rediseñado. De igual forma en el proceso de montaje y prueba en protoboard el diseño original sufrió varios cambios, correcciones y extirpaciones, mismas que serán justificadas en sus correspondientes secciones de contenido. Para una primera etapa de diseño se empleó el software Circuitmaker, pero debido a la falta de algunos amplificadores operacionales y transistores en sus librerías y la falta de herramientas para diseño PCB se traspasó la segunda etapa de diseño al software Proteus 8, el cual presentó más opciones de modelos en librería y herramientas de diseño PCB. Sin embargo este software también posee deficiencia de elementos recurrentes en el audio.

3.1.1 Entrada

En primer lugar se pondrá una resistencia de $22M\Omega$ a Tierra la cual indica la máxima impedancia de entrada y además filtra la descarga indeseada al activar el pedal.

La señal de entrada también se canaliza instantáneamente al voltaje de bias de 4.5 V proporcionado por el adaptador de 9V, el cual se obtiene con un divisor de voltaje. Los 4.5 volts, ofrecen una Tierra virtual y ayudan a una amplificación de las señales bipolares provenientes de la guitarra. La señal de entrada se conecta nuevamente a través de una resistencia de $10M\Omega$ a la señal entrante previo al amplificador operacional del booster.

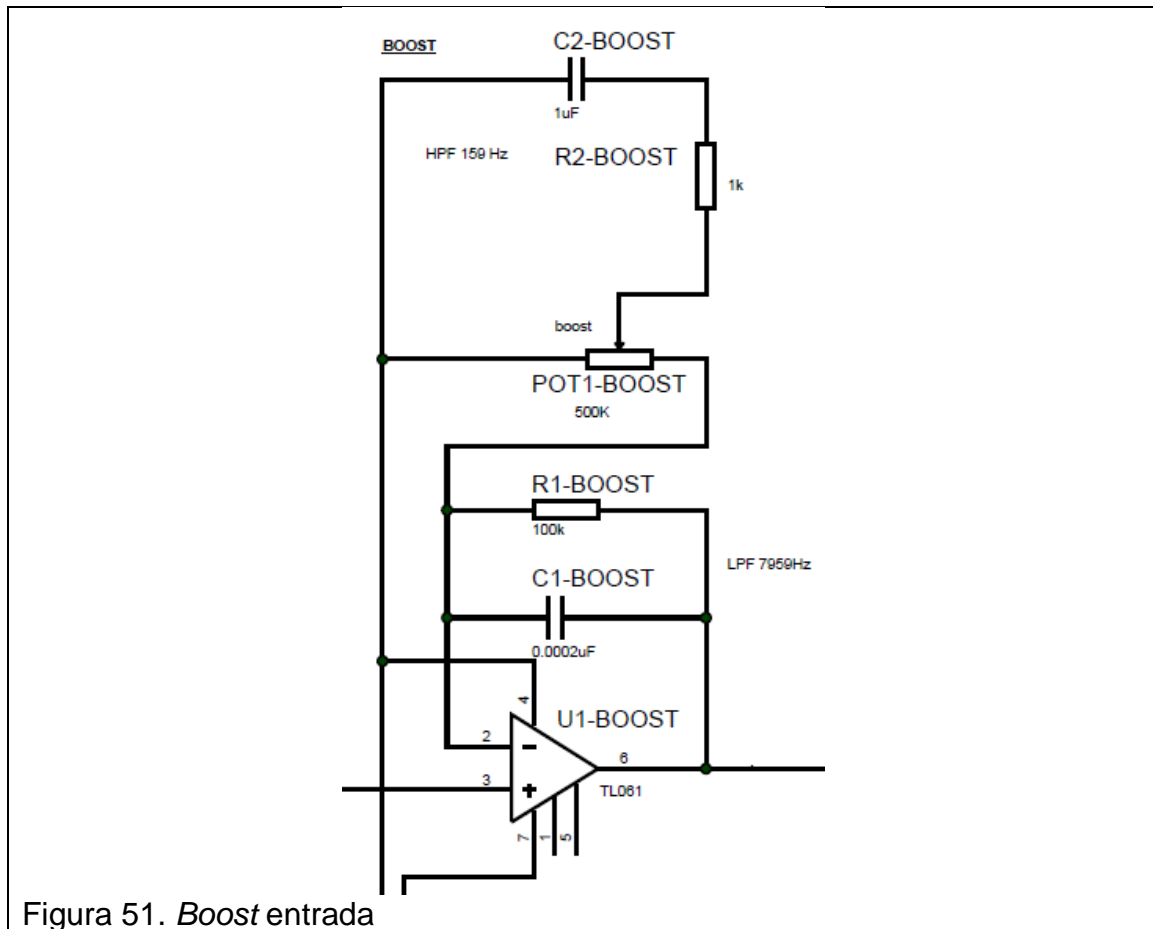
Se dispone un filtro pasa altos con corte en 80Hz. Este filtro se forma en conjunto con las resistencias de $10\text{M}\Omega$ y la de $1\text{k}\Omega$ y la resistencia del op-amp TL061. Se fija así el valor del capacitor en μF . El capacitor posee un valor teórico y comercial de $0.0002\ \mu\text{F}$.



3.1.2 Boost

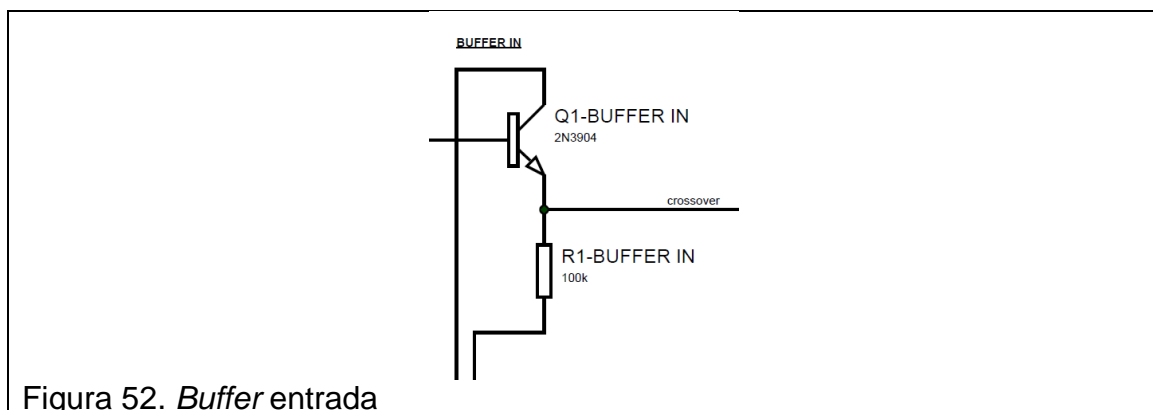
El proceso se desarrolla enteramente por las propiedades del amplificador operacional TL061. Este integrado posee una impedancia de entrada alta, y un slew rate alto, lo cual garantizará un correcto procesamiento de las transientes y el ataque de la señal. El integrado necesita mantener un ancho de banda de ganancia de hasta 8kHz para proteger una sobresaturación de agudos. Las resistencias R1 y el potenciómetro determinarán la ganancia del boost.

En el bucle de retroalimentación hay un filtro pasa bajos con corte en 7958kHz , para limitar la ganancia de Hiss y aire hecho por R1 y C1. R2 y C2, generan en cambio un filtro pasa altos con corte en $159\ \text{Hz}$ para que se equilibre la sonoridad en medios y se controle la presencia de frecuencias bajas.



3.1.3 Buffer IN

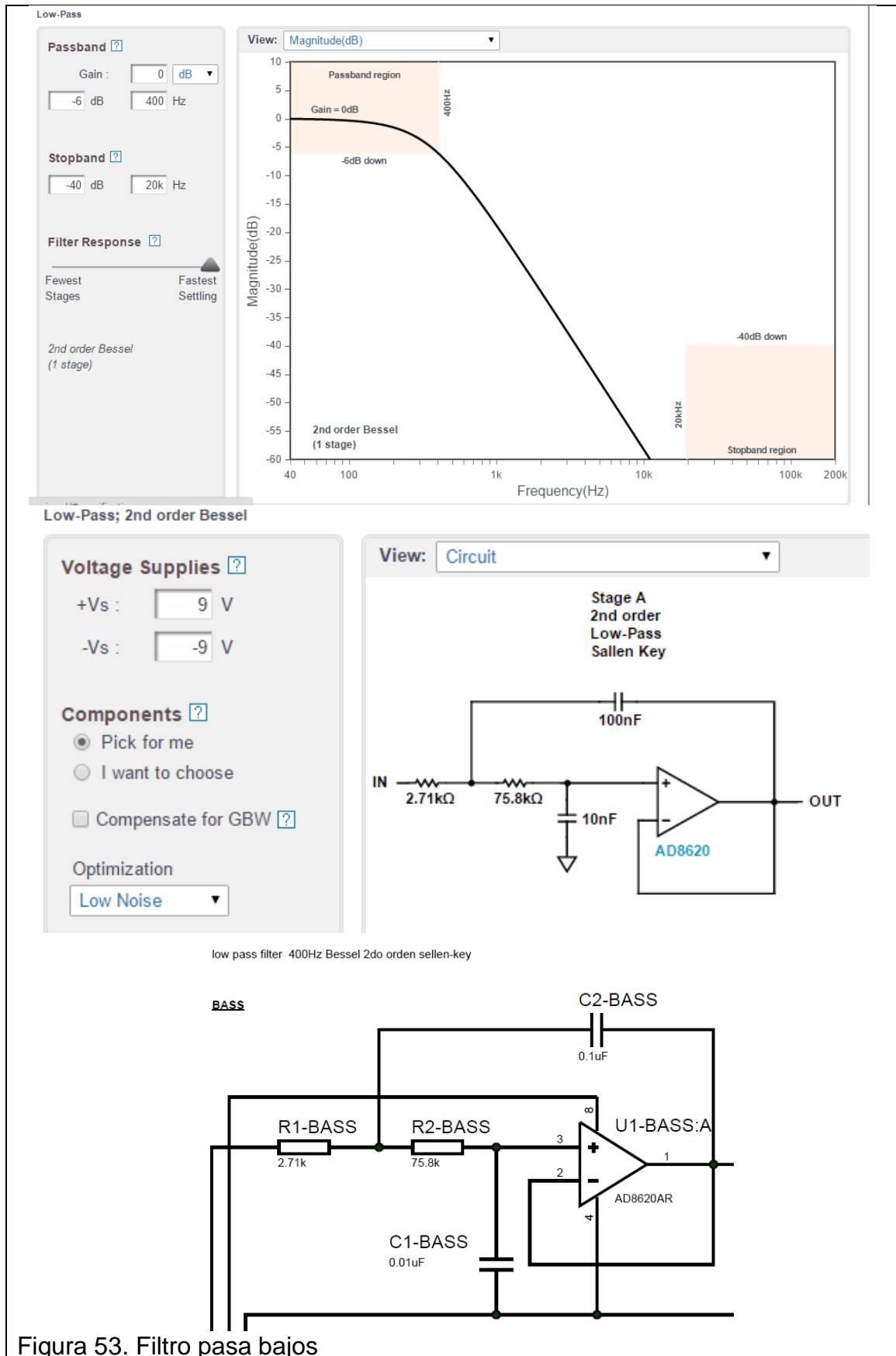
Esta sección separa a la entrada y al *crossover*. Es posible que el transistor altere el comportamiento armónico de la señal de entrada. Adicionalmente se deberá verificar si la resistencia de drenaje descompensa la ganancia obtenida en el *boost*.

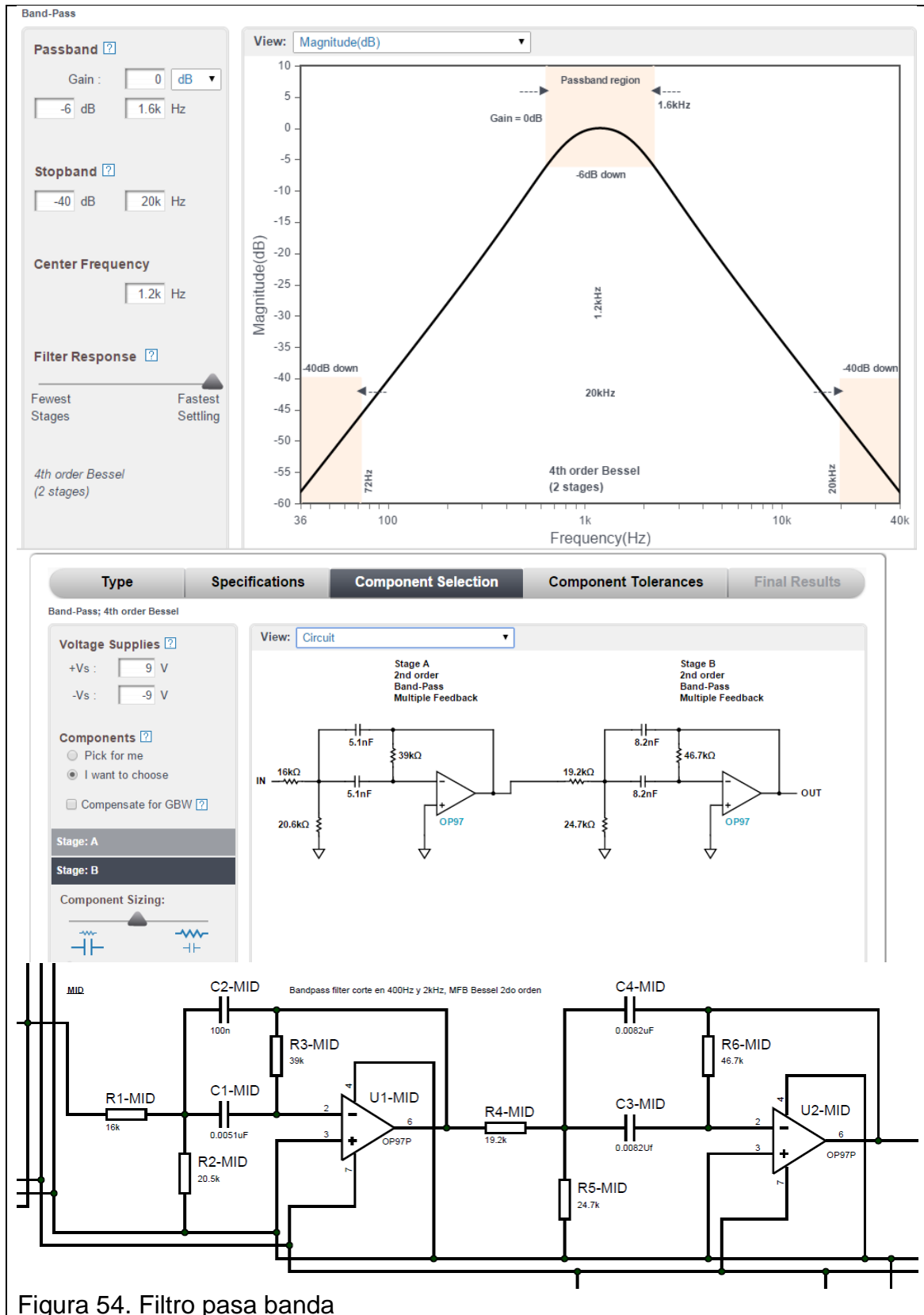


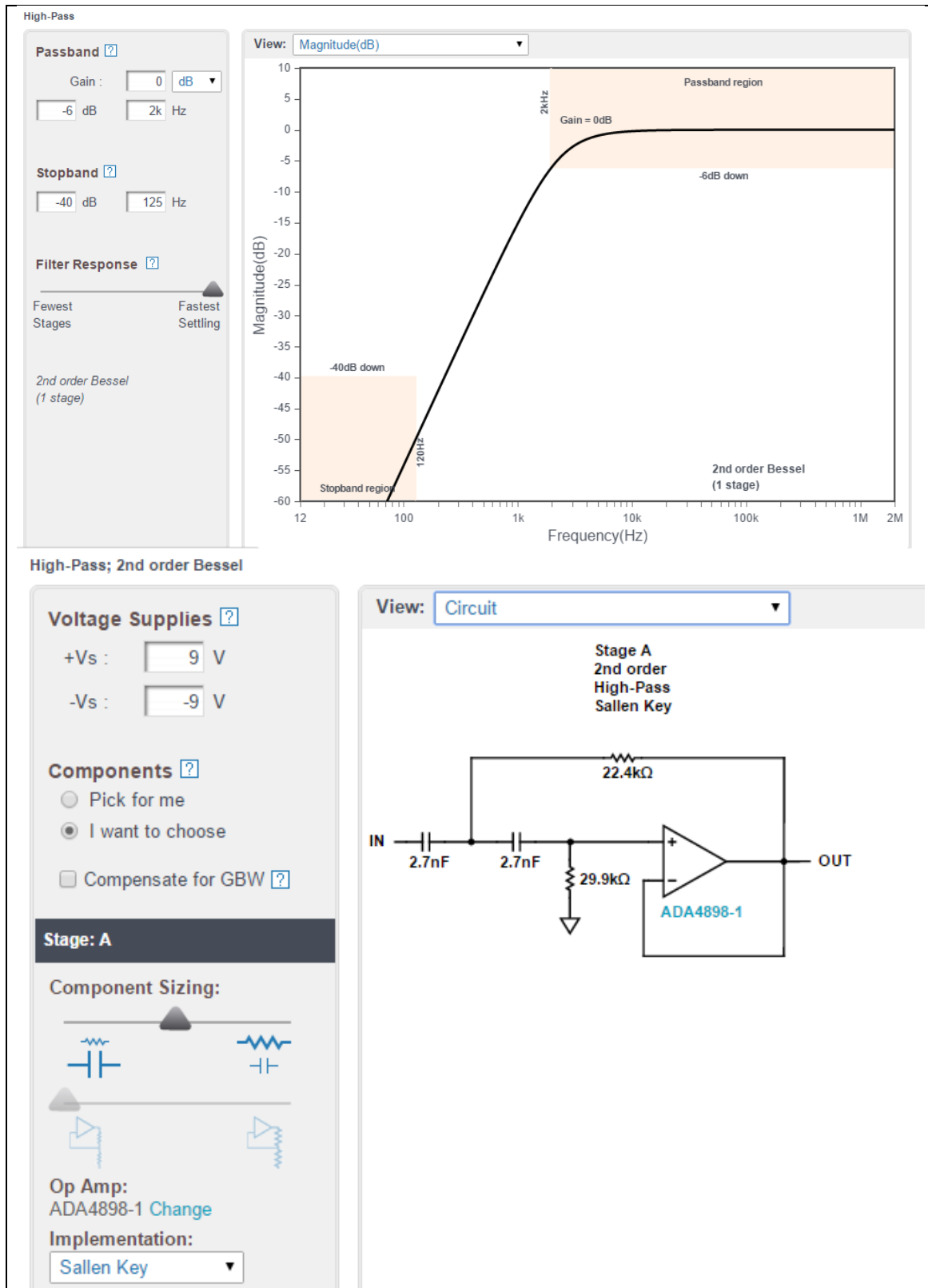
3.1.4 Crossover

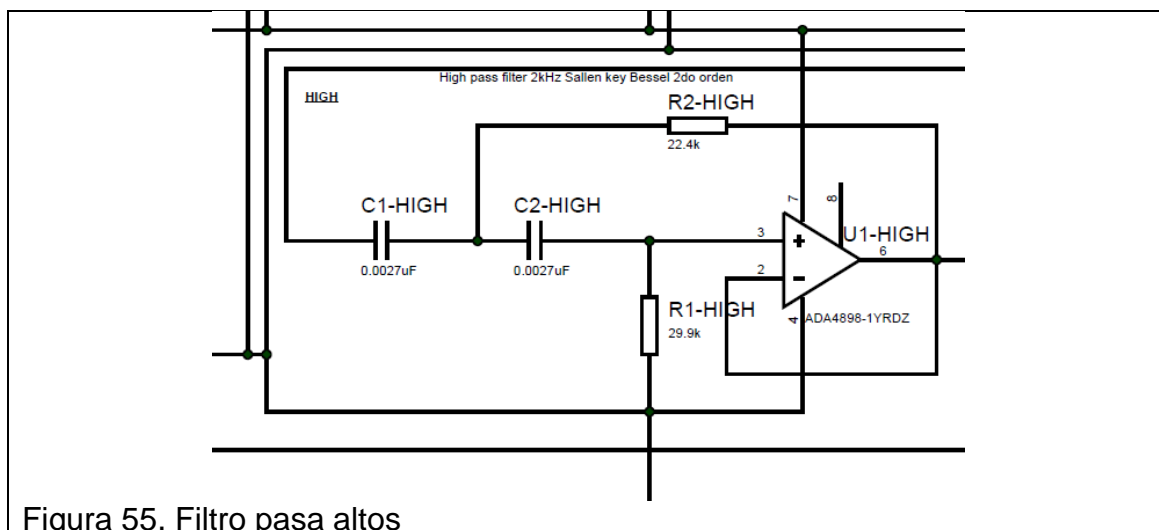
Se empleará un conjunto de tres vías con frecuencias fijas de corte con filtros activos Bessel de segundo orden y arquitectura *Multifeedback* para medios y Sallen-key para bajos y agudos.

El modelador virtual de la página www.analog.com permitió diseñar los filtros activos y observar en tiempo real su comportamiento y el valor de los elementos necesarios para el circuito.



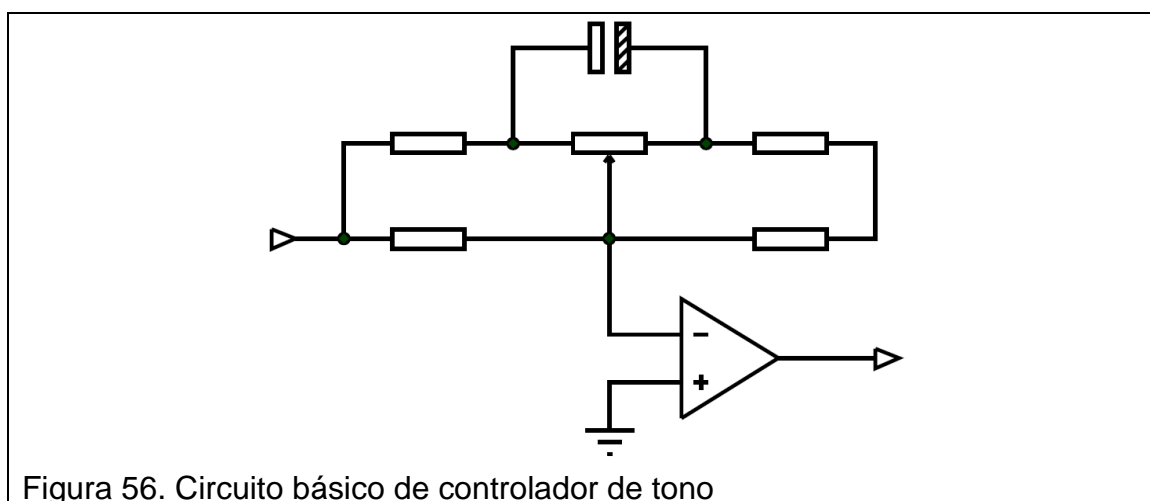


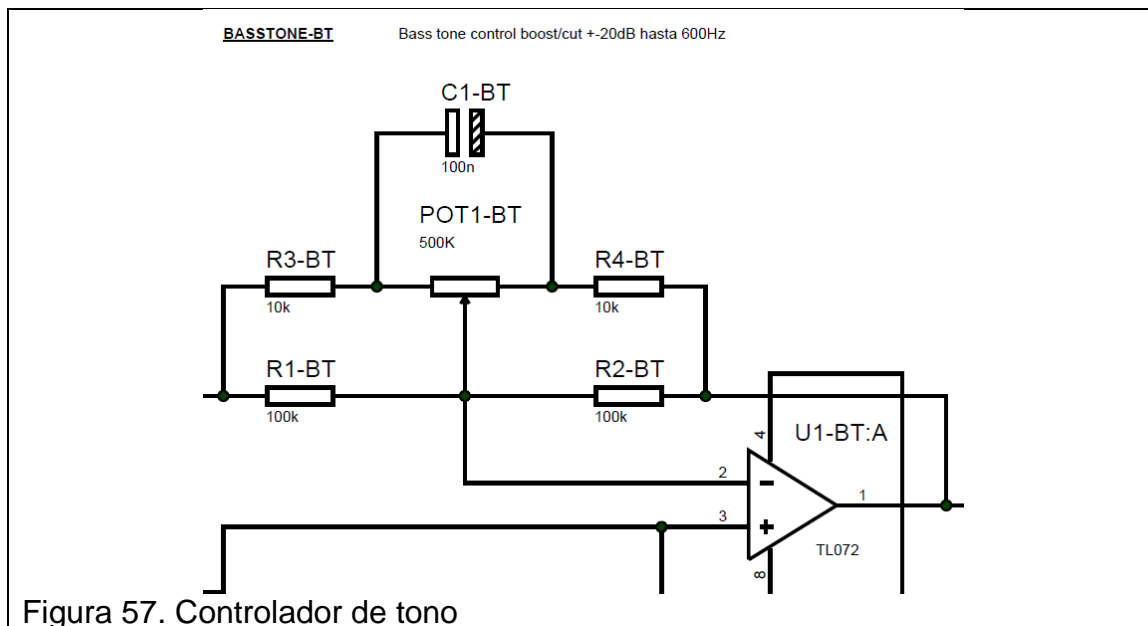




3.1.5 Controlador de tono

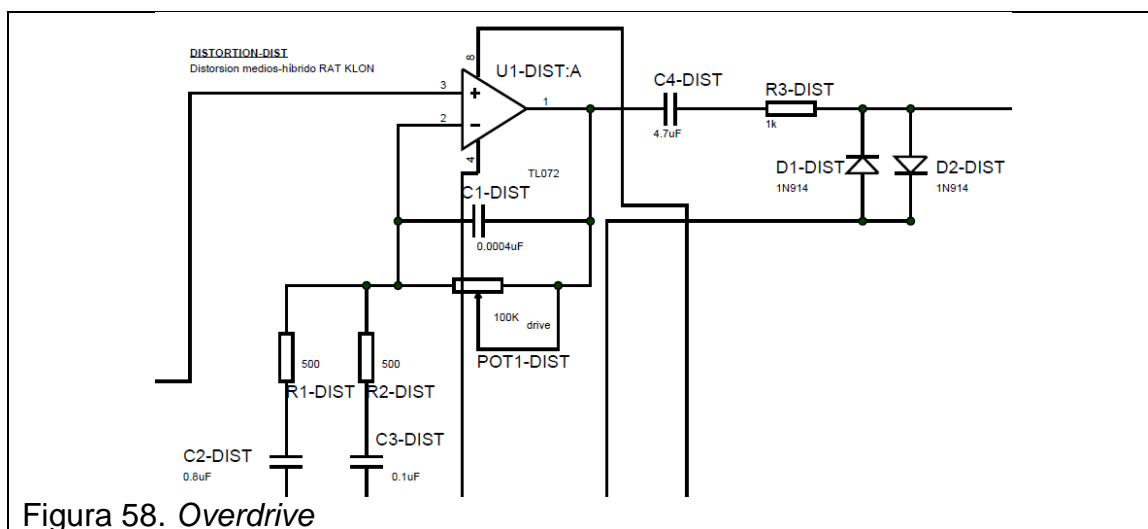
De preferencia se empleará un circuito con op-amp en configuración de *feedback* negativo para reducir la distorsión.





3.1.6 *Overdrive*

Es una mezcla entre el Klon Centaur y el Pro Co RAT. Al igual que en el Klon, será un op-amp en configuración de ganancia, y será controlado con un potenciómetro. El filtraje que se dispondrá es en LPF 4000Hz con C1 y potenciómetro y HPF 34 Hz con C4 y R3 para luego alimentar a los dos diodos en configuración de recorte simétrico.



3.1.7 Compresor

Se empleó la circuitería del MXR Dyna Comp, sin embargo en proceso de montaje se revisará si es factible amalgamar circuitería de Rangemaster y un diseño de limitación simple basado en BOSS LM-2 y otros diseños experimentales.

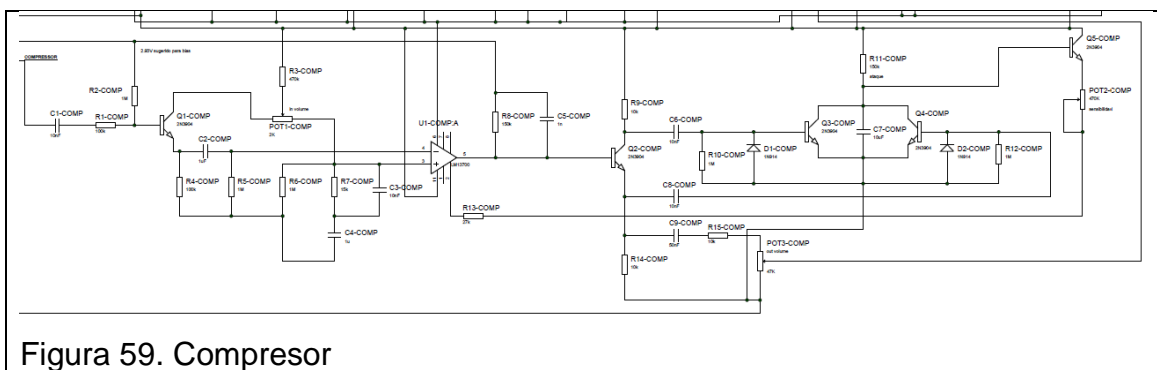


Figura 59. Compresor

3.1.8 Salida

Posee dos secciones: una para la suma de las vías con un proceso activo que permita recuperar deficiencias de ganancia y controlar el volumen y un buffer de protección previo a conexión con el siguiente elemento de la cadena.

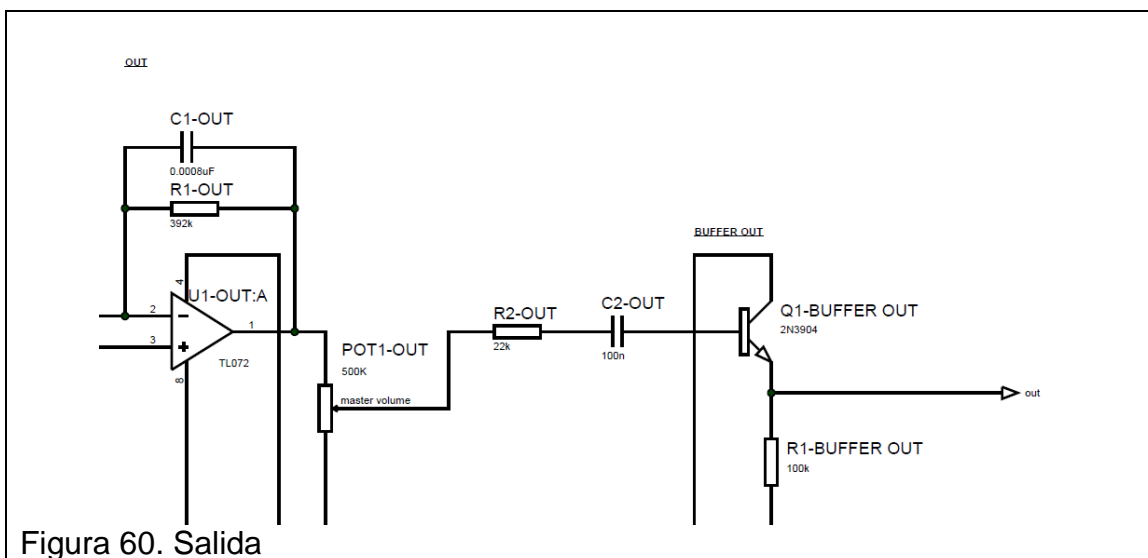


Figura 60. Salida

3.1.9 Bypass

Se diseñará una vez comprobado el funcionamiento de todos los procesos, sin embargo no está planteado como un *true bypass* sino como un *clean bypass* el cual toma la señal de entrada después del HPF en 80Hz y llegará a salida antes del LPF de 16kHz. Se usará un *switch* DPDT o dos SPDT. Es importante diseñar un *switch* adecuado, de lo contrario la impedancia de la señal de la guitarra se verá degradada. En el *bypass* se recomienda usar resistencias de 100K o 1M, pues los capacitores presentes en entrada y salida al ser desconectados descargan voltaje lo que provoca un pop cuando se vuelve a activar el efecto. Las resistencias se encargan de enviar a Tierra los voltajes restantes de capacitores. Es recomendable que el circuito de *bypass* tenga cableado blindado.

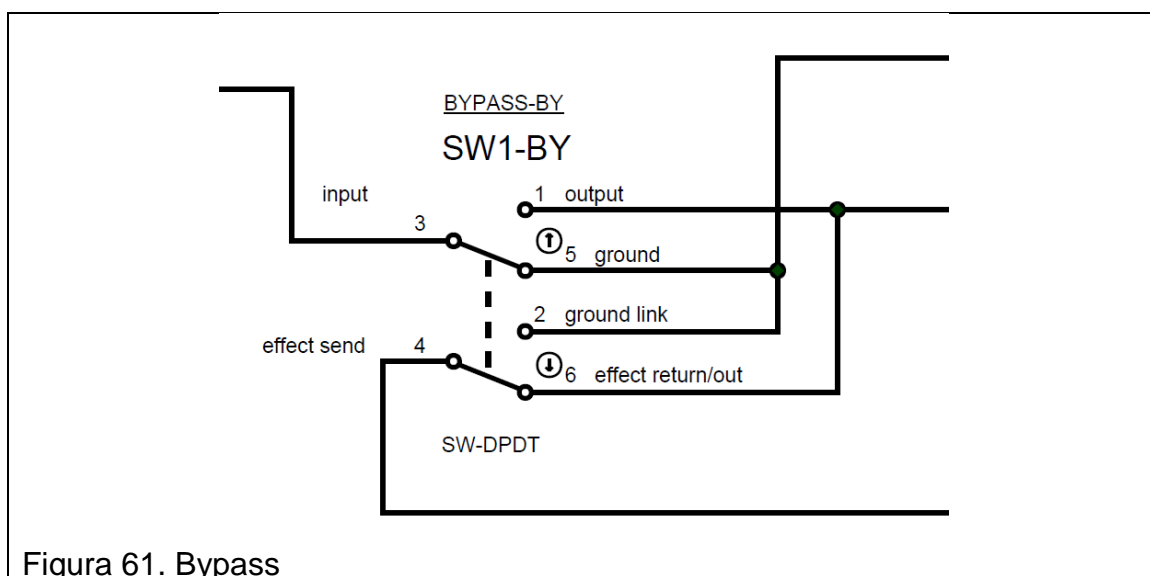


Figura 61. Bypass

3.1.10 Fuente

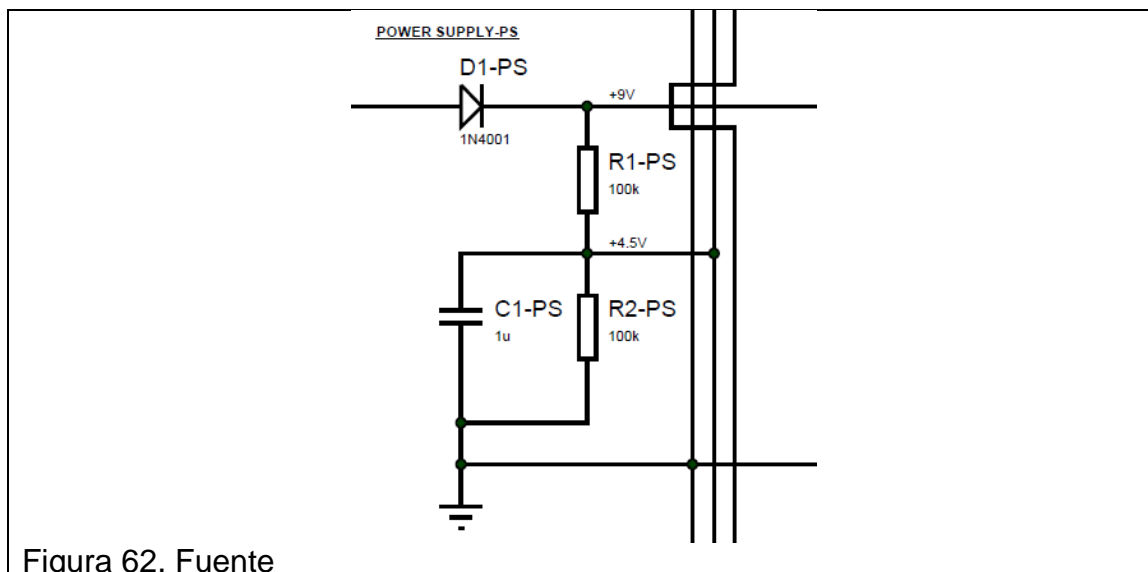


Figura 62. Fuente

3.2 Simulaciones en software PCB

La primera fase de simulaciones se desarrolló copiando secciones de circuitería de los pedales base y diseños básicos de circuitería de procesadores. Esto se desarrolló en el software Circuit Maker entre mediados del mes de abril del 2015 hasta fines del mes de mayo del 2015. Se hicieron pruebas con tonos y con una matriz de tonos que replicaba las frecuencias fundamentales de la guitarra eléctrica. Los valores obtenidos y las cifras de algunos componentes fueron inconsistentes a las disponibles en el mercado. Sin embargo estas simulaciones presentaron un abre boca hacia cómo se comportaría el circuito y cuál era la forma óptima de organizarlo. Así mismo, esta fase de simulaciones amplió el entendimiento de circuitería para audio y el fortalecimiento de criterios de diseño electrónico.

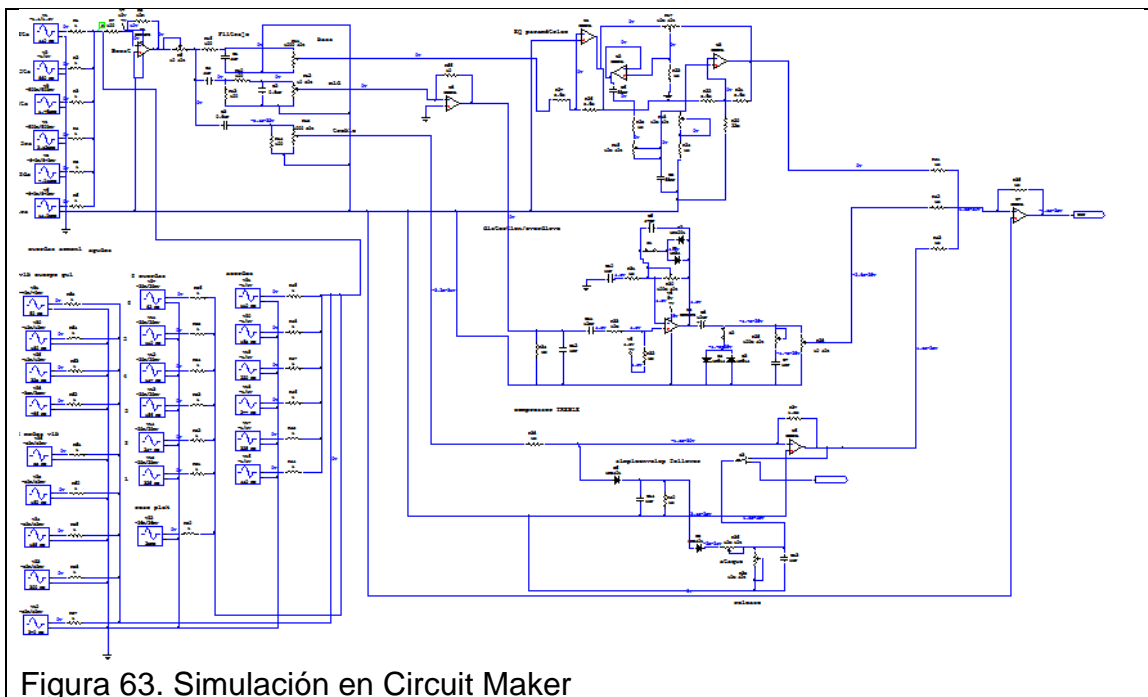


Figura 63. Simulación en Circuit Maker

En un principio se planteó hacer las simulaciones previo montaje en protoboard, sin embargo debido a los posibles e inminentes cambios en el diseño se creyó más provechoso hacerlo una vez acabado el diseño, ya que de forma matemática fue comprobado los valores de filtro e impedancias parciales para no causar daños en el circuito. Y se respetó la circuitería de los pedales base.

Se procederá a simular el circuito que quedó para impresión de placa el cual tuvo su última revisión el día 06/11/2015.

La señal de prueba será senoidal de 1kHz a 10v, y de 100Hz para banda de bajos y 5kHz para banda de agudos.

Las simulaciones se desarrollaron entre el 11 y 12 de noviembre del 2015.

3.2.1 Fuente de poder

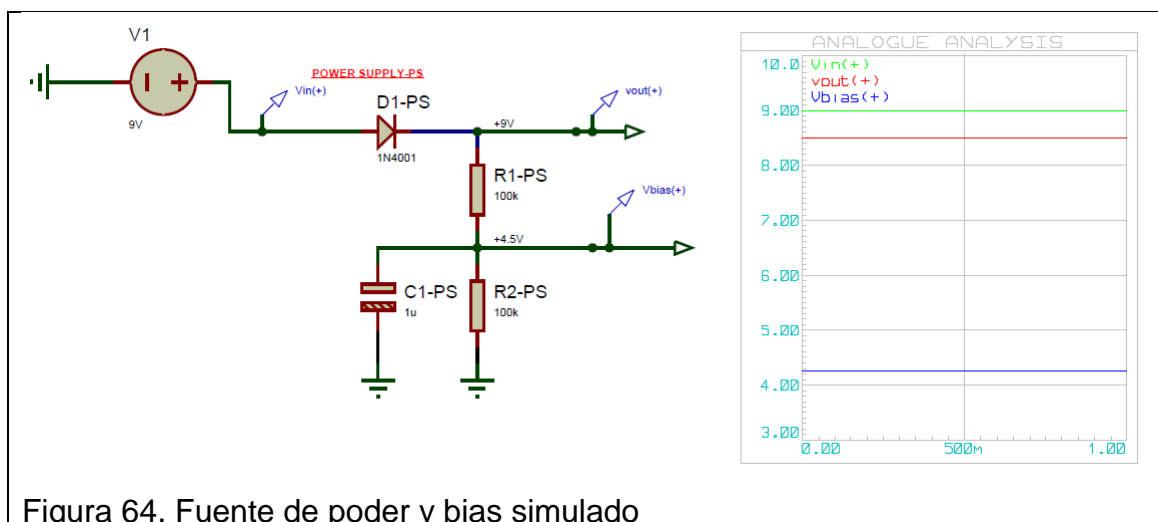


Figura 64. Fuente de poder y bias simulado

- Voltaje fuente: 9V
- Corriente fuente: 500mA
- Voltaje para alimentación: 8.5V
- Voltaje bias: 4.25V

3.2.2 Entrada

Tomando como referencia una senoidal de 1kHz a 1V, debido a la intrusión de voltaje de bias para preparar al op-amp de boost, la señal se incrementa poco más de 4 veces, para la senoidal de prueba incrementó a 4.2535 V.

3.2.3 Boost

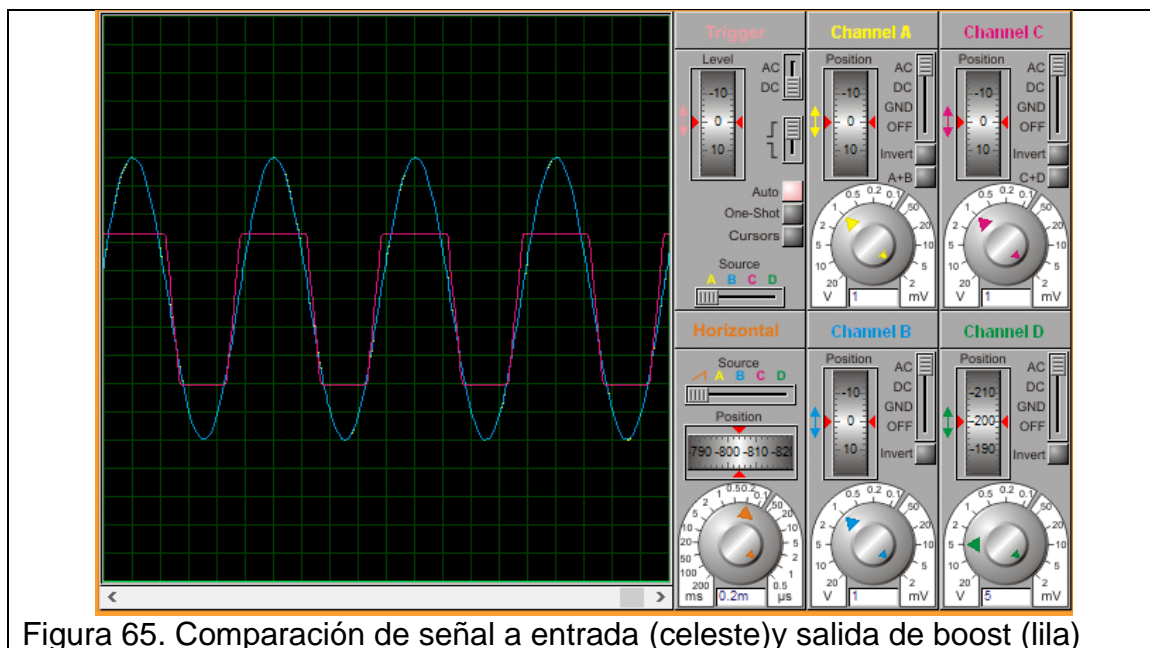


Figura 65. Comparación de señal a entrada (celeste) y salida de boost (lila)

Señal de entrada a op-amp celeste y a salida de *boost*, la violeta. La señal tiende a la cuadrícula.

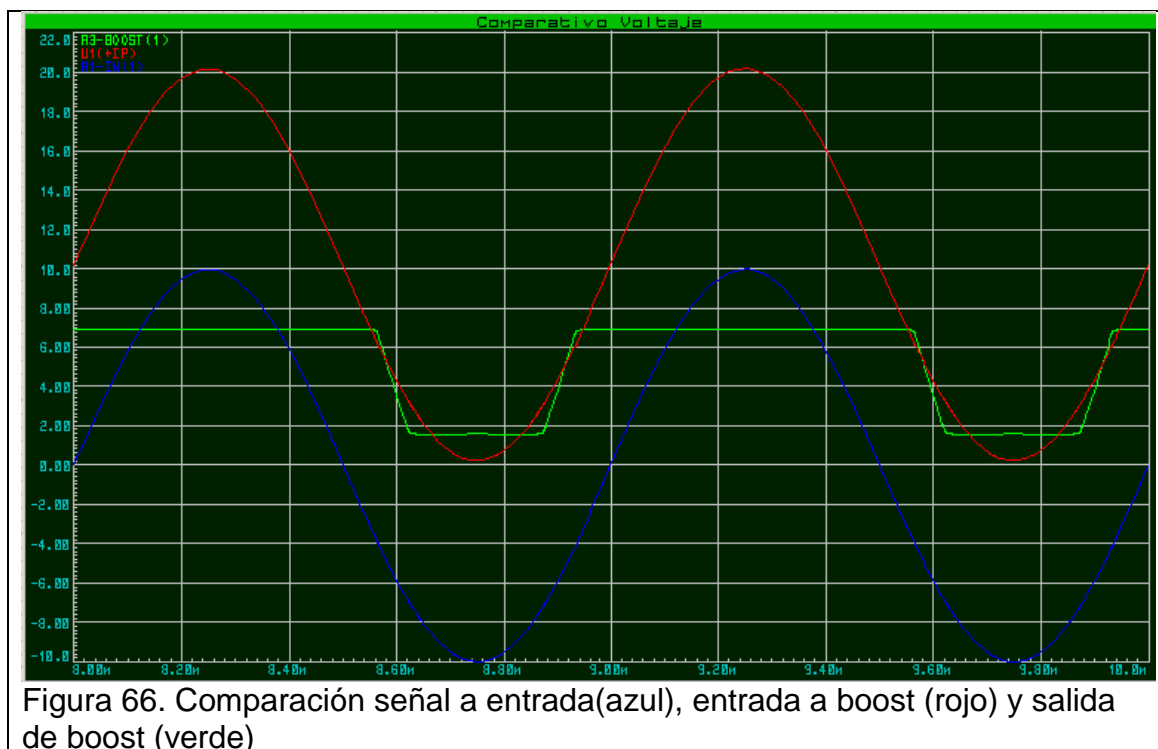
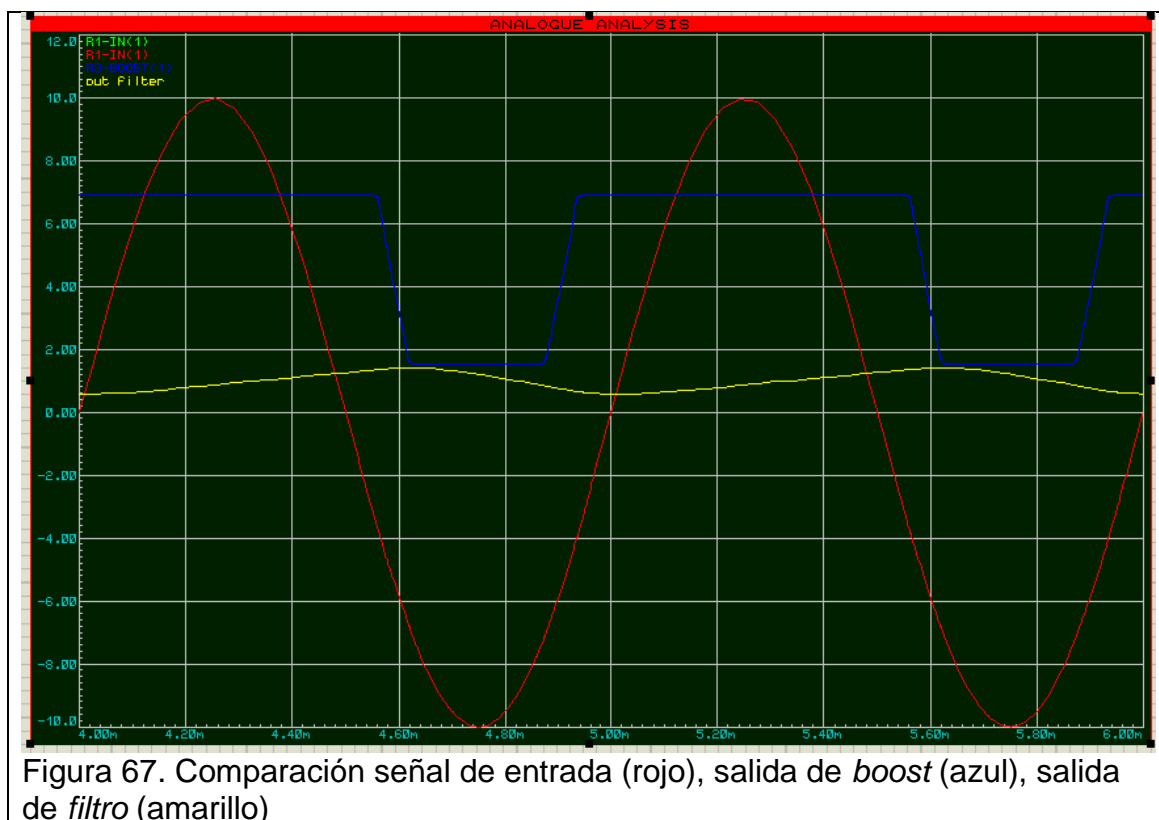


Figura 66. Comparación señal a entrada (azul), entrada a boost (rojo) y salida de boost (verde)

3.2.4 Bass Boost



En el cuadro anterior se nota en la línea amarilla el filtraje por el tipo de decaimiento que se nota en la señal.

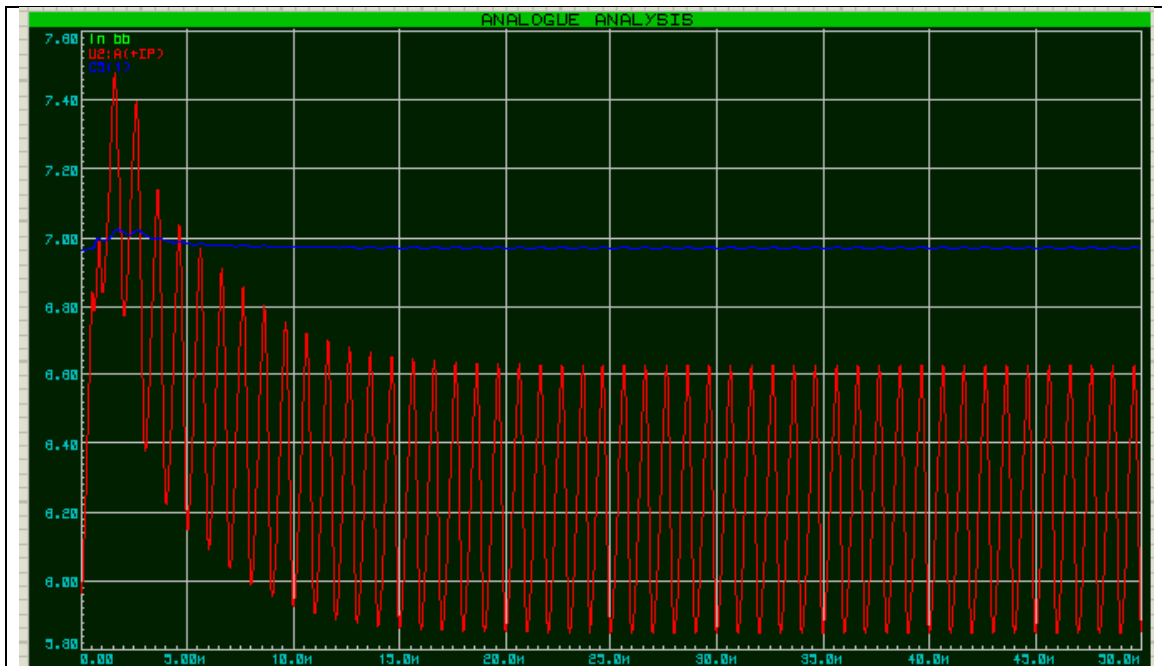


Figura 68. Comparación entrada de *op amp* y a salida de circuito *bass boost*

Este en línea azul muestra a la señal a la salida de bass boost, posee mayor estabilidad y fluctúa alrededor de los 7v. Al ser de 1kHz, demuestra la efectividad de los filtros pasivos.

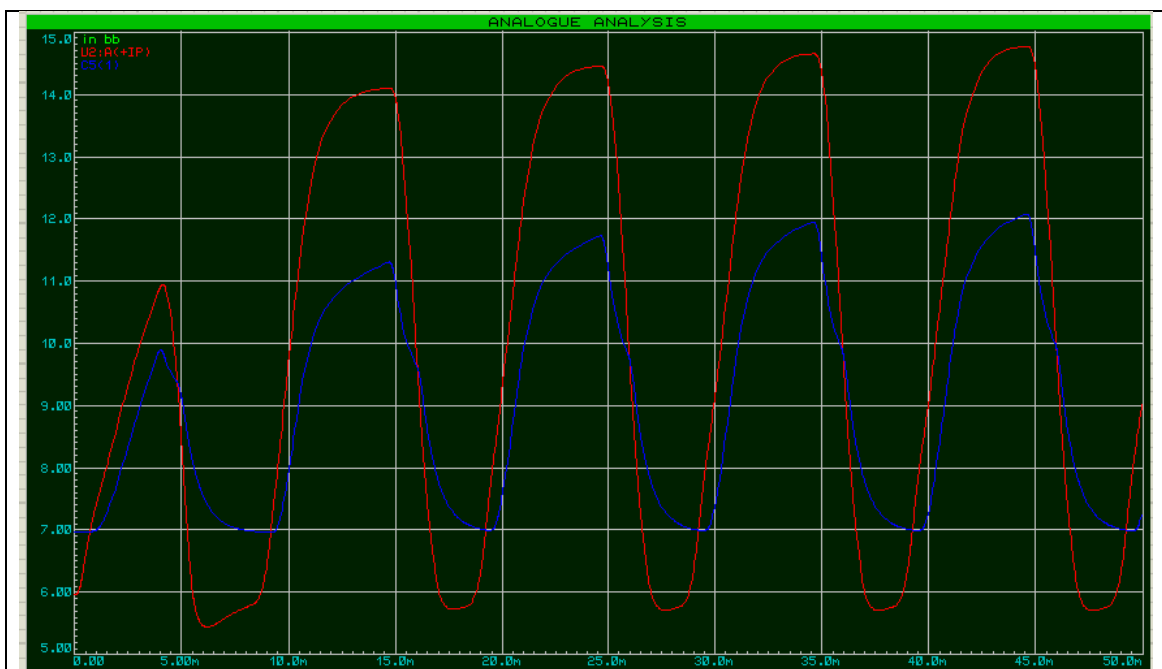


Figura 69. Comparación entrada de *op amp* y a salida de circuito *bass boost* con 100Hz

Aquí en cambio se aprecia el comportamiento de una señal de 100Hz. Nótese el decaimiento que sufre, lo cual implica que el incremento de bajos en ganancia debido a las dos etapas de filtraje tendrá un *sustain* controlado como se deseaba para las frecuencias bajas.

3.2.5 MID cut boost

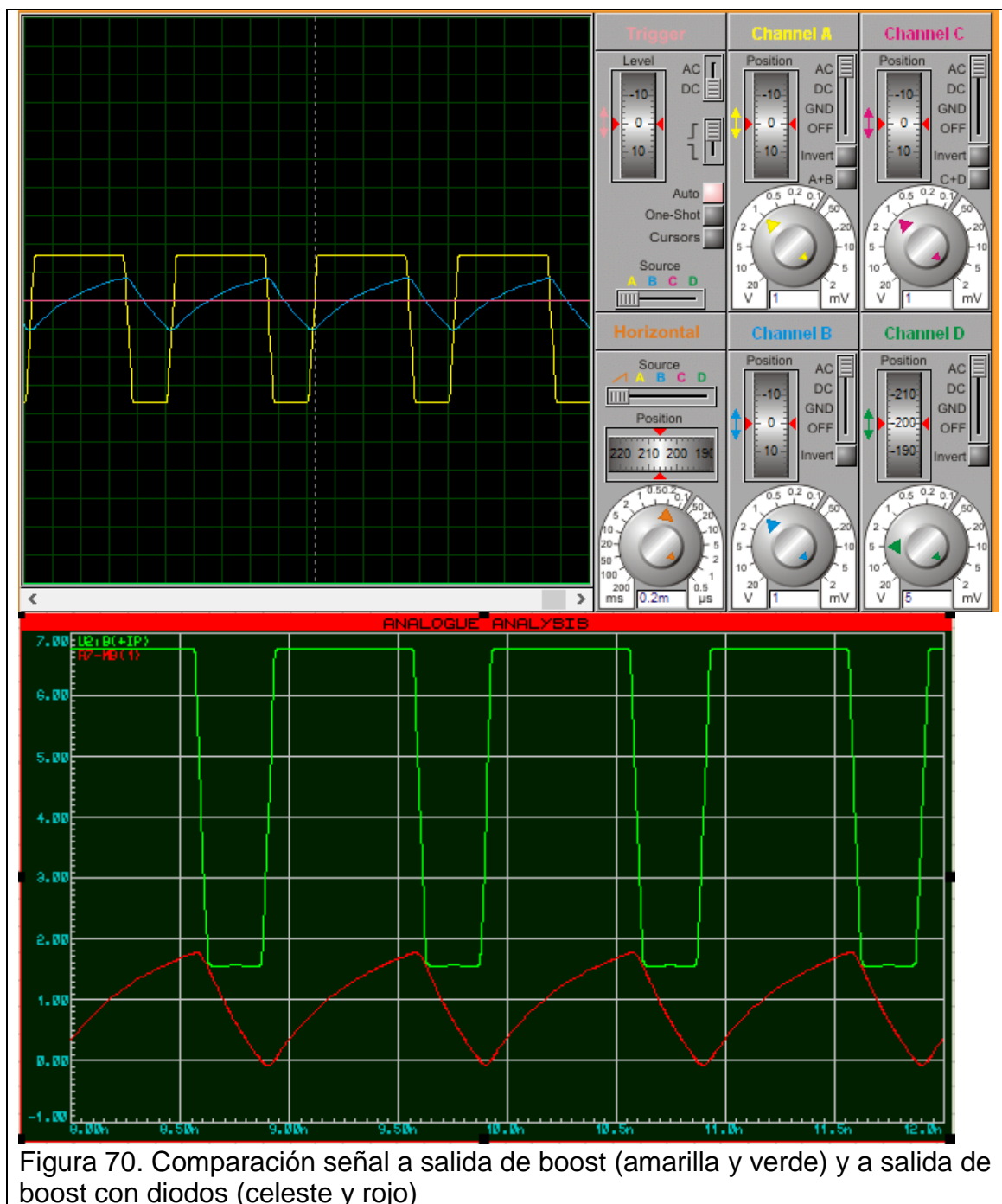
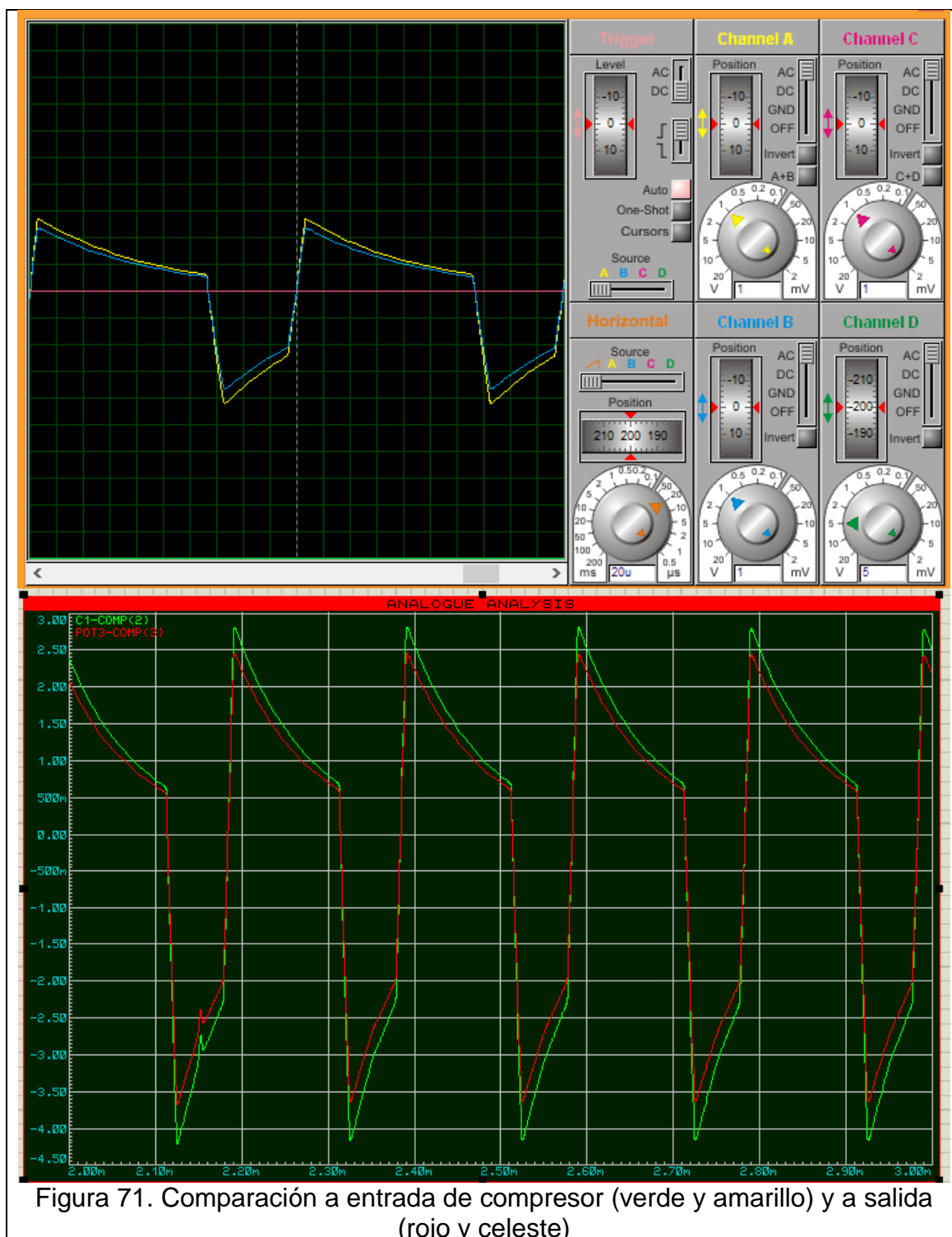


Figura 70. Comparación señal a salida de boost (amarilla y verde) y a salida de boost con diodos (celeste y rojo)

La línea amarilla muestra la excitación de la señal de boost previo segundo boost con diodos. La celeste muestra la salida de medios después de potenciómetro de tono y se obtiene una señal de diente de sierra invertida. La cual indica que se ejerce un control sobre el ataque de medios, lo cual asegurará una mejor dinámica y así mismo un decaimiento pronunciado que nuevamente corrobora a controlar el sustain y permitirá mayor inteligibilidad y al mismo tiempo gozar del enriquecimiento armónico obtenido antes de crossover. Se cumple los criterios de diseño para el rango medio de espectro de la guitarra eléctrica.

En esta gráfica se nota la diferencia energética drástica que existe y que explica por qué no distorsionó como se deseaba. Sin embargo para un segundo prototipo, añadir una segunda etapa de compensación eventualmente realce la saturación esperada inicialmente.

3.2.6 Compresor *HIGH*



Se nota en amarillo que los agudos ya llegaron con una etapa previa de compresión para una onda de 5kHz, por lo tanto el compresor a controlado ese ataque y acentuó el sustain de agudos lo cual asegura salvaguardar la riqueza

armónica, depender de la intensión del guitarrista y controlar el ataque como se planteó en etapa de concepción del pedal, así lo demuestra la señal celeste.

Esto indica que los cambios que sufrió el diseño no alteraron los conceptos psicoacústicos que pretendieron resguardar.

3.3 Montaje en *proto*board

Se efectuó entre el 3 al 10 de octubre del 2015. El siguiente escrito se rescató del diario de montaje empleado desde finales de septiembre hasta mediados de noviembre del 2015. La gramática se mantiene en gran porcentaje para evidenciar el proceso.

En el primer diseño se sugirieron materiales como capacitores de polipropileno y resistencias de recubrimiento metálico, las cuales resultaron escasas y hasta nulas en el mercado local. Se emplearon capacitores electrolíticos radiales de 25V, 35V y capacitores cerámicos para pequeños tramos de circuito. Un 90% de las resistencias fueron de recubrimiento metálico fueron sustituidas por las de carbono. Los elementos esenciales como diodos de germanio fueron encontrados y los amplificadores operacionales que no se consiguieron en España fueron sustituidos por el modelo TL072, el cual que ofrece un desempeño similar y bajo ruido. Las restricciones de cronograma establecidos para la investigación impidieron realizar una búsqueda amplia de los elementos originales así como el montaje y prueba de los distintos bloques de procesamiento. En cambio se priorizó la observación entre la relación de las distintas fases de circuito y fue más fácil proyectar el diseño en placa. Adicionalmente en la marcha se realizó la debida investigación de métodos de ensamblaje electrónico para el audio y adquisición de herramientas.

3.3.1 Correcciones a diseño previo montaje

Realizado entre el 24 al 29 de septiembre al diseño expuesto en 4.1.

Corrección 1: Replanteamiento de HPF de ~80Hz con C1-IN 0.01 μ f y R4-IN 100K.

Corrección 2: Modificación de frecuencia para filtro pasa bajo en *boost*. C1 y R1 hacen frecuencia de ~16kHz para suavizar la saturación en frecuencias altas.

Corrección 3: Cambio de op-amp AD8620 por el TL082, en la vía de bajos del crossover.

Corrección 4: En la vía de medios se cambiaron los capacitores C1 de 0,0051uF a la suma de dos capacitores de 0,01uF en serie y C3 de 0,0082 uF a 0,01 uF. Los OP97 se cambian por TL082. La resistencia R6 se reemplaza por una de 46.5k Ω o 47k Ω .

Corrección 5: En la sección de agudos los capacitores C1 y C2 de 0,0027 uF se aproximan a 0,003uF y se los obtendrá con la suma en serie de 3 capacitores de 0,01uF. El ADA4898 se reemplazó por un TL082.

Corrección 6: El HPF de la sección de salida con una frecuencia de 580Hz, pasa a una de 40Hz reemplazando a C1-OUT con un capacitor de 0.01uF. Y en LPF previo a Buffer de salida se modificó para que R2-OUT con 1k Ω y C2-OUT de 0.01uF corten en 16kHz.

Corrección 7: El LPF del op-amp de etapa de drive tiene $f=795\text{Hz}$ y cambiando C1-DIST a 68pF, $f= 4681\text{Hz}$, así se evitará sobrecarga a zona de sibilancia, y se mantendrá un rango amplio de distorsión.

Corrección 8: El capacitor de 82pF, C1-BT, se reemplazó por uno de 68pF, el LPF de 3882Hz pasa a 4681Hz.

Corrección 9: R1-MID de 16k Ω pasa a 15k Ω . R2-MID de 20.5k Ω a 20k Ω . R4-MID de 19.2k Ω a 20k Ω . R5-MID de 24.7k Ω a 27k Ω . R6-MID de 46.7k Ω a 47k Ω . R2-DIST Y R1-DIST de 500 Ω a 510 Ω . C2-DIST se cambia a 0.1uF. R1-HIGH de 29.9k Ω a 30k Ω . R2-HIGH DE 22.4k Ω a 22k Ω .

Corrección 10: Se elimina en etapa de distorsión, a R1 y C2, quedando R2 de 510 Ω a 10k Ω y C3 haciendo un HPF que atenúa armónicos desde 159Hz hacia abajo, y se reordena los nombres de los dispositivos de etapa de distorsión.

Corrección 11: POT1-COMP de $2k\Omega$ a $10k\Omega$. R11-COMP (ataque) de $150k\Omega$ a $120k\Omega$. C9-COMP de $50nF$ se obtendrá sumando en serie dos capacitores de $100nF$. R1-OUT de $392k\Omega$ a $390k\Omega$.

Corrección 12: Redireccionamiento de los pines 4 y 6 del *switch* DPDT. Estaban en la entrada, 4 va a salida del Q-BUFFER OUT y 6 hace hacia conexión con 1. Reconexión de puente eléctrico de salida 1 Q2-COMP a C9-COMP.

3.3.2 Conexionado

El montaje se dividió en cuatro fases. En la primera se conectó procurando reservar espacio y diferenciación de las distintas fases de circuitería. La segunda fase se intercaló con la primera sesión de pruebas y correcciones. En la tercera fase se hizo una reconexión del circuito considerando nuevas normas de uso de espacio y protocolos de orden. La última fase implicó la extirpación de zonas de procesamiento y correcciones finales, ligadas hacia fines subjetivos más que técnicos.

Para la elección de materiales se partió de la lista que el software Proteus 8 proporcionaba. Esa lista se contrastó con los elementos y valores disponibles. Al adquirir los materiales se procuró abastecerse del triple de cada uno, con el objetivo de ya tener el material para cubrir daños y abastecimiento para el circuito en placa.

Antes de iniciar el montaje se organizó los materiales por tipo y valor. Se generó al mismo tiempo una matriz de conexión en Excel, con la que se registraba las conexiones y permitía un fácil entendimiento del flujo de señal y reducir la cantidad de errores por mala interconexión o disposición de los elementos.



Figura 72. Organización de capacitores, diodos y resistencias

El alambre empleado para puentes, fue el 0.22 que es un alambre rígido. Y se usaron alambres especializados de protoboard los cuales facilitaron conexiones de mayor distancia y también para conectar a los potenciómetros.

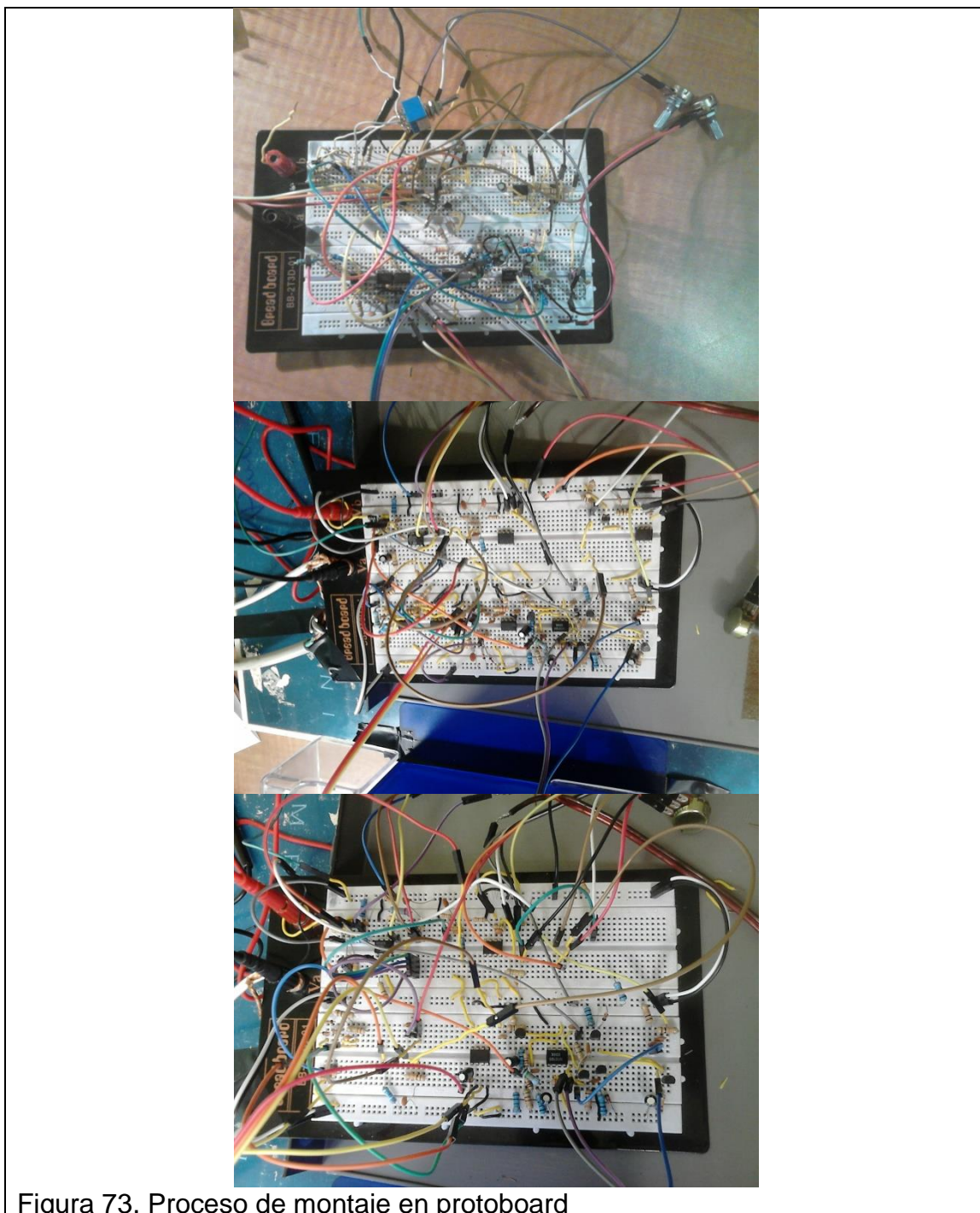


Figura 73. Proceso de montaje en protoboard

3.4 Diseño y montaje de dispositivo en placa

El diseño de placa se realizó entre el 28 de octubre y el 4 de noviembre con un total de cuatro intentos. Se consideraron además las siguientes normas aplicadas a circuitos de audio:

- Evitar encadenados Daisy para vcc+ y tierra, la caída de voltaje provocará ruido.
- Abastecer el vcc+ y tierra en conexiones estrella, es decir manteniendo puntos comunes de derivación de señal.
- Mantener los componentes de esquema electrónico cercanos, también hacerlo en PCB, mayores trazos largos, implicarán mayor comportamiento de antena.
- Evitar ángulos rectos en trazados, estos aumentan armónicos, por lo tanto, ruido.

Las dimensiones de la placa se designaron en base al BIG MUFF Pi, que es de los pedales de mayor dimensión en el mercado (5,75 in x 4,75 in/14,6cm x 12.06cm).

El proceso de diseño dio inicio, ubicando los conectores y circuitos subyugados a los op-amps. Después se procedió a jugar con las conexiones para tener los mejores puentes de conexión de tierra y vcc+. En el primer diseño se recurrió a emplear la función de auto conexionado que ofrece la plataforma ARES de Proteus 8. Se terminó en poco tiempo, pero la organización de los elementos y su distribución no ayudaban a una buena distribución de tierra, bias y vcc+. El segundo rediseño por poco fue el definitivo, en este se realizó el diseño de cada sección para luego unir las, sin embargo al final generó mucha confusión y repetición de posicionamiento de piezas para alcanzar las alimentaciones, y en el diseño de compresor las complicaciones llegaron a límite. Para el tercer diseño se empezó ordenando los op-amps, pero rápidamente esta forma de organizar el trabajo dio paso a mayor desorganización. En el diseño final se consideró las conexiones estrella, el mantener los elementos cercanos y sobretodo se comprendió el uso de *jumpers* para facilitar conexiones y mantener el orden. Se desperdició espacio de placa pero esa corrección estética convendrá para un segundo prototipo ajeno a la investigación actual.

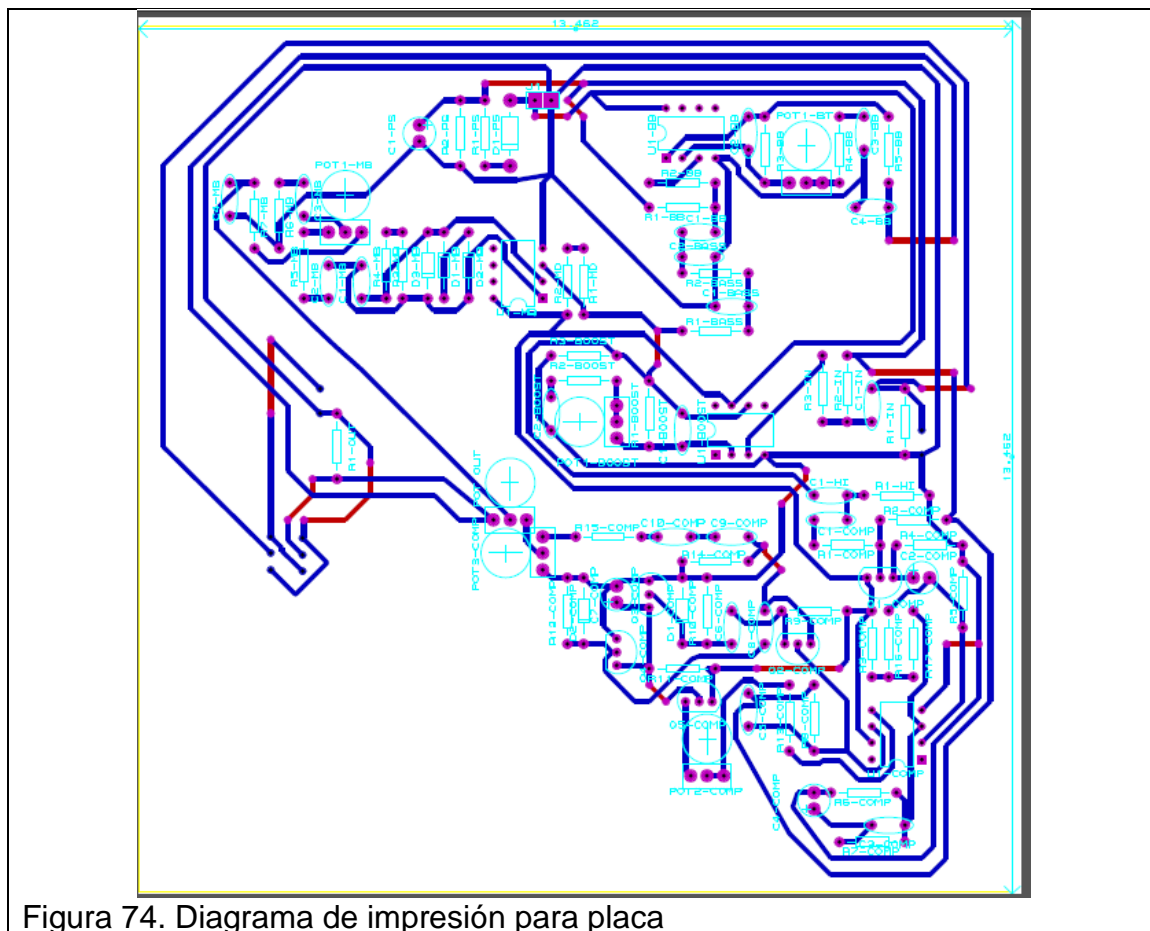


Figura 74. Diagrama de impresión para placa

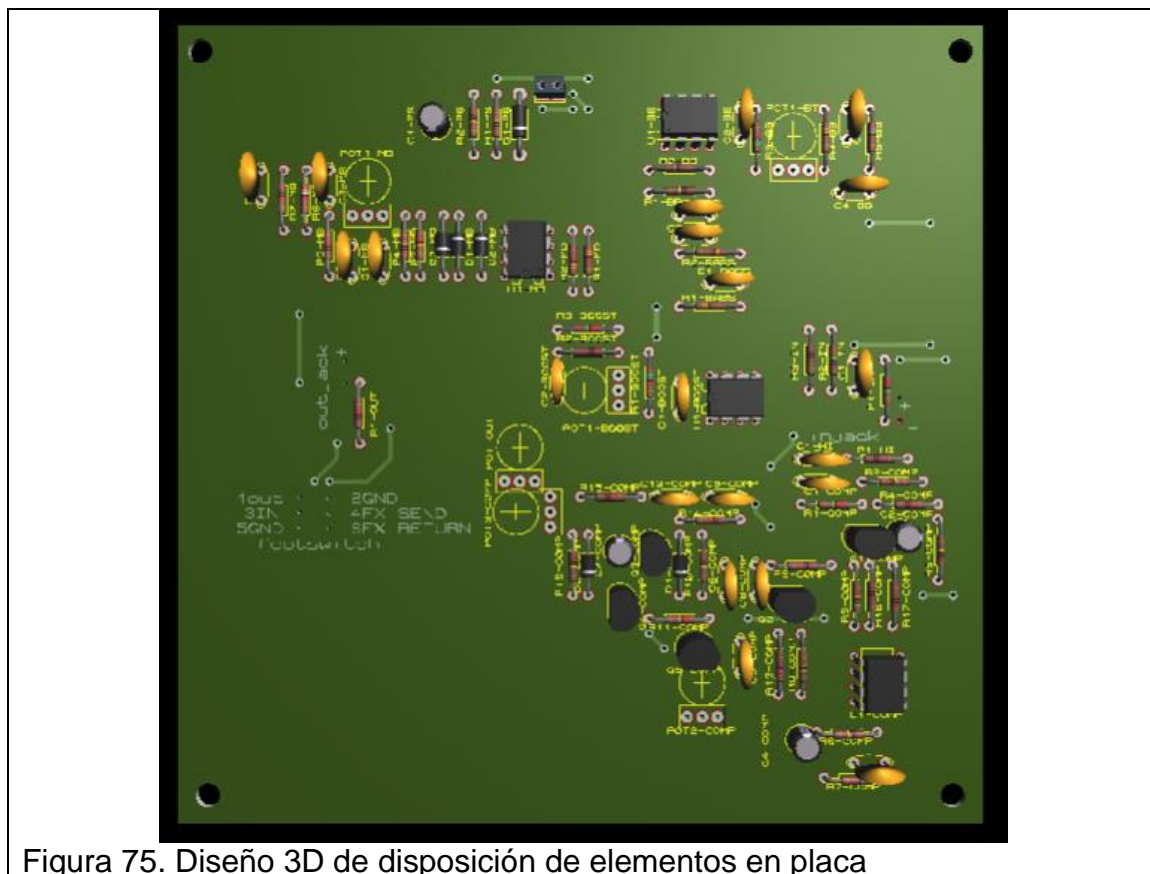


Figura 75. Diseño 3D de disposición de elementos en placa

Previo a someter la placa a prueba se detectaron dos eventualidades. La primera es que por falta de resistencias de $22\text{M}\Omega$ se emplearon resistencias de $10\text{M}\Omega$. Finalmente se notó que el *pin* 1 de pot *out* del compresor estaba a tierra y debía ir al punto común de HPF de R1HI y C1HI, para que se comporte como un controlador de tono y no como una resistencia variable.

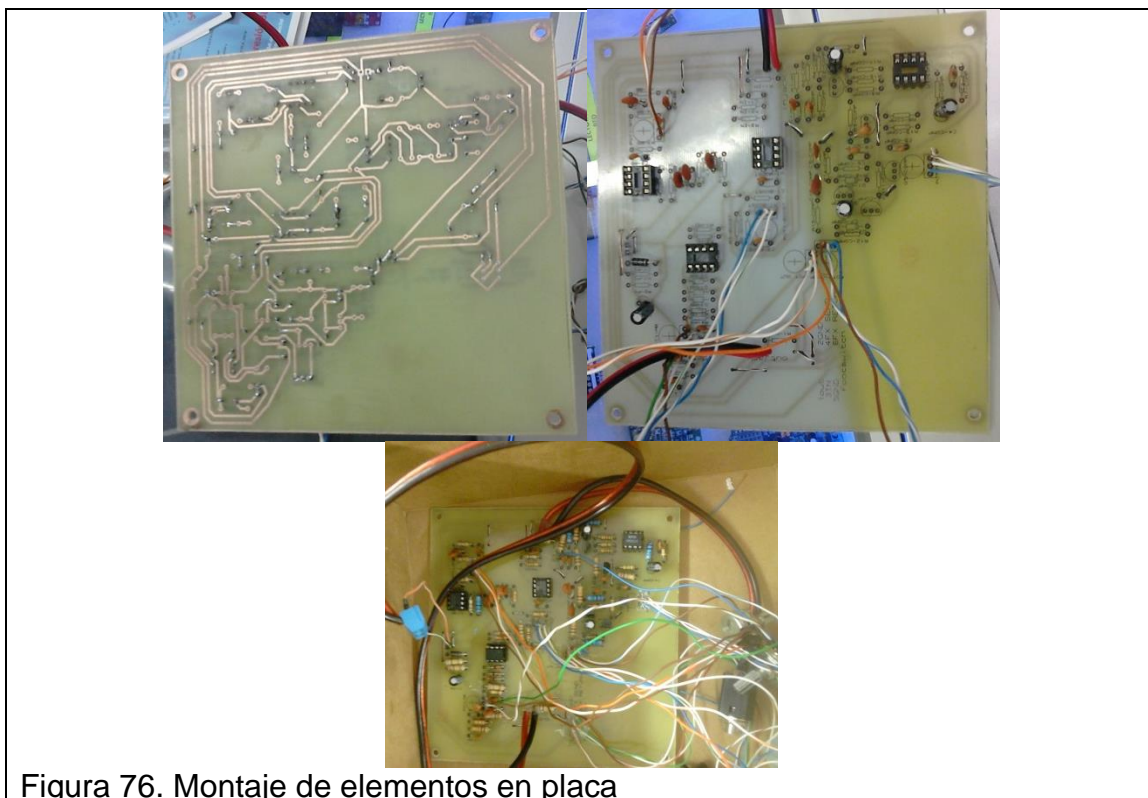


Figura 76. Montaje de elementos en placa

Tabla 11. Listado elementos de prototipo

| # | Sección | Elemento | Nombre circuito | Valor |
|----|--------------------------|---------------|-----------------|--------|
| 1 | Fuente de Poder | Capacitor | C1-PS | 1uF |
| 2 | | Diodo | D1-PS | 1N4001 |
| 3 | | Resistencia | R1-PS | 100kΩ |
| 4 | | | R2-PS | 100kΩ |
| 5 | Entrada | Capacitor | C1-IN | 10nF |
| 6 | | Resistencia | R1-IN | 10MΩ |
| 7 | | | R2-IN | 10MΩ |
| 8 | | | R3-IN | 1kΩ |
| 9 | Boost Entrada | Capacitor | C1-BOO | 68pF |
| 10 | | | C2-BOO | 10nF |
| 11 | | Integrado | U1-BOO | TL061 |
| 12 | | Potenciómetro | POT1-BOO | A500kΩ |
| 13 | | Resistencia | R1-BOO | 56kΩ |
| 14 | | | R2-BOO | 2kΩ |
| 15 | R3-BOO | | 10kΩ | |
| 16 | Filtro Pasa Bajos | Capacitor | C1-BASS | 100nF |
| 17 | | | C2-BASS | 100nF |
| 18 | | Resistencia | R1-BASS | 3.3kΩ |
| 19 | | | R2-BASS | 3.3kΩ |

| | | | | |
|----|--------------------------|---------------|-----------|--------|
| 20 | Bass Boost | Capacitor | C1-BB | 100nF |
| 21 | | | C2-BB | 68pF |
| 22 | | | C3-BB | 100nF |
| 23 | | | C4-BB | 10nF |
| 24 | | Integrado | U1-BB | TL072 |
| 25 | | Potenciómetro | POT1-BB | A500kΩ |
| 26 | | Resistencia | R1-BB | 1MΩ |
| 27 | | | R2-BB | 1.8kΩ |
| 28 | | | R3-BB | 56kΩ |
| 29 | | | R4-BB | 3.3kΩ |
| 30 | R5-BB | | 75kΩ | |
| 31 | Mid Boost | Capacitor | C1-MB | 68pF |
| 32 | | | C2-MB | 1uF |
| 33 | | | C3-MB | 10nF |
| 34 | | | C4-MB | 10nF |
| 35 | | Diodo | D1-MB | 1N914 |
| 36 | | | D2-MB | 1N914 |
| 37 | | | D3-MB | 1N914 |
| 38 | | Potenciómetro | POT1-MB | A20kΩ |
| 39 | | Resistencia | R1-MB | 33kΩ |
| 40 | | | R2-MB | 33kΩ |
| 41 | | | R3-MB | 120kΩ |
| 42 | | | R4-MB | 100kΩ |
| 43 | | | R5-MB | 10kΩ |
| 44 | | | R6-MB | 39kΩ |
| 45 | R7-MB | | 10kΩ | |
| 46 | Filtro Pasa Altos | Capacitor | C1-HI | 10nF |
| 47 | | Resistencia | R1-HI | 10kΩ |
| 48 | Compresor Agudos | Capacitor | C1-COMP | 10nF |
| 49 | | | C2-COMP | 1uF |
| 50 | | | C3-COMP | 10nF |
| 51 | | | C4-COMP | 1uF |
| 52 | | | C5-COMP | 1nF |
| 53 | | | C6-COMP | 10nF |
| 54 | | | C7-COMP | 10uF |
| 55 | | | C8-COMP | 10nF |
| 56 | | | C9-COMP | 100nF |
| 57 | | | C10-COMP | 100nF |
| 58 | | Diodo | D1-COMP | 1N914 |
| 59 | | | D2-COMP | 1N915 |
| 60 | | Integrado | U1-COMP | NTE996 |
| 61 | | Potenciómetro | POT1-COMP | A50kΩ |
| 62 | | | POT2-COMP | A500kΩ |

| | | | | |
|----|--------------------|------------------------|----------|---------------|
| 63 | | | R1-COMP | 10M Ω |
| 64 | | | R2-COMP | 1M Ω |
| 65 | | | R3-COMP | 510k Ω |
| 66 | | | R4-COMP | 10k Ω |
| 67 | | | R5-COMP | 1M Ω |
| 68 | | | R6-COMP | 1M Ω |
| 69 | | | R7-COMP | 510k Ω |
| 70 | | | R8-COMP | 150k Ω |
| 71 | | Resistencia | R9-COMP | 10k Ω |
| 72 | | | R10-COMP | 1M Ω |
| 73 | | | R11-COMP | 120k Ω |
| 74 | | | R12-COMP | 1M Ω |
| 75 | | | R13-COMP | 27k Ω |
| 76 | | | R14-COMP | 10k Ω |
| 77 | | | R15-COMP | 10k Ω |
| 78 | | | R16-COMP | 1k Ω |
| 79 | | | R17-COMP | 1k Ω |
| 80 | | Transistor | Q1-COMP | 2N3904 |
| 81 | | | Q2-COMP | 2N3904 |
| 82 | | | Q3-COMP | 2N3904 |
| 83 | | | Q4-COMP | 2N3904 |
| 84 | | | Q5-COMP | 2N3904 |
| 85 | Conectores | DC <i>Jack</i> coaxial | POWER | 9VCC+ |
| 86 | | <i>Phono Jack</i> | IN | TS |
| 87 | | | OUT | TS |
| 88 | Interruptor | <i>footswitch</i> | BYPASS | 3PDT |

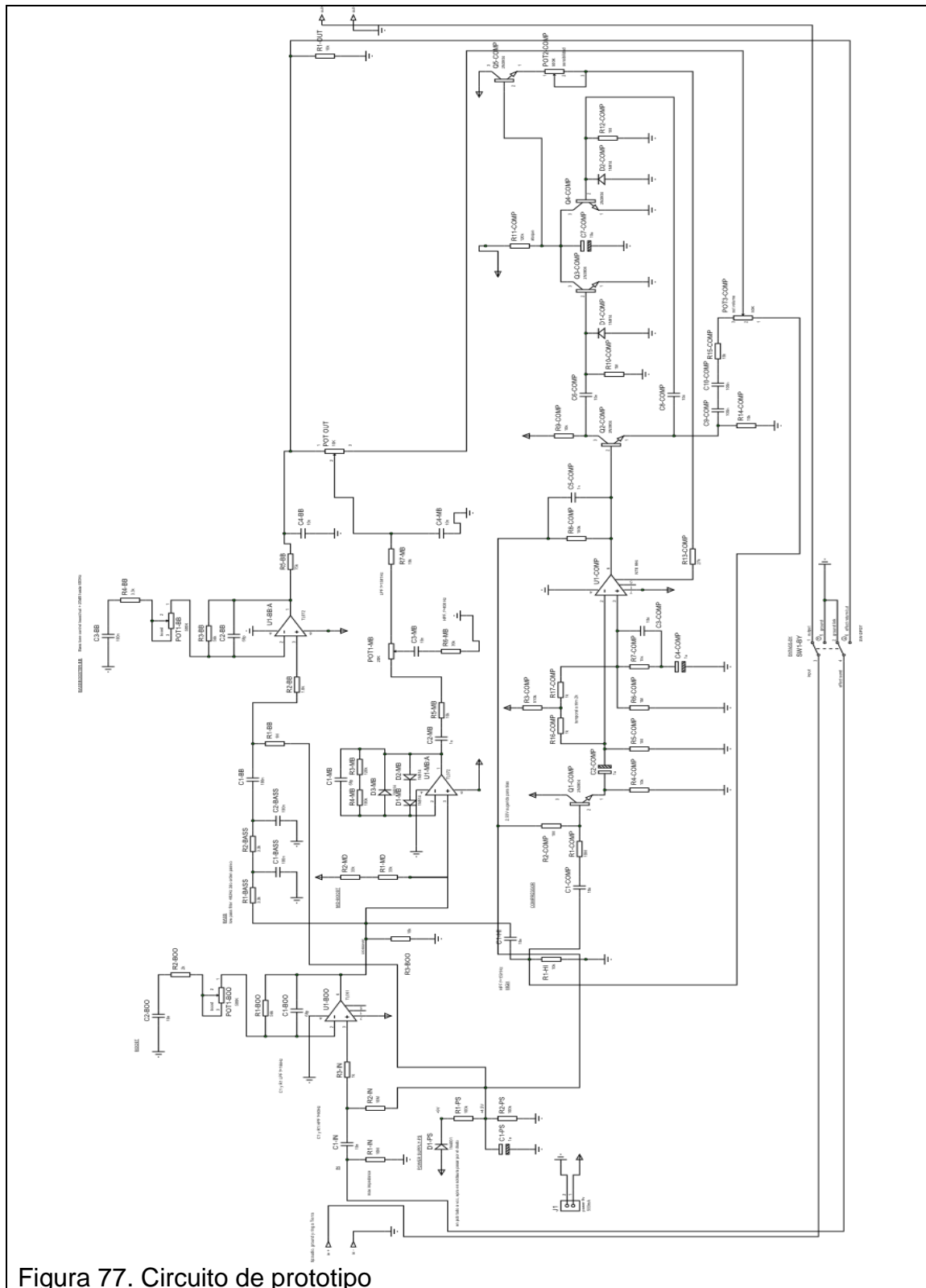


Figura 77. Circuito de prototipo

3.5 Diseño de cajetín

Se revisaron modelos de pedales de superficies cuadradas cercanas a los 225 cm² (15x15). Entre las referencias ergonómicas seleccionadas están el BIG MUFF Deluxe, Wampler SLOstortion, Pharaoh Supreme, Tap-A-fuzz y el Spaceman Orion y el Strymon BigSky. El diseño distribuye los elementos mecánicos del pedal tomando en cuenta que la acción será realizada con el pie y las configuraciones con una sola mano. Por lo tanto el footswitch se ubicará en la parte inferior del panel superior del chasis. Las perillas de operación se ubicarán en la parte superior tomando una distancia prudente del footswitch. Los conectores forzosamente se ubicarán en las paredes laterales del chasis, entrada a la derecha y salida a la izquierda. Respetando los criterios de inducción eléctrica, el conector coaxial para la fuente de poder se ubicará en la pared posterior del cajetín. Las perillas se ubicarán de derecha a izquierda respetando la fase de procesamiento, y en el caso de las tres vías se empezará con el bajo y se terminará con los agudos.

El concepto artístico del pedal se manejará únicamente con blanco y negro, siendo blanco el color de fondo y negro el color de trazos y leyenda. El pedal se le atribuye un personaje femenino dibujado con estilo manga japonés con la estética de los personajes de la serie Speed Grapher.

El chasis está hecho de metal y constará de dos partes, la caja y una tapa de base, ambas irán unidas por medio de cuatro tornillos ubicados en cada vértice.

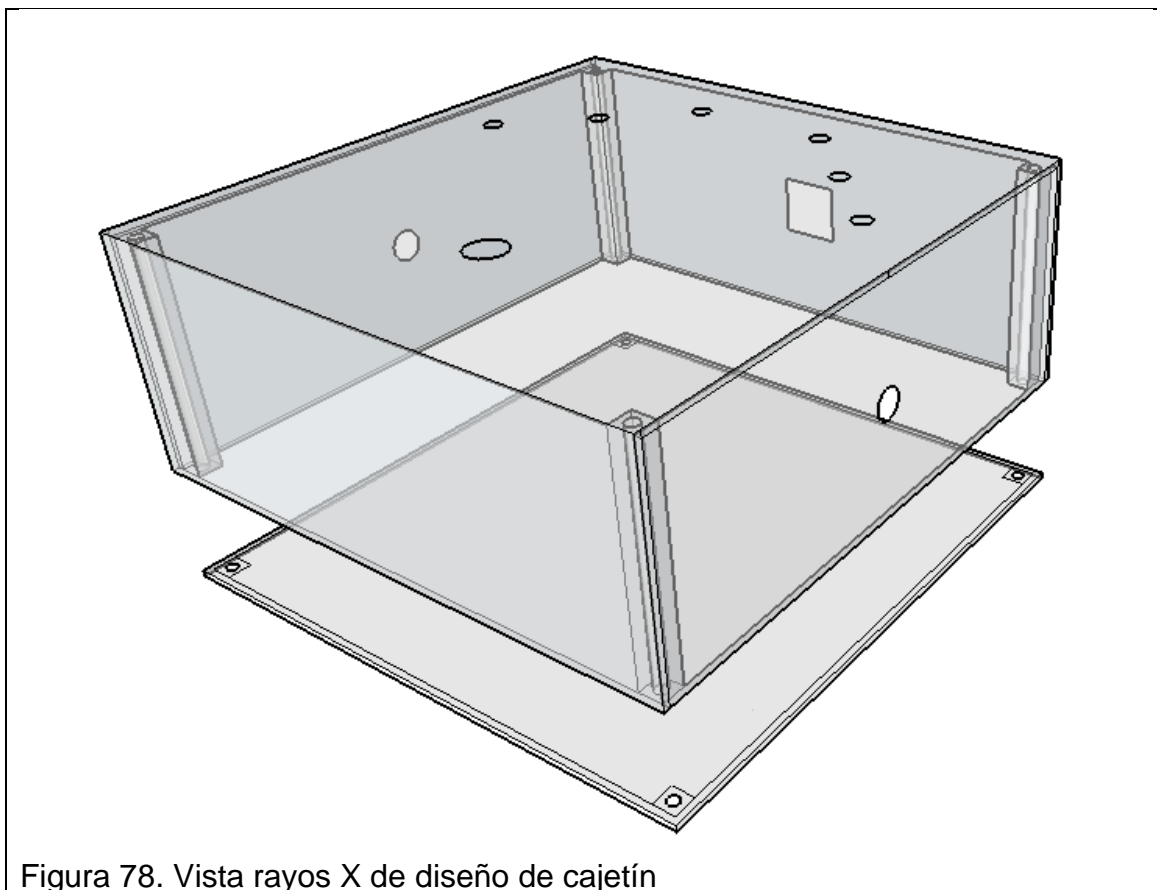


Figura 78. Vista rayos X de diseño de cajetín

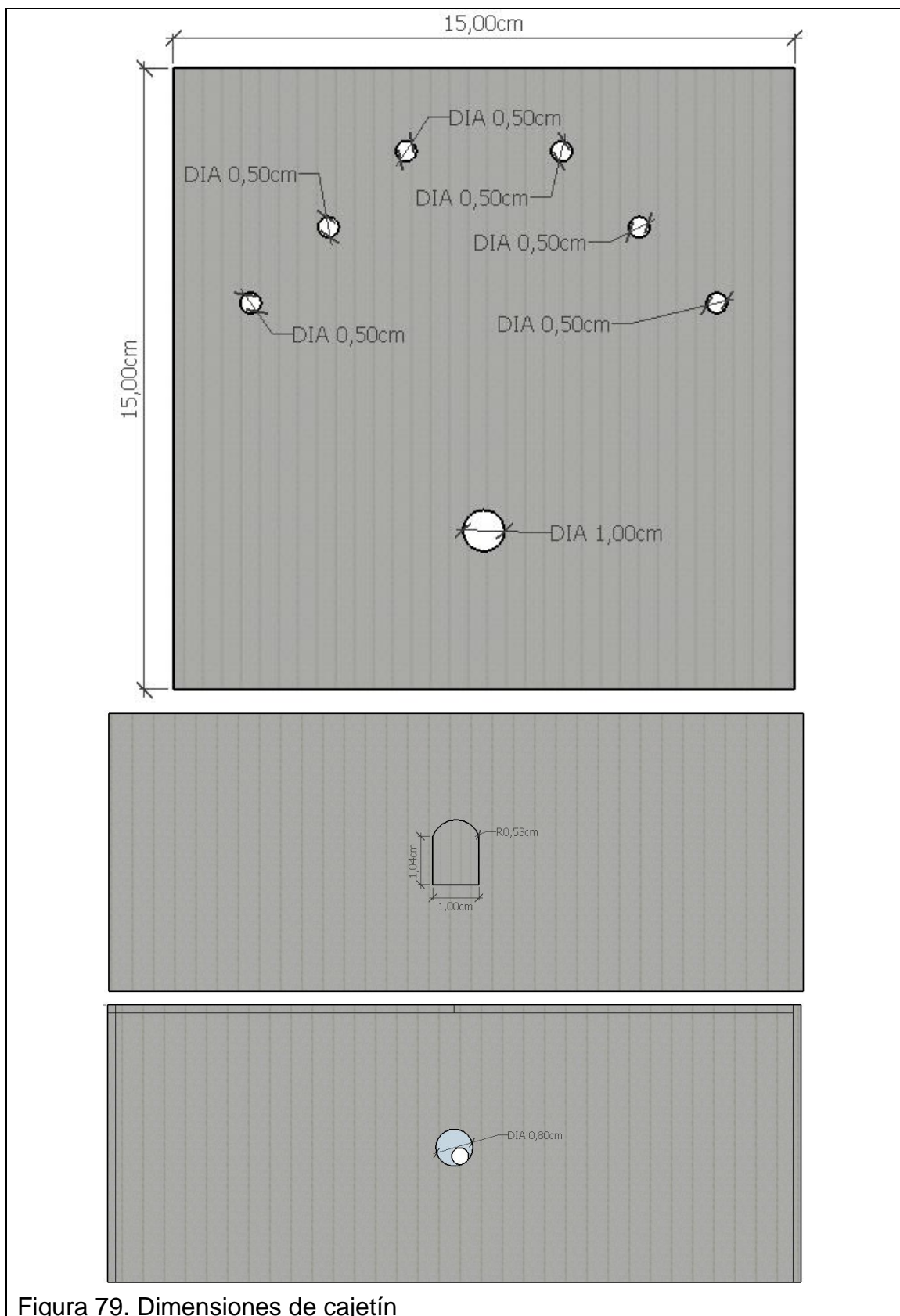


Figura 79. Dimensiones de cajetín

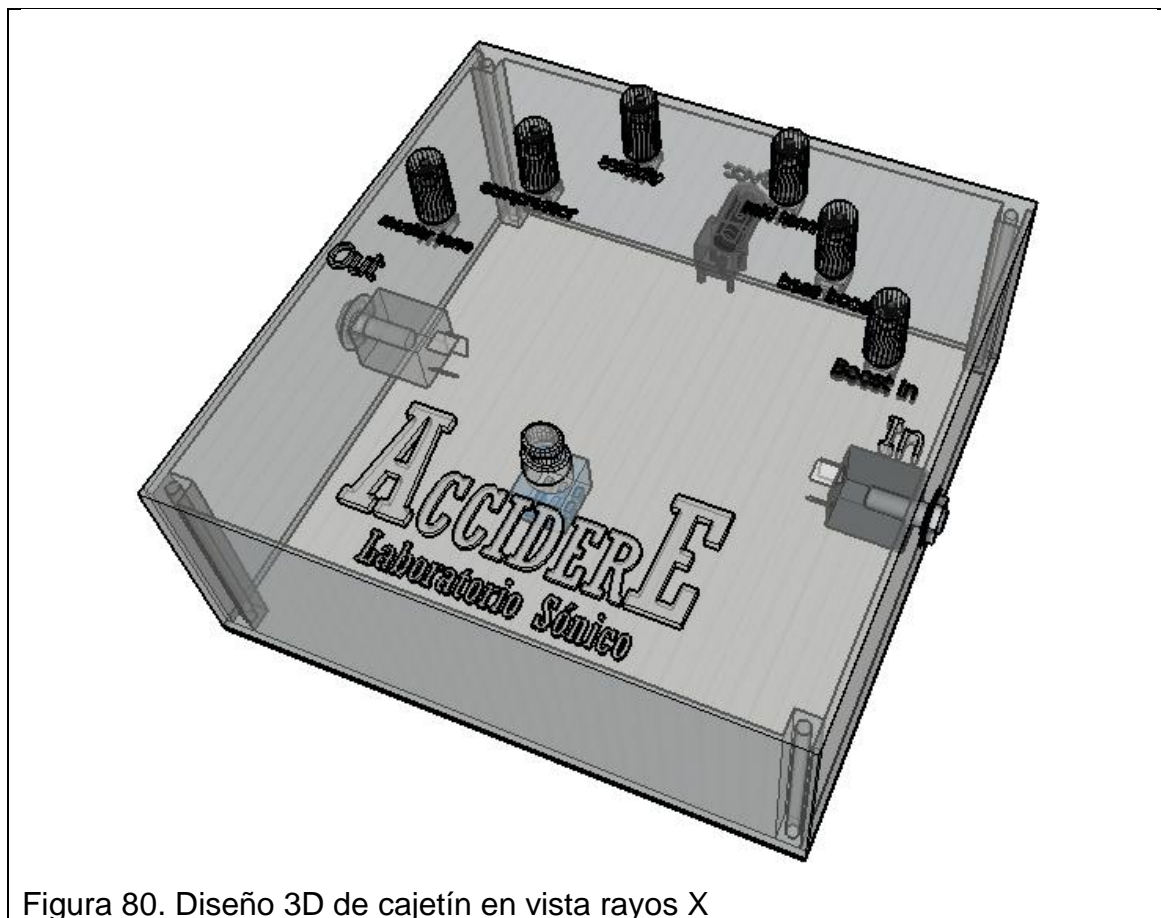


Figura 80. Diseño 3D de cajetín en vista rayos X

4. EVALUACIONES TÉCNICAS Y ESTÉTICAS

Se descartó el empleo de osciloscopios externos, debido a que la única información que brindan es el comportamiento de los picos. En cambio Se empleó un voltímetro de corriente alterna TRUPER MUT-39, música y principalmente una guitarra eléctrica. Las jornadas de trabajo durante este periodo eran de 10 hasta 15 horas diarias.

4.1 Evaluación de protoboard con guitarra eléctrica

Tal como se mencionó al inicio de 4.3, a partir de la segunda fase de montaje de protoboard, se intercalaron pruebas y diseño y se reconocieron seis etapas de este proceso.

4.1.1 Etapa A

El inicio de pruebas dio lugar el 10 de octubre. El circuito de clean bypass funcionó, pero al activar efecto se notó un corte de señal.

Corrección1: R3-IN no estaba conectado. El TL061 de boost no estaba conectado a vcc+. Se hizo experimentación con tierras extra con cable en conectores *phono* y funcionó, se mitigó el ruido en un 70%, pero solo en bypass, al pasar por el pedal operaban como una antena.

Corrección 2: vcc- de los op-amps no estaba aterrizado. La alimentación vcc+ se estaba cogiendo directo de fuente no de circuito de protección. R4-BOOST no estaba en serie. POT1-BOOST requirió reconexión de pin3 de GND a R2-BOOST.

Corrección3: el cable hacia *crossover* no estaba conectado desde el *BUFFER-IN*. R4-BT.C5-comp estaba mal conectado.

12:28 AM -14/10/2015: Se constató el flujo de señal de audio hasta la salida de la distorsión de medios.

15:00 PM 14/10/2015: El circuito funcionó en totalidad pero con alta presencia de ruido.

Corrección4: El pot de distorsión tenía una resistencia de 500k, y se requería de 100k.

Corrección 5: Se usaron cables polarizados para reemplazar el cable delgado de los conectores y se soldaron al *jack* coaxial de adaptador con cables polarizados. Se agregó una base metálica que mitigo un 30% del ruido y también se adicionó el pedal NS-2 de BOSS a la cadena hacia amplificador de prueba para controlar el ruido y cuidar la salud auditiva y del cono de parlante.

Corrección 6: Fue comprobado que existió continuidad de audio en todas las fases, consecuentemente se procedió a reconectar y reordenar las conexiones de protoboard para facilitar acceso a las mismas en futuras pruebas, evitar que conexiones de tierra y fuente estén juntas y controlar la capacitancia en la longitud de los cables. R1-IN debía ser de $22M\Omega$ pero estaba una resistencia de $2.2M\Omega$, que otorgaba un valor ineficaz para la impedancia de entrada, se reemplazó por una $10M\Omega$. Al igual en la salida se tenía de $100k\Omega$ y lo máximo debe ser $10k\Omega$. La salida de audio del prototipo tomaba su señal desde el *pin* 3 del transistor de BUFFER OUT y se la cambió al *pin* 1.

La resistencia empelada para la adaptación de POT1-BOOST de lineal a logarítmico debía ser de $125k\Omega$, se solucionó combinando resistencias de $100k\Omega$ y $27k\Omega$ en serie. El *pin* 3 de POT1-BOOST estaba mal conectado. El pot de distorsión tenía un valor elevado de $500k\Omega$ y se requería un valor circundante a $100k\Omega$ o $150k\Omega$.

Corrección7: tras revisar con mayor detenimiento el circuito del Dyna Comp, se notó que el POT1 del compresor debía ser un *trimmer* de $2k\Omega$, se procedió a reemplazar la perilla con dos resistencias de $1k\Omega$ en serie y llevar a vcc+ al punto común de la serie. Un sector en etapa de entrada del *pin* 3 del OTA NTE996 no estaba aterrizado. R4-COMP debe ser de $10k\Omega$, estaba de $100k\Omega$.

4.1.2 Etapa B

Las pruebas dieron inicio el 20 de octubre y se organizó el trabajo por secciones de procesamiento.

4.1.2.1 Entrada

Se conectó el polo negativo a una tierra externa y se mitigó en mayor porcentaje el ruido de protoboard pero, no se logró escuchar desde la entrada con música, solo desde el buffer de salida. El protoboard no estaba adecuadamente alimentado de tierra y poder DC.

Se notó que, tomando la señal a la salida del TL061 antes de llegar a *BUFFER IN*, el circuito trabajaba como una compuerta. Previo a ello al pasar por los filtros de la entrada, la señal se degradó levemente y distorsionaba si esta se tomaba desde ese punto hasta la salida, sin pasar por el *BUFFER OUT*.

Hasta 21/10/2015 la señal de salida continuó con una notable degradación. Esto pudo ser efecto de la cantidad de filtros en el circuito y se procedió a removerlos y dirigir el punto de salida sin pasar por *BUFFER OUT*. Al remover R4-IN se eliminó el ruido existente, se probó con otra resistencia para descartar error del elemento, pero se mantenía el mismo fenómeno. Se recuperó notablemente la calidad tonal y ganancia. R4-IN otorgaba un comportamiento dinámico que ensuciaba la señal al pasar un umbral. R3-IN poseía un valor de resistencia de 100k Ω , cuando en diseño tenía un valor de 1k Ω . Al realizar el reemplazo por un resistor de 2k Ω la señal recuperó aún más ganancia.

R2-BOOST de 100k Ω debía ser de 2.7k Ω , y se reemplazó con un valor de 2k Ω .

Se removió R4 y R3 de *boost*. Empleando el potenciómetro a máximo se notó ganancia sutil en agudos más ataque. Se sustituyó R1-BOOST de 1k Ω a 56k Ω . Se notó cambios de brillos jugando con combinaciones de resistencias y quitando o poniendo a C1-BOOST y jugando con capacitores cerámicos de 103 o 104. Se dejó finalmente a R1-BOOST de 56k Ω y C1-BOOST de 64pF.

Se retiró el transistor de *BUFFER IN* por recalentamiento. Se probó con otro transistor y ocurrió lo mismo. Se intercambié el voltaje de alimentación a 4.5 V de bias pero no solucionó el problema e inclusive se produjo un impedimento al paso de la señal. Se sabía de antemano que el 2N3904 trabaja a 200mA y se asumió erróneamente que ese valor era similar en el adaptador de fuente de poder, pero este poseía un valor de 500mA. Se recurrió inmediatamente a

inspeccionar los transistores dispuestos en otras etapas, pero estos seguían funcionando correctamente. Se decidió despejar esta duda fuera del plazo previsto de entrega de proyecto para no alterar el cronograma de trabajo de la investigación.

4.1.2.2 Bajos

El filtro activo recortó armónicos y graves en vez de recortar agudos y degradó la señal notablemente, cuando por el contrario el op-amp debía contrarrestar esa diferencia de ganancia. Se sustituyó el circuito por un filtro de segundo orden pasivo de corte en 482Hz ($R=3.3k\Omega$ y $C=100nF$).

El circuito de *BASS TONE* no funcionó, y se planteó cambiar el controlador de tono por una réplica del *BOOST IN* pero de menor ganancia, para que sea solo un realzador de bajo, pero no atenuador. Por precaución a la salida se adicionó un nuevo filtro pasa altos. El R3-BT no se usó con un valor de $56k\Omega$ sino de $33k\Omega$, ya que un valor más alto de resistencia provocaría un boost mayor en bajos y esto enmascararía a agudos y medios. El R1-BB por lo pronto se usó de $1M\Omega$. Con las variaciones aplicadas el circuito proveyó de *boost* notable a la banda, por lo cual a la salida se incluyó un filtro pasa bajo para 212Hz ($R=75k\Omega$ y $C=10nF$) y se suavizó los agudos en dicha etapa. Al combinar el procesamiento con *BOOST IN* se registró que al aplicar *BOOST IN* máximo y *BOOST BASS* a mínimo, la señal se vio atenuada ligeramente pero su enriquecimiento armónico incrementó. Al dejar *BOOST IN* en mínimo y *BOOST BASS* a máximo, se obtuvo una señal con distorsión agradable con agudos muy controlados y con cuerpo, al tener ambos a máximo se escuchó una señal distorsionada pero con menor cuerpo, el tono también fue gustoso, pero indudablemente aumentó el nivel del ruido inductivo.

4.1.2.3 Medios

El primer op-amp de *crossover* de medios no tiene problemas en su salida y el filtraje es notorio. Se retiró R4-MID y se recuperó nivel. Sin embargo el filtraje a partir del segundo op-amp es drástico, y ocurre el mismo efecto de ataque controlado por intensidad y poco *sustain*. Se quitó R5 y el pico de ataque se redujo y se amplió el ancho de banda. El circuito de distorsión no dio buenos

resultados, la señal era pobre, con alto ruido y constantes *pops*. Se cercenó la etapa de ganancia y se dirigió la conexión a los recortes de diodos (que además fueron duplicados, pues solo una pareja no presentaba mayor recorte perceptible) y se insertó un pot atenuador, de 100k Ω que corroboró a filtrar ruido. Al el pot situado a la salida de los cuatro diodos generó una saturación más chillona pero sin cuerpo, por lo que se introdujo antes de los diodos una combinación de filtros de primer orden en las frecuencias cercanas a las antes elegidas, 400Hz y 2kHz, LPF ~2k (1591Hz; R=10k Ω , C=10nF) y HPF~400Hz (408Hz;R=39k Ω , C=10nF). El resultado fue una señal con pérdida considerable de nivel, pero con mayor control en polos de corte y absenta de cambio hasta comprobar el comportamiento con las otras vías.

4.1.2.4 Agudos

La señal se filtró adecuadamente hasta la entrada de op-amp de agudos y además se atenuó notablemente. A la salida del op-amp incrementó el ataque. El compresor funciona solo con ganancia máxima, se deberá conectar la mezcla de pedal para saber su comportamiento final junto con el resto de fases de procesamiento y cambiar los potenciómetros lineales por logarítmicos.

4.1.2.5 Salida

Al juntar los tres circuitos sin incluir el op-amp y buffer de salida, se obtuvo un tono gustoso y con *overdrive* controlado, las perillas generaron cambios notables en los tonos, sin embargo se esperaba que la suma de toda las señales tuviera mayor nivel de salida, por lo que se vio necesario agregar un *boost* de salida, no tan brusco como el de entrada pero que compense el nivel perdido en las tres etapas de procesamiento. Se revisó la salida del compresor porque se comportaba como una segunda mezcla *master*. El circuito no presentó ruido descontrolado, los filtrajes fueron notorios para cada etapa, la distorsión de medios no quedó tan agresiva aun con todos los potenciómetros a máximo y se notó además que el pot de sensibilidad ofreció un control tonal adicional para los agudos.

4.1.3 Etapa C

Fue destinada a pruebas y correcciones estéticas realizadas a partir del 24 de octubre.

Se tomó la decisión de dirigir a tierra el *pin* 3 de los potenciómetros de salida de medios y de compresor y después a la salida de *BOOST IN*, para solucionar la descompensación de nivel. El cambio no dio resultado, luego de jugar con el terminal 3 de pot compresión, se decidió poner en la salida del *op-amp* de corte para medios, y se obtuvo un resultado agradable. Jugando con este pot y el de sensibilidad, se obtuvo una señal con agudos agresivos útiles para arpegios. Con el pot de medios no se logró efectuar una combinación agradable de pines, por lo que se agregó un *boost* post recorte de diodos y se distribuyó las terminales 1 y 3 de pot para cambiar entre una distorsión suave y una más agresiva.

Se cambió el potenciómetro de salida de 500k Ω por uno de B10k Ω como el del BOSS SD-1 y el *pin* dirigido a tierra pasó primero por una resistencia de 1M Ω . Se introdujo otra sección del SD-1 para modelar la distorsión. Se logró equilibrar una tonalidad con menos y más brillos respetando los filtros de corte hechos antes para ~2kHz y ~400kHz. Se retiraron los diodos, no generaron mayor cambio apreciable en la saturación. La saturación obtenida finalmente se activaba según la dinámica y presentó potencialidad estética favorable.

Al compresor de agudos, se le planeó aumentar un filtro pasa bajos que suavice la potencial agresividad de los agudos.

Se probó nuevamente la sumatoria de las tres vías, con todos los parámetros a máximo sin embargo la perilla de *COMP OUT* a uno de los extremos dejó una estela de distorsión poco útil, por lo que más adelante se probó reemplazar el filtro pasa altos activo previo a compresor y usar un filtro pasivo. Para obtener la mezcla de mayor optimización entre las vías se realizó una serie de combinaciones con los tres pines de un potenciómetro y la selección de salida de cada uno.

1. *Bass-1, mid-2, high-3out*: los agudos en ataque y slap estaban demasiado cargados, al jugar con los parámetros no se encontró una configuración útil, esta combinación se descargó.
2. *Bass-1,mid-2out,high-3*:la primera configuración con todos los potenciómetros a tope dejaron un *boost* agradable con *overdrive* sutil y sin *slaps* desagradables, pero al jugar nuevamente con el pot *out* no se obtuvieron resultados útiles sonoros.
3. *Bass-1out, mid-2, high-3*: Esta configuración es la que mejor resultados dio. Jugando con las perillas se logró obtener distintas tonalidades de *boost* semisaturado, agradable para secciones *clean* y arpegios, pero ninguna de las posibilidades tonales ofreció mayor agresividad de saturación por lo que no está todavía a la altura de pedales de *overdrive* y distorsión que se emplean para el rock.

Se retiró el filtro activo de High y se reemplazó por uno pasivo y el resultado superó las expectativas, el pedal se aleja de ser una distorsión a asemejarse a un *boost* con posibilidades de coloración tonal.

Se intentó sin éxito aumentar la agresividad a la zona de medios con combinaciones de los diodos, se retiró, el filtro activo restante de medios y la señal recuperó nivel, quedó pendiente experimentar con nuevas alternativas de recorte y saturación de medios así como una posible reconfiguración de conexión del pot, ya que en esta nueva configuración no se percibe cambios notables de timbre.

4.1.4 Etapa D

Se efectuó el 26 de octubre y tuvo como objetivo mejorar la distorsión de medios pero no se obtuvo resultado. Se copió una parte de la circuitería del HM-2 de BOSS, para obtener una estridencia agresiva. La distorsión esperada no fue alcanzado, en vez de eso, aumentó el *gain* de agudos y ligeramente el *sustain* de medios, lo que no se hizo fue completar el *loop* del op-amp hasta tierra, para aumentar más la ganancia y permitir que el recorte de los diodos se complete. Sin aterrizar el *loop*, se alcanzó una tonalidad agradable con el potencial de direccionar el prototipo hacia un *treble boost*.

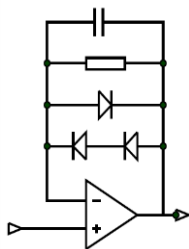


Figura 81. Porción de BOSS HM-2 que se empleó

Se probó con una sección más de recorte de diodos pero no se alcanzó una saturación útil y además hubo pérdida considerable de ganancia. Lo que sí dio resultó fue emplear un capacitor de 1uF y una resistencia 10kΩ en serie a la salida del op-amp de medios y eso suavizó el repique de agudos previo, no obstante para un futuro prototipo se podría introducir un interruptor que permita intercambiar ambas posibilidades sónicas.

4.1.5 Etapa E

Se desarrolló entre el 27 de octubre y el 5 de noviembre y consistió en realizar una revisión general del circuito y comprobar los resultados sonoros obtenidos en la etapa D. El único error encontrado fue una conexión de diseño del primer transistor del compresor, el cual tenía conectado su *pin* 3 iba a la salida del *trimmer* y no directamente a vcc+, tras realizar la corrección, el compresor mejoró notoriamente su desempeño.

4.1.6 Etapa F

Se efectuó el 6 de noviembre y recogió el criterio expuesto por el tutor Héctor Ferrández, quien recalcó que el pot *out*, al llevarlo al extremo de agudos pierde sonoridad en graves, y es una debilidad del pedal. Se procedió a explicar las razones de mantener esa debilidad con el fin de asegurar una mejor mezcla de las tres vías. Por un lado Héctor dejó la posibilidad de mantener el pot fijo y como un parámetro escondido. Pero luego de la explicación accedió a que esta debilidad se promoció como una doble cara de pedal para alcanzar una nueva posibilidad tonal en base a reajustar dicha descompensación con los otros potenciómetros. Héctor resaltó que se logró alcanzar un ajuste técnico y estético funcional con los agudos. Los medios quedaron sutiles pero de igual

dan aporte positivo. Finalmente los graves sí son notables y más lo importante es que no bombean. Rescató además que el pedal no resalta los 800Hz (frecuencia de guitarra barata).



Figura 82. Etapa F

4.2 Evaluación de protoboard en sesión multipista.-

Se realizó en la sala CR-2 de la Universidad de las Américas en Quito el 20 de noviembre. El método consistirá en grabar cuatro señales de forma simultánea. La primera será la señal original, las otras dos serán la guitarra a través del pedal por caja directa y con microfonía en parlante de amplificador. Se ocuparon los criterios de grabación y mezcla típicos para guitarra eléctrica.

- Guitarra: Fender Telecaster J5 Tripledeluxe, neck humbucker ON.
- Amplificador: Marshall MG30FX
- Cajas directas: Klark Teknik DN100
- Micrófonos: Shure SM-75, Sennheiser MD 421
- Interfase: Digidesign DIGI 002
- Parlantes: Dynaudio acoustics BM6A mk II.
- Computador: Apple

- Software: ProTools 10

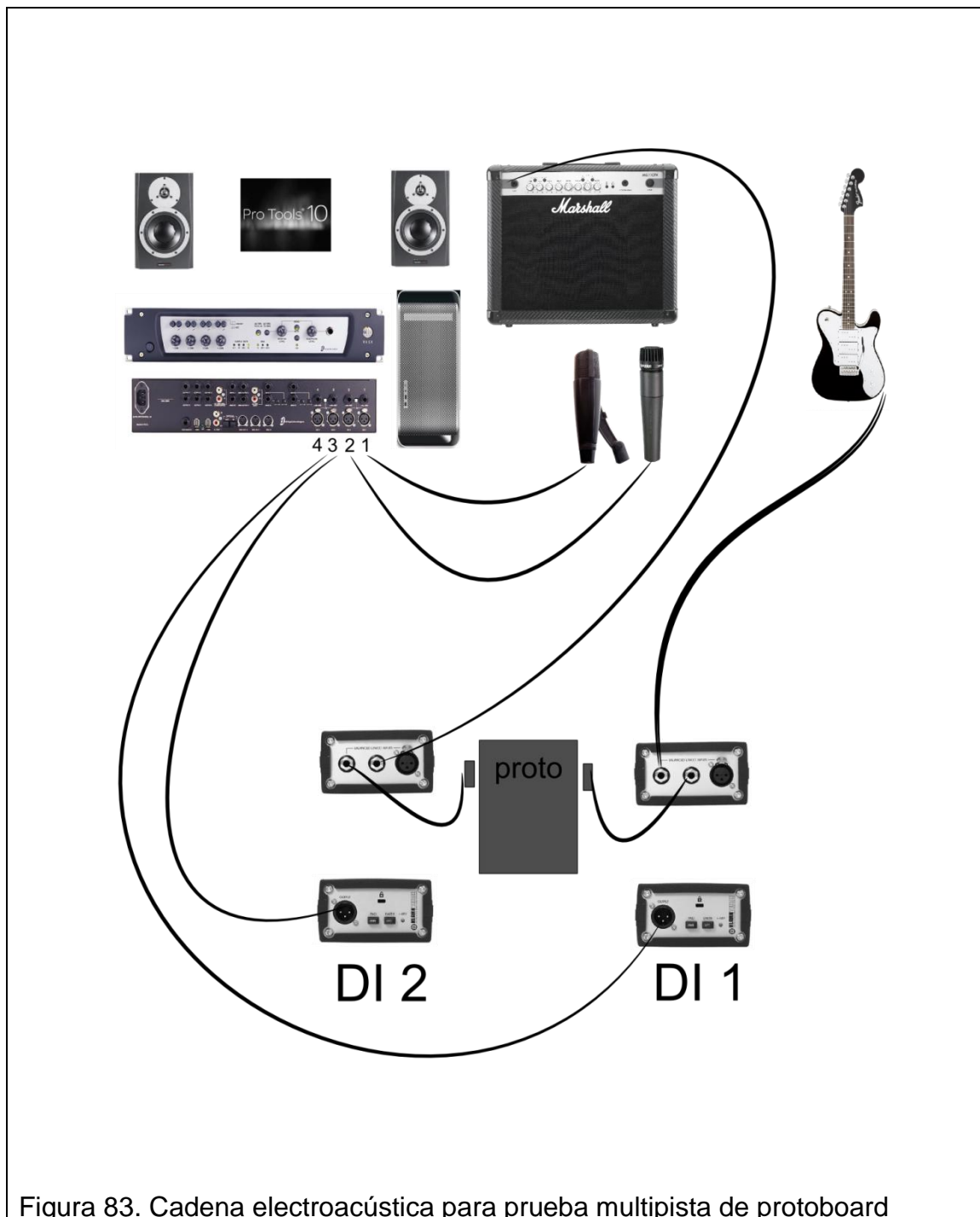


Figura 83. Cadena electroacústica para prueba multipista de protoboard

Tabla 12. Configuración de prototipo y amplificador para prueba multipista

| Dispositivo | Configuración de parámetros | | | | | |
|-----------------------|-----------------------------|------------|----------|-----------|-------------|--------|
| MG30FX | GAIN | BASS | MIDDLE | TREBLE | VOLUME | MASTER |
| Treble Booster | BOOST IN | BASS BOOST | MID TONE | SENSIVITY | COMPRESSION | |

La guitarra fue acompañada de un *backing track* para blues en Mi menor, obtenido de Youtube. El guitarrista, Héctor Ferrández improvisó para dos grabaciones. Para ambas grabaciones se mantuvo la misma configuración de equipos, salvo que en la segunda se adicionó un plug-in de compresión para onda completa con el BF76 *Limitier*. El ataque se mantuvo alrededor del punto 3 y el relajamiento alrededor del punto 7. Esto le regaló más presencia a la guitarra. Las propiedades del pedal fueron nuevamente notados satisfactoriamente.

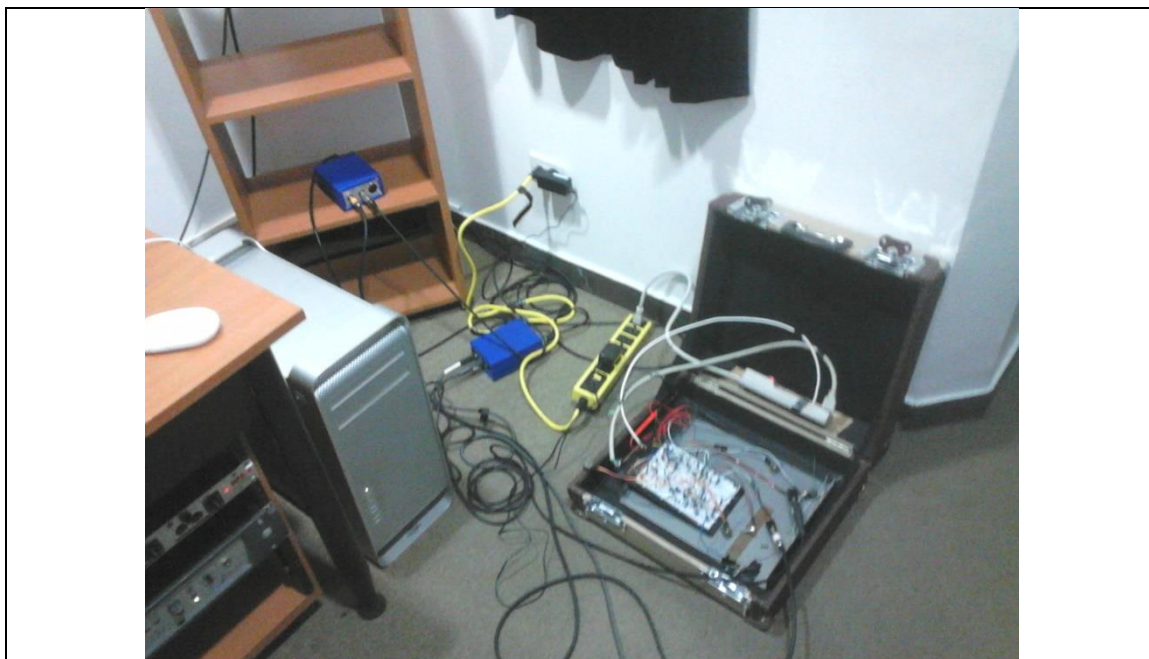


Figura 84. Conexión de la cadena electroacústica en CR-2



Figura 85. Guitarrista grabando

El 26 de noviembre se hizo una mezcla de las grabaciones realizadas el 20 de ese mes. En dicha mezcla se emplearon *plug-ins* de la compañía Universal Audio para emular el comportamiento del pedal con amplificadores de válvula. Se empleó un proceso de compresión en serie con el 1176EA. Así mismo se usó el Softtube y el Ocean Way Studio para perfilar capacidades de captación y acústica. El resultado permitió asemejar sin configuración minuciosa una sonoridad cercana a la de Joe Perry en el tema Love in an Elevator. El día jueves 10 de diciembre, se efectuó una remezcla del material empleando los *plug-ins* básicos de ProTools 10. En la remezcla se empleó los criterios de configuración de los guitarristas enunciados en 3.1 con los emuladores de amplificador. El resultado se acercó a la firma sónica de los guitarristas



Figura 86. Mezcla de grabación multipista de protoboard

4.3 Evaluación del dispositivo en placa

Se efectuó desde el 13 hasta el 23 de noviembre. Inicialmente el footswitch no funcionó como un *bypass* sino como *mute*. Al activar el efecto ningún potenciómetro presentó cambios a excepción del pot de salida de compresión, el cual coló ruido molesto de alta frecuencia alrededor de los 4kHz. La señal careció de agudos. La prueba de alimentación probó un voltaje de 8.87 V para vcc+ y 4.57 V de bias por lo que se descartó un fallo de alimentación. Se revisó nuevamente las conexiones de diseño del footswitch y estas eran incorrectas. Tras la primera reconexión la señal desde la entrada pasaba con una reducción casi total de señal. Se hicieron pruebas solo hasta la salida de *boost*, donde en el *pin* 6 del TL061, se notó degradación de señal, y el potenciómetro no funcionó, se presumió que la falla era interna del integrado. Sin embargo en una nueva inspección se detectó un error de soldadura en el segmento de R1-IN, había exceso de estaño que lo estaba conectando con el camino de C1-IN que iba hacia el *footswitch*. El circuito continuó sin funcionar correctamente.

En una segunda inspección al ruteo en el interruptor se notó que las entradas fueron mal conectadas y las salidas no poseían una ruta, por ello es que seguía comportándose como un *mute*. Adicionalmente se notó que la ruta de señal en

todos los pines de potenciómetros estaba invertida entre *pin 2* y *pin 3*. Efectuados las pertinentes correcciones a las 22:40 pm del 16 de noviembre, el circuito funcionó, pero con una descompensación de nivel muy pronunciada. Tras tres días de revisión se detectó que la resistencia R3-BOOST de $10M\Omega$ producía un drenaje drástico y se intercambió por una de $10k\Omega$. Se recuperó notablemente la ganancia.

El circuito de placa listo para pruebas estéticas se dispuso dentro de un cartucho temporal de prueba. En principio no se tuvo problemas por la inexistencia de conexión a tierra, no obstante ese terminal se soldó con el polo negativo de un diodo IN5406 como seguro para continuidad de carga negativa y evitar intrusión de señales.

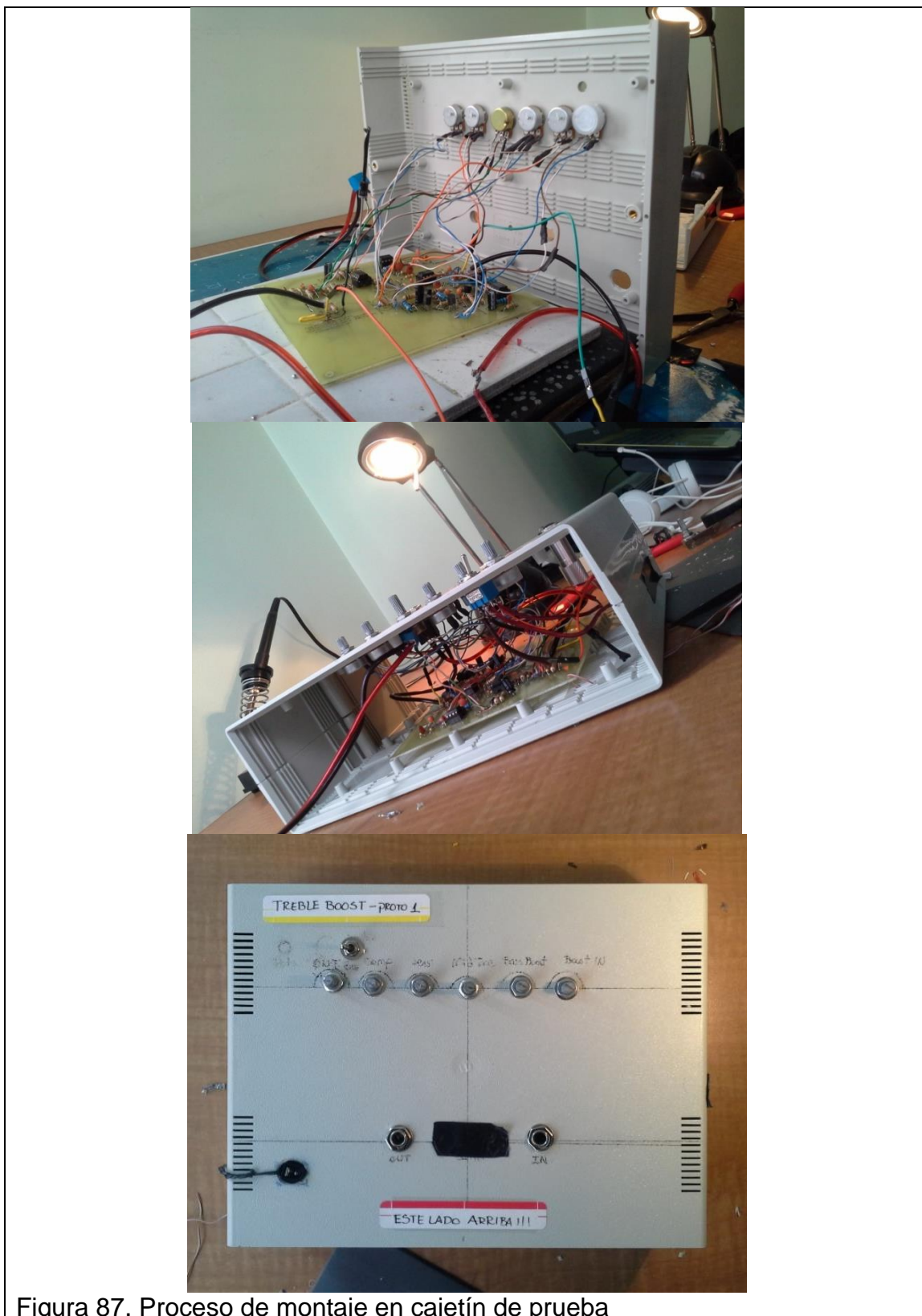


Figura 87. Proceso de montaje en cajetín de prueba

4.3.1 Tonos y ruido

La prueba se desarrolló en el aula CR-2 en el campus Granados de UDLA el 27 de noviembre de 2015. Se empleó el generador interno de tonos de ProTools 10 a -15.3dB, para alcanzar el nominal de la DAW. El pedal se conectó hacia la interface Digi002. Se hicieron 12 comparaciones. Tres fueron realizadas con tonos puros de 125Hz, 1kHz y 10kHz. El resto se efectuaron con ruido rosa. En las 12 comparaciones se grabó aproximadamente seis segundos con efecto encendido y en bypass. El análisis gráfico de las muestras se hizo en el plug-in Voxengo SPAN en la DAW FLSTUDIO 10.



En la comparación de tonos existieron fenómenos similares como: la presencia de 60Hz (cometida eléctrica de 110V) y su respectiva octava a los 180Hz con una diferencia aproximada de 26dB. A partir de los 6kHz se observa una pendiente creciente de ruido con mayor prominencia de ganancia entre los 7kHz hasta los 9kHz con una diferencia aproximada de 40dB con respecto al tono de prueba. La resonancia más alta registrada se encuentra en los 17.9kHz, con una diferencia de apenas 15dB con el tono de prueba.

Las perillas se mantuvieron todas a las 12.

Tabla 13. Resultados con prueba de tonos

| Frecuencia | Observaciones |
|------------|---|
| 125Hz | Entre <i>bypass</i> y <i>FX on</i> , hay una diferencia aproximada de 12 dB. |
| 1kHz | Entre <i>bypass</i> y <i>FX on</i> , hay una diferencia aproximada de 12 dB. Con <i>Fx on</i> salta una resonancia en los 2kHz que tiene una diferencia de 18dB con 1kHz. |
| 10kHz | Entre <i>bypass</i> y <i>FX on</i> , existe diferencia aproximada de 9dB. |

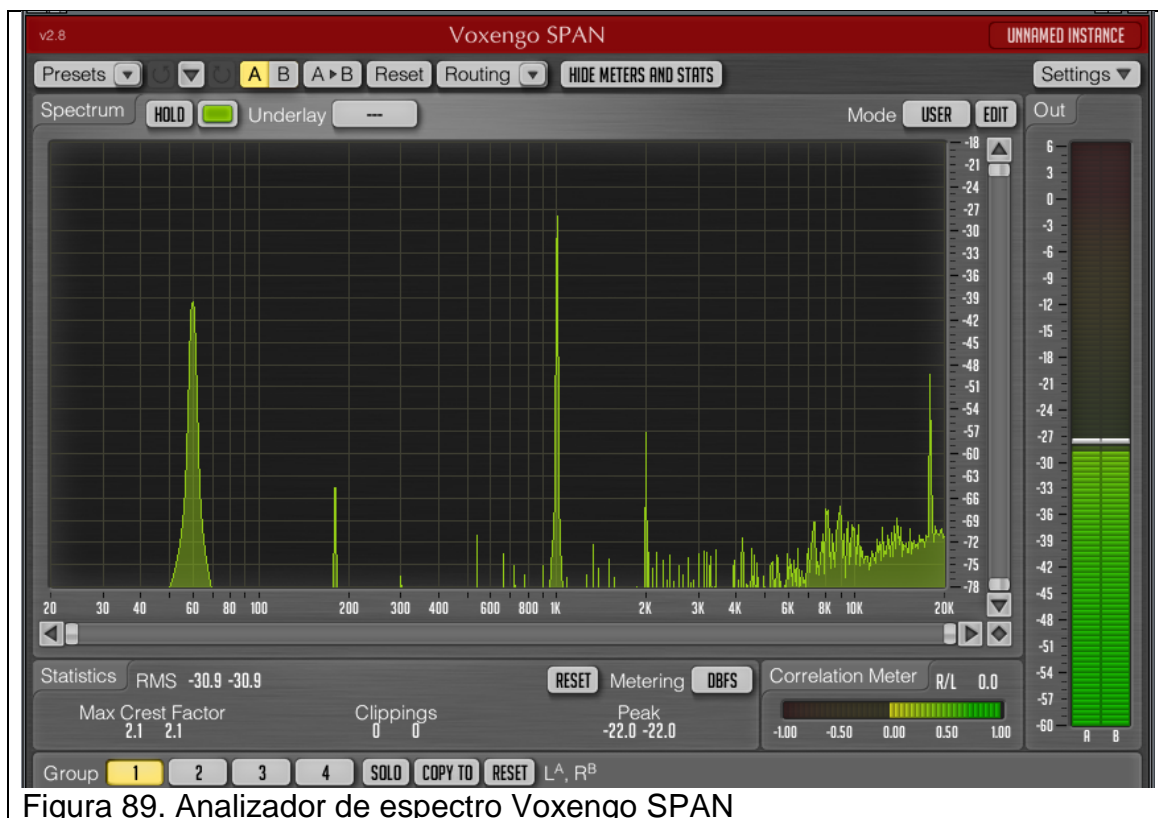


Figura 89. Analizador de espectro Voxengo SPAN

Para las pruebas con ruido rosa se mantuvo al generador de tonos en 15.3 dB.

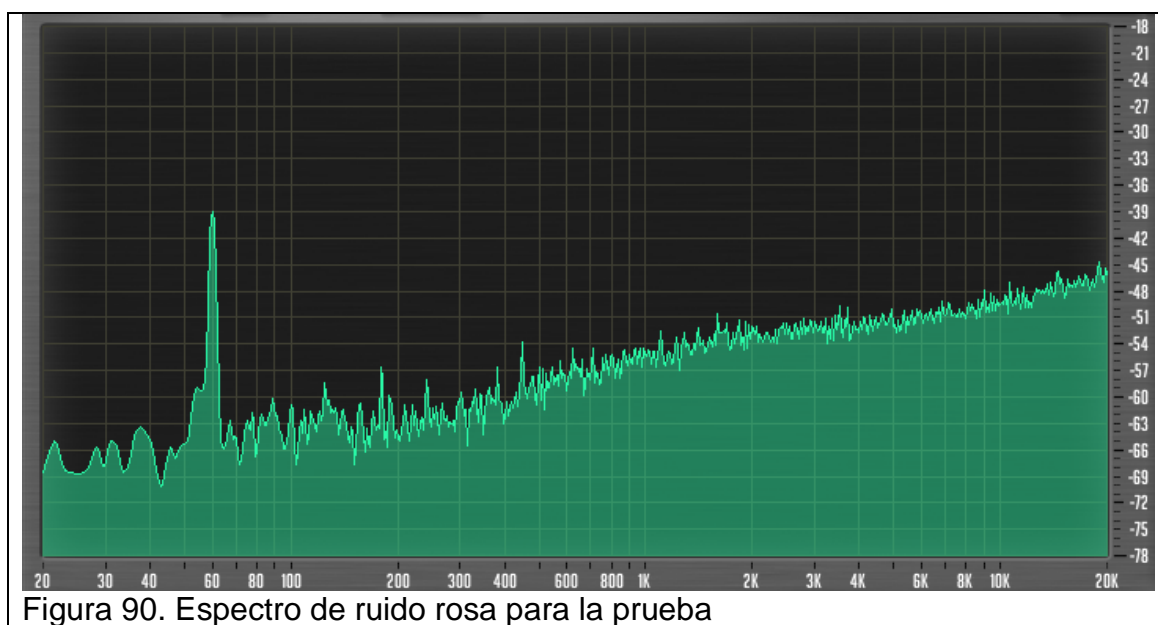

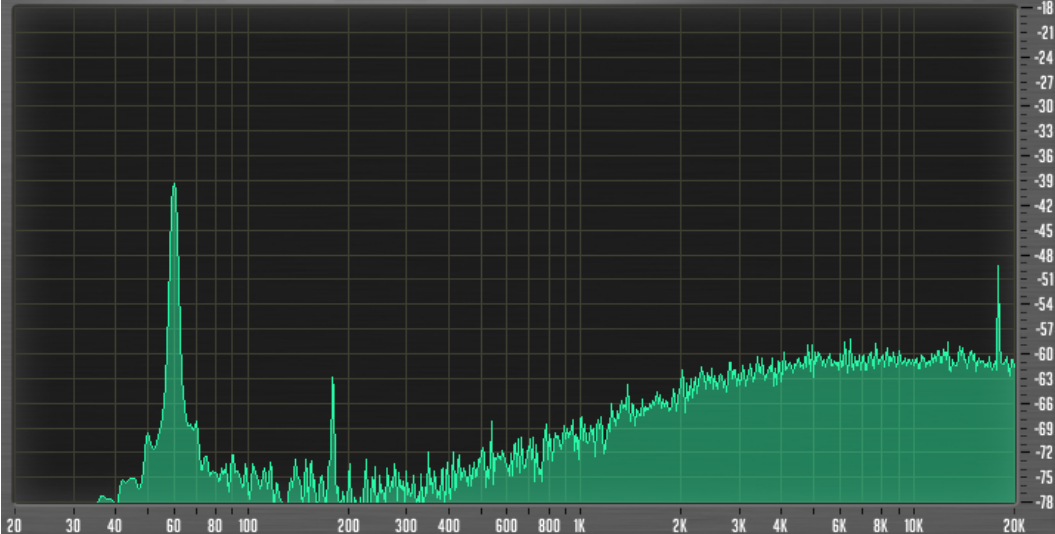

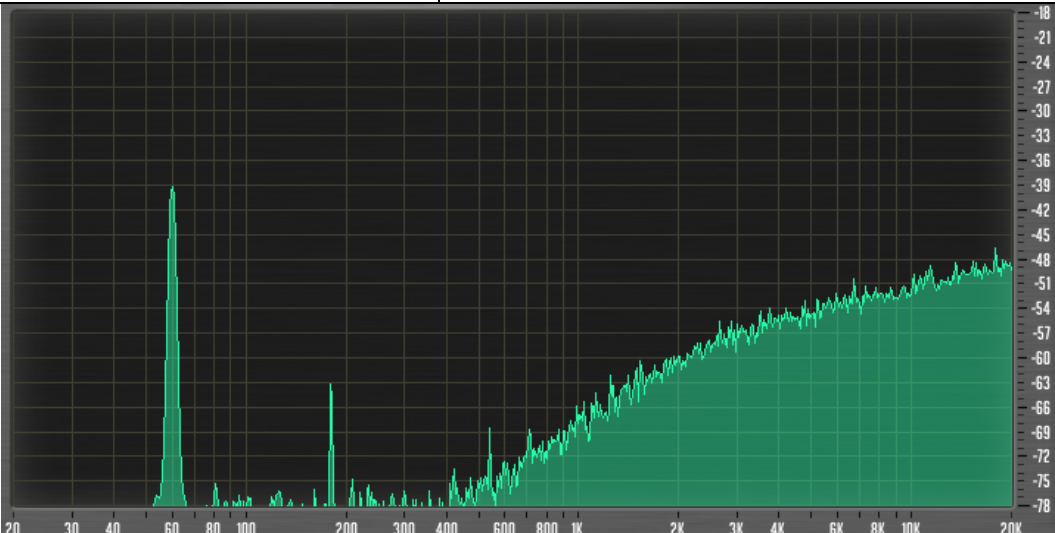

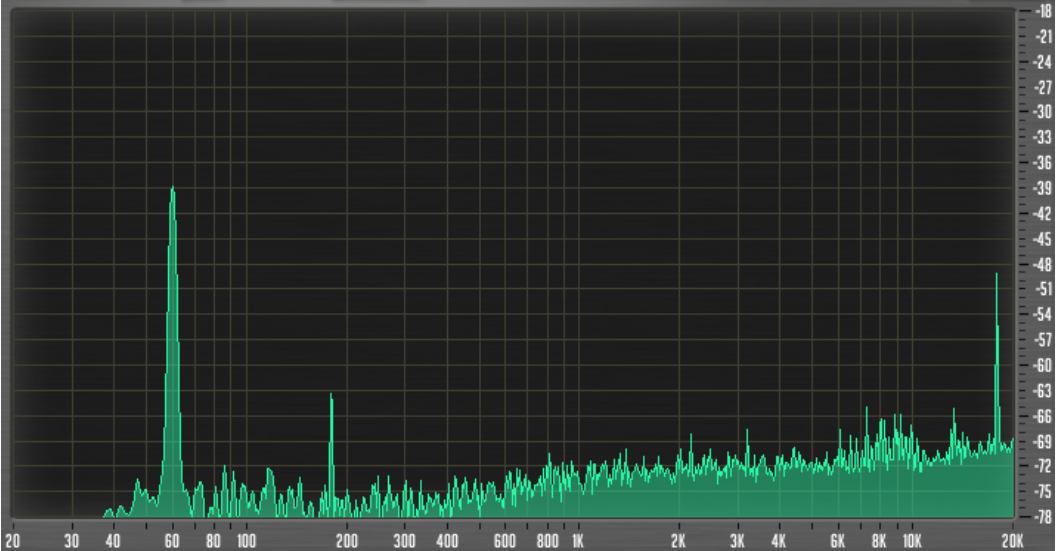

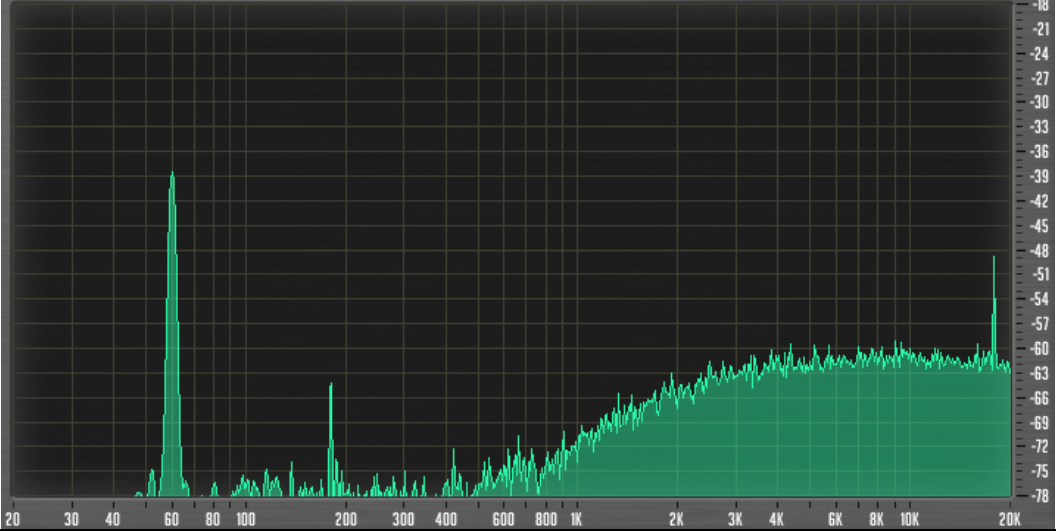

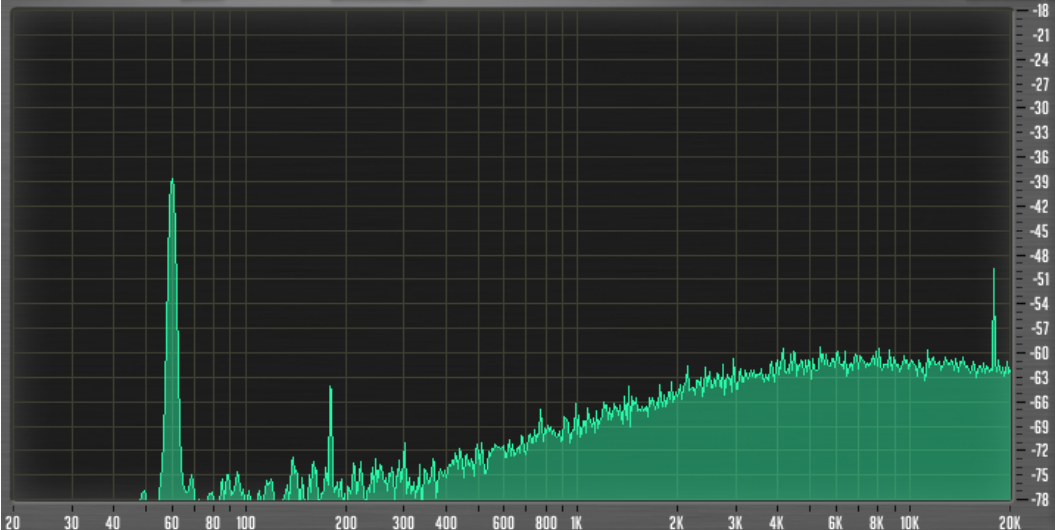

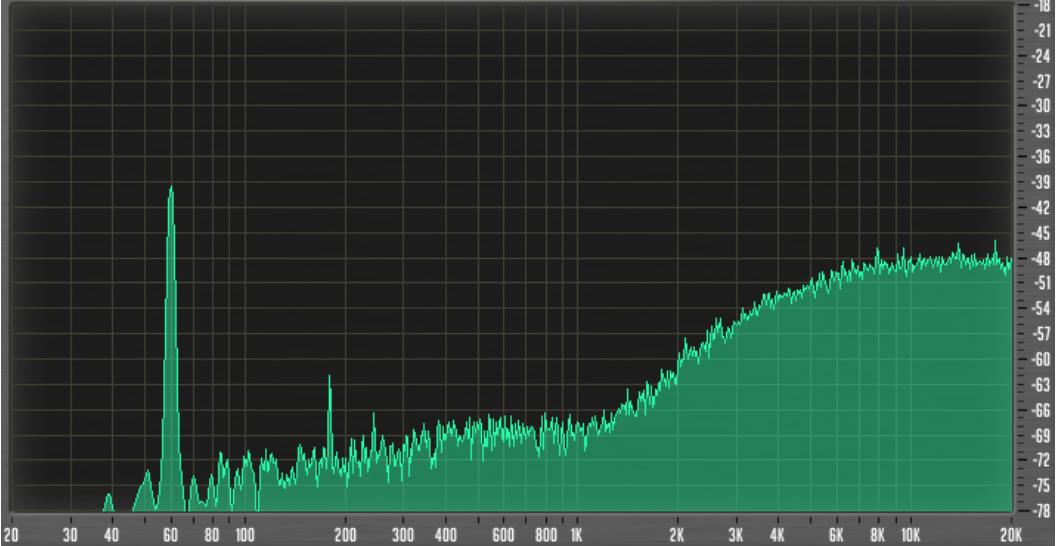



Figura 90. Espectro de ruido rosa para la prueba

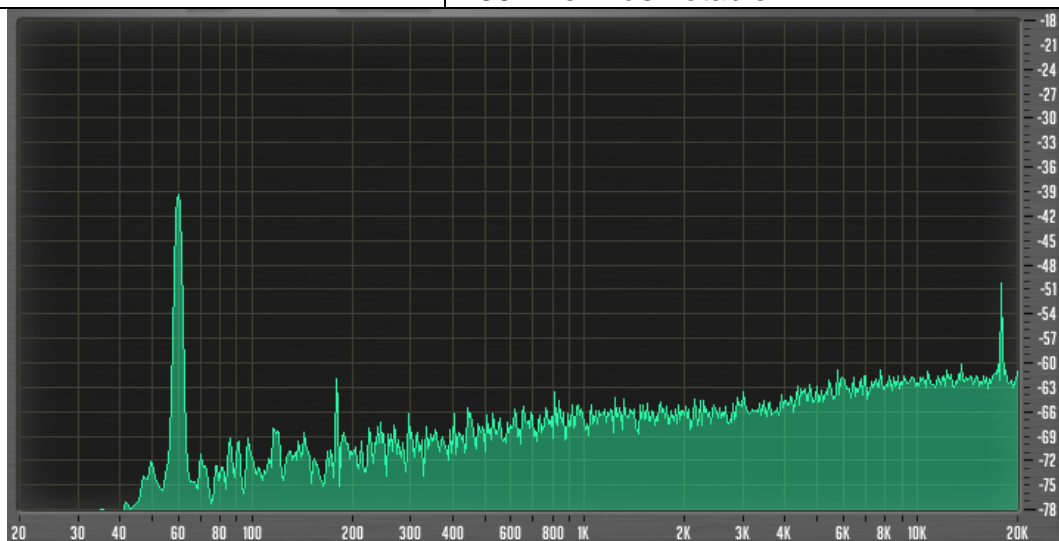
Tabla 14. Resultados con prueba de ruido rosa

| N.- | Configuración de perillas | Observaciones en FX on |
|-----|---|--|
| 1 |  | <p data-bbox="751 331 1370 472">Desde los 300Hz hacia abajo se aplanan la atenuación. De 3.5kHz hacia arriba existe otra planicie, manteniendo una diferencia de 18dB con la de 300Hz hacia abajo.</p>  |
| 2 |  | <p data-bbox="751 1010 1370 1151">Desde los 400Hz hacia abajo se aplanan la atenuación con una diferencia aproximada de 30dB con respecto al nivel en los 20kHz.</p>  |
| 3 |  | <p data-bbox="751 1688 1370 1910">El espectro en frecuencias bajas por debajo de 350Hz no se altera, solamente el de frecuencias superiores que reducen su pendiente a una diferencia de 9dB, aplanada desde los 600Hz con respecto a la planicie de frecuencias bajas</p> |

| | |
|---|--|
| |  |
| 4 |  <p data-bbox="746 788 1369 1003">De 500Hz hacia abajo existe un aplanamiento de ganancia mínima. De los 3.68kHz hacia arriba se estabiliza la ganancia con una diferencia de 18dB con respecto a la estabilización en frecuencias bajas</p> |
| |  |
| 5 |  <p data-bbox="746 1550 1369 1792">Las frecuencias de estabilización se mantienen, pero la curva de asenso cambia presentando mayor concentración armónica entre 600Hz a 800Hz y un aumento de nivel de 500Hz hacia abajo, cambiando la diferencia de ganancia con frecuencias altas a 12 dB.</p> |

| | |
|---|---|
| |  |
| 6 |  <p data-bbox="751 766 1369 1167">Se notan cuatro segmentos de comportamiento dinámico en la envolvente. De 300Hz hacia abajo aparecen algunos valles siendo los más notables en 286Hz, 268Hz, 204Hz, 126Hz y 104Hz. Entre 200Hz a 1kHz se da una estabilización de frecuencias. A partir de 1.45kHz se dispara la creciente y se estabiliza en los 10kHz, dejando una diferencia de 19dB con respecto a la estabilización entre 200Hz y 1kHz.</p> |
| |  |
| 7 |  <p data-bbox="751 1729 1369 1975">El comportamiento de la envolvente se divide en tres segmentos que entre sí poseen una diferencia de 3 dB. La envolvente conserva la planicie de agudos desde los 6kHz. Otra existe entre los 600Hz hasta los 3.7kHz. Desde los 600Hz hacia los 80Hz se extiende una pendiente</p> |

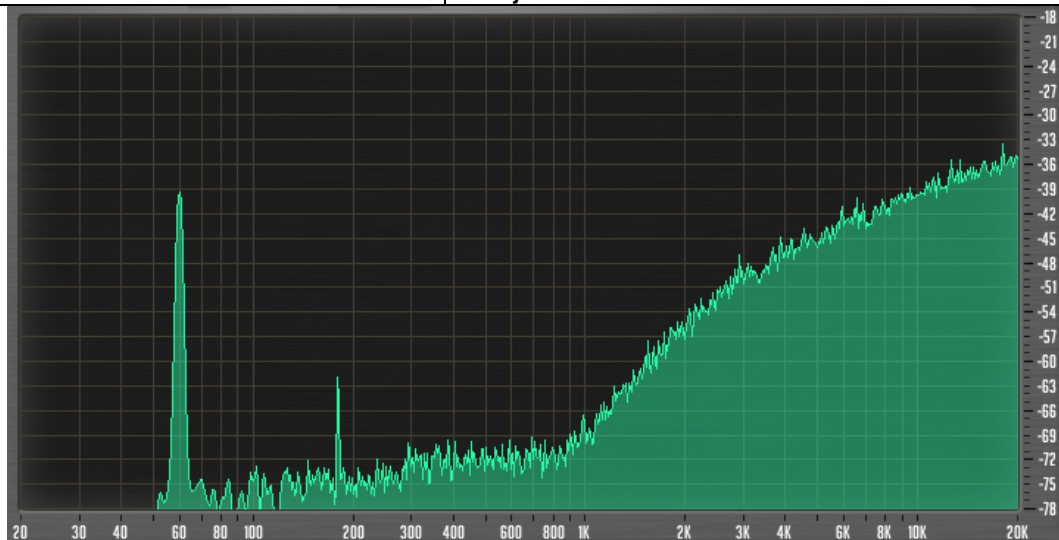
descendente que desde los 800Hz presenta algunos valles siendo el de 130Hz el más notable.



8



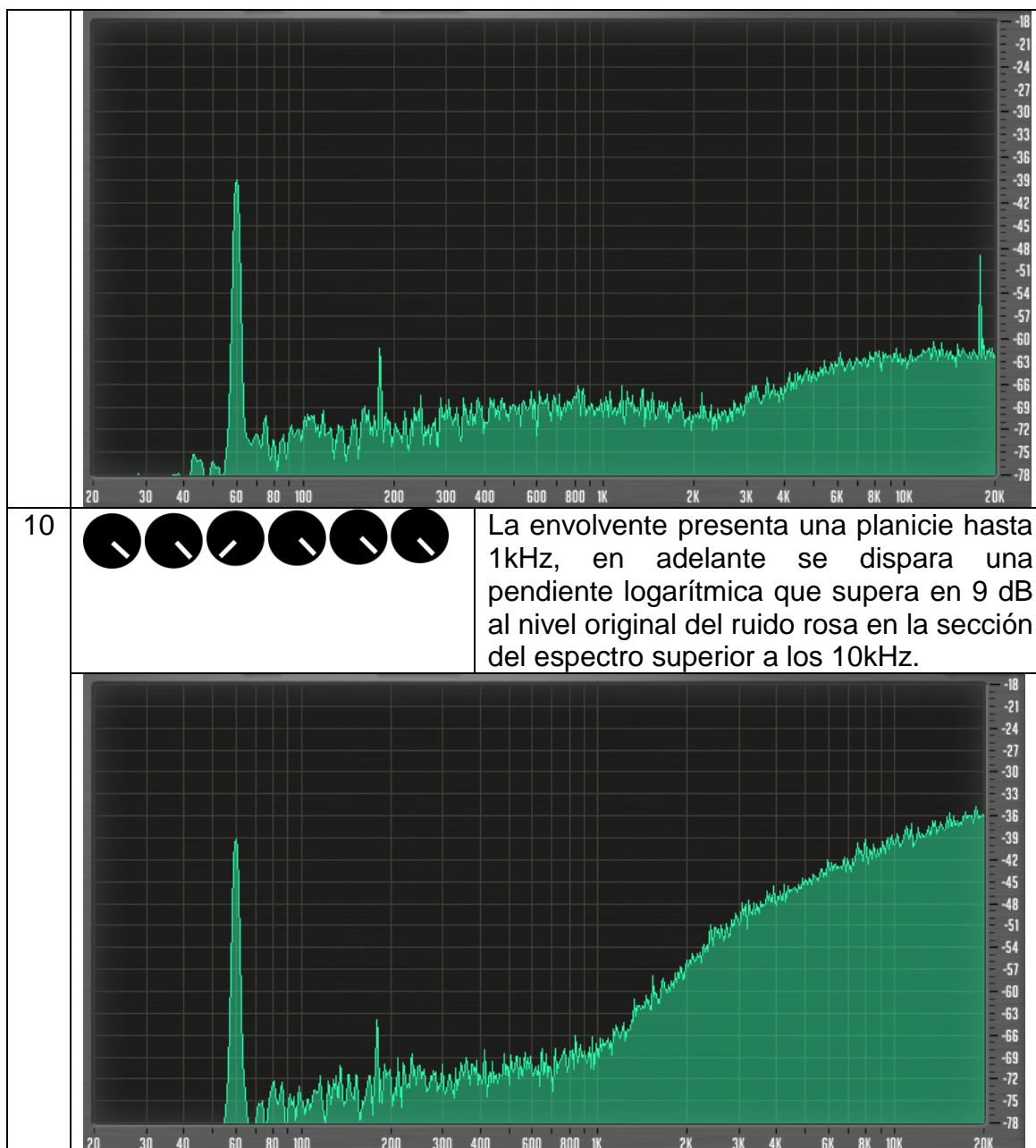
La envolvente tiene dos segmentos. Desde los 820Hz hacia abajo hay una estabilización de ganancia. Hacia arriba se da un crecimiento logarítmico que en su punto más alto de estabilización a los 16kHz, posee una diferencia de 36dB con el aplanamiento desde los 820Hz hacia abajo.



9



La envolvente posee 2 parábolas que se interceptan alrededor de los 2kHz. Siendo la de 2kHz hacia abajo más plana.



La planicie presente desde los 3.5kHz indica que la compresión se está efectuando. La planicie de 300Hz hacia abajo refleja la efectividad de los distintos filtros pasa altos presentes en el circuito. Las 10 gráficas distintas que se observó en cada prueba de ruido rosa, indican la versatilidad tonal que el pedal ofrece para perfilar el sonido de la guitarra eléctrica, ejerciendo un control sobre frecuencias graves, coloreando de forma austera las frecuencias medias y suavizando la saturación en frecuencias agudas. El pedal además no

presenta resonancias o valles pronunciados, lo que lo catalogaría entre la gama de *clean boost*.



Figura 91. desarrollo de prueba de tonos y ruido

4.3.2 Prueba estética 1

Realizada el día martes 8 de diciembre de 2015 en el estudio de grabación CR-3 de la Universidad de las Américas en el campus Granados. Para dicha examinación se grabó a dos guitarristas a quienes se les recalcó libertad total de configuración de parámetros de: guitarra, prototipo y amplificador.

- Guitarra: Fender Stratocaster Mexicana. Fender Stratocaster Deluxe.
- Amplificador: Fender Deville.
- Micrófonos: Shure Sm57, Sennheiser MD241, AKG C-414.
- Consola: Universal Audio TOFT ATB 32.
- Interfaz: Apollo
- Preamplificadores: UA 6176, Neve 1073, UA 710.

- DAW: ProTools 10

La guitarra pasó directo al prototipo y luego al Fender Deville. El SM57 y el MD 421 se posicionaron cerca de cono mientras que el C-414 se usó como ambiental. Cada micrófono llegó a un preamplificador y la configuración extra de procesamiento se hizo en el software de la consola TOFT.

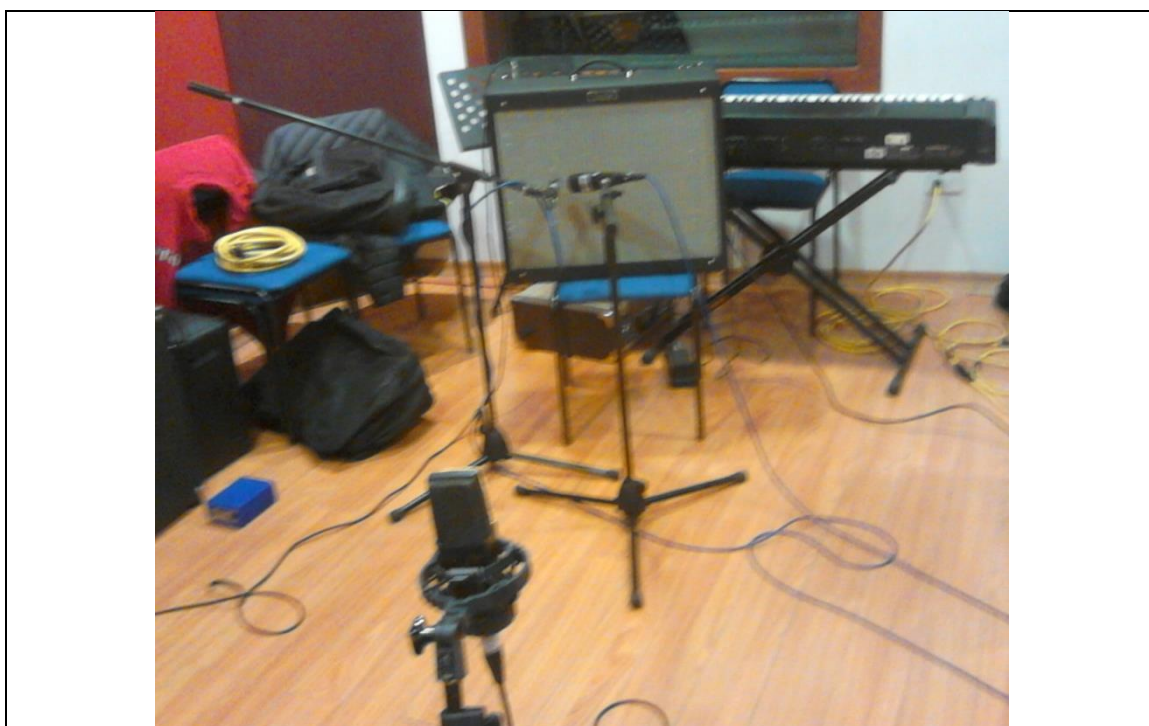


Figura 92. disposición de micrófonos para prueba estética 1

Los guitarristas que grabaron son Karen Noboa y Pedro Morejón, ambos estudiantes de la carrera de música contemporánea de la UDLA. Karen realizó dos grabaciones, una con una base de funk y la segunda en una base de reggae y utilizó la Stratocaster mexicana. Pedro desarrolló un riff exclusivo para la grabación, con cuatro capas de guitarra y cada una empleando una configuración distinta de los parámetros del prototipo, el tocó con la Stratocaster Deluxe.

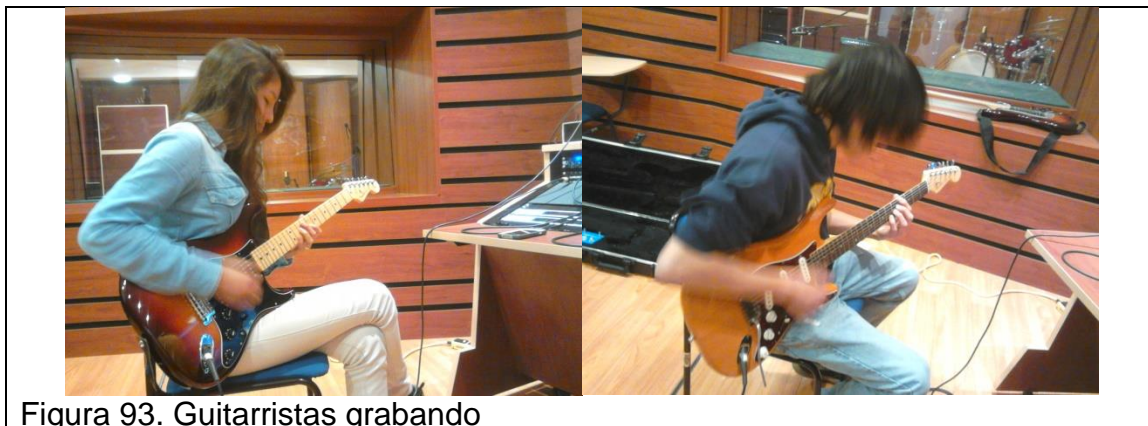


Figura 93. Guitarristas grabando

Los guitarristas se sintieron cómodos con el procesamiento del prototipo y resaltaron la versatilidad y su high-end. Ambos coincidieron en que se debe mejorar la presencia de los medios añadiendo un *switch* que cambie entre *rythm* y *lead*.

El día 11 de diciembre se realizó una mezcla de los temas grabados en los cuales se hicieron únicamente ajustes de *paneo*, nivel y *compresión* para *masterización*.

4.3.3 Prueba estética 2

Se realizó el día 11/12/15 en las inmediaciones del estudio de grabación de Acosta Producciones. No se grabó la prueba pero se recogió los criterios de los técnicos del estudio, David Vaca, Cristian Cabrera y Ramiro Acosta.

- Guitarra: Fender Telecaster J5 Tripledeluxe
- Amplificador: Traynor Custom Valve 40 YCV40
- Pedales: BOSS DD-3, Dunlop Cry Baby GCB95, Dunlop JH-F1 Fuzzface



Figura 94. Ramiro Acosta probando prototipo

En la prueba se configuró de una forma el pedal manteniendo el boost de entrada a tope y el resto de parámetros circundantes a 12, la compresión y tono de salida como parámetros configurables. En cambio fueron los parámetros del amplificador, la guitarra y los estilos de ejecución con lo que se varió. El high-end y la compresión fueron notadas y reconocidas como fortalezas del pedal. Las capacidades de opacidad también fueron notadas y bien recibidas, concluyendo que el pedal será versátil para el blues. El prototipo además se relacionó de forma positiva con las válvulas del Traynor, enriqueciendo los armónicos en medios que son la debilidad tonal del prototipo y controlando el high-end resultando un sonido dulce y acercando el boost a un clean overdrive sin necesidad de forzar la presencia y drive del amplificador. La descompensación en frecuencias medias resultó una ventaja al momento de emplear el DD-3 y el Cry Baby, ya que las repeticiones del delay no ensuciaban la señal directa ni reducían su ataque. El Cry Baby mayor control de expresión especialmente al estar totalmente presionado. Cuando se añadió el Fuzzface a la cadena la ganancia alcanzó un nivel muy alto con poco volumen y poco fuzz, sin embargo se controló el enriquecimiento armónico en medios y agudos que

provoca el fuzz, sin tener una pérdida de sonoridad, lo cual dio una nueva posibilidad de uso del prototipo como un retenedor armónico para fuzz.

4.3.4 Prueba estética 3

Efectuada el 16/12/15 en las inmediaciones del estudio La Casa Nosstra. La prueba fue realizada por el productor y guitarrista Renato Zamora.

- Guitarra: Fender Showmaster modificada con pickups DiMarzio Windstorm.
- Amplificador: Cabezal Laney Ironheart IRT60H
- Cabina: Ironheart Cabinet



Figura 95. Renato Zamora configurando prototipo

EL análisis duró aproximadamente 1h30. Se desglosó la prueba en cinco partes en las cuales se comparaba repetidamente distintas posiciones de pastilla, switches de: *drive*, *lead*, *rythm* y *clean* del cabezal y distintos ajustes

en el prototipo. En la primera se conectó en serie al prototipo y partiendo de las configuraciones propias del guitarrista se analizó su contribución tonal. De lo cual sobresalió que el prototipo agregaba cuerpo pero quitaba armónicos en medios y medios agudos. En la segunda fase se comparó el boost entregado por el prototipo y el boost interno del Ironheart. Como resultado ambos entregan una ganancia casi pareja cuando el prototipo tiene a máximo sus parámetros. La tercera fase consistió en replicar la primera fase pero con una conexión paralela con el cabezal. En esta prueba se notó la descompensación de nivel que sufre el prototipo y en configuraciones con drive y lead se notó con más predominancia el corte drástico que el pedal ejerce sobre el relajamiento de la señal de la guitarra. En la cuarta fase se regresó a conexión en serie y se hizo mayor énfasis en comparación de feedbacks y sustain. En el único caso en el que FX on y bypass eran comparables era llevando a máximo la compresión y la sensibilidad sin embargo se notaba la pérdida armónica sobre todo con drive. En la última fase de prueba se configuro en nominal a todos los parámetros del cabezal y se repitieron las pruebas de las anteriores fases para reconfirmar las críticas previamente expuestas. De la última fase se rescató la dualidad de la compresión, que por un lado acentúa el ataque y procesa de forma positiva a los agudos pero su corte es drástico a nivel de frecuencia y dinámico especialmente en el relajamiento. Sobre las frecuencias medias se resaltó que limpia demasiado, lo cual en aplicaciones rítmicas especialmente para el blues es positivo, pero con el uso de drive y para punteos se resta armónicos y la caída de ganancia compromete de forma negativa a la señal. Se lo vio al pedal con el potencial de comportarse como un switch de humbucker a single coil. Se sugirió corregir la pérdida de ganancia y permitir que el dispositivo coloree más la señal antes que quitarle componentes. Se agregó finalmente que se aumente la ganancia que provea el booster de entrada y revisar una posibilidad de suavizar los filtros de las vías de crossover.

4.3.5 Prueba estética 4

Se desarrolló en Graba Estudio a cargo del ingeniero Ignacio Freire el día 22/12/15.

- Guitarra: Fender Telecaster Tripledeluxe J5
- Amplificador: Fender Hot Rod Deluxe III - 40W 1x12" Standard
- Micrófono: Ribbon AEA R84
- Preamplificador: Great River MP-2NV
- DAW: ProTools HDX



Figura 96. Ignacio Freire observando prototipo

Para la prueba la Telecaster se usó con pastilla de puente, tono y volumen a máximo. El Hot Rod se dejó con bajos a las 11, medios a 6, agudos 12 y presencia a 11. El R84 pasó por el MP-2NV en configuración clean, con muy poca ganancia de entrada. Las variables de modificación fueron las perillas del prototipo y el estilo de ejecución: arpegios en acorde abierto, rasgado rítmico y digitación sin vitela. Para cada estilo se modificó los parámetros hasta obtener el sonido deseado. La prueba se inició con todos los parámetros a máximo y los tonos en claro. Ignacio prefirió manipular mayoritariamente el boost para bajos el tono de medios y la compresión. Reconoció como fortalezas del pedal,

el high-end y la limpieza de la tonalidad para cada una de las ejecuciones. Como debilidades, señaló el chasquido producido en el switch al cambiar entre FX on y bypass, advirtió que este chasquido podría dañar a un elemento de mayor fragilidad a variaciones de voltaje, en la cadena electroacústica. Ignacio manifestó que la conexión a tierra también debe ser mejorada para estilizar la firma sónica del pedal. Recomendó finalmente que para un futuro prototipo se considere incluir un spring reverb, un circuito de overdrive para la etapa de medios, revisar el diseño de placa para minimizar el espacio del circuito e intentar realizar un diseño con elementos y partes electrónicas más finas. La descompensación de ganancia que posee el pedal no fue indicado como una debilidad pronunciada.

4.3.6 Prueba estética 5

Se realizó en la oficina de Junky Beat a cargo del sonidista Renato Arias.

- Guitarra: Lara Custom con sistema eléctrico de Fender Stratocaster Deluxe Americana 2005, cuerpo de Squire Stratocaster 2008, brazo de chonta para zurdo.
- Cuerdas: Ernieball M-steel 0.10.
- Vitela: Dunlop MAX-GRIP Jazz III.
- Pedal: Xotic Robotalk 2.
- Amplificador: Roland Cube 80XL con ecualización nominal.



Figura 97. Renato Arias preparando prueba

Previo a la prueba se aclaró las posibilidades sonoras de la guitarra Lara Custom, recalcando que es un instrumento bastante reforzado en frecuencias bajas y con resonancias pronunciadas en los medios. La prueba se inicio con todos las perillas a tope y los tonos a claro. Renato se concentró en revisar los resultados tonales de agrupar las perillas de procesamiento. La primera agrupación en la cual se concentró fue la relación entre el tono master y el potenciómetro de compresión, asegurando que al jugar con estos dos se logra balancear el espectro sonoro y en especial el tono master permite mantener la compresión y quitarle nivel para que los agudos no queden estridentes. Inmediatamente recalcó la descompensación de nivel que el prototipo genera especialmente en medios, bajos y sustain, Renato exigió que se corrija esa descompensación especialmente si se va a utilizar el pedal como primero de la cadena de procesamiento. Sin embargo añadió que esta característica de perdida de nivel vuelve al pedal gustoso para grabación, ya que en la producción musical actual existe una tendencia a mezclar las guitarras como una señal de fondo sin tanta presencia dinámica. Con lo cual rescató que es una configuración muy gustosa para el funk. Recalcó que la perilla para tono de medios no aporta y requiere mayor agresividad y notoriedad. Sin embargo aclaró que, en las distintas configuraciones del prototipo los medios tienen un cambio de espectro favorable. La segunda agrupación que probó, fue entre el boost de entrada y el boost para graves. Con esto rescató la variedad de tonos que ofrece el prototipo y prefirió la coloración tonal que estos aportan por encima de los del amplificador. Del boost para bajos señaló que no entra en conflicto con los medios y es una característica de fidelidad muy importante del pedal. Al probar con overdrive se recalcó la descompensación de nivel pero se apreció la aportación del compresor. Renato sugirió que se agreguen interruptores de bypass a cada sección de procesamiento e internamente experimentar con conexiones paralelas en la circuitería. En la fase final de experimentación logró la configuración tonal deseada, en la cual la tendencia de espectro resaltaba los medios y medios bajos, y la compresión controlaba el chasquido de vitela. A esta configuración se le encontró mayor utilidad para el jazz tanto en rítmico como en punteo y bossa nova. Adicionalmente en esta

configuración se relacionó de forma positiva el prototipo con el delay y la reverberación. Como afirmación final recalcó que el prototipo aporta smoothness.

4.3.7 Prueba estética 6

Se efectuó el 29/12/15 a cargo del guitarrista Sebastián Acosta.

- Guitarra: Gibson ES-120T
- Amplificador: Traynor Custom Valve 40 YCV40



Figura 98. Sebastián Acosta probando prototipo

Para la prueba Sebastián configuró al amplificador con las perillas de equalización todas alrededor de las dos. Al accionar el boost compensó del amplificador la pérdida de ganancia. Para el resto de la prueba no hizo comparaciones entre bypass y FX on. Sebastián empleó al pedal como un controlador tonal. El estilo musical empleado en la prueba fue jazz y principalmente swing, con digitación de punteos y en la segunda fase de prueba intercaló rasgados y arpegios todos ejecutados sin vitela. Se llegaron a configurar 15 tonalidades distintas principalmente manipulando los

potenciómetros de compresión, sensibilidad y boost para bajos. El high-end fue la característica que más gustó y a la cual se le atribuyó prestaciones óptimas para realizar solos en el jazz. Sebastián volvió a recalcar que el pedal es útil para el blues.

La Gibson ES-120T es una guitarra con bajos pronunciados, la descompensación de nivel corroboró a controlar esa zona del espectro y el boost para bajos permitía recuperar el cuerpo sin que enmascare al espectro armónico de medios y agudos.

4.4 Análisis de resultados

El análisis se realizará para las fases de diseño y prueba estética procurando conciliar los resultados cuantitativos y cualitativos obtenidos.

4.4.1 Diseño

El diseño final establecido luego de las correcciones empleadas al diseño inicial, presentó resultados favorables tal como se expuso en 4.2. Los criterios psicoacústicos planteados pudieron ser materializados a través del procesamiento electrónico de las señales.

La falta de correlación más clara fue la imposibilidad de diseñar un procesamiento de enriquecimiento armónico para los medios. Seguido de ello se encuentra la limitación de conocimiento para insertar un sumador de vías de crossover útil. Finalmente la falta de tiempo para experimentación e investigación electrónica impidió la resolución adecuada de la impedancia de carga lo cual se evidenció en la descompensación de nivel de envolvente de la que sufre el prototipo.

De tesis parecidas a la presente, fue similar la elección y estudio de circuito de dispositivos para crear el diseño, así como el diseño y simulación en software PCB previo al montaje en protoboard y la presentación de un diseño inicial y uno final corregido. A diferencia de otras investigaciones cercanas, como la de Michael Alexander Jenkis, o la de Jhonatan López que fundamentaron la investigación directamente en dispositivos de audio base, el fundamento de esta tesis fue la psicoacústica. En otro proyecto similar como el del Instituto

Politécnico Worcester, la investigación fue desarrollada por tres personas y pudieron ampliar el estudio y simulación de los procesadores de base para el diseño en cuestión, mientras que en este proyecto dicha sección se suprimió debido a la falta de tiempo.

4.4.2 Pruebas técnicas y estéticas

El prototipo posee valores consistentes de voltaje de fuente en simulación y con voltímetro.

El comportamiento tonal del prototipo evidenciado con el ruido coincide con los parámetros psicoacústicos planteados para diseño. No hay evidencias de resonancias propias prominentes ni problemas de fase.

Tabla 15. Resumen de fortalezas y debilidades sonoras de prototipo

| Fortalezas | Debilidades |
|---|--|
| <ul style="list-style-type: none"> • El boost de entrada comprime ligeramente los medios y agudos • El boost para bajos ajusta el tono y aporta una coloración tonal distintiva, muy apreciada para el jazz y el blues • La descompensación de nivel en frecuencias medias permite al pedal relacionarse con procesadores de tiempo y controla además la distorsión de otros saturadores presentes en la cadena • El ataque del compresor controla los chasquidos de vitela y el trasteo, esto ofrece ventajas para el jazz, y la combinación con distorsiones agresivas externas • El <i>high-end</i> del procesador es dulce y con sus parámetros a máximo no resulta agresiva la amplificación de los agudos, esto lo convierte en un procesador esencial para el reggae y el funk • La configuración de parámetros entorno a sus valores máximos permite sobrecargar las etapas a válvulas, por lo que se enriquecen todavía más los armónicos en los medios • Tan sólo en modo <i>clean</i>, el dispositivo posee más de 15 configuraciones distintas de coloración tonal | <ul style="list-style-type: none"> • Chasquido agresivo al presionar el interruptor de <i>bypass</i> • Descompensación general de ganancia • Aporte sutil de armónicos y nivel del tono de medios |

5. ANÁLISIS DE COSTOS

5.1 Inversión

El proyecto tuvo una inversión circundante a los 637, 78 USD en un aproximado de 1766 horas de trabajo.

Tabla 16. Inversión en materiales

| Almacén/Proveedor | Valor total | Fecha compra |
|----------------------------|------------------|--------------|
| APM | \$ 4,86 | 17/10/2015 |
| | \$ 30,00 | 05/11/2015 |
| | \$ 19,67 | 10/11/2015 |
| | \$ 4,64 | 10/10/2015 |
| Electrónica Colón | \$ 4,00 | 17/10/2015 |
| Electrónica Nacional | \$ 18,30 | 08/10/2015 |
| | \$ 45,00 | 22/09/2015 |
| Electrónica viejitos Colón | \$ 8,70 | 02/10/2015 |
| Juan Eljuri | \$ 19,02 | 10/10/2015 |
| Kiwy | \$ 70,00 | 11/10/2015 |
| MASMUSIKA | \$ 96,59 | 17/10/2015 |
| Omega | \$ 9,60 | 22/09/2015 |
| Perro Famoso | \$ 15,00 | 07/11/2015 |
| Total | \$ 345,38 | |

Tabla 17. Gastos operativos

| Gasto | Valor |
|--------------|------------------|
| Internet | \$ 200 |
| Electricidad | \$ 32,40 |
| Transporte | \$ 60,00 |
| Total | \$ 292,40 |

Tabla 18. Distribución de trabajo del proyecto

| Actividad | Horas |
|---------------|-------------|
| Investigación | 725 |
| Diseño | 320 |
| Montaje | 240 |
| Evaluación | 121 |
| Redacción | 360 |
| Total | 1766 |

5.2 Precio de venta al público

La marca Perro Famoso, distribuye pedales desde los 85 USD hasta los 130 USD en el Ecuador. Los elementos que emplea son en un 80%, importados. En el mercado mundial la mayoría de pedales tienen costos desde los 75 USD hasta los 260 USD en la gama de boost, distorsiones, fuzz y overdrives. Esto no excluye la presencia de procesadores que por debajo de los 75 USD llegan a costar hasta 40 USD, y por encima de los 260 USD, hasta los 500 USD, encontrándose en este rango los pedales de boutique. Existe otra gama de pedales Vintage que cuestan de entre 700USD hasta valores circundantes a los 2000USD.

Las condiciones actuales del procesador no lo hacen competitivamente rentable. Después de un proceso de mejoramiento y por las innovaciones que presentará el pedal se podría ofertar en un valor circundante a los 110 USD y para manufactura local de pedales.

El costo por fabricación unitaria contrastando con los valores empleados, da un total aproximado de 150 USD, sin tomar en cuenta un valor extra por la labor de innovación e investigación empleado en la concepción del procesador.

Tabla 19. Costo unitario de fabricación

| Elementos | Costo |
|------------------|------------------|
| Materiales | \$ 20,00 |
| Montaje placa | \$ 30,00 |
| Cajetín | \$ 100,00 |
| Total | \$ 150,00 |

Se infiere inmediatamente que vendiendo el pedal con el precio límite superior de mercado habría un déficit de 20 USD. El valor de los materiales para la mayoría de elementos no superan ni los 0,25 USD, salvo elementos como un OTA y el footswitch 3pdt que circundan los 7, 50 USD. Recortar presupuesto de esta sección implicaría comprometer la calidad sonora del dispositivo. Los costos de montaje de placa y de chasis prefabricado corresponden a servicios subcontratados. Dichos oficios se podrían aprender y se reduciría el costo de ambos apartados en mínimo un 50%. Como resultado el valor de fabricación

del pedal circularía los 85 USD. Comercializando el pedal a 100 USD se sacaría una utilidad del 15%. A esto se debería sumar un 15% adicional que respalde el trabajo intelectual, obteniendo así una utilidad de 25,5 USD por cada unidad. Esto implicaría que por la venta de 3 pedales se recuperaría el costo de producción de uno. Sin embargo el abaratar los costos mencionados implicaría un aumento de tiempo empleado en fabricación a cargo de la misma persona.

6. POTENCIALIDAD COMERCIAL DEL PRODUCTO

6.1 Investigación electroacústica

El desarrollo del pedal contempló la identificación de las fortalezas sonoras de procesadores. Por lo tanto mejorarlos o manipular sus secciones y documentar los resultados corroborarán a instaurar estudios serios de ingeniería de sonido y electrónica de audio en el Ecuador. El campo de investigación se podría expandir al diseño de nuevos tipos de procesadores. Lo cual podría abrir una posibilidad de campo de especialización en Yachai y demás centros de enseñanza de esta rama como los son: Carrera de Ingeniería en Sonido UDLA, carrera de producción Musical USFQ, IAVQ, ROMO DJ Academy.

6.2 Ingeniería de mezcla

Los conocimientos adquiridos de psicoacústica, permitieron una mejor comprensión de los métodos actuales de mezcla. Así mismo han permitido una expansión de uso con mayor provecho objetivo de los conceptos y dispositivos de audio. Por lo tanto usar este documento como punto de partida, permitirá el desarrollo de futuros trabajos sobre el empleo del procesamiento multicanal no solo para guitarra sino para cada instrumento y así mismo evaluar sus resultados y contraponerlos con el procesamiento de onda completa.

Las alternativas de mezcla generadas gracias a esta investigación por lo pronto marcaron ya una firma sónica de mezcla para guitarras eléctricas con distorsión.

Se pueden promover seminarios de psicoacústica para mezcla, enfocados en el procesamiento con saturación de señales.

6.3 Oportunidad de negocio

Actualmente en la ciudad de Quito se conoce a dos experimentadores de pedales, Perro Famoso, Naked Ape y Kevin Brazales. Ellos están empezando en el negocio y todavía no han logrado posicionar su marca a nivel local y nacional con ventas masificadas y regulares. En la ciudad de Cuenca Fernando Córdova, desde hace más de 5 años desarrolla amplificadores y cabinas

Córdova. Los cabezales que comercializa circundan entre los 1200 hasta los 1840. Fernando posee una producción masificada y constante.

Debido a la oferta nacional de pedales y pese a las salvaguardias, hay un alto consumo de dispositivos importados de forma comercial y doméstica. Por lo que establecer de principio un negocio no resultaría rentable, dado a la falta de elementos para el audio en el Ecuador. En primer lugar se debería fortalecer la investigación, la reparación de circuitos, establecer relaciones comerciales de importación de elementos electrónicos o la fabricación de los mismos en el país. Al mismo tiempo se deberían generar encuestas minuciosas sobre la inversión que productores, ingenieros y artistas realizan en dispositivos y las demandas que proponen para consumir dispositivos hechos en el país. Sin embargo la situación económica del país y la tendencia de mercado impulsada en los últimos cuatro años para priorizar la producción nacional le puede abrir una brecha de consumo importante a los dispositivos de audio, siempre y cuando se acompañe su comercialización con un adecuado estudio de mercado y marketing que permita sacar a los productores de un nivel artesanal hacia un nivel industrial.

De esto se concluye que un potencial negocio prolífico podría ser un laboratorio de investigación de pedales, para su reparación, duplicación e innovación, con elementos presentes en el mercado.

7. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

7.1 Conclusiones

Para la guitarra eléctrica y su cadena es fundamental modelar la distorsión por bandas, pese a que el cerebro no procese todo el enriquecimiento armónico aplicado, los equipos sí lo hacen, y la densidad del espectro en una mezcla de audio se verá sobrecargada innecesariamente a menos que sea el propósito estético, tomando en cuenta que la eficiencia de la cadena dependerá en más porcentaje de la sensibilidad del parlante del amplificador y el micrófono.

Al momento de diseñar un producto de audio se debe diferenciar y estudiar minuciosamente si el dispositivo será concebido en torno a la audición del ingeniero, el músico o la audiencia y tener en mente cuánto de estas características tonales se apegan a criterios técnicos y estéticos.

Los procesos de diseño y montaje son etapas extensas que se deben desarrollar de forma simultánea, las combinaciones de los elementos eléctricos requieren acatar un proceso constante de prueba y error conforme a los requerimientos del circuito del cual forman parte. Dicho proceso requiere lapsos circundantes a los seis meses independientemente de la investigación previa y elección de circuitos base, lo que prueba que un ingeniero de sonido con conocimientos básicos de electrónica analógica está cualificado para realizar una investigación de este tipo con los elementos disponibles en el mercado nacional.

El entrenamiento auditivo de percepción de distorsión, el estudio parcial de las cadenas electroacústicas y las producciones de los guitarristas analizados, permitió diferenciar la utilidad de la saturación obtenida, la forma de potencializar la misma con otros elementos de la cadena especialmente el amplificador y extender estos conocimientos hacia un nuevo método de mezcla para la guitarra eléctrica.

No fue necesario replicar el patrón de mediciones de audio enlistado en la metodología de la investigación, puesto que dichas técnicas ofrecen datos

de mayor utilidad en un producto listo para la comercialización y requieren de una línea de investigación y aplicación más amplia que la del presente proyecto, en cambio para la medición del prototipo fue de mayor provecho una metodología inductiva a través de la cual los artistas tuvieron comodidad necesaria para interactuar con el procesador.

El prototipo superó las expectativas sonoras marcadas de firma inicial para el rock y expandió su uso para más géneros vigentes en la industria musical, su descompensación de ganancia no impidió la versatilidad para trabajar con distorsiones más agresivas y distintos modelos de guitarra y amplificadores por lo tanto tiene potencialidad comercial y competitiva con procesadores de marcas mundialmente reconocidas.

7.2 Recomendaciones

Orientar futuras modificaciones del prototipo de la presente investigación para transformarlo en un canal de consola especializado para guitarra eléctrica con ampliación de conexiones comparable a patcheras.

Para incrementar la efectividad de un proyecto de esta naturaleza y reducirlo a un lapso de tiempo menor, se debe trabajar en un trio con la siguiente distribución de trabajo por individuo: investigación psicoacústica, selección y prueba de circuitos base y simulación simultánea de diseños y materiales.

Verificar que ventajas económicas comprometen la calidad técnica de partes y productos finales específicamente en la fabricación de potenciómetros y la combinación de parlantes con sensibilidad inferior en amplificadores combo de estado sólido.

Investigar el fundamento teórico y práctico que los músicos ocupan con mayor recurrencia en la elección de procesadores de efectos.

Realizar pruebas de psicoacústica y electrónica a los dispositivos desarrollados por inventores ecuatorianos como Fernando Córdova y Mateo Solah.

Incentivar estudios profundos que cuantifiquen la incidencia de cada elemento constructivo de un instrumento musical y su relación con la ejecución del mismo.

Implementar un software o aplicación que contenga protocolos de diseño de circuitos especializado en dispositivos de audio y catálogos de elementos en 3D con los que se evidencie y diferencie las fases de procesamiento.

Incentivar la emulación y mejoramiento de procesadores de efecto y amplificadores e incluir dicha formación en la malla curricular de carreras afines a la producción musical.

Crear una gama de procesadores de audio enfocados en la educación psicoacústica y electrónica de individuos inmersos en la industria musical.

REFERENCIAS

- 777ruffdriver. (2015). The Joy Of The Guitar Riff. Recuperado el 4 de junio de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=ewJwKDHAhcU>
- Adafruit Industries. (2014). Collin's Lab: Breadboards & Perfboards. Recuperado 8 de abril de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=w0c3t0fJhXU>
- Afrotechmods. (2010). Diode Tutorial & How to build an AC to DC power supply. Recuperado el 7 de abril de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=cyhzpFqXwdA>
- Afrotechmods. (2010). Passive RC high pass filter tutorial! Recuperado el 4 de abril de 2015 de https://www.youtube.com/watch?v=4CclFycCnxU&feature=youtu_gdata_player
- Afrotechmods. (2010). Passive RC low pass filter tutorial! (2010). Recuperado el 5 de abril de 2015 de https://www.youtube.com/watch?v=OBM5T5_kgdl&feature=youtu_gdata_player
- Afrotechmods. (2011). Passive low pass RL filters. Recuperado el 4 de abril de 2015 de https://www.youtube.com/watch?v=7jRI_XtyRCo&feature=youtu_gdata_player
- Aionelectronics. (2014). Corona Overdrive. Recuperado el 3 de abril de 2015 de <https://aionelectronics.com/wp-content/uploads/2014/09/aion-corona-od1-documentation.pdf>
- Alferink, F. (2013). Theory & Definitions. Recuperado el 4 de julio de 2015 de <http://meettechniek.info/measurement/theory-definitions.html>
- Allaboutcircuits. (2015). Negative Feedback: Operational Amplifiers - Electronics Textbook. Recuperado el 3 de septiembre de 2015 de <http://www.allaboutcircuits.com/textbook/semiconductors/chpt-8/negative-feedback/>

- AllAmericanFiveRadio. (2008). Comparing the function of transistors and tubes. Recuperado el 2 de septiembre de 2015 de https://www.youtube.com/watch?v=ZZpcRsKtfig&feature=youtube_gdata_player
- AllAmericanFiveRadio. (2008). Rectifiers, a few basics. Recuperado el 20 de julio de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=PdZKxtc8cq8>
- Allison, P. (2000). Fast Audio Peak Limiter. Recuperado el 22 de marzo de 2015 de <http://sound.westhost.com/project67.htm>
- Ames J. (s.f). Operational Amplifiers: Basic and Design Aspects. Recuperado el 15 de septiembre de 2015 de <http://www.mcvts.net/cms/lib07/NJ01911694/Centricity/Domain/134/Op-Amp%20Basics.pdf>
- Amplifier basics. (2013). Negative feedback in op-amp. Recuperado el 6 de abril de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=k8QJ4hpu-eM>
- AMZ. (2002). Guitar Pickup Signal. Recuperado el 14 de abril de 2015 de <http://www.muzique.com/lab/pick.htm>
- AMZ. (2005). Boosters and Distortion. Recuperado el 19 de abril de 2015 de <http://www.muzique.com/lab/boost.htm>
- AMZ. (2006). Compression and Limiting in Distortion Boxes. Recuperado el 18 de noviembre de 2015 de <http://www.muzique.com/compress.htm>
- AMZ. (2006). Guitar Effects & reverse transistor beta. Recuperado el 3 de septiembre de 2015 de <http://www.muzique.com/lab/reverse.htm>
- AMZ. (2006). Pedal Impedance. Recuperado el 23 de mayo de 2015 de <http://www.muzique.com/lab/imp.htm>
- AMZ. (2007). Guitar Effects & clipping. Recuperado el 16 de junio de 2015 de <http://www.muzique.com/lab/tclip.htm>
- AMZ. (2007). Saturation Control. Recuperado el 23 de mayo de 2015 de <http://www.muzique.com/lab/sat.htm>
- AMZ. (2007). Saturation Controls and Diode Clipping. Recuperado el 23 de mayo de 2015 de <http://www.muzique.com/lab/sat2.htm>
- AMZ. (2007). Warp Controls. Recuperado el 23 de mayo de 2015 de <http://www.muzique.com/lab/warp.htm>

- AMZ. (2012). Germanium Transistor Buffer. Recuperado el 3 de mayo de 2015 de http://www.muzique.com/tech/ge_buff.htm
- Anderton C. (1992). Electronic projects for Musicians. Amsco Publications.
- Anderton, C. (2013). 7 EQ Tips for Mixing Guitar. Recuperado el 16 de junio de 2015 de <http://www.guitarplayer.com/miscellaneous/1139/7-eq-tips-for-mixing-guitar/23122>
- Andreasm. (2009). Tutorial: Make a package footprint in Proteus ARES (HD). Recuperado el 2 de agosto de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=CHowCns-8IU>
- Andreasm. (2009). Tutorial: Time domain (transient) simulation in Proteus ISIS (HD). Recuperado el 3 de agosto de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=ctTtTdBZFqc>
- Angsuman, R. (s.f). Laboratory Exercise #5 Clipping and Clamping Circuits. Department of Electrical and Computer Engineering University of Nevada, Las Vegas. Recuperado el 25 de noviembre de 2015 de http://cmosedu.com/jbaker/students/angsumanroy/EE320L_Labs/ee320L_05_experiment_5.pdf
- Audio Undone. (s.f). Types of Compressor. Recuperado el 17 de mayo de 2015 de <http://audioundone.com/types-of-compressor>
- Audioissues. (s.f). The Guitar Frequency Guide – Know How To Sculpt Your Guitar Sound. Recuperado el 5 de abril de 2015 de <http://www.audio-production-tips.com/guitar-frequency.html>
- Auld, S. (s.f). Gear Review: Vox AC30 Custom Classic 2: TGP Webzine. Recuperado el 4 de agosto de 2015 de http://www.tgpwebzine.com/?page_id=91
- Baddi, R. (2013). Transistor as a Rectifier. National Center for Radio Astrophysics. Recuperado el 19 de mayo de 2015 de <http://arxiv.org/pdf/1205.4604.pdf>
- Badía, M. (2014). Control de “ataque” en un MXR Dyna Comp. Recuperado el 8 de septiembre de 2015 de <http://www.pisotones.com/Articulos/DynaMod/DynaMod.htm>

- Badía, M. (2014). MXR Dynacomp Por MBC. Recuperado el 8 de septiembre de 2015 de <http://www.pisotones.com/Dynacomp/Dynacomp.htm>
- Balkishan, R. (2001). 3-Way Active Crossover. Recuperado el 28 de septiembre de 2015 de <http://sound.westhost.com/project78.htm>
- Ballou, G. (2013). Resistors, Capacitors, and Inductors. Tube, Discrete Solid-State Devices, and Integrated Circuits. Handbook for Sound Engineers. (pp.211-225) (pp.256-262). Taylor & Francis.
- Barbour, E. (1999 1–4). The Cool Sound of Tubes. Recuperado el 23 de marzo de 2015 de <http://spectrum.ieee.org/consumer-electronics/audiovideo/the-cool-sound-of-tubes>
- Basic Electric Guitar Circuits | Guitar Pickups 101. (2011). Recuperado el 21 de marzo de 2015 de <http://gear-vault.com/basic-electric-guitar-circuits/>
- Beller, K. (s.f). The Way of Wire. Recuperado el 7 de octubre de 2015 de <http://www.seymourduncan.com/tales-from-custom-shop/seymour-duncan-company/the-way-of-wire/>
- BENEDIKTSSON, B. (2016). 7 Advanced Guitar Mixing Techniques for an Amazing Guitar Production. Recuperado el 15 de diciembre de 2015 de <http://www.audio-issues.com/music-mixing/7-advanced-guitar-mixing-techniques/>
- Billy. (s.f). A BEGINNERS GUIDE TO EFFECTS PEDALS COMPONENTS. Guitarpcb. Recuperado el 29 de marzo de 2015 de <http://www.guitarpcb.com/PDF%20Files/A%20Beginners%20Guide%20to%20Effects%20Pedal%20Components.pdf>
- Blackett, M. (2010). Joe Perry The Ultimate Rock Survivor Talks Tones Tunes And The Power of The Groove. Recuperado el 21 de julio de 2015 de <http://www.guitarplayer.com/miscellaneous/1139/joe-perry-the-ultimate-rock-survivor-talks-tones-tunes-and-the-power-of-the-groove/12977>
- Blogspot. (2010). CÓMO REDACTAR EL ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS | ASESORIA DE TESIS Y TRABAJOS DE GRADO. Recuperado el 1 de enero de 2016 de <http://asesoriatesis1960.blogspot.com/2010/12/analisis-de-los-resultados.html>

- Boss. (1995). BOSS MT-2 Metal Zone. Recuperado el 5 de octubre de 2015 de http://www.sweetwater.com/store/media/mt-2_om.pdf
- Boss. (s.f). BOSS - AC-2 | Acoustic Simulator. Recuperado en octubre 5, 2015, de <http://www.bossus.com/products/ac-2/>
- Boss. (s.f). BOSS - DD-3 | Digital Delay. Recuperado el 5 de octubre de 2015 de <http://www.bossus.com/products/dd-3/specifications/>
- Boss. (s.f). BOSS - MT-2 | Metal Zone. Recuperado el 5 de octubre de 2015 de <http://www.bossus.com/products/mt-2/>
- Boss. (s.f). Boss OD-1 OverDrive pedal schematic diagram. Recuperado el 5 de octubre de 2015 de <http://www.hobby-hour.com/electronics/s/od1-overdrive.php>
- Boss. (s.f). Boss SD-1 Super Overdrive pedal schematic diagram. Recuperado el 5 de octubre de 2015 de <http://www.hobby-hour.com/electronics/s/sd1-super-overdrive.php>
- Bramble, S. (s.f). Active Filter Design. Recuperado el 22 de octubre de 2015 de http://www.simonbramble.co.uk/techarticles/active_filters/active_filter_design.htm
- Briggs, F. (2008). KLOWN Centaur. Recuperado el 12 de noviembre de 2015 de <http://revolutiondeux.blogspot.com/2008/01/klown-centaur.html>
- Brightstorm. (2010). RC Circuits - Brightstorm Physics. Recuperado el 8 de marzo de 2015 de https://www.youtube.com/watch?v=Wqs_ICMKfFU
- Brimstoneaudio. (s.f)CROSSOVER DISTORTION. Recuperado el 16 de diciembre de 2014 de <http://brimstoneaudio.com/crossover-distortion.html>
- Brixen, Eddy (2012). Audio Metering. Recuperado el 5 de abril de 2015 de <http://www.ebib.com>
- Bryant, P. (2011). Dallas RangeMaster. Recuperado el 20 de julio de 2015 de <http://fuzzcentral.ssguitar.com/rangemaster.php>
- Builyourowntone. (2013). Klon Centaur type clone parts layout and wiring diagrams. Recuperado el 15 de junio de 2015 de <http://buildyourowntone.com/klontypeclonepartslayoutandwiringdiagram.html>

- Calculator. (2010). Capacitance. Recuperado el 3 de abril de 2015 de <http://www.calculator.org/property.aspx?name=capacitance>
- Carter, B. (2000). A Single-Supply Op-Amp Circuit Collection. Texas Instruments Incorporated. Recuperado el 12 de junio de 2015 de <https://courses.cit.cornell.edu/bionb440/datasheets/SingleSupply.pdf>
- Cesar Antonio Izquierdo Merlo. (2014). Clase 64: Teoría sobre el proceso de descarga de un circuito simple RC. Recuperado el 4 de mayo de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=UQVGFrj74vY>
- Changpuak. (s.f). Online Engineering Calculator : Active Bessel Lowpass Filter Calculator. Recuperado el 12 de mayo de 2015 de http://www.changpuak.ch/electronics/Bessel_Lowpass_active_24dB.php
- Chittum, M. (2008). Centaur. Freestompboxes. Recuperado el 6 de abril de 2015 de <http://homemadefx.web.fc2.com/KlonCentaur-5-24-08b.gif>
- Coates, E. (s.f). Amplifier Controls. Recuperado el 21 de abril de 2015 de <http://www.learnabout-electronics.org/Amplifiers/amplifiers42.php>
- Corner, A. (2013). 10 Most Valuable Effects Pedals. Recuperado el 3 de abril de 2015 de <http://proguitarshop.com/andyscorner/10-most-valuable-effects-pedals>
- CURTU, I., STANCIU, M., CREȚU, N., & ROȘCA, C. (2009). Modal Analysis of Different Types of Classical Guitar Bodies. Department of Strength of Materials and Mechanical Vibrations. Recuperado el 27 de mayo de 2015 de <http://www.wseas.us/e-library/conferences/2009/prague/AMTA/AMTA04.pdf>
- Daddario. (2016). EXL110 Nickel Wound, Regular Light, 10-46. Recuperado el 16 de abril de 2015 de http://www.daddario.com/DADProductDetail.Page?ActiveID=3769&productid=13&productname=EXL110_Nickel_Wound__Regular_Light__10_46&sid=56ed6219-263a-481f-be1b-551b97283fba
- Dailey, Denton J. (2012). Electronics for Guitarists. Recuperado el 8 de julio de 2015 de <http://www.ebllib.com>

- DAVE MUSTAINE. (s.f). Recuperado el 4 de agosto de 2015 de <http://www.davemustainerig.com/>
- Davis, L. (2015). Equalizer Circuits. Recuperado el 11 de abril de 2015 de <http://www.interfacebus.com/equalizer-design-opamp-schematic.html>
- DeepBlueHarp. (2013). LA2 Compressor Circuit Overview. Recuperado el 19 de abril de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=mxAWINs6i60>
- DellaSala, G. (2011). Myths & Facts about Loudspeaker Crossovers: Identifying Legitimately High Fidelity Designs. Recuperado el 19 de mayo de 2015 de <http://www.audioholics.com/loudspeaker-design/crossovers>
- Digikey. (2010). Vishay Foil Resistors. Resistance Trimmers. Digi-Key Electronics. Recuperado el 12 de octubre de 2015 de http://www.digikey.com/Web%20Export/Supplier%20Content/VishayPrecisionGroup_804/PDF/vishay-tech-resistance-trimmers.pdf?redirected=1
- Digikey. (2014). Introduction to Analog RMS-to-DC Technology. Recuperado el 2 de octubre de 2015 de <http://dkc1.digikey.com/ch/en/tod/ADI/analog-rms-to-dc-technology/analog-rms-to-dc-technology.html>
- Digikey. (s.f). 4 Band Resistor Colour Code Calculator. (2016). Recuperado el 2 de abril de 2015 de <http://www.digikey.co.uk/en/resources/conversion-calculators/conversion-calculator-resistor-color-code-4-band>
- DigiTech. (s.f). DigiTech GSP1101. Recuperado el 4 de noviembre de 2015 de <http://digitech.com/en/products/gsp1101>
- DIY Guitar Pedals. (2012). How to add a dc jack to a 9v battery powered device (negative ground). Recuperado el 8 de mayo de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=yHFq44bPslA>
- Doctorproaudio. (2015). Dynamics Processors: Compressors / limiters. Recuperado el 20 de abril de 2015 de http://www.doctorproaudio.com/doctor/temas/dynamics-processors-compressors_en.shtml
- Dr.Caos Engineering. (2012). What is a rectifier? [HD]. Recuperado el 12 de mayo de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=aI40OuAN8w8>

- Ecopotencia. (2010). Tabla Cálculo de Consumo Eléctrico. Recuperado el 27 de diciembre de 2015 de <http://www.ecopotencia.com/tablaconsumo.html>
- EcProjects. (2014). What is an Operational Amplifier (Op-amp) - Ec-Projects. Recuperado el 12 de mayo de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=DmylrqSD3aA>
- Editor Videos. (2010). Medir en osciloscopio.mp4. Recuperado el 17 de septiembre de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=hDj64S8d9x0>
- Editronikx. (2010). Diseño de circuitos impresos proteus, pcb desing. Recuperado el 11 de septiembre de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=fWrYDsDbMXY>
- Educatina. (2014). El Inductor. Recuperado el 11 de septiembre de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=dpG6V6MTwO0>
- EHX. (s.f). EHX Crayon Full-Range Overdrive. Recuperado el 5 de mayo de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=kNFe6NeBgFc>
- EHX. LPB-1. (2016). Recuperado el 2 de enero de 2016 de <http://www.ehx.com/products/lpb-1/instructions>
- Eichenberger, D. (2012). HIGH VS MEDIUM OUTPUT PICKUPS: IS MORE BETTER? Recuperado el 15 de octubre de 2015 de <http://www.seymourduncan.com/blog/tips-and-tricks/high-vs-medium-output-pickups-is-more-better>
- Eichenberger, D. (2013). CAGE MATCH: SINGLE COILS VS. HUMBUCKERS. Recuperado el 15 de octubre de 2015 de <http://www.seymourduncan.com/blog/the-tone-garage/cage-match-single-coils-vs-humbuckers>
- El profe García. (2012). Protoboard, Como armar circuitos (Breadboard). Recuperado el 20 de octubre de 2015 de https://www.youtube.com/watch?v=HZImIn1eh_M
- Electrical Engineering Stack Exchange. (2014). Best transistor to use for audio amplifier - Electrical Engineering Stack Exchange. Recuperado el 3 de octubre de 2015 de

<http://electronics.stackexchange.com/questions/97827/best-transistor-to-use-for-audio-amplifier>

Electrical Engineering Stack Exchange. (2014). Op amp - Understanding Op-amp Negative Feedback. Recuperado el 13 de agosto de 2015 de <http://electronics.stackexchange.com/questions/126083/understanding-op-amp-negative-feedback>

Electrosmash. (s.f). MXR MicroAmp Analysis. Recuperado el 12 de septiembre de 2015 de <http://www.electrosmash.com/mxr-microamp>

Electrosmash. (s.f). Pro Co Rat Analysis. Recuperado el 4 de abril de 2015 de <http://www.electrosmash.com/proco-rat>

Elliott, R. (2000). Audio Designs With Opamps - 2 Copyright © 2000 - Rod Elliott (ESP). Recuperado el 16 de abril de 2015 de <http://sound.westhost.com/dwopa2.htm>

Elliott, R. (2000). Project 67. Copyright © 2000 - Rod Elliott (ESP). Recuperado el 16 de abril de 2015 de <http://sound.westhost.com/project67.htm>

Elliott, R. (2002). Beginners' Guide to Potentiometers. Copyright © 2000 - Rod Elliott (ESP). Recuperado el 16 de abril de 2015 de <http://sound.westhost.com/pots.htm>

Elliott, R. (2012). Project 09. Copyright © 2003 - Rod Elliott (ESP). Recuperado el 16 de abril de 2015 de <http://sound.westhost.com/project09.htm>

Elliott, R. (2013). Capacitor Characteristics. Copyright © 2003 - Rod Elliott (ESP). Recuperado el 16 de abril de 2015 de <http://sound.westhost.com/articles/capacitors.htm>

Elliott, R. (2015). Series vs. Parallel Crossover Networks Copyright © 2003 - Rod Elliott (ESP). Recuperado el 16 de abril de 2015 de <http://sound.westhost.com/parallel-series.htm>

Eminence Speaker. (2016). Eminence Guitar Speaker Tone Guide - Classic British and American Guitar Tone. Recuperado el 29 de julio de 2015 de <http://www.eminence.com/support/toner-guide/>

Engelhardt, M. (2003). Audio Tone Controls. Recuperado el 22 de julio de 2015 de http://www.ecircuitcenter.com/Circuits/op_tone1/op_tone1.htm

- Equipboard. (s.f). Dimebag Darrell's Equipboard. Recuperado el 5 de noviembre de 2015 de <http://equipboard.com/pros/dimebag-darrell>
- Equipboard. (s.f). Gustavo Cerati's Equipboard. Recuperado el 4 de septiembre de 2015 de <http://equipboard.com/pros/gustavo-cerati>
- Equipboard. (s.f). Johnny Winter's Equipboard. Recuperado el 15 de noviembre de 2015 de <http://equipboard.com/pros/johnny-winter>
- Equipboard. (s.f). Rory Gallagher's Equipboard. Recuperado el 27 de abril de 2015 de <http://equipboard.com/pros/rory-gallagher>
- Everest, Pohlmann K. (2009). Master Handbook of Acoustics. Mc Graw Hill.
- Expresspcb. (s.f). Tips for Designing PCBs. Recuperado el 4 de noviembre de 2015 de <http://www.expresspcb.com/tips-for-designing-pcbs>
- Fanuel, B. (s.f). Analysis of Electric Guitar Pickups. Penn State University. Recuperado el 21 de abril de 2015 de <http://sem-proceedings.com/25i/sem.org-IMAC-XXV-s35p02-Analysis-Electric-Guitar-Pickups.pdf>
- Fastl, Zwicker E. (2007). Psychoacoustics Facts and Models. New York, Estados Unidos: Springer.
- Fender. (2009). Enforcer pickups. Recuperado el 21 de julio de 2015 de <http://forums.fender.com/viewtopic.php?t=18303>
- Fender. (s.f). 351 Shape Classic Picks - 12 Count | Picks Accessories | Fender® Accessories. Recuperado el 5 de junio de 2015 de <http://intl.fender.com/en-EC/accessories/picks/351-shape-picks-12-count-shell-thin/>
- Fender. (s.f). J5 Triple Tele® Deluxe | Telecaster® Electric Guitars | Fender® Guitars. Recuperado el 1 de septiembre de 2015 de <http://intl.fender.com/en-EC/guitars/telecaster/j5-triple-tele-deluxe-rosewood-fingerboard-black/>
- FETs as Voltage-Controlled Resistors. (1997). Recuperado el 14 de julio de 2015 de <http://www.vishay.com/docs/70598/70598.pdf>
- FixitSam. (2013). How to wire 6.3mm 1/4" mono jack for instrument/Guitar lead. Recuperado el 8 de septiembre de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=HAuW4klh7jg>

- Fleischer, H. (1999). Death spots of Guitars and Basses. Institute of Mechanics Faculty of Aerospace Engineering University of the Federal Armed Forces. Recuperado el 18 de septiembre de 2015 de <https://www.unibw.de/lrt4/mechanik/mitarbeiter/ehem-mitarbeiter/hfleischer/deadspots-en>
- French, R. (2012). Technology of the Guitar. New York, Estados Unidos: Springer US.
- General Guitar Gadgets. (s.f). Design Your Own Distortion. Recuperado el 17 de mayo de 2015 de <http://www.generalguitargadgets.com/how-to-build-it/technical-help/articles/design-distortion/>
- Ghassaei, A. (2013). Wire a Potentiometer as a Variable Resistor - All. Recuperado el 27 de octubre de 2015 de <http://www.instructables.com/id/Wire-a-Potentiometer-as-a-Variable-Resistor/>
- Gibson. (2008). Effects Explained: Booster & Compressors. Recuperado el 4 de septiembre de 2015 de <http://www.gibson.com/news-lifestyle/features/en-us/effects-explained-booster-comp.aspx>
- Gilmourish. (s.f). The Division Bell 1994 |. Recuperado el 15 de diciembre de 2015 de http://www.gilmourish.com/?page_id=31
- Gladys Vizcaíno. (2014). Inductores Electricos. Recuperado el 27 de octubre de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=LHKGnc04TJs>
- Gore, J. (2014). Build Your Own Stompbox! Recuperado el 11 de octubre de 2015 de <http://www.premiarguitar.com/articles/21291-build-your-own-stompbox?page=1>
- Gore, J. (2014). The Recording Guitarist: Mic Makes Right. Recuperado el 11 de octubre de 2015 de <http://www.premiarguitar.com/articles/20356-the-recording-guitarist-mic-makes-right>
- Groundguitar. (s.f). Rory Gallagher's Guitars and Gear. Recuperado el 27 de abril de 2015 de <http://www.groundguitar.com/rory-gallagher-gear/>
- Gruha, R. (2011, October 6). Joe Perry and Brad Whitford of Aerosmith Discuss "Pump" in 1990 Guitar World Interview. Recuperado el 18 de julio de

- 2015 de <http://www.guitarworld.com/joe-perry-and-brad-whitford-aerosmith-discuss-pump-1990-guitar-world-interview>
- GuitarPCB.com. (s.f). Crash Course #1 Guide. Guitarpcb. Recuperado el 2 de junio de 2015 de <http://www.guitarpcb.com/PDF%20Files/Crash%20Course.pdf>
- Guitarplayer. (2014). All About Fuzz, Overdrive, and Distortion Pedals. Recuperado el 17 de mayo de 2015 de <http://www.guitarplayer.com/effects/1018/all-about-fuzz-overdrive-and-distortion-pedals/11664>
- Guitarplayer. (2014). All About Germanium Transistors. Recuperado el 20 de junio de 2015 de <http://www.guitarplayer.com/guitar-player/1011/all-about-germanium-transistors/25357>
- Guitarplayer. (2014). Roundup: 21 Distortion Pedals. GuitarPlayer. comercial. Recuperado el 14 de mayo de 2015 de <http://www.guitarplayer.com/distortion-overdrive-fuzz/1049/roundup-21-distortion-pedals/16938>
- Hodgson, P. (2011). The Secrets of Jimi Hendrix's Guitar Setup: Interview with Roger Mayer. Recuperado el 13 de noviembre de 2015 de <http://www.guitarworld.com/interview-roger-mayer-secrets-jimi-hendrixs-guitar-setup>
- How to Wire a Potentiometer. (s.f). Recuperado el 3 de junio de 2015 de <http://www.wikihow.com/Wire-a-Potentiometer>
- Howcast. (2013). What Is Flux? | Soldering. Recuperado el 19 de octubre de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=bGckVJeG6b8>
- Hunter, D. (2008). All About Speakers. Recuperado el 12 de abril de 2015 de <http://www.guitarplayer.com/miscellaneous/1139/all-about-speakers/15280>
- Hunter, D. (2012). Music Man HD-130 Reverb. Recuperado el 25 de octubre de 2015 de <http://www.vintageguitar.com/12887/music-man-hd-130-reverb/>
- Husinsky, J. (2002). Comparison of the Frequency Spectra and the Frequency Decay of three different Electrical Guitars. Recuperado el 13 de octubre de 2015 de

https://courses.physics.illinois.edu/phys406/Student_Projects/Fall02/Jhusinsky/Johannes_Husinsky_MT_Writeup.pdf

Ignite New Mexico. (2010). Your Brain on Sound: Aural Illusions, MP3, and Psychoacoustics - by Jack Moffitt. Recuperado de https://www.youtube.com/watch?v=oyTdcQI9oN4&feature=youtube_gdata_player

Irons, R. (2012). HOW HUM-CANCELLING WORKS, PART 1. Recuperado el 7 de octubre de 2015 de <http://www.seymourduncan.com/blog/the-tone-garage/how-hum-cancelling-works-part-1>

ITWebTutorials. (2013). Creating a Device Component in Proteus ISIS. Recuperado el 10 de septiembre de 2015 de https://www.youtube.com/watch?v=B_FVZwN18Mc

Jaime mutis. (2013). Voltage Probe, Isis-Proteus-JM. Recuperado el 13 de septiembre de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=1VHQaBZwDN8>

Jason Debono. (2010). Proteus Tutorial part 2.wmv. Recuperado el 10 de septiembre de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=pD0f7AJjiQM>

Jewel School. (2012). How to Use Solder Paste. Recuperado el 14 de octubre de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=NxH4hg2aAww>

Jim Dunlop. (s.f). Cry Baby. Recuperado el 14 de agosto de http://www.jimdunlop.com/files/manuals/CGB95_man_WEB.pdf

Jordan, O. (2008). Pigtronix Polysaturator Review. Recuperado el 18 de diciembre de 2015 de <http://www.premierguitar.com/articles/pigtronix-polysaturator-review-1>

Jordan, O. (2011). Johnny Winter. Recuperado el 15 de noviembre de 2015 de <http://www.vintageguitar.com/11625/jonny-winter/>

Juaneda, E. (2008). Comparing electrolytic capacitors. Recuperado el 20 de septiembre de 2015 de <http://tech.juaneda.com/en/articles/electrolyticcapacitors.html>

- Julio Germán Rodríguez Ojeda. (2014). Algo más sobre CAPACITORES- 2a. Parte: Uniones en SERIE y PARALELO. Recuperado el 29 de octubre de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=5ssfUQdLEfA>
- Julio Germán Rodríguez Ojeda. (2014). Algo Más Sobre CAPACITORES, 1a.Parte: FUNCIONAMIENTO. Recuperado el 29 de octubre de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=DY84Y7-DIUg>
- Julio Germán Rodríguez Ojeda. (2014). EL CAPACITOR, diseño básico de su funcionamiento. ¡¡¡ EXCELENTE...!!! Recuperado el 29 de octubre de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=YDXWACqLnmo>
- Karki, J. (2002). Active Low-Pass Filter Design. Texas Instruments Incorporated. Recuperado el 3 de Julio de 2015 de <http://www.ti.com/lit/an/sloa049b/sloa049b.pdf>
- Karki, J. (2002). Analysis of the Sallen-key Architecture. Texas Instruments Incorporated. Recuperado el 3 de Julio de 2015 de <http://www.vyssotski.ch/BasicsOfInstrumentation/AnalysisOfTheSallen-KeyArchitecture.pdf>
- Keen, R. (1999). The Secret Life of Pots. Recuperado el 12 de abril de 2015 de http://www.geofex.com/article_folders/potsecrets/potscret.htm
- Keen, R. (2002). JFET Matching for Effects. Recuperado el 12 de abril de 2015 de http://www.geofex.com/Article_Folders/fetmatch/fetmatch.htm
- Keith, J. (2014). Audio Compression Amplifier /AGC. Recuperado el 19 de abril de 2015 de <http://www.electroschematics.com/9400/audio-compressor-agc/>
- Kempton, A. (2002). Modal Analysis of Guitar Bodies. Department of Physics, University of Illinois. Recuperado el 3 de junio de 2015 de https://courses.physics.illinois.edu/phys406/NSF_REU_Reports/2002_reu/Adam_Kempton_REU_Report.pdf
- Krathin Sanom. (2014). Proteus 8 PCB Design Follow Me Manual Routing. Recuperado el 20 de octubre de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=gs3328wter4>
- Kröning, O., Dempwolf, K., & Zölzer, U. (2011). Analysis and Simulation of Analog Guitar Compressor. Dept. of Signal Processing and

- Communications, Helmut Schmidt University Hamburg. Recuperado el 10 de abril de 2015 de http://recherche.ircam.fr/pub/dafx11/Papers/22_e.pdf
- Kugelstadt, T. (2008). Active Filter Design Techniques. Texas Instruments Incorporated. Recuperado el 5 de abril de 2015 de <http://www.ti.com/lit/ml/sloa088/sloa088.pdf>
- Lacanette, K. (1991). A Basic Introduction to Filters-Active, Passive, and Switched-Capacitor. National Semiconductor Corporation. Recuperado el 7 de abril de 2015 de <http://www.swarthmore.edu/NatSci/echeeve1/Ref/DataSheet/IntroToFilters.pdf>
- Lacanette, K. (2010). Application Note 779 A Basic Introduction to Filters - Active, Passive, and Switched Capacitor. National Semiconductor. Recuperado el 7 de abril de 2015 de <http://www.ti.com/lit/an/snoa224a/snoa224a.pdf>
- Lars G. Johansen. (2006). Psychoacoustics and Audibility-Fundamental Aspects of the Human Hearing. University College of Aarhus.
- Linkwitz, S. (2014). Active Filters. Recuperado el 27 de marzo de 2015 de <http://www.linkwitzlab.com/filters.htm>
- Linsley Hood, John (2013). Audio Electronics. Recuperado el 2 de abril de 2015 de <http://www.ebilib.com>
- Low Level, True RMS-to-DC Converter. (2013). Analog Devices. Recuperado el 12 de septiembre de 2015 de <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD636.pdf>
- Loyola University Film and Music Industry Studies. (2009). Tubes Vs. Solid State Amplification. Recuperado el 29 de marzo de 2015 de https://www.youtube.com/watch?v=PbJ1GZMi_ho&feature=youtube_gdata_player
- Lugo, N. (2014). Sistema auditivo. Recuperado el 12 de enero de 2016 de <https://app.emaze.com/@AWOZLFQ/sistema-auditivo>

- Lyon, R., Katsiamis, A., & Drakakis, E. (2010). History and Future of Auditory Filter Models. Recuperado el 3 de abril de 2015 de <http://static.googleusercontent.com/media/research.google.com/en//pubs/archive/36895.pdf>
- Magnetsource. (2015). Ceramic Magnets. Recuperado el 2 de septiembre de 2015 de http://www.magnetsource.com/Solutions_Pages/ceramic.html
- Make:. (2010). Circuit Skills: Electronics Enclosures. Recuperado el 3 noviembre de 2015 de https://www.youtube.com/watch?v=jzs2Zo_mc4c
- Make:. MAKE presents: The Transistor. (2009). Recuperado el 4 de mayo de 2015 de https://www.youtube.com/watch?v=-td7YT-Pums&feature=youtube_gdata_player
- Marshall, W. (2008). An FET Audio Peak Limiter. Georgia Institute of Technology School of Electrical and Computer Engineering. Recuperado el 4 de abril de 2015 de <http://users.ece.gatech.edu/~mleach/papers/limiter.pdf>
- Marshall. (2011). MG Series. Recuperado el 2 de enero de 2015 de <https://marshallamps.com/wp-content/uploads/2013/08/MG15cfx-100cfx.pdf>
- Marshall. (2016). MG30CFX. Recuperado el 2 de enero de 2015 de <https://marshallamps.com/products/amplifiers/mg-carbon-fibre/mg30cfx/>
- Marston, R. (2000). FET Principles and Circuits. NUTS & VOLTS. Recuperado el 3 de abril de 2015 de http://www.linearsystems.com/assets/media/application_notes/FET%20Principles%20and%20Circuits,%20Part%201%20to%204,%20by%20Ray%20Martson,%20Nuts%20and%20Volts.pdf
- Marston, R. (2003). UNDERSTANDING AND USING "OTA" OP-AMP ICs. NUTS & VOLTS. Recuperado el 3 de abril de 2015 de <http://www.idea2ic.com/LM13600/UsingOTAs2.pdf>
- Maxfield C. (2008). Electrical Engineering Know it All. Burlington, Estados Unidos:Newnes.
- Metal Guitar Stuff. (2013). Mixing Distorted Metal Guitars [Reaper Tutorial]. Recuperado el 10 de junio de 2015 de

https://www.youtube.com/watch?v=IS7ulzQwDvw&feature=youtu_gdata_player

- Metzler, B. (2005). Audio Measurement Handbook. Beaberton, Estados Unidos: Audio Precision.
- Meyer, J. (2009). Acoustics and the Performance of Music. New York, Estados Unidos: Springer.
- Mikroe. (2007). 5. Diodes. Recuperado el 5 de abril de 2015 de <http://www.mikroe.com/old/books/keu/05.htm>
- Mikroe. (2007). Resistors. Recuperado el 3 de abril de 2015 de <http://www.mikroe.com/old/books/keu/01.htm>
- Miyara, F. (2006). Acústica y Sistemas de Sonido. Rosario, Argentina: UNR Editora.
- Miyara, F. (s.f). AMPLIFICADORES OPERACIONALES DE TRANSCONDUCTANCIA. Recuperado el 20 de abril de 2015 de <http://www.fceia.unr.edu.ar/acustica/audio/ota13600.pdf>
- Moore, C. (2002). Analog Audio Tone Controls and Equalizers. Seven Woods Audio Inc. Recuperado el 12 de septiembre de 2015 de <http://www.sevenwoodsaudio.com/AN12.pdf>
- Moulton, D. (2000). Total recording. Los Angeles, Estados Unidos: KIQ Productions.
- Musiciansfriend. (2014). Buying Guide: How to Choose Electric Guitar Strings | The HUB. Recuperado el 7 de enero de 2016 de <http://thehub.musiciansfriend.com/guitar-buying-guides/how-to-choose-the-right-strings-for-your-electric-guitar>
- Musiciansfriend. (s.f). Randall Warhead 2CH 300 Watt Amp Head. Recuperado el 29 de agosto de 2015 de <http://www.musiciansfriend.com/amplifiers-effects/randall-warhead-2ch-300-watt-amp-head>
- Musicradar. (2012). Rory Gallagher's gear: the key guitars, amps and effects. Recuperado el 27 de abril de 2015 de <http://www.musicradar.com/news/guitars/rory-gallaghers-gear-the-key-guitars-amps-and-effects-546815/8/>

- Nathan, J. (1998). Back to Basics Audio. Recuperado el 20 de marzo de 2015 de <http://www.eplib.com>
- Nelson, A. (2002). Common Questions. Recuperado el 4 de mayo de 2015 de <http://www.diystompboxes.com/pedals/FAQ.html>
- Novation. (2012). Understanding compression. Recuperado el 3 de junio de 2015 de <http://www.residentadvisor.net/feature.aspx?1595>
- NTEinc. (s.f.). NTE996 Linear Integrated Circuit Operational Transconductance Amplifier. NTE Electronics Inc. Recuperado el 2 de septiembre de 2015 de <http://www.nteinc.com/specs/900to999/pdf/nte996.pdf>
- O'Donnell, B. (s.f.). OP-AMP Filter Examples: University of Nevada. Recuperado el 4 de septiembre de 2015 de http://www.physics.unlv.edu/~bill/PHYS483/op_amp_filt.pdf
- Okawa Electric Design. (2008). Filter Design and Analysis. Recuperado el 13 de julio de 2015 de <http://sim.okawa-denshi.jp/en/Fkeisan.htm>
- Orman, J. (2002). Hum & Noise in Guitar Effects. Recuperado el 13 de octubre de 2015 de <http://www.muzique.com/lab/hum.htm>
- Owsinski B. (2005). The Recording Engineer's Handbook. Boston, Estados Unidos: Thomson.
- Owsinski, B.(2006). The Mixing Engineer's Handbook. Boston, Estados Unidos: Thomson.
- Pass N. (2008). Audio, Distortion and Feedback. Recuperado el 6 de junio de 2015 de <https://passlabs.com/articles/audio-distortion-and-feedback>
- Pedals - John Mayer Gear - The gear behind his signature tone. (s.f). Recuperado en diciembre 4, 2015, de <http://www.johnmayergear.com/pedals/>
- Pensado's Place. (2013). How To Mix Rock Guitars (and get them WIDE!) - Into The Lair #86. Recuperado de <https://www.youtube.com/watch?v=pisP7n19ceE>
- Pensadosplace. (s.f). Into The Lair #22: Using distortion on your tracks Part 2. Recuperado el 3 de diciembre de 2014 de <http://www.pensadosplace.tv/2011/10/18/into-the-lair-22-using-distortion-on-your-tracks-part-2/>

- Pettai, R. (1984). *Noise in Receiving Systems*. New York, Estados Unidos: Wiley-Interscience.
- Phil Taylor. (2012). *World's Fastest Guitar Player 1400 BPM*. Recuperado el 17 de junio de 2015 de https://www.youtube.com/watch?v=LE-T__qtTVY
- Poole, I. (2015). *Op Amp Comparator Circuit*. Recuperado el 24 de abril de 2015 de <http://www.radio-electronics.com/info/circuits/opamp-circuits/operational-amplifier-differentiator.php>
- Premier Guitar. (2011). *Rig Rundown - Dream Theater's John Petrucci*. Recuperado el 12 de abril de https://www.youtube.com/watch?v=9QXLuyloCtl&feature=youtube_gdata_player
- Premier Guitar. (2011). *Rig Rundown - Mr. Big's Paul Gilbert*. Recuperado el 12 de abril de 2015 de https://www.youtube.com/watch?v=AFE2YKMjs2U&feature=youtube_gdata_player
- Premier Guitar. (2012). *Rig Rundown - Aerosmith's Joe Perry*. Recuperado el 12 de abril de 2015 de https://www.youtube.com/watch?v=5P8EqX3frKE&feature=youtube_gdata_player
- Premier Guitar. (2013). *Brimstone Audio Unveils Crossover Distortion Pedal*. Recuperado el 14 de marzo de 2015 de http://www.premierguitar.com/articles/Brimstone_Audio_Unveils_Crossover_Distortion_Pedal
- Rardin, K. (2007). *The Rangemaster*. Recuperado el 21 de marzo de 2015 de <http://www.premierguitar.com/articles/the-rangemaster-1?page=1>
- Rat Distortion. (s.f). *Rat Distortion*. Recuperado el 27 marzo de 2015 de <http://ratdistortion.com/>
- Ratner, C. (2002). *Subjectivity and Objectivity in Qualitative Methodology*. *Forum Qualitative Sozialforschung / Forum: Qualitative Social Research*, 3(3). Recuperado el 14 de abril de 2015 de <http://www.qualitative-research.net/index.php/fqs/article/view/829>

- Recordingrevolution. (2012). 2 Ways To Compress Guitars - TheRecordingRevolution.com. Recuperado el 2 de junio de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=llop3fL09HE>
- Rezzonics. (2014, January 26). Rezzonics: Germanium diodes vs Schottky diodes for audio distortion. Recuperado el 17 de mayo de 2015 de <http://rezzonics.blogspot.com/2014/01/germanium-diodes-vs-schottky-diodes-for.html>
- Robjohns, H. (2003). Understanding Impedance. SOS. Recuperado el 29 de marzo de 2015 de <http://www.soundonsound.com/sos/jan03/articles/impedanceworkshop.asp>
- Rollingstone. (s.f). 100 Greatest Guitarists. Recuperado el 27 de abril de 2015 de <http://www.rollingstone.com/music/lists/100-greatest-guitarists-20111123>
- Rory Gallagher. (2016). Rory Gallagher. Recuperado el 3 de enero de 2016 de <http://www.rorygallagher.com/>
- Ross, M. (1998). Distortion and Sustain. Getting Great Guitar Sounds.(pp.37-42). Milwaukee, Estados Unidos: Hal Leonard Corporation.
- Rossing, T. (2007). Springer Handbook of Acoustics. New York, Estados Unidos: Springer.
- Rotondi, J. (2012). How to Pick your Pick. Recuperado el 3 de julio de 2015 de http://www.premiarguitar.com/articles/How_to_Pick_your_Pick
- Russell, D., & Pedersen, P. (1999). Modal Analysis of an Electric Guitar. Recuperado el 1 de junio de 2015 de <http://www.acs.psu.edu/drussell/guitars/electric.html>
- Schematica. (2014). A Comparison of Passive Filters and Active Filters. Recuperado el 20 de marzo de 2015 de http://www.schematica.com/active_filter_resources/comparison_of_active_and_passive_filters.html
- Scherz P. (2000). Practical Electronics for Inventors. New York, Estados Unidos: Mcgraw Hill.

- Self, D. (2012). Audio Engineering Explained. Hoboken, Estados Unidos: Taylor and Francis.
- Self, D., Duncan, B., Sinclair, I., Brice, R., Hood, J. L., Singmin, A., ..., Watkinson, J. (2009). Audio Engineering: Know It All: Know It All. New York, Estados Unidos: Newnes.
- Senior, M. (2007). Guitar Amp Recording. SOS. Recuperado el 20 de abril de 2015 de <http://www.soundonsound.com/sos/aug07/articles/guitaramprecording.htm>
- Sessionville. (2013). How To Make Your Own Distortion Pedal. Recuperado el 29 de agosto de 2015 de <http://sessionville.com/articles/how-to-make-your-own-distortion-pedal>
- Seymour Duncan Pickups. (2014). 805 Overdrive. Recuperado el 5 de junio de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=7FyYMDu7Q6w>
- SeymourDuncan. (2012). GOING DEEPER INTO 250K VS 500K POTS. Recuperado el 22 de octubre de 2015 de <http://www.seymourduncan.com/blog/tips-and-tricks/250k-pots-versus-500k-pots-going-deeper-into-the-subject>
- SeymourDuncan. (2012). HOW DO TONE WOODS WORK? Recuperado el 7 de julio de 2015 de <http://www.seymourduncan.com/blog/the-tone-garage/how-do-tone-woods-work>
- SeymourDuncan. (2013). DIFFERENCES IN GUITAR PICKUP MAGNETS. Recuperado el 25 de mayo de 2015 de <http://www.seymourduncan.com/blog/the-tone-garage/differences-in-guitar-pickup-magnets>
- SeymourDuncan. (2015). Pickups 101. Recuperado el 5 de junio de 2015 de <http://www.seymourduncan.com/support-pickups-101/understanding-output>
- Shadrick, J. (2012). Rig Rundown - Aerosmith's Joe Perry and Brad Whitford. Recuperado el 4 de abril de 2015 de http://www.premiarguitar.com/articles/Rig_Rundown_Aerosmiths_Joe_Perry_and_Brad_Whitford

- Shadrick, J. (2012). Rig Rundown - Johnny Winter. Recuperado el 4 de abril de 2015 de <http://www.premiarguitar.com/articles/16737>
- Shimniok, M. (2010). Bot Thoughts: Eagle Tips: Jumper Wires. Recuperado el 4 de noviembre de 2015 de <http://www.bot-thoughts.com/2010/08/eagle-tips-jumper-wires.html>
- Silva, C. (2015). Compresión en la mezcla. SONAC 2015. Quito, Ecuador: Universidad de las Américas.
- Sleep, J. (2011). MXRTM Dynacomp™ Vintage Compressor Schematic. General guitar gadgets. Recuperado el 13 de abril de 2015 de http://www.generalguitargadgets.com/pdf/ggg_dnr_dc_sc.pdf
- Smith, S. (2013). WHAT IS A HUMBUCKER? Recuperado el 9 de abril de 2015 de <http://www.seymourduncan.com/blog/the-tone-garage/what-is-a-humbucker>
- Sommer, M. y Humes, L. (1993). Auditory filter shapes in normal-hearing, noise-masked normal, and elderly listeners. Acoustical Society of America. Recuperado el 25 de marzo de 2015 de file:///C:/Users/Alejo/Documents/Alejo%20Universidad/TESIS/79_Humes.pdf
- SOS. (2002). Multiband Workshop. Recuperado el 12 de diciembre de 2014 de <http://www.soundonsound.com/sos/aug02/articles/multiband.asp>
- SOS. (2007). Q. What is the difference between Passive and Active EQs? Recuperado el 25 de marzo de 2015 de https://www.soundonsound.com/sos/jul07/articles/qa0707_4.htm
- SOS. (2009). Classic Compressors. SOS. Recuperado el 12 de abril de 2015 de <https://www.soundonsound.com/sos/sep09/articles/classiccompressors.htm>
- Soundpunk. (s.f). Handy EQ Reference. Recuperado el 14 de abril de 2015 de http://www.soundpunk.com/index.php/page/articles.html/_/tutorials/tips-and-tricks/handy-eq-reference-r11

- SparkFun Electronics. (2013). SparkFun According to Pete #34: PCB Layout. Recuperado el 20 de octubre de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=NJKZZArjdg8>
- Storr, W. (2015). RC Waveforms and RC Step Response Charging and Discharging. Recuperado el 25 de marzo de 2015 de http://www.electronics-tutorials.ws/rc/rc_3.html
- Storr, W. (2015). Second Order Filter | Second Order Low Pass Filter Design. Recuperado el 25 de marzo de 2015 de <http://www.electronics-tutorials.ws/filter/second-order-filters.html>
- Storr, W. (s.f). Operational Amplifier Basics - Op-amp tutorial. Recuperado el 25 de marzo de 2015 de http://www.electronics-tutorials.ws/opamp/opamp_1.html
- Sueellen360. (2011). Aerosmith The Making of Pump Part 1. Recuperado el 18 de junio de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=etsCXcKCPNU>
- Superadmin. (2014). Understanding Potentiometers. Recuperado el 3 de mayo de 2015 de <http://www.engineersgarage.com/tutorials/understanding-what-is-a-potentiometer#>
- Sweetwater. (2015). Search Results for: "boost pedals." Recuperado el 13 de abril de 2015 de <http://www.sweetwater.com/store/search.php?s=boost+pedals&sb=popular&pn=all>
- Sweetwater. (2016). MXR M102 Dyna Comp Compressor Pedal. Recuperado el 2 de enero de 2016 de <http://www.sweetwater.com/store/detail/DynaComp>
- Sweetwater. (s.f). Pink Noise Versus White Noise. Recuperado el 16 de diciembre de 2014 de <http://www.sweetwater.com/insync/pink-noise-versus-white-noise/>
- T Rex.(s.f). MØLLER 2. Recuperado el 2 de noviembre de 2015 de <http://www.t-rex-effects.com/moller2/>
- Talbot, M. (2013). Audio Engineer's Reference Book. Recuperado el 22 de marzo de 2015 de <http://www.ebilib.com>

- Talkinmusic. (s.f). Production+, M. Tips For Mixing Electric Guitar. Recuperado el 14 de abril de 2015 de <http://talkinmusic.com/musicproduction/tips-for-mixing-electric-guitar/>
- Tanaka, G. (2013). Boss NS-2 Noise Suppressor Review – Best Guitar Noise Gate Pedal? Recuperado el 20 de octubre de 2015 de <http://www.bestguitareffects.com/boss-ns-2-noise-suppressor-review-best-guitar-noise-gate-pedal/>
- TC Electronic Spark Booster Guitar. (2015). Recuperado el 8 de octubre de 2015 de <http://www.amazon.com/TC-Electronic-Spark-Booster-Guitar/dp/B0087OS83M>
- Tdpri. (2011). Tell me about the Dallas Rangemaster. Recuperado el 6 de julio de 2015 de <http://www.tdpri.com/forum/stomp-box/289869-tell-me-about-dallas-rangemaster.html>
- Tdpri. (2011). Understanding pickup resistance. Recuperado el 10 de abril de 2015 de <http://www.tdpri.com/forum/just-pickups/298857-understanding-pickup-resistance.html>
- Texas Instruments. (2015). TL07xx Low-Noise JFET-Input Operational Amplifiers. Texas Instruments Incorporated. Recuperado el 23 de junio de 2015 de <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl072.pdf>
- Texas Instruments. (s.f). PCB Layout Tips for High Resolution. Presentado en Precision Analog Applications Semminar. Recuperado el 29 de abril de 2015 de <http://www.ti.com/lit/ml/slyp167/slyp167.pdf>
- The Johnny Winter Story. (2014). The Johnny Winter Story. Recuperado el 13 de julio de 2015 de <http://yeech.altervista.org/index.html>
- Theballyshannonboy. (2012). Ghost Blues - The Story Of Rory Gallagher. Recuperado el 24 de abril de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=1RVZ15JeBSM>
- Thompson, W. (2011). - Pensado's Place - Into The Lair #21: Using Distortion on your tracks. Recuperado el 28 de junio de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=kYFvE3IQ6cM>
- Tolinski, B. (2011). Dimebag Darrell Discusses His Roots, Gear and Pantera in 1994 Guitar World Interview. Recuperado el 4 de julio de 2015 de

- <http://www.guitarworld.com/dimebag-darrell-discusses-his-roots-gear-and-pantera-1994-guitar-world-interview>
- Tolinski, B. (2014, April 2). Dear Guitar Hero: Johnny Winter Talks Gibson Firebirds, Muddy Waters, “Highway 61 Revisited” and More. Recuperado el 4 de julio de 2015 de <http://www.guitarworld.com/dear-guitar-hero-johnny-winter-talks-gibson-firebirds-muddy-waters-highway-61-revisited-and-more>
- Tripod. (s.f). Cerati - Equipment. Recuperado el 19 de junio de 2015 de <http://soda-stereo.tripod.com/id13.html>
- Uaudio. (s.f). Audio Compression Basics - Blog - Universal Audio. Recuperado el 17 de mayo de 2015 de <http://www.uaudio.com/blog/audio-compression-basics/>
- Uberproaudio. (2014). Rory Gallagher Guitar Rig Gear and Equipment. Recuperado el 27 de abril de 2015 de <http://www.uberproaudio.com/who-plays-what/848-rory-gallagher-guitar-rig-gear-and-equipment>
- Vasseur, P. (2013). Properties and Applications of Transistors. Recuperado el 28 de marzo de 2015 de <http://www.ebib.com>
- VaSTaRbeyabi. (2011). jumper. Recuperado el 19 de octubre de 2015 de https://www.youtube.com/watch?v=J_Jg2VLU4ug
- Viqueira, D. (s.f). EJ. N°14: Explique el funcionamiento de los potenciómetros. Para qué se utilizan. Dibujo descriptivo. Explique la diferencia entre los lineales y los logarítmicos. Recuperado el 25 de julio de 2015 de <http://et3-g10-2011.blogspot.com/2011/05/ej-n14-explique-el-funcionamiento-de.html>
- W2aew. (2013). #75: Basics of Opamp circuits - a tutorial on how to understand most opamp circuits. Recuperado el 12 de junio 2015 de https://www.youtube.com/watch?v=K03Rom3Cs28&feature=youtube_g_data_player
- Wagner, J. (2009). Rig Rundown - Megadeth's Dave Mustaine and Chris Broderick. Recuperado el 15 de noviembre de 2015 de

http://www.premiarguitar.com/articles/Rig_Rundown_Megadeths_Dave_Mustaine_and_Chris_Broderick

Waldrep, M. (2013). 24-Bits Makes Sense! | Real HD-Audio. Recuperado el 29 de agosto de 2015 de <http://www.realhd-audio.com/?p=922>

Walton, S. (2012). A Primer on Reading Guitar Pickup Specifications. Recuperado el 14 de julio de 2015 de http://www.sonnywalton.com/uploads/A_Primer_on_Reading_Guitar_Pickup_Specifications.pdf

Wampler Pedals. (2006). Boss sd-1 and effect pedal electronic circuit, DIY, Part 1. Recuperado el 8 de julio de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=FETtHV-2Ndw>

Watkinson J. (1995). An Introduction of Digital Audio. Oxford, Inglaterra: Focal Press.

White, P. (1996). Compression & Limiting. SOS. Recuperado el 21 de mayo de 2015 de http://www.soundonsound.com/sos/1996_articles/apr96/compression.html

White, P. (1998). 20 Tips On Recording Guitars. SOS. Recuperado el 21 de mayo de 2015 de <http://www.soundonsound.com/sos/aug98/articles/20tips.html>

White, P. (2008). Guide to Magnetic Pickups. SOS. Recuperado el 21 de mayo de 2015 de http://www.soundonsound.com/sos/sep08/articles/guitartech_0908.htm

White, P. (2010). Choosing Guitar-amp Speakers. SOS. Recuperado el 21 de mayo de 2015 de <http://www.soundonsound.com/sos/jan10/articles/speakers.htm>

White, P. (2010). Distortion in the Studio. Recuperado el 21 de mayo de 2015 de <http://www.soundonsound.com/sos/apr10/articles/distortion.htm>

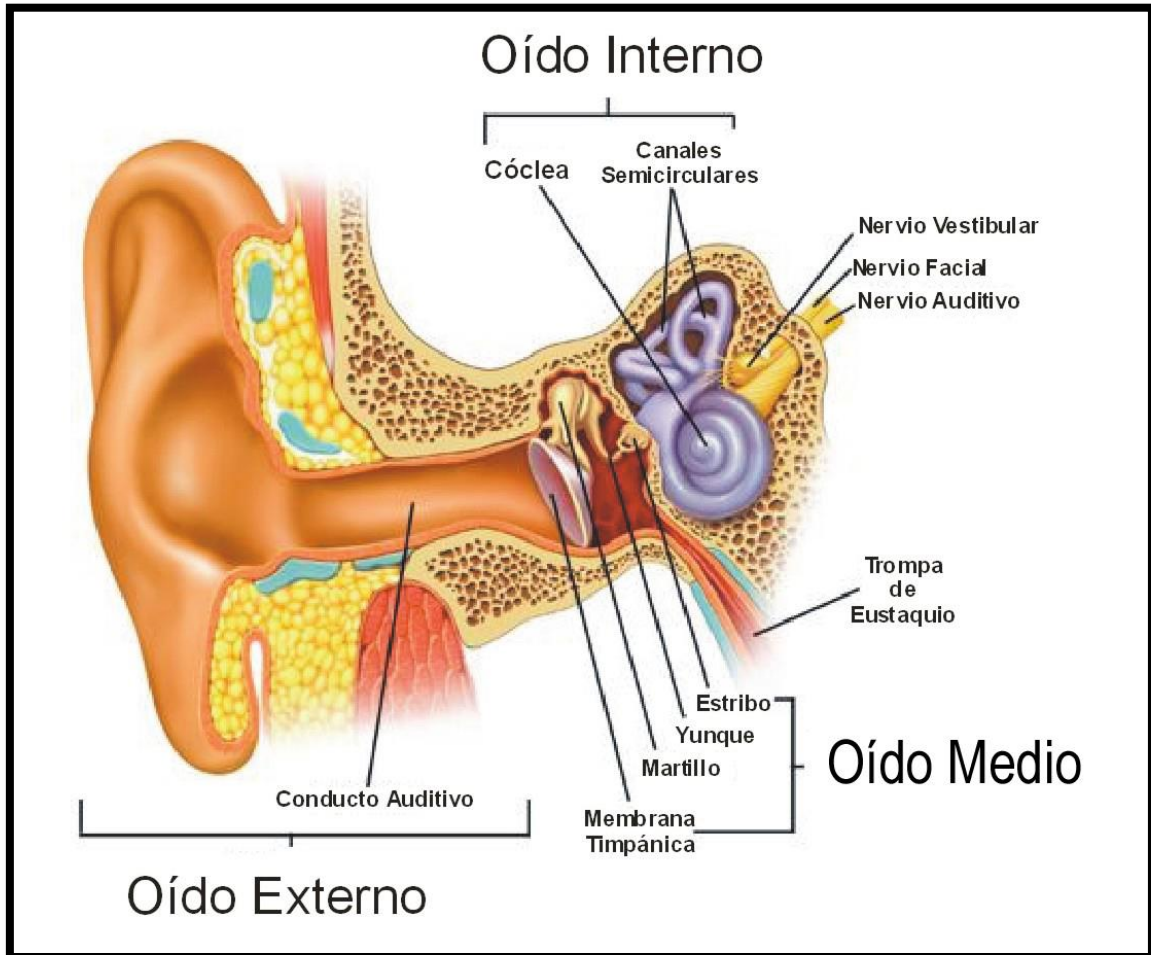
Wikipedia. (2015). Klon centaur. Recuperado el 15 de octubre de 2015 de https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Klon_centaur&oldid=8569209

- Wikipedia. (2015). Transconductance. Recuperado el 29 de julio de 2015 de <https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Transconductance&oldid=691728049>
- Wikipedia. (2015). Trimmer (electronics). Recuperado el 28 de julio de 2015 de [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Trimmer_\(electronics\)&oldid=671167510](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Trimmer_(electronics)&oldid=671167510)
- Winer, Ethan (2012). The Audio Expert: Everything You Need to Know About Audio. Recuperado el 23 de marzo de 2015 de <http://www.ebilib.com>
- Wnorcott. (2010). Tutorial - wiring a footswitch for a guitar effect do it yourself foot switch. Recuperado el 6 de octubre de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=8IVt5ltB2HA>
- Wolf. (2013). 10 Reasons Boutique Pedals Are Overrated. Recuperado el 11 de noviembre de 2015 de <http://www.cheaperpedals.com/blogs/articles/7704757-10-reasons-boutique-pedals-are-overrated>
- Woodytone. (2010). Joe Perry: Less Gain Rocks! Recuperado el 15 de noviembre de 2015 de <http://www.woodytone.com/2010/11/08/joe-perry-less-gain-rocks/>
- X2YeZCAMCNC. (2010). How to Solder - The Basics. Recuperado el 2 de septiembre de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=BxeDkcAa4Fs>
- Xander yitsuht. (2013). Las 3 Maneras Mas Simples Para Desoldar (quitar estaño). Recuperado el 2 de septiembre de 2015 de <https://www.youtube.com/watch?v=GqGQ4JtwXlw>

ANEXOS

ANEXO 1

ESQUEMA ANATÓMICO DE APARATO AUDITIVO HUMANO



Tomado de Lugo, 2014.

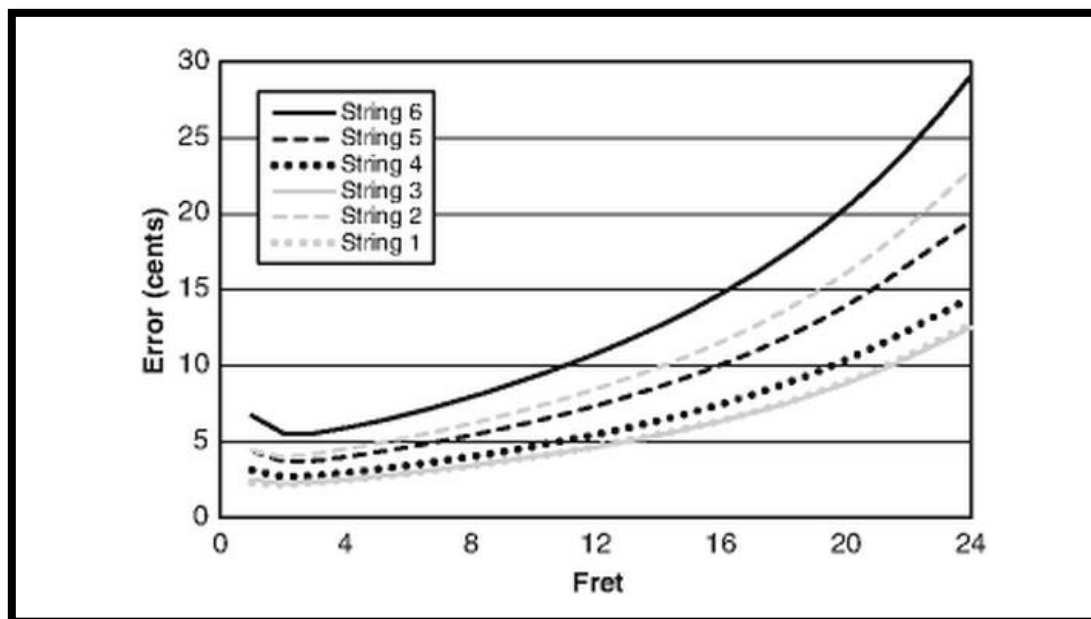
ANEXO 2

NOTA Y FRECUENCIA EN ALGUNOS TRASTES DE LA GUITARRA

| Cuerda | Trastes | | | | | | | |
|--------|---------|-------|-------|------|-------|-------|------|-------|
| | aire | 1 | 3 | 5 | 7 | 9 | 12 | 20 |
| 1era | E329 | F349 | G392 | A440 | B494 | C#554 | E659 | C1047 |
| 2da | B247 | C262 | D294 | E329 | F#370 | G#415 | B494 | G784 |
| 3ra | G196 | G#208 | A#233 | C262 | D294 | E329 | G392 | D#633 |
| 4ta | D147 | D#156 | F175 | G196 | A220 | B247 | D294 | A#466 |
| 5ta | A110 | A#117 | C131 | D147 | E165 | F#185 | A220 | F349 |
| 6ta | E82 | F87 | G98 | A110 | B123 | C#139 | E165 | C262 |

ANEXO 3

DESPLAZAMIENTO DE AFINACIÓN EN CUERDAS POR LA TENSIÓN



Tomado de French, 2012.

ANEXO 4

HISTÓRICO DE PROTOTIPOS

1-elaborado en octubre 2014

Poseía en entrada adaptador de impedancia y preamplificador. El controlador de agudos sería un generador de armónicos, y habría una puerta de ruido en la salida. La distorsión tendría dos opciones de recorte, simétrico o asimétrico. El crossover tendría selector de orden de filtro. Cada sección poseería un interruptor de activación y conexiones paralelas internas.

2-mantenido hasta mayo 2015.

Suprimió adaptador de impedancia, y en vez de preamplificación se escogió *booster*. Se redujo la saturación a solo armónica simétrica. El procesamiento de agudos sería compresor y se eliminó la compuerta de ruido en la salida.

3- julio 2015

La sección de compresión se reducirá a un híbrido de range master y compresor. La distorsión ya no poseerá control de tono, solo perilla de drive.

4-1 de agosto 2015

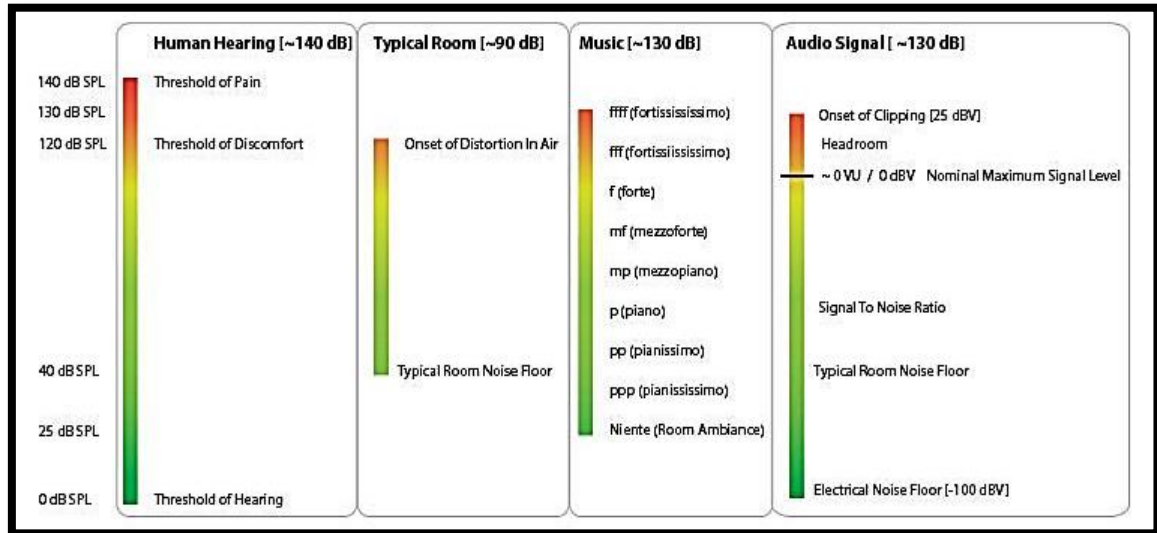
Las frecuencias de crossover se definieron como fijas, 400Hz y 2kHz. El ecualizador paramétrico de bajos se simplifica por un control de tono. La sección de compresión de agudos mantendrá todos sus parámetros fijos, a excepción del umbral, y no poseerá perilla de *makeup*.

5-19 de noviembre 2015

La etapa de salida no contiene un sumador de las tres vías. A cambio se emplea un potenciómetro como controlador de tono entre graves y agudos. El controlador de tono para bajos se sustituye por un boost.

ANEXO 5

DINÁMICA DE LA MÚSICA EN dB



Tomado de Waldrep, 2013.

ANEXO 6

ENTRENAMIENTO AUDITIVO DE PERCEPCIÓN DE SATURACIÓN

| # | Artista | Disco | Canción | Veredicto Técnico |
|----|-----------------|---------------------------|------------------------|---|
| 1 | Aerosmith | Pump | | Excelente manejo de mid range y dinámica |
| 2 | Airbag | | Mi sensación | exceso de sustain en distorsión, pierden inteligibilidad los arreglos de lead guitar. |
| 3 | Black Pyramid | | And the Gods made war | Inteligibilidad pobre en freq bajas con distorsión:conflicto con introducción de bajo y con punch de bombo. Exceso de sustain genera Wall of sound constante. |
| 4 | Blur | Think tank | song 3 | Excelente equilibrio de treble y crunch, no chillaba la guitarra |
| 5 | Deff leppard | Hysteria | | La distorsión se perfila gracias al uso de chorus |
| 6 | Enanitos Verdes | | Mi primer día sin ti | Ecceso de overdrive, y prominente enmascaramiento entre guitarra eléctrica y platillos |
| 7 | Extremoduro | La Ley Innata | | Ejemplo claro de captación de chasquido de vitela |
| 8 | Guns n´Roses | | Nightrain | Excelente equilibrio de mid range entre guitarras distorsionadas |
| 9 | Iggy Pop | | The Passengers | típico ejemplo de amp de tubos medianamente sobrecargado |
| 10 | Jeff Beck | You had it come | | Distorsión tipo crunch muy caliente con sustain controlado |
| 11 | Johnny Winter | Still Alive and Well | | Excelente manejo de mid range y dinámica |
| 12 | Kiss | | Within | Distorsión cranckie, genera wall of sound con saturación parecida a ruido en medias altas frecuencias. |
| 13 | Lamb of God | | Redneck | Buena orquestación de guitarra con banda |
| 14 | Lynyrd Skynyrd | | Sweet Home Alabama | La guitarra melódica posee el equilibrio justo entre boost colorador y soft overdrive con agudos bien controlados |
| 15 | Maná | ¿Dónde jugarán los niños? | | Guitarra telecaster magnificada al límite con tubos y soft overdrive, excelente hi-end, en clean y con overdrive, chorus, delay, reverb y wah-wah |
| 16 | Megadeth | Endgame | | Excelente inteligibilidad de pasajes veloces |
| 17 | Motley crue | Dr. Feelgood | | Excelente ejemplo de distorsión rica en armónicos y con sustain controlado, ejemplo claro en arpegios de canción slice of your pie y en secciones rítmicas inclusive que poseen fuzz como en kickstart my heart |
| 18 | Nirvana | Nevermind | | Excelente high-end de guitarra saturada y presencia controlada de armónicos |
| 19 | OASIS | | Some might say | Inteligibilidad en límite de percepción |
| 20 | Pantera | Vulgar Display of Power | | Excelente control de Low-end |
| 21 | Pink Floyd | Division Bell | | Excelente control de overdrive y boost |
| 22 | Rory Gallaguer | | Bad Penny y Tatto Lady | drive muy ajustado y conserva dinámica y permite escucharse armónicos |
| 23 | Slipknot | 5:The Grey Chapter | | Mud guitars y distorsión granulada pero con sustain muy bien controlado. |
| 24 | Soda Stereo | Sueño Stereo | | Clean boost bien logrado |
| 25 | Soundgarden | Superunknown | | Claro ejemplo de overdrive de amplificador de tubos con low-end muy bien compactado que permite inteligibilidad en arpegios con distorsión como en canción Black hole Sun |
| 26 | Soundgarden | King Animal | | reiterada saturación de tubos y tipo crank con sustain bien controlado |
| 27 | Velvet Revolver | Contraband | | Guitarra con drive controlado, excelente MUD, y dejaba espacio para treble |
| 28 | Wo Fat | The Black Code | | ejemplo constante de uso excesivo de fuzz, wall of sound saturada pero la mezcla atrapa y es ajustada por la misma |
| 29 | Wolfmother | New Crown | | Saturación con excelente low end tanto con fuzz como con overdrive a tope |

ANEXO 7

MATRIZ DE CONEXIÓN EN *PROTOBOARD*

| Código | Matriz | Observación | |
|----------------------------|--------------|--------------|------|
| Power Supply | 9V-500mA | | |
| D1-PS | B-1-B1 | | |
| R1-PS | C1-C2 | | |
| R2-PS | D2-GND | | |
| C1-PS | E2-GND | | |
| 9V | RED LINE | 9v | VCC+ |
| BIAS | A2 Y A3 | 4.5V | |
| INPUT | | | |
| JACK IN | fila5 GND | V+ V- | |
| R1-IN | GND-A5 | | |
| C1-IN | B5-B6 | | |
| BY1 | G32 | | |
| BY3 | C12 | input | |
| BY4 | H31 | effect send | |
| BY5 | GND | | |
| BY6 | F32 | | |
| R2-IN | E3-E6 | | |
| R3-IN | C6-C9 | | |
| BOOST | | | |
| TL061 | E10 | PIN 2 IN- | |
| | E9 | PIN 3 IN+ | |
| | E8 | PIN 4 VCC- | |
| | F10 | PIN 7 VCC+ | |
| | F9 | PIN 6 OUT | |
| C1-BOOST | B12-B15 | | |
| R1-BOOST | A12-A15 | | |
| POT1BOOST | D12 | PIN1 | |
| | D16 | PIN2 | |
| | E16 | PIN3 | |
| C2-BOOST | B18-GND | | |
| R2-BOOST | A16-D17 | | |
| R3-BOOST | J9-GND | | |
| BASS | | | |
| R1-BASS | B22-B23 | | |
| R2-BASS | B23-B24 | | |
| C1-BASS | A23-GND | | |
| C2-BASS | A24-GND | | |
| BASS-BOOST | | | |
| C1-B | D24-D25 | | |
| R1-BB | E25-F25 | | |
| POT1-BB | A31 | PIN1 | |
| | D35 | PIN2 | |
| | E35 | PIN3 | |
| R2-BB | B25-B30 | | |
| TL072 | E32 | PIN1 OUT | |
| | E31 | PIN2 IN V- | |
| | E30 | PIN3 IN+ | |
| | E29 | PIN4 VCC- | |
| | F32 | PIN8 VCC+ | |
| R3-BB | C31-C32 | | |
| C2-BB | D31-D32 | | |
| R4-BB | B35-B37 | | |
| C3-BB | A37-GND | | |
| R5-BB | I34-I36 | | |
| C4-BB | J36-GND | | |
| PROTOBOARD 2ND HALF | | | |
| MID-BOOST | | | |
| R1-MB | H1-H0 | | |
| R2-MID | I0-I-1 | | |
| D1-MB | A0-A-1 | ANODO-CÁTODO | |
| D2-MB | B2-B0 | ANODO-CÁTODO | |
| D3-MB | C-1-C2 | ANODO-CÁTODO | |
| R3-MB | B5-B4 | | |
| R4-MB | A4-A3 | | |
| C1-MB | C3-C5 | | |
| TL072 | F27 | PIN1 OUT | |
| | F28 | PIN2 IN V- | |
| | F29 | PIN3 IN+ | |
| | F30 | PIN4 VCC- | |
| | E27 | PIN8 VCC+ | |
| POT1-MID | F16 | PIN1 | |
| | F10 | PIN2 | |
| | J25 | PIN3 | |
| C2-MB | G27-G26 | | |
| R5-MB | H26-H25 | | |
| C3-MB | H10-H11 | | |
| R6-MB | J11-GND | | |
| R7-MB | I16-I17 | | |
| C4-MB | J17-GND | | |

| Código | Matriz | Observación | |
|----------------------------|---------------|--------------|------|
| HIGH | | | |
| C1-HIGH | B16-B17 | | |
| R1-HIGH | A17-GND | | |
| COMPRESSOR | | | |
| C1-COMP | C32-C33 | | |
| R1-COMP | A33-A36 | | |
| R2-COMP | E36-G36 | | |
| 2N3904-Q1-COMP | C35 | PIN1 | VCC+ |
| | C36 | PIN2 | IN |
| | C37 | PIN3 | OUT |
| R3-COMP | J37-VCC+ | | |
| R16-COMP | D35-G37 | | |
| R17-COMP | H37-J38 | | |
| R4-COMP | A35-GND | | |
| C2-COMP | E35-F35 | | |
| R5-COMP | J35-GND | | |
| R6-COMP | I38-GND | | |
| C4-COMP | J39-GND | | |
| R7-COMP | H38-I39 | | |
| C3-COMP | G38-G39 | | |
| NTE996 | E43 | PIN2 IN- | |
| | E42 | PIN3 IN+ | |
| | E41 | PIN4 VCC- | |
| | F41 | PIN5 BIAS | |
| | F42 | PIN6 OUT | |
| F43 | PIN7 VCC+ | | |
| R8-COMP | F47-D46(BIAS) | | |
| C5-COMP | A45-A46 | | |
| 2N3904-Q2-COMP | H46 | PIN1 | VCC+ |
| | H47 | PIN2 | IN |
| | H48 | PIN3 | OUT |
| R9-COMP | J48-VCC+ | | |
| C6-COMP | I48-H50 | | |
| R10-COMP | J50-GND | | |
| D1-COMP | I50-GND | ANODO-CÁTODO | |
| 2N3904-Q3-COMP | G49 | PIN1 | VCC+ |
| | G50 | PIN2 | IN |
| | G51 | PIN3 | OUT |
| 2N3904-Q4-COMP | C48 | PIN1 | VCC+ |
| | C49 | PIN2 | IN |
| C50 | PIN3 | OUT | |
| C7-COMP | I61-GND | | |
| R11-COMP | J61-VCC+ | | |
| D2-COMP | B49-GND | ÁNODO-CÁTODO | |
| R12-COMP | A49-GND | | |
| C8-COMP | G46-E49 | | |
| R13-COMP | I41-I45 | | |
| 2N3904-Q5-COMP | H60 | PIN1 | VCC+ |
| | H61 | PIN2 | IN |
| | H62 | PIN3 | OUT |
| POT2-COMP | F60 | PIN1 | |
| | G45 | PIN2 | |
| | F45 | PIN3 | |
| C9-COMP | D60-D59 | | |
| C10-COMP | C60-C61 | | |
| R14-COMP | A59-GND | | |
| R15-COMP | B61-B62 | | |
| POT3-COMP | A32 | PIN1 | |
| | C37(1ST HALF) | PIN2 | |
| | A62 | PIN3 | |
| PROTOBOARD 1ST HALF | | | |
| POT1-OUT | G36 | PIN1 | |
| | F42 | PIN2 | |
| | G44 | PIN3 | |
| JACK OUT | C49 | V+ | |
| | GND | V- | |
| R1-OUT | A49-GND | | |

GLOSARIO

ACÚSTICA

Envolvente/Envolvente acústica

Refiere a la característica de dinámica de la amplitud de un sonido a través del tiempo. Lo segmenta como: ataque, caída, sostén y relevo.

Ecuación de onda 1-D

$$f = \frac{1}{2L} \sqrt{\frac{T}{\rho}}$$

Frecuencia

Corresponde a la cantidad de ciclos que una onda posee en un segundo y se expresa en Hertz, (Hz). Es inversamente proporcional al periodo y a la longitud de onda.

Frecuencia Fundamental

Se denomina así a la frecuencia más grave de un sonido, que determina su afinación en un registro específico y la frecuencia de la cual se despliega el espectro armónico de dicho sonido. La fundamental además, suele percibirse de forma separada con el resto del rango de componente. Sí, esta fuese filtrada o removida, el oído no deja de reconocer la entonación de la respectiva señal, este fenómeno se conoce como la entonación virtual o de la fundamental faltante. Por otro lado si esta frecuencia es desafinada, se la notará como un tono separado del resto del espectro, es decir como dos sonidos independientes.

Longitud de Onda (λ)

Es la distancia existente entre dos puntos correspondientes de una onda periódica, que marquen un ciclo. Se puede expresar como la relación entre la velocidad del sonido y la frecuencia.

Octava

Se identifica así, a aquellas frecuencias que poseen una relación de 2:1 con respecto a una frecuencia específica o fundamental.

Periodo

Se define como el lapso entre una perturbación y la siguiente. El periodo es inversamente proporcional a la frecuencia.

ANATOMÍA

Membrana basilar

Analizador de frecuencia mecánico

ELECTRÓNICA

Amplificador

Circuito que permite aumentar la amplitud de una señal. Los amplificadores de guitarra poseen impedancias de entrada de entre $100\text{k}\Omega$ - $1\text{M}\Omega$. Para guitarras se usa típicamente los tipos: A,B y D y el desempeño de estas clases es indiferente de su construcción con tubos o estado sólido. La clase A, amplifica todo el ciclo de onda, tienen poco ruido pero son de baja eficiencia, 50%. La clase B trabaja con la mitad de ciclo y es el más propenso a generar distorsión, en especial la de crossover y tienen mejor eficiencia que la clase A, 75%. La clase D, es digital, y luego de un proceso de conversión A/D, los pulsos digitales alimentan una fuente de poder para la salida hacia el parlante. La eficiencia de estos amplificadores es de 90%.

Ánodo

Corresponde al polo positivo de un diodo.

Audio

Representación eléctrica del sonido.

Bias

Es una corriente continua de polarización. Este método de carga permite el correcto funcionamiento de transistores y válvulas. Adicionalmente, este generará un voltaje estable en la salida y entrada del dispositivo activo.

Bobina

Es un componente que consiste alambre metálico enrollado uniformemente para generar un campo electromagnético.

Cadena Electroacústica

Es la denominación de la interconexión entre distintos dispositivos de audio. Las cadenas según su uso mantienen en sus extremos a los transductores y respetan los niveles de operación de voltaje empelados en la producción musical.

Capacitancia

Es la energía acumulada en un campo eléctrico, y está expresada en faradios.

Cartucho

Es una caja en la cual se deposita el circuito de un dispositivo, para protegerlo. En el audio se recomienda el uso de cartuchos de aluminio, ya que ofrecen protección, ejercen una función de tierra y son fáciles de taladrar.

Cátodo

Es el terminal de polaridad negativa de un diodo.

Corriente eléctrica

Flujo eléctrico sobre un conductor, se mide en amperios.

Filtro Pasa bajo

Usa un capacitor cuya resistencia es funcional a la frecuencia.

Imanes

Los imanes de alnico (2 5 y 8) son los más usados en pastillas. Su alta inductancia decrece a la frecuencia de resonancia.

Niveles de operación en el audio

Describe los valores de voltaje que deben cumplir los equipos de audio dependiendo de su función en una cadena eléctrica. Los micrófonos operan entre 0V a 0,1 V, el nivel de línea para el resto de dispositivos debe estar entre los 0,1 hasta los 10V, y los niveles para potencias son mayores o iguales a los 10V.

Niveles de línea

Estos valores delimitan el voltaje de nivel nominal en aparatos de audio profesionales y semi profesionales. +4dBu (1.23V RMS) y -10dBV (0.32 V RMS) ~-8dBu, respectivamente. +4dBu impide mayor *headroom* pero amplía a umbral de ruido. -10dBV otorga mayor *headroom* pero disminuye umbral a ruido.

PSICOACÚSTICA

Altura

Se conoce así a la sensación psicoacústica por la cual el oído distingue entre sonidos graves y agudos.

Banda Crítica

Son el resultado del proceso de selectividad de los filtros auditivos. Estas bandas son identificadas por el conjunto de frecuencias que no representan un incremento de umbral auditivo en un tono de prueba, es decir que no lo enmascara. Dependiendo de la composición tonal del estímulo percibido, dichas bandas varían de frecuencia central, pero según el sector que ocupen en el espectro auditivo, mantendrán su mismo ancho de banda.

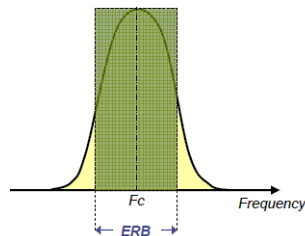
Por debajo de los 500 Hz, las bandas críticas poseen un ancho de banda de 100Hz, mientras que por encima de los 500 Hz, cada banda posee un ancho aproximado del 20% de su frecuencia central, muy cercana a la relación de 23.2% empleada en los filtros de tercio de octava.

Existe una ecuación analítica en función de la frecuencia en kHz, la cual indica el valor de ancho de banda sobre el cual E deja de incrementar el umbral de detección de P.

$$\Delta f_{CB} = 25 + 75[1 + 1.4f^2]^{0.69}$$

Banda Rectangular Equivalente (ERB)

Propuesta por Moore y Glasberg. Parte del principio de que frecuencias comprendidas dentro de la misma banda crítica son integradas energéticamente por el oído. Y establece además que estas bandas poseen misma área y altura pero diferente forma. La ERB tiene el propósito de presentar un modelo más exacto de un filtro auditivo.



Curvas Isofónicas

Representan un modelo de la audición humana respecto a distintas frecuencias con distinto nivel de presión sonora comparándolas con 1kHz a determinado nivel, dicha relación, se indica como phon. Estas curvas son parte de los extensos estudios de la audición realizados por Fletcher y Munson a principios del siglo XX.

Ecuación de Stevens

También conocido como la ley de potencia de Stevens expuesta en 1957, en psicofísica establece que la magnitud de una sensación es proporcional a la función de potencia del estímulo que produce dicha sensación.

$$\psi = k\phi^\theta$$

Efecto de precedencia

Es un fenómeno en el cual el oído integra el sonido directo y las reflexiones de este mismo que se encuentren en un lapso de 5ms a 35ms. La integración implica un aumento de percepción de mayor sonoridad, cambio de timbre y de mantenimiento de ubicación de la fuente según la dirección procedente del primer frente de onda e indiferentemente de la dirección de origen de las reflexiones. Sí las reflexiones poseen un nivel de 10dB superior al de fuente serán escuchadas como eco, o si estas llegan al receptor con valores iguales o superiores a 50ms.

Entonación

En inglés conocido como pitch, es la capacidad auditiva de reconocer variaciones de frecuencia en el tiempo. No se posee información consistente de como el sistema auditiva realiza en totalidad el proceso, lo que se sabe es que se genera un bloqueo de fase hasta los 5kHz. Por tanto el reconocimiento de octavas musicales por encima de esta frecuencia es errático. Y el reconocimiento de melodías por encima de los 4kHz también es escaso.

Escala de Bark

Es una escala basada en los valores de las bandas críticas la cual define 24 bandas casi proporcionales y ubicadas a 1/3 de octavas entre sí, por encima de los 500Hz. Fue propuesta por Zwicker en 1961 y se calcula con la frecuencia en kHz.

$$v = 13 \arctan(0.76f) + 3.5 \arctan\left(\frac{f}{7.5}\right)^2$$

Filtros Auditivos

Son el resultado de un proceso de selectividad de frecuencias y desecho de las mismas. Se realiza en el sistema periférico auditivo, es decir por las células pilosas y las fibras nerviosas presentes en el oído interno, las cuales realizan un análisis de espectro y un ajuste permanente de sensibilidad frente a los estímulos percibidos. Dichos filtros se solapan más no son lineales, varían según las discapacidades de la cóclea, la anoxia (falta de oxigenación en tejidos), el ruido presente y la edad, la cual va determinando que estos filtros se amplíen. El proceso psicoacústico derivado de esta selectividad de frecuencias es la definición de bandas críticas.

Otoacústica/emisiones otoacústicas

Son tonos generados por el sistema auditivo periférico, específicamente vibraciones de la cóclea que son percibidas por el tímpano.

Psicoacústica

Es la rama de la acústica que estudia y elabora modelos sobre la percepción y procesamiento del sonido en el sistema auditivo.

Sonoridad

Sensación auditiva que permite distinguir entre sonidos fuertes y débiles.

Timbre

Capacidad auditiva de análisis complejo para diferenciar dos sonidos según su espectro y envolvente y reconocer su independencia pese a que tengan la misma fundamental. El timbre es provocado de la percepción que se tenga del patrón de excitación de dicho estímulo.