



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



ESCUELA TÉCNICA
SUPERIOR INGENIEROS
INDUSTRIALES VALENCIA

TRABAJO FIN DE GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES

ESTUDIO Y ANÁLISIS DE CIRCUITOS ANALÓGICOS DE ECUALIZACIÓN Y DISTORSIÓN DE SEÑAL DE AUDIO.

AUTOR: SANTIAGO OLMOS HERRERA

TUTOR: RAUL ESTEVE BOSCH

Curso Académico: 2019-20

Resumen

El trabajo está centrado en el estudio de procesado de señal de audio para conseguir efectos de distorsión dada la falta bibliografía centrada en esta temática.

Las pedaleras de efecto de guitarra eléctrica supusieron una gran revolución musical, dotando a este instrumento de una versatilidad hasta entonces inimaginable. A pesar de ser unos circuitos analógicos que no han sufrido cambios sustanciales en los últimos 40 años la bibliografía técnica que existe sobre ellos es escasa y fundamentalmente divulgativa.

Por dicho motivo la finalidad de este trabajo es profundizar en su estudio, complementándolo con la simulación de los circuitos típicos más implementados, en la industria musical, que demuestren su funcionamiento. El trabajo estará dividido en:

1. Estudio y documentación de las distintas etapas que conforman los circuitos de distorsión en la industria musical.
2. Análisis teórico y simulación de los circuitos.
3. Conclusiones.

Resum

El treball està centrat en l'estudi de processament de senyal d'àudio per a aconseguir efectes de distorsió donada la mancada bibliografia centrada en aquesta temàtica.

Les pedaleres d'efecte de guitarra elèctrica van suposar una gran revolució musical, dotant a aquest instrument d'una versatilitat fins llavors inimaginable. Malgrat ser uns circuits analògics que no han patit canvis substancials en els últims 40 anys la bibliografia tècnica que existeix sobre ells és escassa i fonamentalment divulgativa.

Per aquest motiu la finalitat d'aquest treball és aprofundir en el seu estudi, complementant-lo amb la simulació dels circuits típics més implementats, en la indústria musical, que demostren el seu funcionament. El treball estarà dividit en:

1. Estudi i documentació de les diferents etapes que conformen els circuits de distorsió en la indústria musical.
2. Anàlisi teòric i simulació dels circuits.
3. Conclusiones.

Abstract

The project is focused on the study of audio signal processing to achieve distortion effects given the lack of information on this subject.

The electric guitars effect pedals were a great musical revolution, giving this instrument a versatility that was unimaginable until then. Despite of being analog circuits that have not suffered substantial changes in the last 40 years the technical bibliography that exists on them is limited and fundamentally informative.

For this reason, the purpose of this project is studying this products in depth, complementing it with the simulation of the most implemented typical circuits, in the music industry, that demonstrate its operation. The project will be divided into:

1. Study and documentation of the different stages that make up the distortion circuits in the music industry.
2. Theoretical analysis and simulation of the circuits.
3. Conclusions.

TFG

Santiago Olmos Herrera

Índice

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	11
1.1. Introducción	11
1.2. Objetivos del proyecto	11
2. ACÚSTICA	13
2.1. Conceptos básicos	13
2.1.1. Armónicos y notas	13
2.1.2. Estructura básica de una pedalera	17
2.1.3. Conceptos de electrónica comunes en señal de audio	19
2.2. Ecualización	20
2.3. Efectos de distorsión de la señal	21
2.3.1. Overdrive	21
2.3.2. Distortion	22
2.3.3. Fuzz	23
2.3.4. WahWah	24
3. ESTUDIO Y SIMULACIÓN DE CIRCUITOS	27
3.1. Estudio de Overdrive	27
3.1.1. Etapa de primera ganancia y ecualización	28
3.1.2. Etapa de segunda ganancia y distorsión	33
3.1.3. Etapa de control de tono y volumen	39
3.1.4. Análisis en armónicos	45
3.2. Estudio de Distortion	47
3.2.1. Etapa de Ecualización y Ganancia	48
3.2.2. Etapa de Hard clipping	53
3.2.3. Análisis en armónicos	58
3.3. Circuito de Fuzz	61

3.3.1. Análisis en armónicos	65
3.4. Circuito de WahWah	69
3.4.1. Primera ganancia	70
3.4.2. Etapa de realimentación	72
3.4.3. Análisis en armónicos	74
3.4.4. Modificaciones	77
3.5. Estudio de mercado	79
4. PRESUPUESTO	83
5. BIBLIOGRAFÍA	88

Índice de figuras

1.	Figura 1. Onda compleja no periódica.[16]	13
2.	Figura 2. Suma de armónicos en una onda continua periódica compleja.[17]	13
3.	Figura 3. Estructura básica de una pedalera de efectos.	17
4.	Figura 4. Configuraciones de una pedalera	18
5.	Figura 5. Distorsión de señal mediante diodos.[18]	19
6.	Figura 6. Soft Clipping.[19]	21
7.	Figura 7. Circuito básico de Overdrive.	21
8.	Figura 8. Hard Clipping.[20]	22
9.	Figura 9. Circuito básico de Distortion.	22
10.	Figura 10. Hard Clipping en Fuzz.	23
11.	Figura 11. Circuito básico de Fuzz.	23
12.	Figura 12. Respuesta en frecuencias del efecto WahWah.[21]	24
13.	Figura 13. Circuito de ejemplo de Efecto Miller. [22]	24
14.	Figura 14. Circuito Blues Crusher.	27
15.	Figura 15. Etapa de primera ganancia y ecualización del circuito Blues Crusher.	28
16.	Figura 16. Simplificaciones del lazo de realimentación.	29
17.	Figura 17. Variación del diagrama de Bode en función de la variación del potenciómetro.	31
18.	Figura 18. Diagrama de Bode de la etapa para $a=0$	31
19.	Figura 19. Diagrama de Bode de la etapa para $a=1$	32
20.	Figura 20. Etapa de segunda ganancia y distorsión del circuito Blues Crusher.	33
21.	Figura 21. Funcionamiento del circuito en función de la tensión de entrada.	34
22.	Figura 22. Diagrama de Bode del circuito para los posibles valores de R_{gan} .	37
23.	Figura 23. Señal de salida de la etapa.	38
24.	Figura 24. Efecto del número de diodos en la señal de salida.	38
25.	Figura 25. Etapa de control del tono del circuito Blues Crusher.	39
26.	Figura 26. Etapa simplificada.	39
27.	Figura 27. Variación del diagrama de Bode respecto a R.p1.	41
28.	Figura 29. Variación de la tensión de salida respecto a R.p1.	43
29.	Figura 29. Variación de la tensión de salida respecto a R.p1.	43
30.	Figura 30. Variación del diagrama de Bode de la etapa de control de tono y volumen respecto a R.p1 con R.p2 al máximo.	44

31.	Figura 31. Análisis de Fourier de las señales de entrada y salida.	45
32.	Figura 32. Representación de las notas de entrada y salida en el teclado de un piano.	46
33.	Figura 33. Circuito MXR Distortion +.	47
34.	Figura 34. Etapa de Ecuación y Ganancia del circuito MXR Distortion +.	48
35.	Figura 35. Simplificaciones del lazo de realimentación.	49
36.	Figura 36. Variación de la tensión de salida respecto a la variación del potenciómetro.	51
37.	Figura 37. Diagrama de Bode para $a=0$	51
38.	Figura 38. Diagrama de Bode para $a=1$	52
39.	Figura 39. Etapa de Hard Clipping del circuito MXR Distortion +.	53
40.	Figura 40. Simplificación del potenciómetro de control de volumen.	53
41.	Figura 41. Variación de la tensión de salida respecto a la variación del potenciómetro de volumen.	54
42.	Figura 42. Diagrama de Bode de la etapa.	55
43.	Figura 43. Tensión de salida.	56
44.	Figura 44. Comparación entre tensión de salida y entrada.	56
45.	Figura 45. Comparación entre la señal de entrada y salida de la etapa ante la variación del potenciómetro de tono.	57
46.	Figura 53. Análisis de Fourier de las señales de entrada y salida.	58
47.	Figura 47. Representación de las notas de entrada y salida en el teclado de un piano.	59
48.	Figura 48. Circuito Fuzz Face.	61
49.	Figura 49. Tensión de Colector, Intensidad de Colector e Intensidad de Base.	62
50.	Figura 50. Tensión de Colector-Emisor, Intensidad de Colector e Intensidad de Base.	63
51.	Figura 51. Comparación entre la tensión de Colector-Emisor de ambos transistores y la señal de entrada.	64
52.	Figura 52. Simplificación del circuito en el estado de $T1$ =Saturación y $T2$ =Corte.	64
53.	Figura 53. Análisis de Fourier de las señales de entrada y salida.	65
54.	Figura 54. Representación de las notas de entrada y salida en el teclado de un piano.	67
55.	Figura 55. Circuito Vox V847.	69
56.	Figura 56. Simplificación en DC del circuito.	70

57.	Figura 57. Etapa de realimentación del circuitos VOX V487.	72
58.	Figura 58. Variación de la frecuencia de resonancia en función de la variación de $P1$	73
59.	Figura 59. Análisis de Fourier de las señales de entrada y salida.	74
60.	Figura 60. Representación de las notas de entrada y salida en el teclado de un piano.	76
61.	Figura 61. Variación de la frecuencia de resonancia en función de la variación del valor de C_2	77
62.	Figura 62. Variación de la frecuencia de resonancia en función de la variación del valor de R_4	77

1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

1.1. Introducción

Las pedaleras de efectos son circuitos altamente empleados en música gracias a la gran variedad de sonidos que permiten crear no solo por separado si no cuando estas se combinan entre ellas.

Las pedaleras analógicas se consolidaron en los años sesenta cuando se consiguió imitar el efecto de sonido que generaban componentes averiados o saturados en los amplificadores. Hasta aquel entonces en muchas ocasiones se dañaban dichos amplificadores para conseguir el efecto deseado.

Empresas como Electro-Harmonix o MXR fueron pioneras en las décadas venideras de desarrollar estos productos.

Actualmente existen versiones de todos los efectos en digital, permitiendo tener en un solo dispositivo una variedad de sonido anteriormente solo posible mediante la combinación del orden de decenas de pedales.

A pesar de ello muchos prefieren el uso de sus versiones analógicas ya que se dice que producen un sonido mucho más puro y fiel a los originales empleados en las décadas de los sesenta y setenta. Esto es debido a su falta de evolución desde aquella época.

Innegablemente ya sean digitales o analógicas, las pedaleras de efectos de distorsión permitieron dotar se una infinidad de sonidos a la guitarra eléctrica, haciendo de ella uno de los instrumentos más versátiles.

No obstante la bibliografía existente sobre estos aparatos es limitada y mayoritariamente enfocada a un público no relacionado en profundidad con la ingeniería. Son de carácter divulgativo y no técnico.

1.2. Objetivos del proyecto

El objetivo de este proyecto ha sido la elaboración de una bibliografía en profundidad sobre los pedales de efecto de guitarra eléctrica más populares realizando los siguientes puntos:

- Documentación sobre los efectos.
- Análisis teórico de los circuitos.
- Simulación de los circuitos.
- Comparación entre los resultados teóricos y simulados.
- Conclusiones.

2. ACÚSTICA

2.1. Conceptos básicos

En estos circuitos se va a tratar con lo que se conoce como **señales de audio**, es decir: una señal analógica eléctricamente exacta a una señal sonora. Esta se encuentra comprendida en un rango de frecuencias audibles por los seres humanos (de 20 Hz a 20 KHz).

Dicha señal será distorsionada por los circuitos a estudiar, modificando uno o varios de los parámetros que la definen: amplitud, frecuencia y fase.

2.1.1. Armónicos y notas

Como es de esperar, las ondas sonoras y señales de audio con las que se va a trabajar no van a ser señales sinusoidales perfectas, si no que presentarán formas similares a las de la Figura (1), es decir, señales complejas y mayoritariamente no periódicas. Estas señales pueden ser descompuestas mediante series de Fourier (en caso de ser continuas y periódicas) o transformadas de Fourier (en caso de ser continuas y no periódicas) en la suma de una onda sinusoidal perfecta de frecuencia fundamental y los armónicos de la onda (Figura 2).

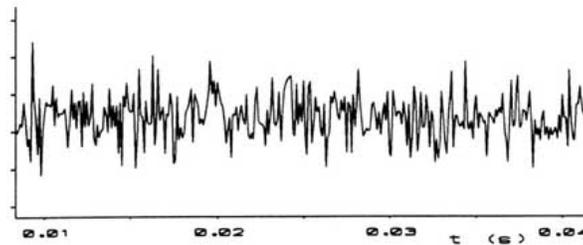


Figura 1. Onda compleja no periódica.[16]

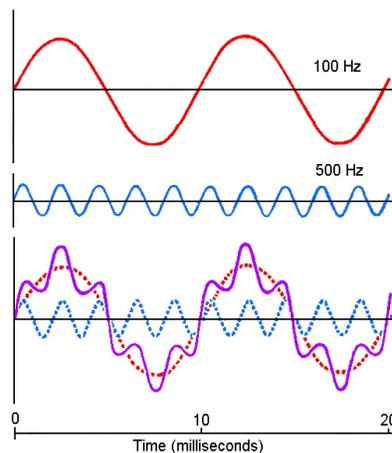


Figura 2. Suma de armónicos en una onda continua periódica compleja.[17]

Por lo tanto, según la Real Academia de Ingeniería se define un armónico como: “Componente frecuencial de una señal que es un múltiplo entero de la su frecuencia fundamental.”

En música a los armónicos se les denominan notas y dependiendo de la relación en frecuencia que mantengan respecto a la frecuencia fundamental (la cual se denominará a partir de ahora como nota tónica) se producirá un sonido afinado o desafinado.

Dependiendo del conjunto de notas que se elijan se formarán acordes con distintos aspectos: mayor o menor. Para entender esto es necesario conocer los siguientes conceptos:

- Una **octava** se define como una nota que se encuentra a una distancia en frecuencia de la nota tónica de $2N$, siendo N un número natural. Teniendo por ejemplo una nota tónica de 220Hz su primera octava se encontrará a 440Hz, su segunda octava a 880Hz y así sucesivamente.

En la distancia que hay entre una octava y su siguiente octava se encuentran comprendidas las 7 notas de la escala (Do,Re,Mi,Fa,Sol,La,Si)

Dentro del rango auditivo como máximo pueden diferenciarse aproximadamente 10 octavas (concretamente 9,965).

- Un **tono** es la distancia en frecuencias que separa una nota de otra, siendo este la sexta parte de una octava y definiendo también así un **semitono**, que es la mitad de un tono.

A pesar de la existencia de 7 notas dentro de una escala, hay 6 tonos dentro de ellas ya que las distancias no son iguales para todas las notas: Habiendo entre las notas Do a Re, Re a Mi, Fa a Sol, Sol a La, La a Si una distancia de un tono respectivamente, pero de las notas Mi a Fa y Si a Do un semitono. Siendo un total 5 tonos + 2 semitonos igual a 6.

- El **sostenido** es la variación de una nota a la cual se le añade un semitono extra. Puesto que de Mi a Fa y de Si a Do solo hay un semitono, las notas Fa y Si no pueden ser sostenidas ya que pasarían a ser la siguiente nota de la escala.

Este se representa con la almohadilla # (Do#, Re#, Mi#, Sol#, La#)

- El **bemol** es el mismo concepto que el sostenido, pero en vez de añadir un semitono este se resta. Este se representa con una b minúscula.

- Una **quinta** es una nota que se encuentra respecto de la nota tónica a una distancia de $(3/2)N$, siendo N un número natural. Esto equivale a una distancia de 3 tonos y un semitono de la tónica.

- La **tercera** es una nota que define si el acorde es mayor o menor. Si la distancia a la nota tónica es de $(6/5)N$ es menor y si es $(5/4)$ es mayor, siendo N un número natural. La menor equivale a una distancia de 1 tono y 1 semitono y la mayor de 2 tonos.

Tomando como nota tónica un La de 110 Hz se pueden ver los valores en frecuencia y armónicos de los conceptos definidos en este apartado:

Nota	Frecuencia (Hz)	Armónico
La (Tónica)	110	1
La (Octava 1)	220	2
La (Octava 2)	440	4
La (Octava 3)	880	8
Mi (Quinta 1)	330	3
Mi (Quinta 2)	660	6
Mi (Quinta 3)	1320	12
Do (Tercera 1)	550	5
Do (Tercera 1)	1100	10
Do (Tercera 1)	2200	20

Un **acorde** consiste en la combinación de varias notas simultáneamente. Estas combinaciones pueden contener entre 2 y 5 notas (pueden emplearse más pero no es muy común su uso).

Se considera que un acorde está **afinado** o es melódico según el sistema del Temperamento Justo (existen otros tipos de afinaciones como la Afinación Pitagórica y el Temperamento Mesotónico entre otros que no se van a contemplar) cuando los armónicos que lo componen son las terceras, quintas y/u octavas de su frecuencia fundamental y se considera que está desafinado cuando se introducen armónicos que no cumplen la relación descrita.

Un acorde se considerará mayor (alegre) si se encuentra compuesto por su nota tónica, su tercera mayor (distancia de 2 tonos) y su quinta (distancia de 3,5 tonos). Por otro lado se considerará menor (triste) si se encuentra formado por su nota tónica, su tercera menor (distancia de 1,5 tonos) y su quinta (distancia de 3,5 tonos).

Cada nota empleada en un acorde aporta un matiz distinto al sonido global. Estas contribuciones se describen muy claramente en el libro *Historia de la Música en 6 Bloques; Bloque 4: Dinámica y Timbre (ref)*. Citando a este:

- **Octavas:** “refuerzan el carácter inequívoco de la sensación de altura al conjunto”
- **Quintas:** “aportan un timbre nasal al conjunto”
- **Terceras:** “producen un timbre o color redondo, profundo, cálido”

Muchos procesos de distorsión producen la aparición de los armónicos indeseados mencionados previamente en la señal de salida, produciendo así un sonido no melódico y fuera de la escala. Por este motivo será necesario un procesamiento de esta señal posteriormente para la eliminación de dichas frecuencias.

También se buscará la generación de acordes menores puesto que estos son los que producen el sonido típico de rock o metal.

Como conclusión podemos afirmar que será deseable en nuestra señal distorsionada todo armónico que presente una relación de octava, tercera o quinta y serán indeseable todo tipo de armónico que no cumpla dichas características.

2.1.2. Estructura básica de una pedalera

Dentro de las pedaleras de efectos podemos diferenciar 3 etapas básicas de tratamiento de la señal (Figura 3):

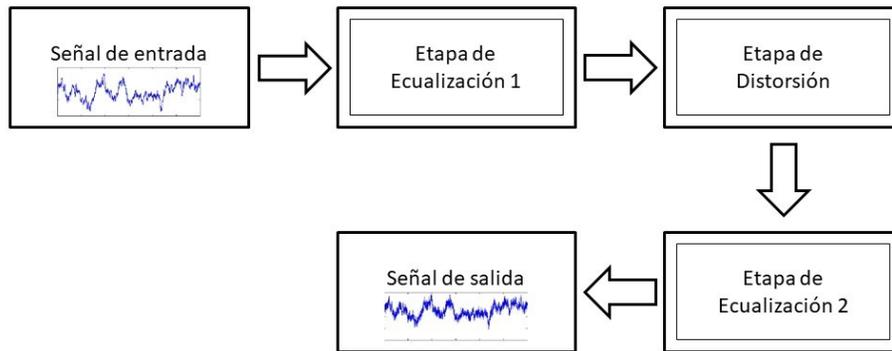


Figura 3. Estructura básica de una pedalera de efectos.

- La **señal de entrada** Existen 2 configuraciones posibles dependiendo de como se conecte la pedalera:

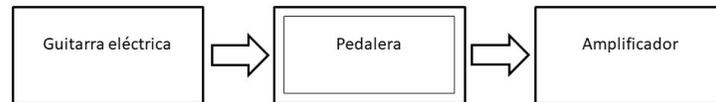
- (a) **Entrada del amplificador:** Se coloca directamente entre la guitarra y el amplificador. De esta forma trabajará con las tensiones producidas por las pastillas de la guitarra. El valor concreto de estas tensiones depende del bobinado de cada pastilla, el número de pastillas y tipo de cuerdas empleadas en cada caso particular. Teniendo en cuenta estas variables la señal de entrada oscila entre valores eficaces: 20mV a 1V o lo que es equivalente en valores de pico: 30mV a 1,5V.

Esto significa que estamos operando con una señal con ruido debido a que no ha sufrido ningún proceso de filtrado, por lo que deberá ser eliminado para poder trabajar con ella.

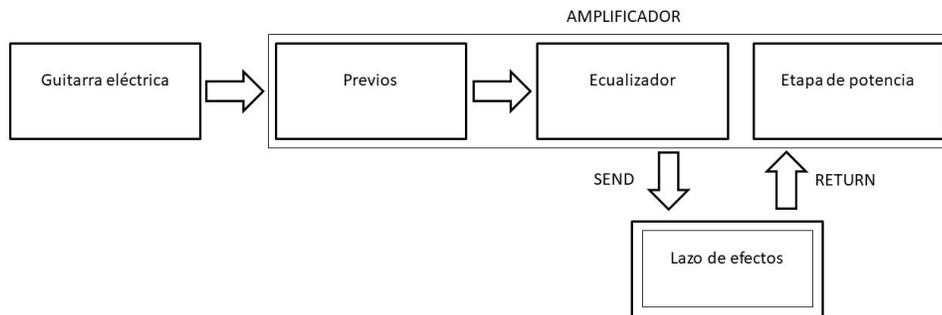
- (b) **Lazo de efectos:** Se denomina así a la etapa posterior a la ecualización del amplificador y previa a la etapa de potencia. Esta es fácilmente identificable visualmente puesto que está definida por los terminales “Send” y “Return”.

En esta fase la señal llega a la pedalera habiendo pasado por primer aumento de voltaje, un filtro paso alto para eliminar la señal parásita de 50Hz de la red eléctrica y una distorsión ajustable.

Posteriormente a la aplicación de la distorsión en el Lazo de efectos la señal será correctamente amplificada y preparada para ser enviada a los altavoces.



(a) Configuración previa al amplificador



(b) Configuración de lazo de efectos

Figura 4. Configuraciones de una pedalera

Por este motivo va a ser necesario que la pedalera pueda operar en ambos modos.

- La **etapa de ecualización 1** tiene como finalidad adaptar la señal de entrada en caso de que esta no haya sufrido los ajustes necesarios para su posterior tratamiento en la etapa de distorsión.

En esta fase se elimina el ruido producido por el tendido eléctrico y se recortan todas las componentes de la señal con frecuencias que no pertenezcan al intervalo auditivo.

- En la **etapa de distorsión** se le aplica a la señal el efecto deseado y normalmente es amplificada.
- La **etapa de ecualización 2** de forma similar a la etapa de ecualización 1 adapta la señal al proceso que le sucede. En este caso se prepara dicha señal para la posterior fase de amplificación mediante la eliminación de armónicos indeseados, limitación de la onda a los rangos audibles y eliminación de ruido indeseado.

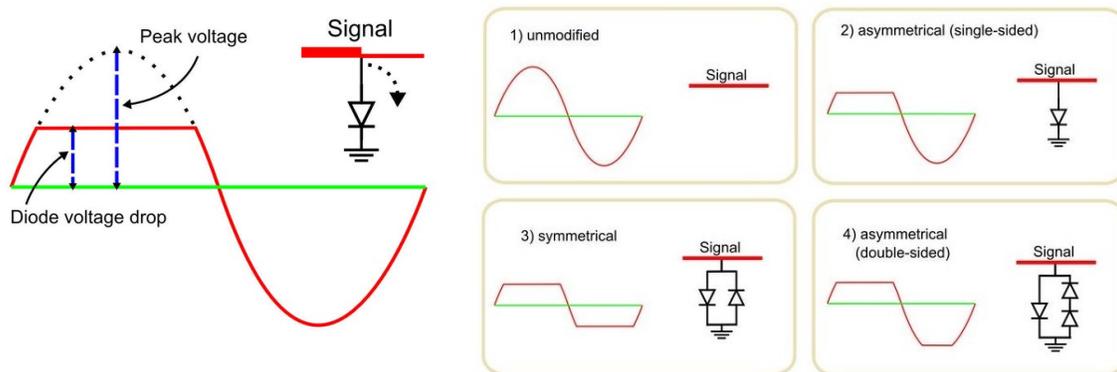
Esta etapa no está presente en muchos pedales actualmente puesto que estos son diseñados para ser colocados en el lazo de efectos, por lo que esta función es llevada a cabo por un circuito externo.

2.1.3. Conceptos de electrónica comunes en señal de audio

En este apartado se van a desarrollar ciertos conceptos de electrónica muy empleados en señal de audio, dando por sentado que se conoce el funcionamiento de amplificadores operacionales con sus configuraciones, filtros pasivos, diodos y transistores.

- **Recorte de señal mediante diodos:** Concepto muy empleado en distorsión de audio. Mediante la colocación de un diodo entre la señal y tierra, una vez la señal supere la tensión umbral de polarización directa V_Y esta será conducida a tierra, produciendo así un recorte abrupto en la onda hasta que esta vuelva al valor de dicha tensión (Figura 5a).

Si son empleados un par de diodos en sentido opuesto puede obtenerse el mismo efecto para los valores negativos de la señal o incluso producir un recorte asimétrico ya sea variando los valores de la tensión V_Y o añadiendo diodos en serie (Figura 5b)



(a) Distorsión producida por 1 diodo

(b) Configuraciones de diodos

Figura 5. Distorsión de señal mediante diodos.[18]

- **Condensadores de desacoplo:** También conocidos como condensadores de derivación. Estos son altamente comunes en cualquier circuito del tipo analógico y son empleados para eliminar componentes de continua en señales alternas, principalmente adquiridas de la red o fuentes de alimentación.

Esto se consigue tomando valores muy pequeños del condensador de forma que este no permite el paso de frecuencias muy bajas (del orden de 10Hz comúnmente). En audio estos valores son elegidos de forma que no filtren las señales audibles

- **Impedancia de entrada y salida de amplificadores operacionales:** En circuitos de audio interesa especialmente que estos valores sean lo más aproximado a infinito y cero respectivamente por lo que será un factor fundamental a analizar para determinar la calidad de un equipo de audio. Normalmente los valores que suelen adoptar estos son $1M\Omega$

2.2. Ecualización

Se define la **ecualización** como un proceso de filtrado en el que se potencian o aminoran ciertas frecuencias de una señal.

En señal de audio y concretamente en el tipo de circuitos que van a analizarse, el recorte de frecuencias suele emplearse para limitar la señal a los rangos audibles (20 Hz a 20 KHz) y para eliminar el ruido proveniente tanto del tendido eléctrico como de la alimentación de los componentes o cualquier otra fuente de interferencias.

Por otro lado la potenciación o aminoración se emplea para limitar la señal a los valores de trabajo del circuito o para dar mayor peso a una frecuencia en concreto (bajos, medios o agudos) y obtener un sonido característico.

2.3. Efectos de distorsión de la señal

2.3.1. Overdrive

El término Overdrive proviene del inglés “over= por encima” y “drive= llevar” que en conjunto significa llevar a un amplificador operacional por encima de su tensión de alimentación.

En su funcionamiento normal un amplificador recibe una señal y la amplifica un valor equivalente a su ganancia, pero en caso de que la tensión de salida supere la tensión con la que es alimentado, esta satura y es recortada en los valores que superen este umbral o threshold.

En el caso del overdrive este recorte de los valores altos se produce de una forma suave y redondeada. A este fenómeno se le llama Soft Clipping. Se puede apreciar fácilmente el concepto en la figura 6.

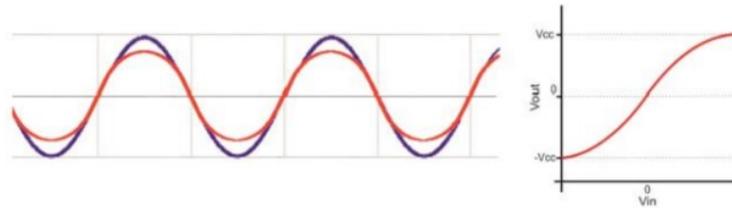


Figura 6. Soft Clipping.[19]

Esto se consigue mediante la colocación de un par de diodos en sentido opuesto en paralelo en el lazo de realimentación negativa del amplificador operacional inversor encargado de amplificar la señal de entrada como podemos apreciar en el circuito de la Figura 7:

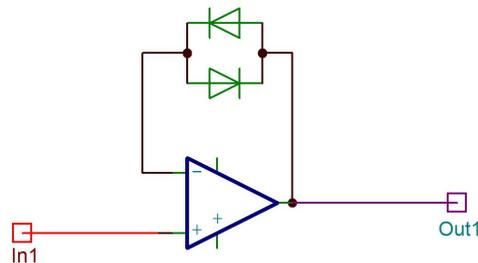


Figura 7. Circuito básico de Overdrive.

Esta distorsión tan leve introducirá un pequeño número de armónicos en la señal de salida que ensuciarán el sonido resultante pero al ser de valores tan pequeños mantendrán la nota fundamental perceptible.

2.3.2. Distortion

Nótese que este término está escrito en inglés para su diferenciación del termino distorsión que hemos descrito anteriormente.

Este efecto es similar al Overdrive. Se produce una saturación de la señal de entrada superando los umbrales del amplificador operacional, pero en este caso el recorte se produce de una forma abrupta y recta como podemos apreciar en la Figura 8. A este fenómeno se le denomina Hard Clipping.

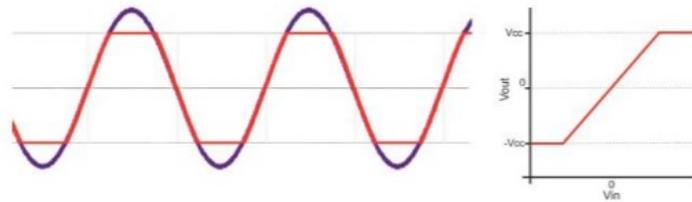


Figura 8. Hard Clipping.[20]

Dicho efecto es conseguido mediante la colocación de un par de diodos en sentido opuesto en paralelo conectando la línea de salida de un amplificador no inversor con masa como apreciamos en la Figura(9):

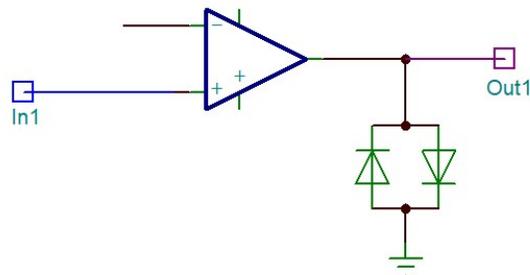


Figura 9. Circuito básico de Distortion.

Cortes tan bruscos de la señal generan un gran número de armónicos, principalmente el segundo y tercer armónico. Esto se traducirá en un sonido cuya nota principal es indistinguible pero que en su conjunto se mantiene agradable al estar afinado.

2.3.3. Fuzz

De los efectos mencionados es el más destructivo. Intenta imitar el sonido producido por un amplificador averiado mediante la transformación de la onda de entrada en una onda prácticamente cuadrada.

Es un caso de Hard Clipping mucho más violento como se observa en la Figura (10). En la práctica la onda cuadrada resultante suele ser asimétrica y el ancho del pulso en el nivel inferior suele ser mucho más breve que el del nivel superior.

Figura 10. Hard Clipping en Fuzz.

Esto se consigue mediante la colocación de un par de transistores en cascada para producir primero una alta amplificación para la obtención de los flancos de subida y bajada rectos y posteriormente una saturación abrupta para obtener los niveles superior e inferior de la señal lo más horizontales posible. (Figura (11))

Figura 11. Circuito básico de Fuzz.

Una distorsión tan grande de la señal de entrada inevitablemente introduce una gran cantidad de armónicos, resultando en un sonido muy denso y poco nítido característico de estilos musicales como el metal o el rock.

23

2.3.4. WahWah

Se trata de un efecto modificación del tono de la señal obtenido mediante un filtro paso-banda con frecuencia de corte variable, variando así la frecuencia de resonancia y por lo tanto variando la frecuencia de la señal de salida como vemos en la Figura 12. Esto es posible gracias al denominado efecto Miller que será desarrollado más adelante.

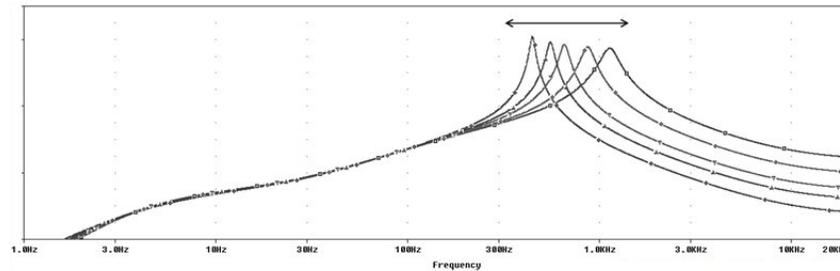


Figura 12. Respuesta en frecuencias del efecto WahWah.[21]

La finalidad de este circuito es emular el sonido obtenido en los instrumentos de viento como la trompeta o el trombón cuando a la salida del instrumento se añade una sordina que movida con la mano produce una variación en las notas.

El **efecto Miller**: según describe la Real Academia de Ingeniería el efecto Miller es el “Aumento de la capacidad de entrada equivalente de un amplificador inversor de tensión debida a la amplificación de la capacidad entre los terminales de entrada y salida.”

Esto quiere decir que teniendo un amplificador operacional ideal con una impedancia conectada en su rama de realimentación como vemos en la Figura (13) puede describirse la tensión de salida como:

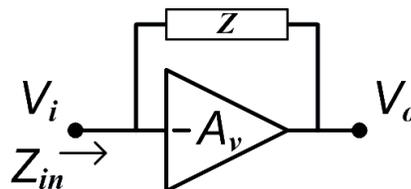


Figura 13. Circuito de ejemplo de Efecto Miller. [22]

$$V_{salida} = -A_v \cdot V_{entrada} \quad (1)$$

Definiendo la Intensidad de entrada según la Ley de Ohm y sustituyendo se obtiene:

$$I_{entrada} = \frac{V_{entrada} - V_{salida}}{Z} = \frac{V_{entrada}(1 + A_v)}{Z} \quad (2)$$

Sabiendo que la impedancia de entrada de un circuito es el producto entre su tensión e intensidad de entrada queda:

$$Z_{entrada} = \frac{V_{entrada}}{I_{entrada}} = (2) = \frac{Z}{(1 + A_v)} \quad (3)$$

Por otro lado recordando que en este caso la impedancia conectada en bornes del amplificador es un condensador resulta todo:

$$Z = \frac{1}{pC} \quad (4)$$

$$Z_{entrada} = (4) = \frac{\frac{1}{pC}}{(1 + A_v)} = \frac{1}{pC(1 + A_v)} \quad (5)$$

Llamando al conjunto $C(1 + A_v)$ capacitancia aparente se puede apreciar que la impedancia de entrada del circuito depende del valor C y de un factor de mayoración $(1 + A_v)$. Comportándose así el conjunto como un condensador cuya capacidad es variable dependiendo del valor de la ganancia.

Esto es altamente empleado en circuitos integrados ya que los condensadores son de los elementos que más espacio ocupan en estos y mediante el efecto Miller se consigue que su capacitancia aparente sea mucho mayor que la física. Permitiendo así reducir considerablemente el tamaño del circuito.

3. ESTUDIO Y SIMULACIÓN DE CIRCUITOS

3.1. Estudio de Overdrive

En este apartado se estudiará y simulará la pedalera de Overdrive "Blues Crusher". Se ha elegido este circuito por su clara separación de las etapas involucradas en el proceso de distorsión de la señal y su sencillez de funcionamiento.

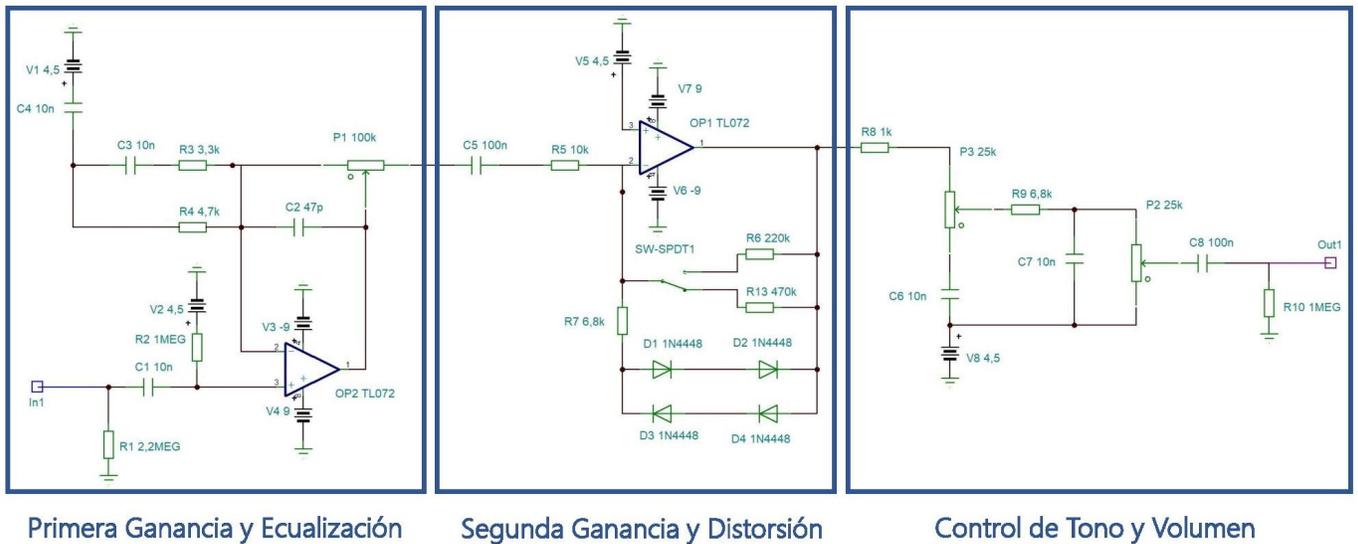


Figura 14. Circuito Blues Crusher.

3.1.1. Etapa de primera ganancia y ecualización

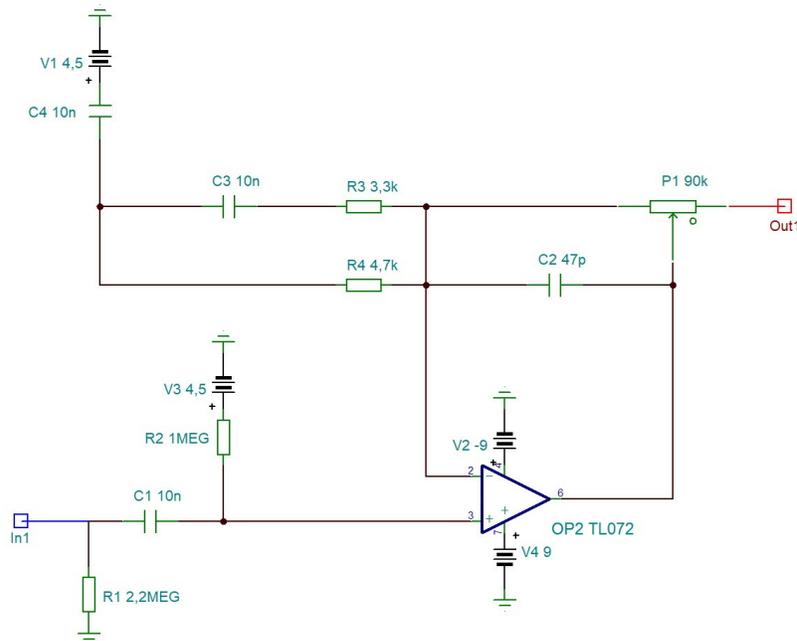


Figura 15. Etapa de primera ganancia y ecualización del circuito Blues Crusher.

Para el análisis de esta etapa va a aplicarse el método de superposición, tomando el circuito sin el efecto de la alimentación de 4,5 V en continua. Esto es debido a que esta solamente añade en la señal de salida un offset de dicho valor dado que los amplificadores operacionales se encuentran alimentados entre 0V y +9V, centrando así la señal en el valor medio del rango y por lo tanto permitiendo que el amplificador trabaje en su punto óptimo. A su vez esta señal continua no afecta al estudio en frecuencias del circuito, lo cual es el objetivo principal a analizar.

Siguiendo el recorrido de la señal de entrada el primer elemento con el que se encuentra es la resistencia R1. Esta es lo que se denomina una resistencia anti-pop. Son empleadas para descargar el primer condensador C1 a tierra cuando este se queda cargado del uso previo para evitar así un fuerte sonido de “Pop” al conectar el cable y encender el circuito.

A su vez C1 es un condensador de desacoplo encargado de limpiar la señal de entrada eliminando las componentes continua que pueda presentar la señal.

Por otro lado el conjunto del condensador C1 y la resistencia R2 conforman a la entrada del amplificador un divisor de tensión que actúa como filtro paso alto:

$$V_e = \frac{R_2}{Z_{C_1} + R_2} V_{in} = \frac{R_2}{\frac{1}{2\pi f C_1} + R_2} V_{in} = \frac{R_2}{\frac{1+2\pi f C_1 R_2}{2\pi f C_1}} V_{in} = \frac{2\pi f C_1 R_2}{1 + 2\pi f C_1 R_2} V_{in} \quad (6)$$

Prestando atención al **amplificador operacional**, se observa que este es un TL072, que según la descripción del datasheet "La baja distorsión en armónicos y bajo ruido hace de la serie TL07X ideal para aplicaciones de alta fidelidad y preamplificación de audio"

Viendo el lazo de realimentación se puede simplificar el potenciómetro P1 como se muestra en la Figura 16a y gracias a esto asociar los componentes en las impedancias equivalentes 1 y 2 según la Figura 16b:

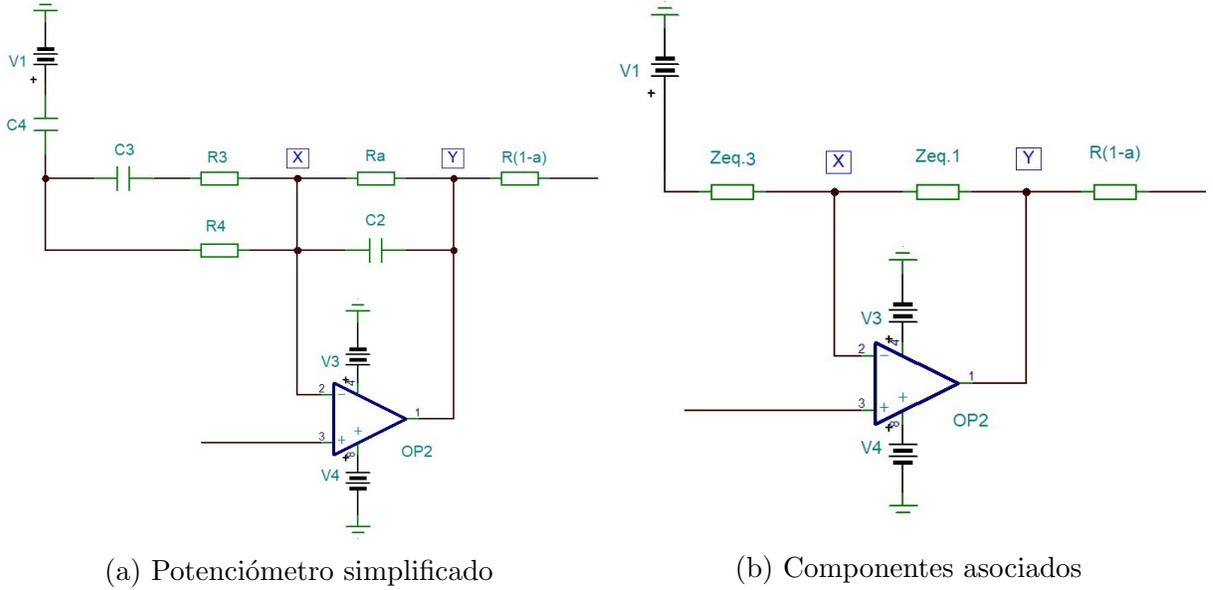


Figura 16. Simplificaciones del lazo de realimentación.

$$Z_{eq,1} = R_a || C_2 = \left(\frac{1}{R_a} + C_2 p \right)^{-1} = \left(\frac{1 + C_2 R_a p}{R_a} \right)^{-1} = \frac{R_a}{1 + C_2 R_a p} \quad (7)$$

$$Z_{eq,3} = C_4 + (C_3 + R_3) || R_4 = \frac{1}{C_4 p} + \left(\frac{1}{\frac{1}{C_3 p} + R_3} + \frac{1}{R_4} \right)^{-1} = \frac{1}{C_4 p} + \left(\frac{1}{\frac{1 + C_3 R_3 p}{C_3 p}} + \frac{1}{R_4} \right)^{-1} = \quad (8)$$

$$= \frac{1}{C_4 p} + \left(\frac{C_3 p}{1 + C_3 R_3 p} + \frac{1}{R_4} \right)^{-1} = \frac{1}{C_4 p} + \left(\frac{C_3 R_4 p + 1 + C_3 R_3 p}{R_4 (1 + C_3 R_3 p)} \right)^{-1} = \quad (9)$$

$$= \frac{1}{C_4 p} + \frac{R_4 (1 + C_3 R_3 p)}{C_3 (R_4 + R_3) p + 1} = \frac{R_4 (1 + C_3 R_3 p) + C_3 (R_4 + R_3) p + 1}{C_3 C_4 (R_4 + R_3) p^2 + C_4 p} = \quad (10)$$

$$= \frac{C_3 (R_4 R_3 + R_4 + R_3) p + R_4 + 1}{C_3 C_4 (R_4 + R_3) p^2 + C_4 p} \quad (11)$$

A continuación puede definirse la tensión en el punto X mediante el teorema de Millman como:

$$V_x = V_e = \frac{\sum_{k=1}^N \frac{V_k}{Z_k}}{\sum_{k=1}^N \frac{1}{Z_k}} = \frac{\frac{V_y}{Z_{eq,1}}}{\frac{1}{Z_{eq,3}} + \frac{1}{Z_{eq,1}}} = V_y \cdot \frac{Z_{eq,3}}{Z_{eq,1} + Z_{eq,3}} \quad (12)$$

Despejando V_y de la expresión resulta:

$$V_y = V_e \cdot \frac{Z_{eq,1} + Z_{eq,3}}{Z_{eq,3}} \quad (13)$$

De forma análoga puede calcularse la tensión en el punto Y mediante el teorema de Millman como:

$$V_y = \frac{\sum_{k=1}^N \frac{V_k}{Z_k}}{\sum_{k=1}^N \frac{1}{Z_k}} = \frac{\frac{V_{out}}{R(1-a)} + \frac{V_x}{Z_{eq,1}}}{\frac{1}{R(1-a)} + \frac{1}{Z_{eq,1}}} = \frac{V_{out} \cdot Z_{eq,1} + V_x \cdot R(1-a)}{R(1-a) + Z_{eq,1}} \quad (14)$$

Despejando V_{out} de la expresión resulta:

$$V_{out} = V_y \cdot \frac{R(1-a) + Z_{eq,1}}{Z_{eq,1}} - V_x \cdot \frac{R(1-a)}{Z_{eq,1}} \quad (15)$$

Sustituyendo en la expresión de V_{out} (15) la expresión (13) puede obtenerse la función que relaciona directamente la tensión de entrada de la etapa con la de salida:

$$V_{out} = V_e \cdot \frac{Z_{eq,1} + Z_{eq,3}}{Z_{eq,3}} \cdot \frac{R(1-a) + Z_{eq,1}}{Z_{eq,1}} - V_e \cdot \frac{R(1-a)}{Z_{eq,1}} \quad (16)$$

Operando dicha expresión puede simplificarse hasta obtener:

$$V_{out} = V_e \cdot \left(\frac{(Z_{eq,1} + Z_{eq,3}) \cdot (R(1-a) + Z_{eq,1}) - Z_{eq,3}R(1-a)}{Z_{eq,1} \cdot Z_{eq,3}} \right) \quad (17)$$

De esta forma la ganancia de la etapa completa queda definida como:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_2}{Z_{C1} + R_2} \left(\frac{(Z_{eq,1} + Z_{eq,3}) \cdot (R(1-a) + Z_{eq,1}) - Z_{eq,3}R(1-a)}{Z_{eq,1} \cdot Z_{eq,3}} \right) \quad (18)$$

En lo referente al análisis en frecuencias del circuito este se trata de un filtro paso-banda con frecuencias variantes en función del potenciómetro.

Se puede apreciar como varía el diagrama de Bode en función de la variación de dicho componente en la Figura (17):

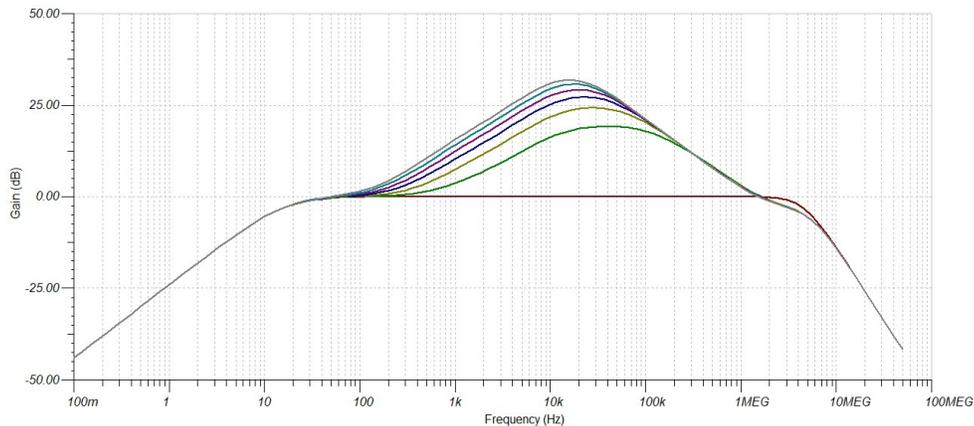


Figura 17. Variación del diagrama de Bode en función de la variación del potenciómetro.

En el caso de encontrarse este con el valor de $a=0$ se obtiene la forma de la Figura (18). Un filtro paso banda con una ganancia en la banda de paso de 0 dB, una frecuencia de corte inferior de 13,52 Hz con una pendiente de caída de 20 dB/dec y una frecuencia de corte superior de 4,83 MHz con una pendiente de -40 dB/dec.

De esta forma se limitan los rangos de frecuencia que llegan a la segunda etapa sin sufrir ninguna ganancia.

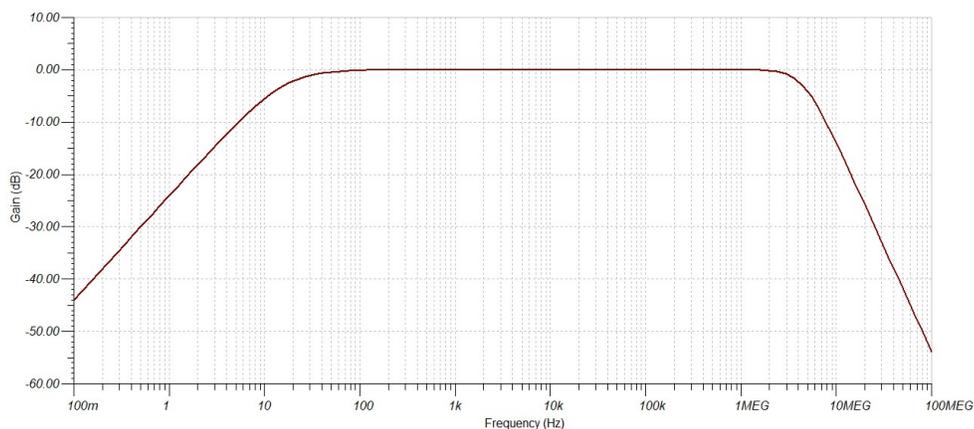


Figura 18. Diagrama de Bode de la etapa para $a=0$.

Por otro lado si el potenciómetro se encuentra en la posición de $a=1$ aparecen 3 frecuencias de corte en el diagrama como se observa en la Figura (19). Puesto que la banda de paso es muy estrecha, solo se puede definir la ganancia máxima, siendo esta de 31,87 dB. La frecuencia de corte inferior corresponde con 15 Hz y una pendiente de 20 dB/dec y la frecuencia de corte superior corresponde con 3,37 MHz y una pendiente de -40 dB/dec.

Como se ha mencionado antes hay una frecuencia que va a verse potenciada sobre las demás por la ganancia máxima descrita. Esta frecuencia corresponde a 16,6 KHz.

Con esto se limitan las frecuencias de entrada a la segunda etapa pero se potencian las notas más agudas de la señal.

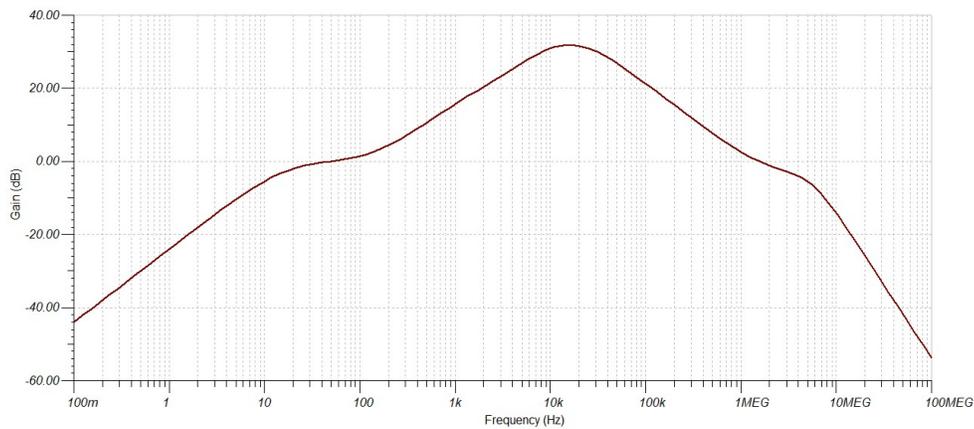


Figura 19. Diagrama de Bode de la etapa para $a=1$.

3.1.2. Etapa de segunda ganancia y distorsión

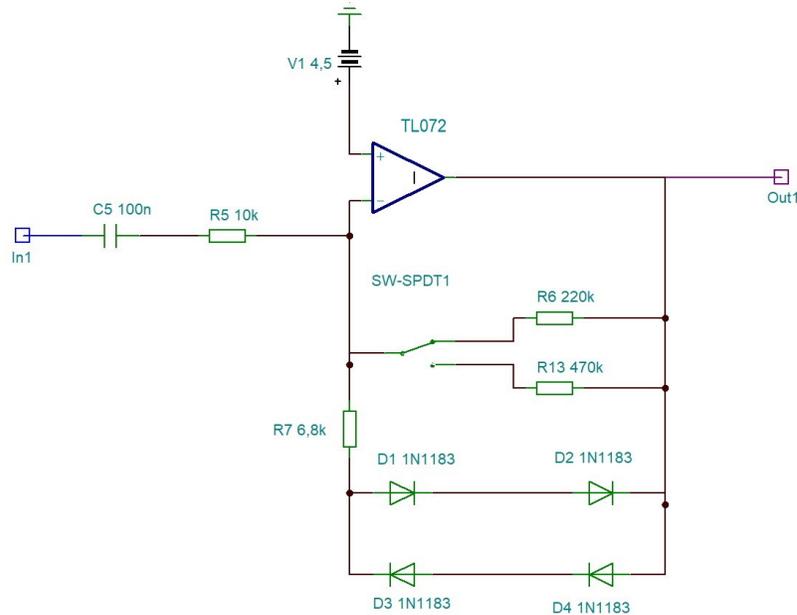


Figura 20. Etapa de segunda ganancia y distorsión del circuito Blues Crusher.

De nuevo, al igual que en la etapa anterior se aplicará el principio de superposición para eliminar la fuente de continua para los cálculos en frecuencias del circuito.

Siguiendo la entrada de la señal el primer elemento que se encuentra es el condensador C5, que actúa como condensador de desacoplo para eliminar cualquier componente de continua que puede haberse introducido en el circuito anterior mediante las alimentaciones de DC.

Este condensador también forma un filtro paso-alto junto a la resistencia R5 como se verá más adelante.

Analizando el lazo de realimentación del circuito se pueden diferenciar dos ramas distintas:

1. **Rama de Clipping:** Contiene los 4 diodos que aplican el efecto de distorsión
2. **Rama de Amplificación:** Contiene un conmutador que permite elegir entre 2 valores de ganancia distintos para el circuito

De esta forma puede determinarse que el circuito va a trabajar alternando entre ambas ramas: Cuando la tensión sea inferior a la tensión umbral de polarización directa de los diodos estos van a estar en corte, de forma que la rama de Clipping virtualmente no existirá, pasando toda la señal por la rama de Amplificación sufriendo dicho efecto.

Por otro lado cuando la tensión supere la tensión umbral de polarización directa de los diodos estos entrarán en conducción. Al tener una resistencia tan pequeña dicha rama (6,8K Ω) en comparación con la rama de Amplificación (220 Ω y 470 Ω) toda la corriente pasará por la primera, de forma que virtualmente la rama de Amplificación no estará presente.

Este funcionamiento está representado en la Figura (21):

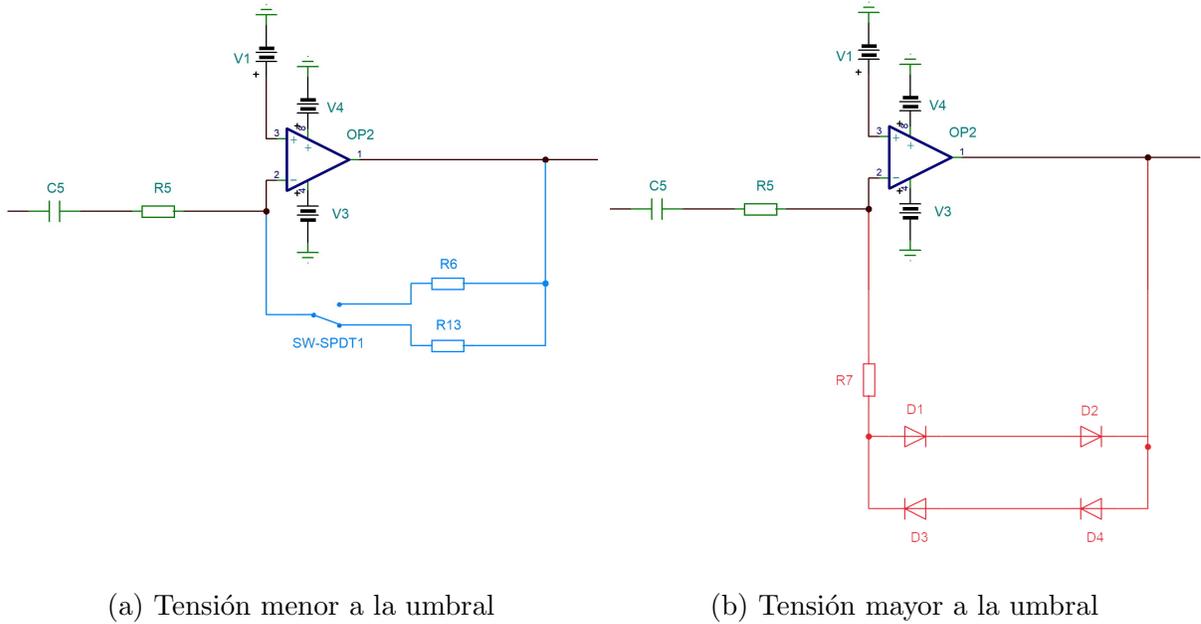


Figura 21. Funcionamiento del circuito en función de la tensión de entrada.

Analizando el circuito en mayor profundidad, se comienza observando que pueden agruparse la resistencia R5 y el condensador C5 en una impedancia equivalente de la siguiente forma:

$$Z = R5 + Z_{C5} = R5 + \frac{1}{C5p} = \frac{C5R5p + 1}{C5p} \quad (19)$$

Sabiendo el funcionamiento de cada rama puede definirse la tensión de entrada del amplificador mediante el teorema de Millman y puesto que $V_e = V_{Op-} = V_{Op+} = 0V$ puede despejarse la tensión de salida del circuito en función de la de entrada de dicha expresión:

$$V_e = 0 = \frac{\sum_{k=1}^N \frac{V_k}{Z_k}}{\sum_{k=1}^N \frac{1}{Z_k}} = \frac{\frac{V_{in}}{Z} + \frac{V_{out}}{R_{gan}}}{\frac{1}{Z} + \frac{1}{R_{gan}}} = \frac{V_{in} \cdot R_{gan} + V_{out} \cdot Z}{R_{gan} + Z} \quad (20)$$

Despejando la tensión de salida:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \left(-\frac{R_{gan}}{Z} \right) = V_{in} \cdot \left(-\frac{C5R_{gan}p}{C5R5p + 1} \right) \quad (21)$$

De esta forma queda definida la ganancia del circuito como:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -C_5 R_{gan} p \cdot \frac{1}{C_5 R_5 p + 1} \quad (22)$$

En lo referente al análisis en frecuencias, de esta ecuación pueden obtenerse los polos y ceros para poder definir así su diagrama de Bode:

1. Rama de Amplificación activa ($V < V_{umbral}$):

- Término constante:

$$K(R_{gan} = 220k\Omega) = -C_5 R_{gan} = -100 \cdot 10^{-9} \cdot 220 \cdot 10^3 = -0,022 \quad (23)$$

$$K(R_{gan} = 470k\Omega) = -C_5 R_{gan} = 100 \cdot 10^{-9} \cdot 470 \cdot 10^3 = -0,047 \quad (24)$$

- Cero en el origen: p
- Polos reales:

$$\frac{1}{C_5 R_5 p + 1} = \frac{\frac{1}{C_5 R_5}}{p + \frac{1}{C_5 R_5}} = \frac{a}{p + a} \quad (25)$$

$$f_c(1) = \frac{w}{2\pi} = \frac{a}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_5 R_5} = \frac{1}{2\pi 100 \cdot 10^{-9} \cdot 10 \cdot 10^4} = 159,15Hz \quad (26)$$

- Ceros reales: Se observa en la Figura (22) que aparece un cero en ambos casos de R_{gan} . Esto se debe a la propia arquitectura del TL072 que añade una nueva frecuencia de corte. Esta tomará los valores de:

$$f_C(2)(R_{gan} = 220K\Omega) = 82,67KHz \quad (27)$$

$$f_C(2)(R_{gan} = 470K\Omega) = 39,34KHz \quad (28)$$

Para el cálculo de la ganancia se toma el condensador como un cortocircuito puesto que solo se van a estudiar las frecuencias pertenecientes a la banda de paso del filtro al ser estas las audibles:

$$A_v(R_{gan} = 220k\Omega) = \frac{R_{gan}}{R_5} = \frac{220 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} = 22 \quad (29)$$

$$A_v(R_{gan} = 470k\Omega) = \frac{R_{gan}}{R_5} = \frac{470 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} = 47 \quad (30)$$

Que expresados en decibelios concuerdan con la ganancias vistas en la Figura (22):

$$A_v(dB) = 20 \log_{10} 22 = 26,84dB \quad (31)$$

$$A_v(dB) = 20 \log_{10} 47 = 33,44dB \quad (32)$$

Por lo tanto mediante la variación del switch de la etapa podemos ajustar la ganancia que recibe la señal entre los valores de 22 y 47 o en decibelios 26,84 dB y 33,44 dB.

2. Rama de Clipping activa ($V > V_{umbral}$): Para el cálculo de esta rama se consideran los diodos como cortocircuitos.

- Término constante:

$$K = -C_5 R_{gan} = -100 \cdot 10^{-9} \cdot 6,8 \cdot 10^3 = -0,00068 \quad (33)$$

- Cero en el origen: p
- Polos reales:

$$\frac{1}{C_5 R_5 p + 1} = \frac{\frac{1}{C_5 R_5}}{p + \frac{1}{C_5 R_5}} = \frac{a}{p + a} \quad (34)$$

$$f_c(1) = \frac{w}{2\pi} = \frac{a}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_5 R_5} = \frac{1}{2\pi 100 \cdot 10^{-9} \cdot 10 \cdot 10^4} = 159,15 Hz \quad (35)$$

- Ceros reales: Al igual que en el caso de la Rama de Clipping activa, como se ve en la Figura (22) el propio TL072 introduce una frecuencia de corte en:

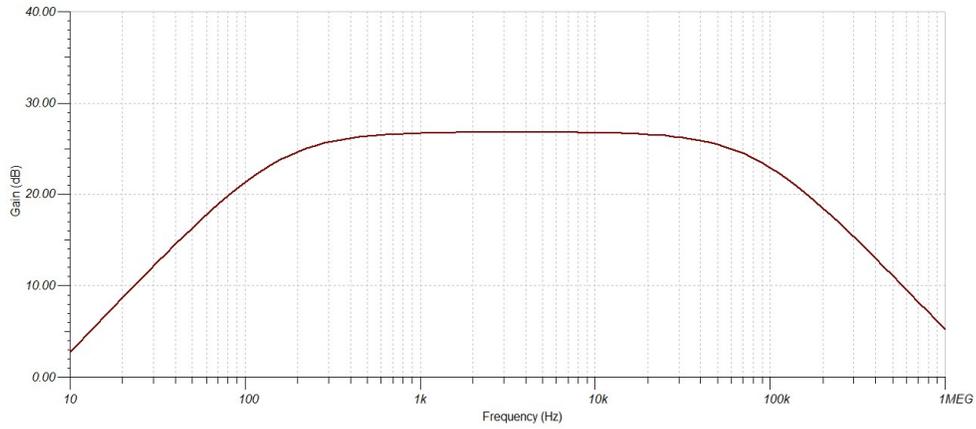
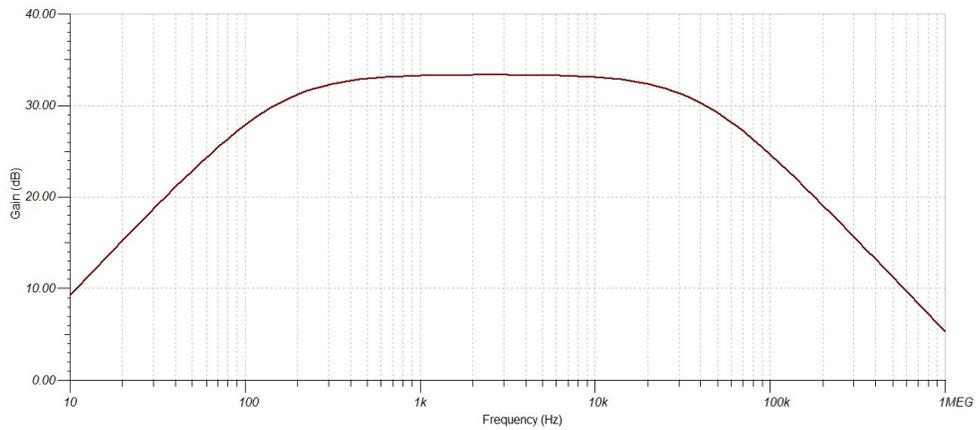
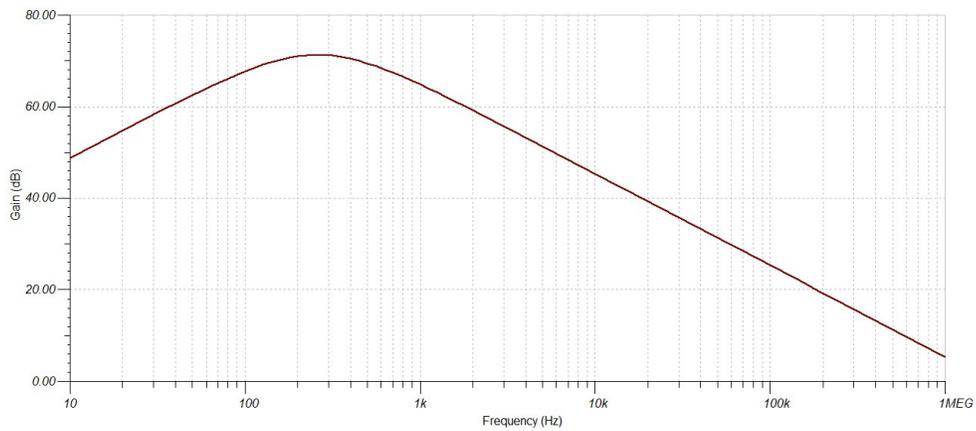
$$f_c(2)(R_{gan} = 220 K\Omega) = 2,72 MHz \quad (36)$$

Al ser un valor tan alejado de lo audible no aparece en la Figura (22)

Para el cálculo de la ganancia se toma el condensador como un cortocircuito puesto que solo se van a estudiar las frecuencias pertenecientes a la banda de paso del filtro al ser estas las audibles:

$$A_v = \frac{R_{gan}}{R_5} = \frac{6,8 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} = 0,68 \quad (37)$$

$$A_v(dB) = 20 \log_{10} 0,68 = -3,34 dB \quad (38)$$

(a) Diagrama de Bode para $220\text{K}\Omega$ (b) Diagrama de Bode para $470\text{K}\Omega$ (c) Diagrama de Bode para $6,8\text{K}\Omega$ **Figura 22.** Diagrama de Bode del circuito para los posibles valores de R_{gan} .

En lo referente a los diodos, estos pueden encontrarse en el lazo de realimentación ya mencionado, siguiendo la disposición típica de un Overdrive y con la característica de estar duplicados. Como se vio en la figura 5a esto es empleado para aumentar la tensión a partir de la cual se produce el recorte de la señal y por lo tanto producir así una distorsión menos agresiva.

Al tratarse de diodos de silicio su tensión umbral de polarización directa es de $0,7V$, por lo que al tener dispuestos 2 por rama, el total será de $1,4V$.

Representado la señal de salida de la etapa puede diferenciarse claramente el funcionamiento de ambas ramas, siendo la roja en la que los diodos están activos y la azul la rama de amplificación.

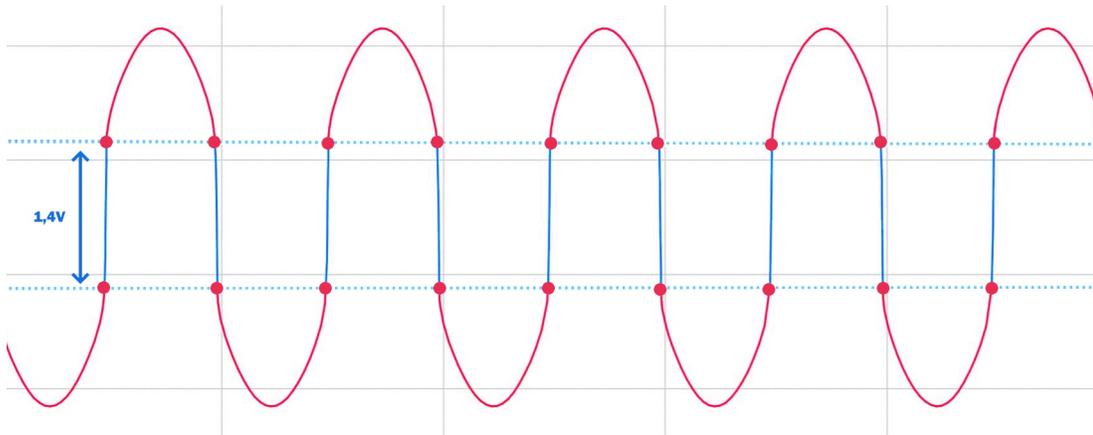
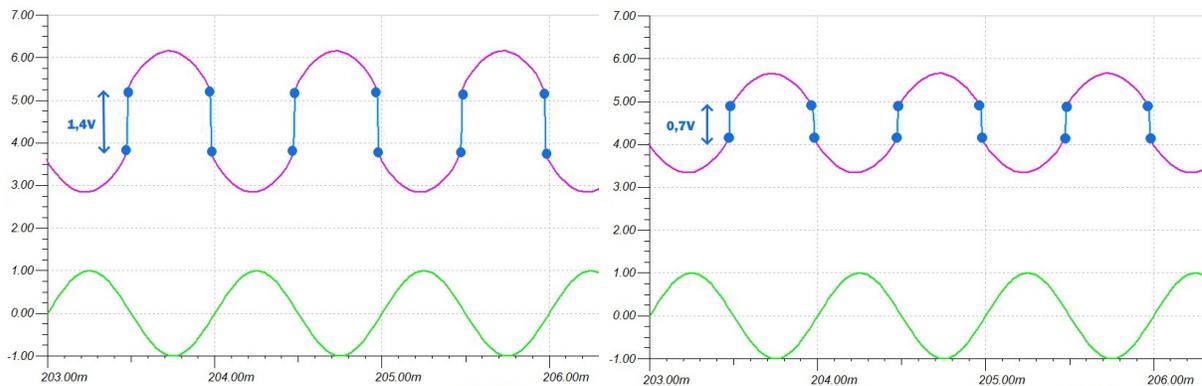


Figura 23. Señal de salida de la etapa.

Mediante la elección del número de diodos puede controlarse la tensión a partir de la cual se produce el clipping, siendo el efecto sonoro más suave cuanto menor sea el número de estos y más agresivo cuanto mayor sea el número al aumentar la porción de señal que es amplificada:



(a) 2 diodos por rama

(b) 1 diodo por rama

Figura 24. Efecto del número de diodos en la señal de salida.

3.1.3. Etapa de control de tono y volumen

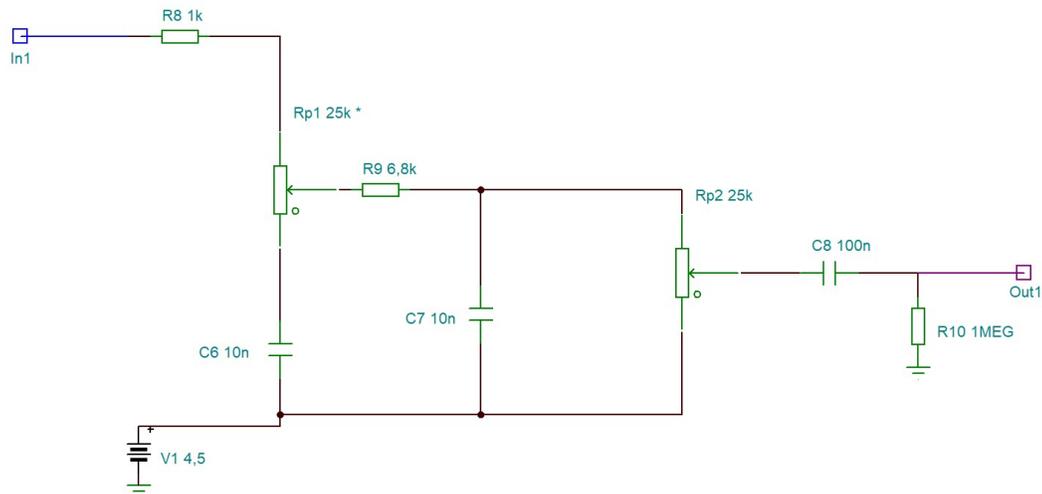


Figura 25. Etapa de control del tono del circuito Blues Crusher.

Viendo el circuito, podemos simplificar los potenciómetros como se muestra en la Figura (26), diferenciándose así 4 divisores de tensión en los puntos X,Y,Z y W

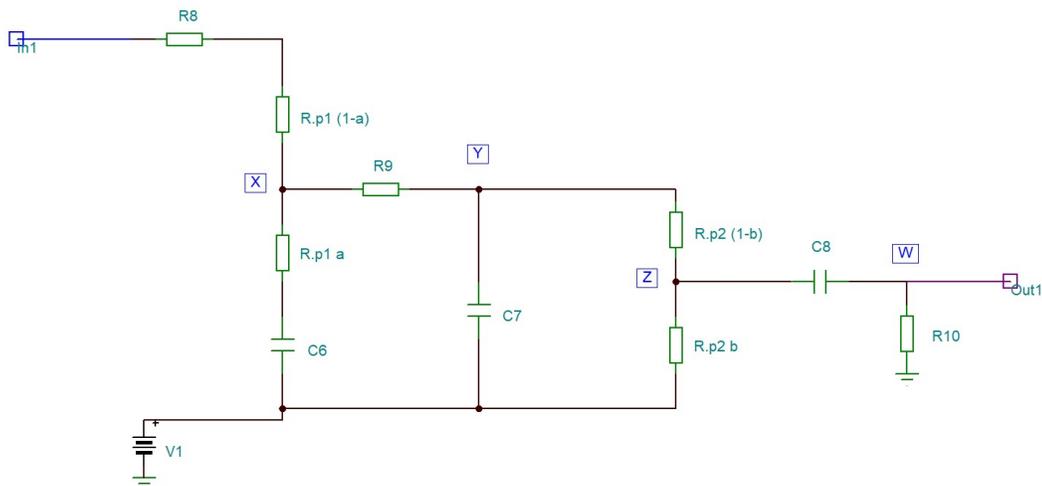


Figura 26. Etapa simplificada.

Viendo el circuito en su conjunto, se pueden diferenciar 2 partes: La primera es el control de tono y la segunda es el control de volumen.

El **control de tono** engloba los 2 filtros paso-bajo conformados por R8, R9, Rp1, C6 y C7 y podemos calcularlos mediante los 2 primeros divisores de tensión:

Dicho primer divisor de tensión viene determinado principalmente por el valor que adopta el potenciómetro R.p1 junto con la resistencia R8 y el condensador C6. La tensión en el punto X puede expresarse de la siguiente forma:

$$V_x = V_{in} \frac{R_{p1}a + Z_{C6}}{R_{p1}a + Z_{C6} + R8 + R_{p1}(1-a)} = V_{in} \frac{R_{p1}a + \frac{1}{C6p}}{R_{p1}a + \frac{1}{C6p} + R8 + R_{p1}(1-a)} \quad (39)$$

Simplificando resulta:

$$V_x = V_{in} \frac{C_6 R_{p1} a p + 1}{C_6 (R_{p1} (1-a) + R8 + R_{p1} a) p + 1} = V_{in} \frac{C_6 R_{p1} a p + 1}{C_6 (R_{p1} + R8) p + 1} \quad (40)$$

El segundo divisor de tensión se encuentra determinado por la resistencia R9 y el condensador C3. La tensión en el punto Y puede expresarse como:

$$V_y = V_x \frac{Z_{C7}}{Z_{C7} + R9} = V_x \frac{\frac{1}{C7p}}{\frac{1}{C7p} + R9} = V_x \frac{1}{C7R9p + 1} \quad (41)$$

De la misma forma el **control de volumen** está conformado por el potenciómetro Rp2 y el filtro paso-alto determinado por R10 y C8. Análogamente puede calcularse esta fase mediante los 2 últimos divisores de tensión descritos:

Para el tercer divisor la tensión de Z puede expresarse como:

$$V_z = V_y \frac{R_{p2}b}{R_{p2}(1-b) + R_{p2}b} = V_y \frac{R_{p2}b}{R_{p2}} = V_y \cdot b \quad (42)$$

Y por último se encuentra el cuarto divisor de tensión en el punto W:

$$V_{out} = V_z \frac{R10}{R10 + Z_{C8}} = V_z \frac{R10}{R10 + \frac{1}{C8p}} = V_z \frac{C_8 R10 p}{C_8 R10 p + 1} \quad (43)$$

Juntando las expresiones (40),(41), (42),(43) se puede determinar la tensión de salida de la etapa en función de la tensión de entrada:

$$V_{out} = V_{in} \frac{C_6 R_{p1} a p + 1}{C_6 (R_{p1} + R8) p + 1} \cdot \frac{1}{C_7 R9 p + 1} \cdot b \cdot \frac{C_8 R10 p}{C_8 R10 p + 1} \quad (44)$$

Como se ha mencionado previamente el potenciómetro R.p1 cumple la función de control del tono de la señal. Esto se aprecia claramente en la Figura (27) donde se muestra la variación del diagrama de Bode de la Etapa respecto a la variación de R.p1:

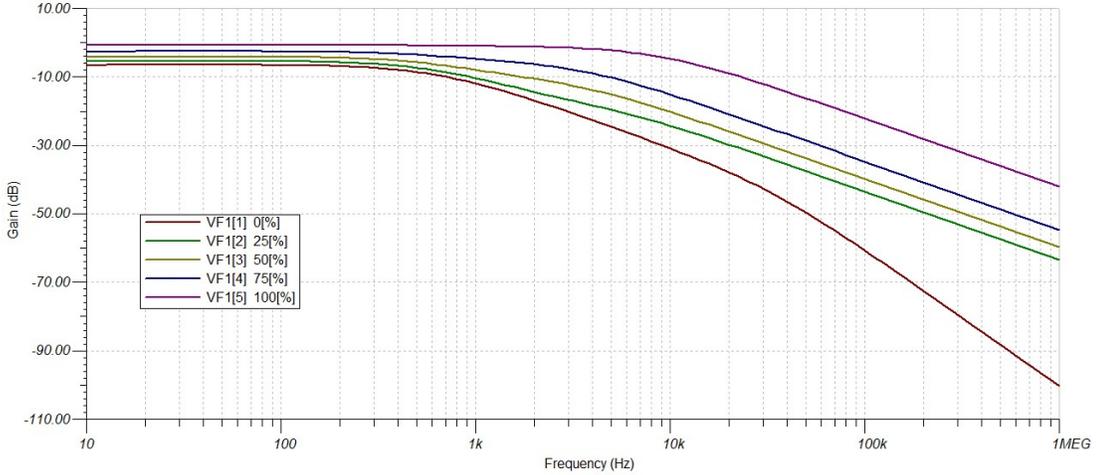


Figura 27. Variación del diagrama de Bode respecto a R.p1.

Cuando el potenciómetro adopta el valor de $a=0$ la resistencia R.p1a de la Figura (26) desaparece del esquema, conformando claramente un filtro paso-bajo pasivo de segundo orden. En la figura (27) corresponde con la gráfica color rojo. En ella se aprecia la pendiente de 40 db/dec característica de este tipo de filtro. A su vez, puede expresarse su tensión de salida V_y de esta etapa de control de tono como:

$$V_y = V_{in} \frac{1}{C_6(R_{p1} + R8)p + 1} \cdot \frac{1}{C_7R9p + 1} \quad (45)$$

Operando esta expresión resulta:

$$V_y = V_{in} \frac{1}{C_6C_7R9(R_{p1} + R8)p^2 + (C_6(R_{p1} + R8) + C_7R9)p + 1} \quad (46)$$

Pudiendo definirse la ganancia como:

$$A_v = \frac{V_y}{V_{in}} = \frac{1}{p^2 + \frac{(C_6(R_{p1} + R8) + C_7R9)}{C_6C_7R9(R_{p1} + R8)}p + \frac{1}{C_6C_7R9(R_{p1} + R8)}} = \frac{w_n^2}{p^2 + 2\xi w_n p + w_n^2} \quad (47)$$

Por lo tanto su frecuencia de corte será:

$$f_c = \frac{w_n}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_6C_7R9(R_{p1} + R8)}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{10 \cdot 10^{-9} \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot 6,8 \cdot 10^3 \cdot (25 \cdot 10^3 + 10^3)}} = 1196,95 Hz = 1,197 kHz$$

Reduciendo de una forma tan agresiva las notas más agudas de la señal se obtiene un tono más oscuro y grave en esta.

Por otro lado conforme el valor de “a” oscila desde 0 hasta 1 progresivamente pasa más señal por el filtro de R8 y C7 hasta que se alcance el valor de a=1 de forma que la resistencia R.p1(1-a) de la Figura (26) desaparece del esquema.

De nuevo la tensión de salida de esta etapa y la ganancia resultan:

$$V_y = V_{in} \cdot (C_6 R_{p1} a p + 1) \cdot \frac{1}{C_6 (R_{p1} + R8) p + 1} \cdot \frac{1}{C_7 R9 p + 1} \quad (48)$$

$$A_v = \frac{V_y}{V_{in}} = \left(p + \frac{1}{C_6 R_{p1} a} \right) \cdot \frac{\frac{1}{C_6 (R_{p1} + R8)}}{p + \frac{1}{C_6 (R_{p1} + R8)}} \cdot \frac{\frac{1}{C_7 R9}}{p + \frac{1}{C_7 R9}} \quad (49)$$

Como se puede apreciar, esta consta de 3 términos. Los dos polos serán constantes y el cero variará dependiendo del factor “a”. Con esto se consigue un filtro con una de sus frecuencias de corte móvil siguiendo el esquema de la Figura (27), permitiendo así controlar qué frecuencias van a ser potenciadas o aminoradas.

La frecuencia de corte de este término resulta:

$$f_c(1) = \frac{w_n(1)}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_6 R_{p1} a} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot 25 \cdot 10^3 \cdot a} \quad (50)$$

Dando valores al parámetro “a” se obtiene: A su vez, las frecuencias de corte de los

a	fc (Hz)
a=0,01	63661,97
a=0,1	6366,197
a=0,5	1273,23
a=1	636,61

términos constantes resultan:

$$f_c(2) = \frac{w_n(2)}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_6 (R_{p1} + R8)} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot (25 \cdot 10^3 + 10^3)} = 612,13 Hz \quad (51)$$

$$f_c(3) = \frac{w_n(3)}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_7 R9} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot 6,8 \cdot 10^3} = 2340,51 Hz = 2,34 kHz \quad (52)$$

A su vez la variación de R.p1 producirá una variación en la amplitud de la señal de salida puesto que esta depende de su valor como se mostraba previamente en la ecuación (44). Esto se traduce en una reducción del volumen de hasta un 26 % como se aprecia en la Figura (29).

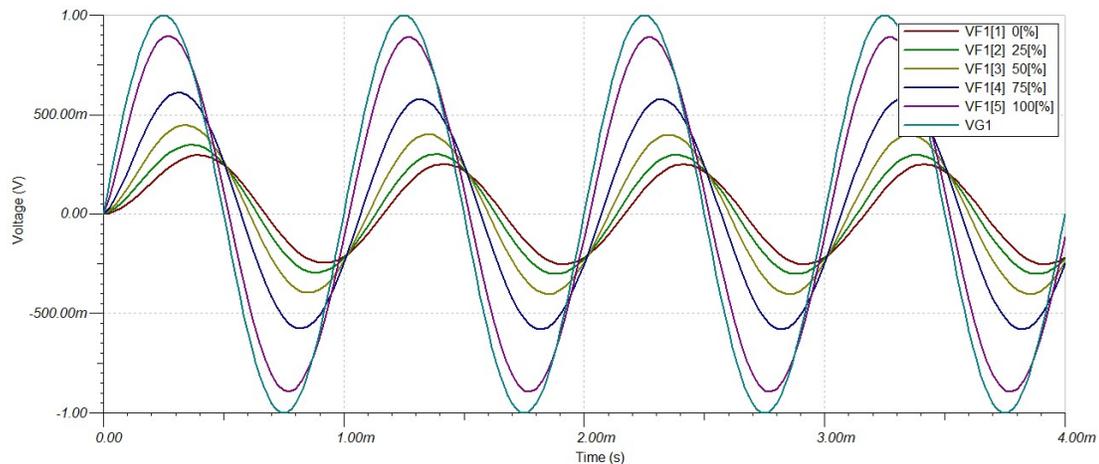


Figura 29. Variación de la tensión de salida respecto a R.p1.

De forma similar la variación del potenciómetro R.p2 produce una variación de la amplitud de la señal de salida dado que también depende de forma proporcional al factor “b” la función de transferencia de la Figura (44) produciendo así el deseado control de volumen.

A diferencia de R.p1 cuando R.p2 se encuentra a 0 la señal de salida se encuentra completamente silenciada como se ve en la gráfica color rojo.

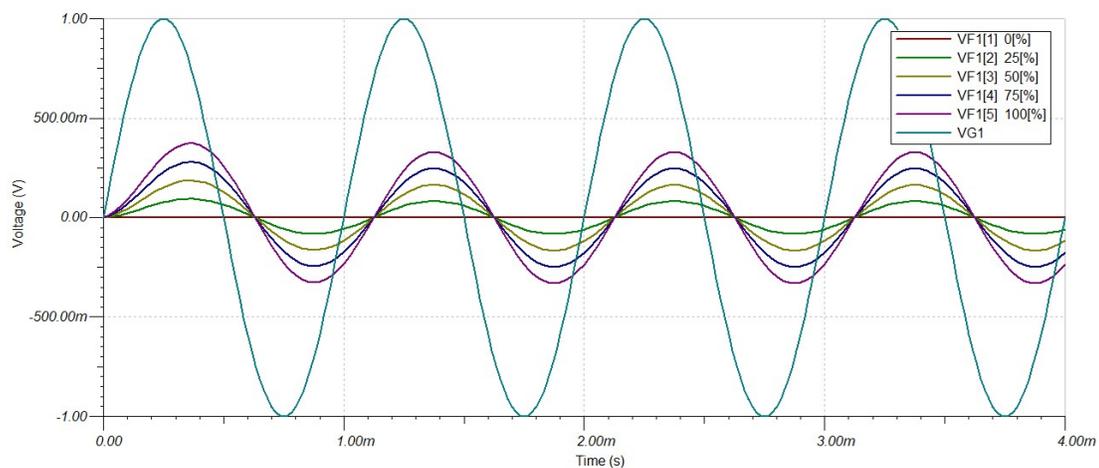


Figura 29. Variación de la tensión de salida respecto a R.p1.

Por último, como se mencionó previamente la etapa de control de volumen consta de un filtro paso-alto cuyos parámetros resultan:

$$C_8 R_{10} p \cdot \frac{1}{C_8 R_{10} p + 1} \quad (53)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi f C_8 R_{10}} = \frac{1}{2\pi 100 \cdot 10^{-9} \cdot 10^6} = 1,591 Hz \quad (54)$$

De este modo puede representarse el diagrama de Bode de las etapas de control de tono y volumen de forma conjunta según muestra la Figura (30), dando lugar a un filtro paso-banda:

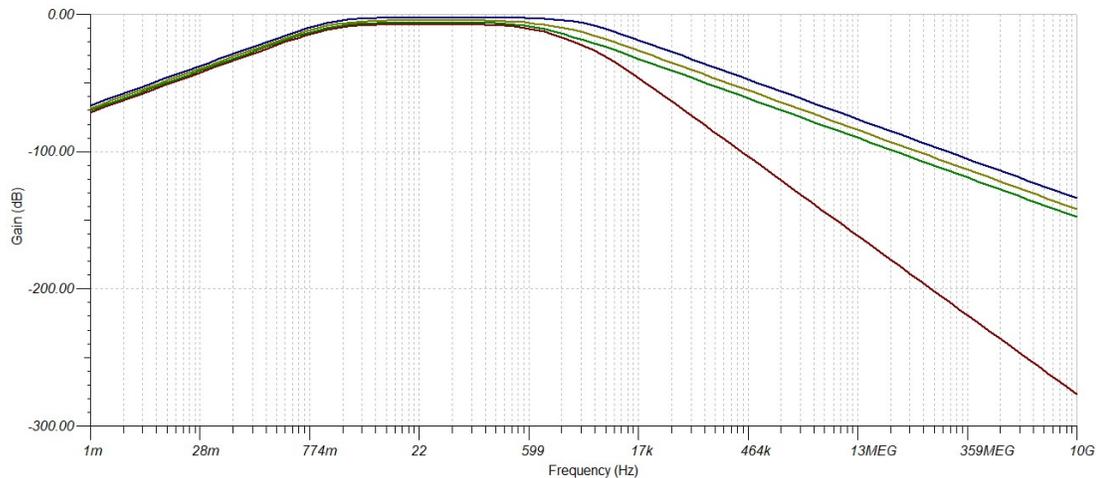
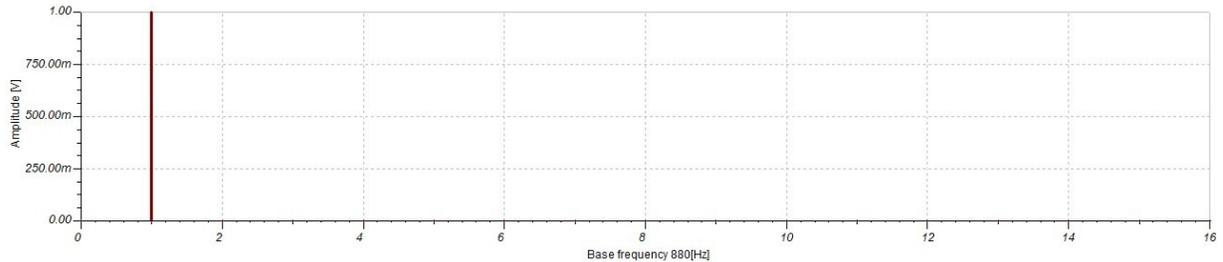


Figura 30. Variación del diagrama de Bode de la etapa de control de tono y volumen respecto a R.p1 con R.p2 al máximo.

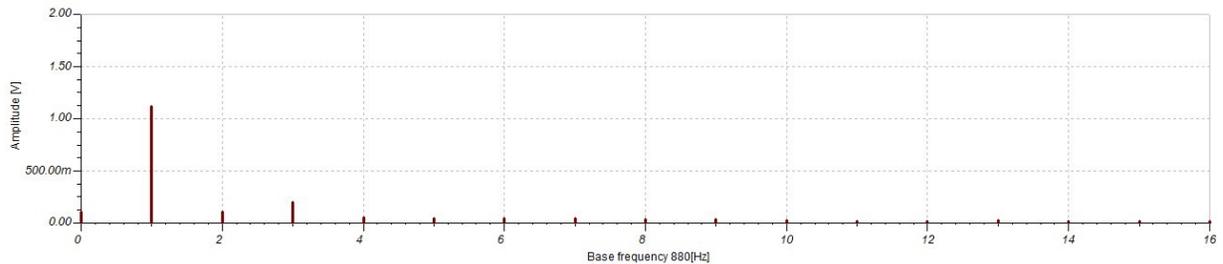
En conclusión: la etapa de control de tono y volumen se caracteriza por tratarse de un filtro paso banda cuyo límite inferior corresponde con 1,591 Hz (aproximadamente el límite audible) y el superior dependiente del valor del potenciómetro R.p1. Cosa que permite desplazar la frecuencia de corte superior y reducir así los tonos deseados. Junto a este se suma el efecto del potenciómetro R.p2 que permite aumentar o reducir la amplitud de la señal de salida a modo de control de volumen.

3.1.4. Análisis en armónicos

Ante una señal de entrada senoidal pura de 880 Hz equivalente a la nota La, la señal de salida presenta una distorsión armónica de un **16,626 %**. En el análisis de Fourier se aprecia la introducción de los nuevos armónicos:



(a) Señal de entrada



(b) Señal de salida

Figura 31. Análisis de Fourier de las señales de entrada y salida.

Se observa que se ve disminuido el primer armónico (tónica) y aparecen principalmente los armónicos 3 y 5 de 2640 Hz y 4400 Hz respectivamente. Estos corresponden a la primera quinta (Mi) y a la primera tercera (Do). Conformando así un acorde mayor de La.

Por otro lado aparecen menos potenciados los armónicos 2, 4 y 6. Siendo los dos primeros las octavas 1 y 2 por encima de la tónica (Es decir, ambos son un La más agudo) y el 6 la segunda quinta por encima de la tónica (un Mi más agudo).

Todas estas notas no presentan una gran amplitud en comparación con la nota tónica, siendo cada una concretamente de:

Armónico	amplitud (mV)	Porcentaje respecto a la tónica
1	452	100 %
2	24	5,31 %
3	65	14,38 %
4	20	4,42 %
5	30	6,63 %
6	18	3,98 %

Esto implica que contribuirán a darle cuerpo a la nota principal puesto que generan de esta un acorde completo y 2 octavas por encima, cosa que entra dentro de la afinación establecida pero de una forma leve ya que la nota más alta solo tiene un 14,38% de la amplitud de la principal.

Respecto a la afinación, representando todos los valores por encima de un La de 880 Hz, aparecen marcados en verde los armónicos generados que están afinados con este y en rojo los que no.

Nota	Frecuencia (Hz)	Armónico
La (Tónica)	880	1
La (Octava 1)	1760	2
La (Octava 2)	3520	4
La (Octava 3)	7040	8
Mi (Quinta 1)	2640	3
Mi (Quinta 2)	5280	6
Mi (Quinta 3)	10560	12
Do# (Tercera 1)	4400	5
Do# (Tercera 2)	8800	10
Do# (Tercera 2)	1760	20

Identificando las notas en el teclado se observa fácilmente su efecto sobre la nota tónica, siendo esta la representada en azul:

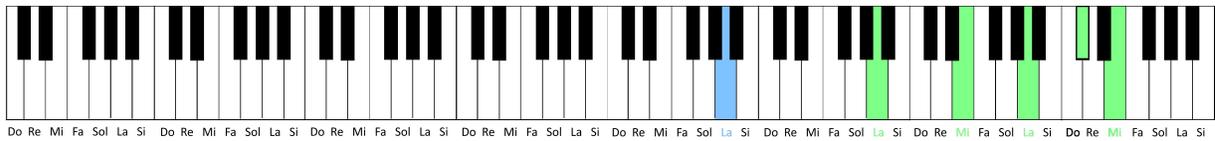


Figura 32. Representación de las notas de entrada y salida en el teclado de un piano.

3.2. Estudio de Distortion

En este apartado se estudiará y simulará el conocido MXR Distortion + por su extendido uso desde 1979, sencillez y marcada separación de etapas.

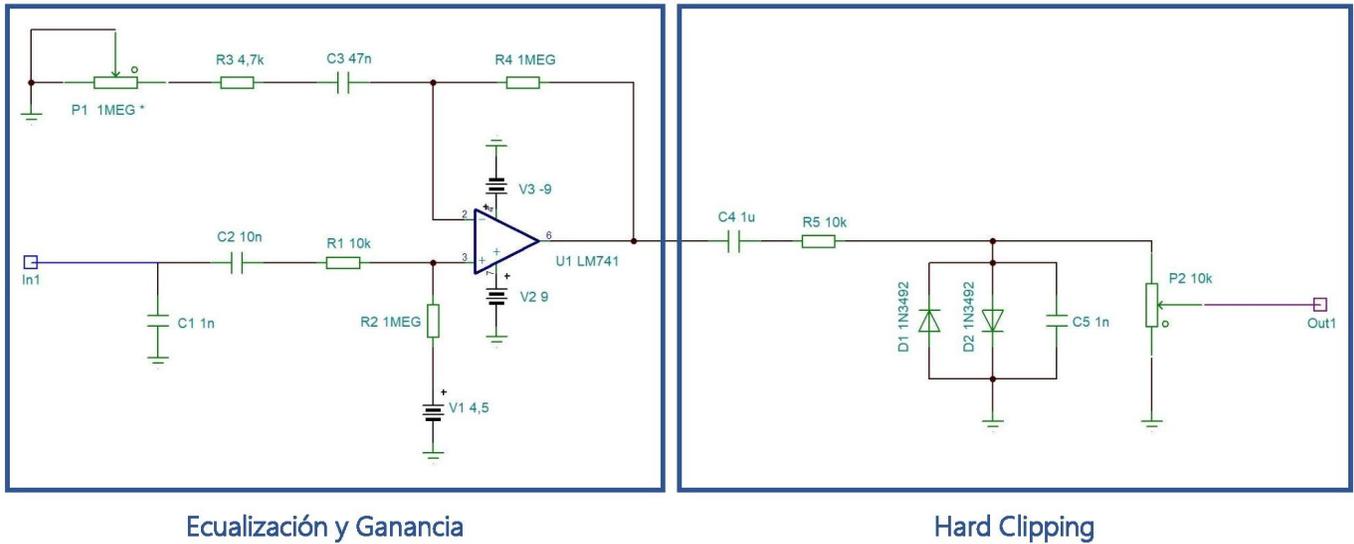


Figura 33. Circuito MXR Distortion +.

3.2.1. Etapa de Ecuación y Ganancia

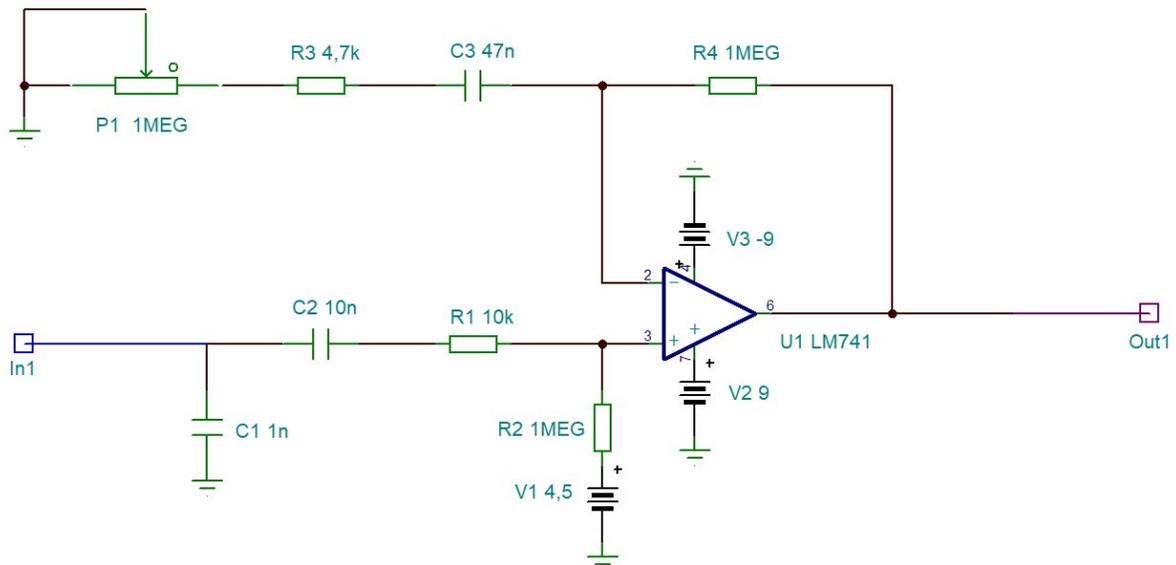


Figura 34. Etapa de Ecuación y Ganancia del circuito MXR Distortion +.

Al igual que en el circuito Blues Crusher se aplicará el principio de superposición puesto que la alimentación de 4,5V solamente contribuye a desplazar la señal de salida para que el amplificador operacional trabaje en su punto óptimo.

Analizando de forma general el circuito se observa que se trata de un amplificador no inversor cuya ganancia será determinada por la variación del potenciómetro P1 junto con el resto de componentes.

Siguiendo el recorrido de la señal el primer elemento con el que se encuentra es el condensador C1. Este cumple la función de eliminar ruido de radiofrecuencia que pueda contener la señal a la vez que evitar descargas electrostáticas.

Al igual que en el circuito Blues Crusher C2 es un condensador de desacoplo encargado de eliminar las componentes de continua que pueda presentar la señal de entrada.

En la entrada del amplificador se encuentra un divisor de tensión formado por C2, R1 y R2, por lo que puede definirse la tensión de entrada a este como:

$$V_e = V_{in} \cdot \frac{R2}{(Z_{C2} + R1) + R2} = V_{in} \cdot \frac{R2}{\left(\frac{1}{C2p} + R1\right) + R2} = V_{in} \cdot \frac{C2R2p}{C2(R2 + R1)p + 1} \quad (55)$$

Analizando el **amplificador operacional** se observa que este es un LM741, que al igual que el TL072 del Blues Crusher es empleado en aplicaciones de audio.

Prestando atención al lazo de realimentación, se aprecia que en este puede simplificarse el potenciómetro P1 en el divisor de tensión de la Figura (35a), de forma que la resistencia $R_{p1(1-a)}$ queda eliminada del esquema al estar conectada a tierra directamente R_{p1a} por el lazo superior. De esta forma pueden asociarse los componentes $C3, R3$ y R_{p1a} en una impedancia equivalente, resultado en el esquema más básico de un amplificador no inversor como se muestra en la Figura (35b):

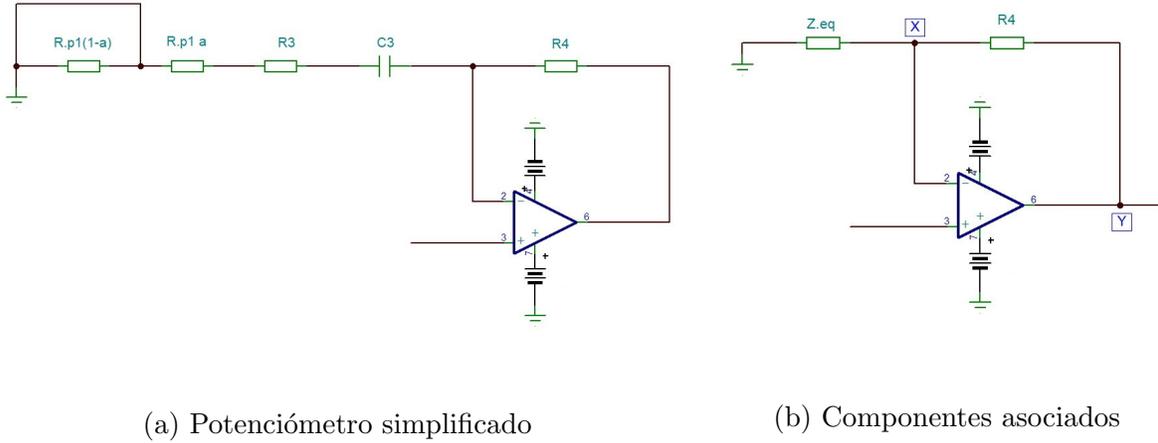


Figura 35. Simplificaciones del lazo de realimentación.

$$Z_{eq} = Z_{C_3} + R_3 + R_{p1a} = \frac{1}{C_3 p} + R_3 + R_{p1a} = \frac{C_3(R_3 + R_{p1a})p + 1}{C_3 p} \quad (56)$$

Pudiendo definirse así a tensión en el punto X como:

$$V_x = V_y \cdot \frac{Z_{eq}}{R_4 + Z_{eq}} \quad (57)$$

Despejando V_y y sustituyendo Z_{eq} por la expresión (56) y V_x por la (55) resulta:

$$V_y = V_x \cdot \frac{R_4 + Z_{eq}}{Z_{eq}} = V_x \cdot \left(\frac{R_4}{Z_{eq}} + 1 \right) = V_{in} \cdot \frac{C_2 R_2 p}{C_2 (R_2 + R_1) p + 1} \cdot \left(\frac{C_3 R_4 p}{C_3 (R_3 + R_{p1a}) p + 1} + 1 \right) \quad (58)$$

$$= V_{in} \cdot \frac{C_2 R_2 p}{C_2 (R_2 + R_1) p + 1} \cdot \left(\frac{(R_4 + R_3 + R_{p1a}) C_3 p + 1}{C_3 (R_3 + R_{p1a}) p + 1} \right) \quad (59)$$

Queda definida por lo tanto la ganancia del circuito como:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = C_2 R_2 p \cdot ((R_4 + R_3 + R_{p1a}) C_3 p + 1) \cdot \frac{1}{C_2 (R_2 + R_1) p + 1} \cdot \frac{1}{C_3 (R_3 + R_{p1a}) p + 1} \quad (60)$$

Pasando al análisis en frecuencias se pueden obtener los polos y ceros de la ecuación (60) comprándola con la forma canónica:

- Término constante:

$$K = C_2 R_2 = 10 \cdot 10^{-9} \cdot 10^6 = 0,01 \quad (61)$$

- Cero en el origen: p

- Polos reales:

$$\frac{1}{C_2(R_2 + R_1)p + 1} = \frac{1}{\frac{p}{w} + 1} \quad (62)$$

$$f_c(1) = \frac{w(1)}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_2(R_2 + R_1)} = \frac{1}{2\pi 10 \cdot 10^{-9} \cdot (10^6 + 10 \cdot 10^3)} = 15,75Hz \quad (63)$$

$$\frac{1}{C_3(R_3 + R_{p1}a)p + 1} = \frac{1}{\frac{p}{w} + 1} \quad (64)$$

$$f_c(2) = \frac{w(2)}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_3(R_3 + R_{p1}a)} \quad (65)$$

$$f_c(2)(a = 0) = \frac{1}{2\pi 47 \cdot 10^{-9}(4,7 \cdot 10^3 + 0)} = 720,48Hz \quad (66)$$

$$f_c(2)(a = 1) = \frac{1}{2\pi 47 \cdot 10^{-9}(4,7 \cdot 10^3 + 10^6)} = 3,37Hz \quad (67)$$

- Ceros reales:

$$(R_4 + R_3 + R_{p1}a)C_3p + 1 = \frac{p}{w} + 1 \quad (68)$$

$$f_c(3) = \frac{w(3)}{2\pi} = \frac{1}{2\pi(R_4 + R_3 + R_{p1}a)C_3} \quad (69)$$

$$f_c(3)(a = 0) = \frac{1}{2\pi(10^6 + 4,7 \cdot 10^3)47 \cdot 10^{-9}} = 3,37Hz \quad (70)$$

$$f_c(3)(a = 1) = \frac{1}{2\pi(10^6 + 4,7 \cdot 10^3 + 10^6)47 \cdot 10^{-9}} = 1,68Hz \quad (71)$$

Sabiendo que el valor de P1 puede oscilar entre 0Ω y $1M\Omega$, la ganancia del circuito en la banda de paso (tomando el condensador como un cortocircuito) puede variar entre los valores:

$$A_v = \frac{R_4}{R_3 + R_{p1}a} + 1 \quad (72)$$

$$A_v(0\Omega) = \frac{10^6}{4,7 \cdot 10^3 + 0} + 1 = 213,76 \quad (73)$$

$$A_v(1M\Omega) = \frac{10^6}{4,7 \cdot 10^3 + 10^6} + 1 = 1,99 \quad (74)$$

Dichos valores en decibelios resultan:

$$A_v(dB)(0\Omega) = 20 \log_{10} 213,76 = 46,59dB \quad (75)$$

$$A_v(dB)(\infty\Omega) = 20 \log_{10} 1,99 = 5,97dB \quad (76)$$

Una variación tan grande del valor de la ganancia producirá la saturación del amplificador conforme el potenciómetro se acerque al valor cero como se ve claramente en la Figura (36):

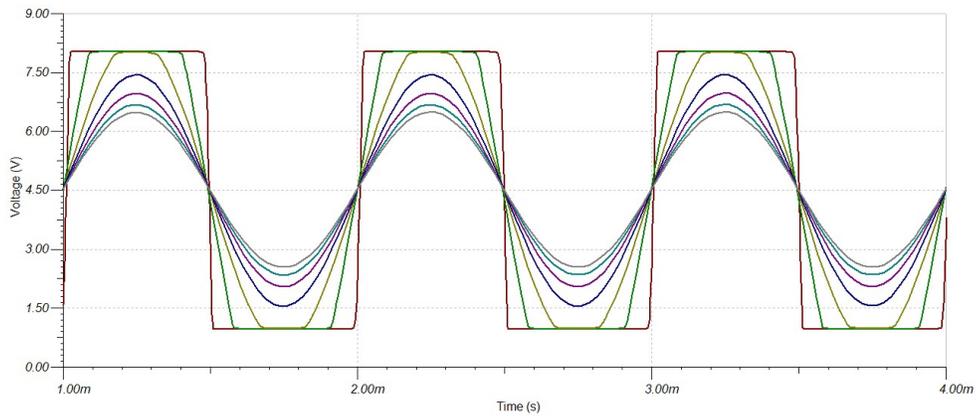


Figura 36. Variación de la tensión de salida respecto a la variación del potenciómetro.

Esta distorsión tan abrupta será suavizada por los diodos en la siguiente etapa. Por otro lado puede apreciarse la variación del diagrama de Bode en función de la variación del potenciómetro en las Figuras (37) y (38):

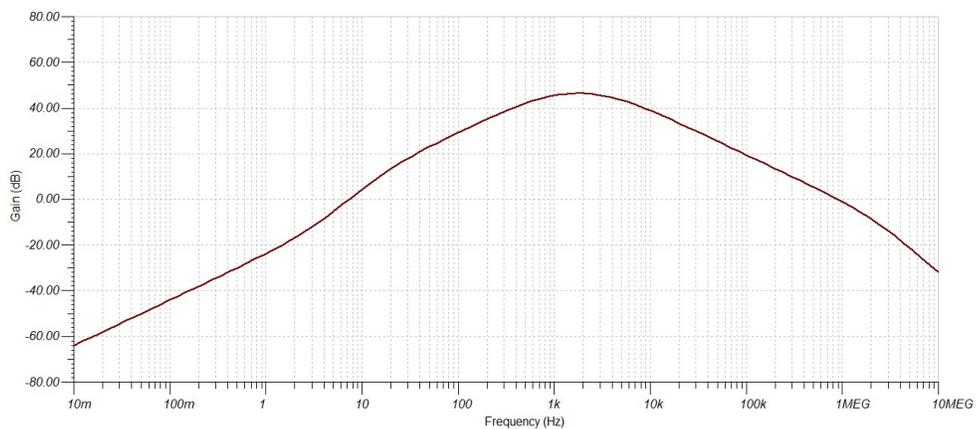


Figura 37. Diagrama de Bode para $a=0$.

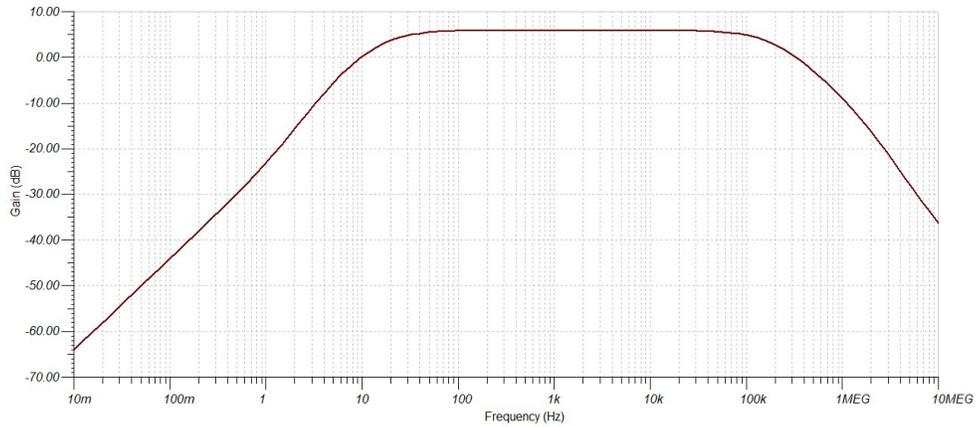


Figura 38. Diagrama de Bode para $a=1$.

Comparando los cálculos con los diagramas de Bode obtenidos en las simulaciones se puede observar que hay 2 frecuencias que no aparecen: para $a=0$ de 2kHz y para $a=1$ 194kHz. Estas son introducidas por el propio amplificador operacional por el límite de su ancho de banda en altas frecuencias.

3.2.2. Etapa de Hard clipping

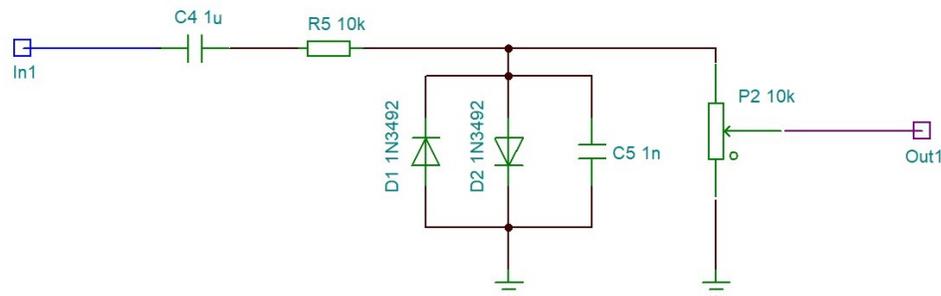


Figura 39. Etapa de Hard Clipping del circuito MXR Distortion +.

El componente principal de esta fase son los diodos 1N270. Al tratarse de diodos de germanio en vez de silicio su tensión umbral de polarización directa (Forward Voltage) es de aproximadamente 0,3V a diferencia de los de silicio que suele ser de 0,7V. Esto permite que el Clipping sea más suave. También cabe añadir que para una corriente máxima de 200mA la tensión umbral de polarización directa es 1V.

A continuación puede simplificarse el potenciómetro de control de volumen como muestra la Figura (40), Estableciendo así dos divisores de tensión:

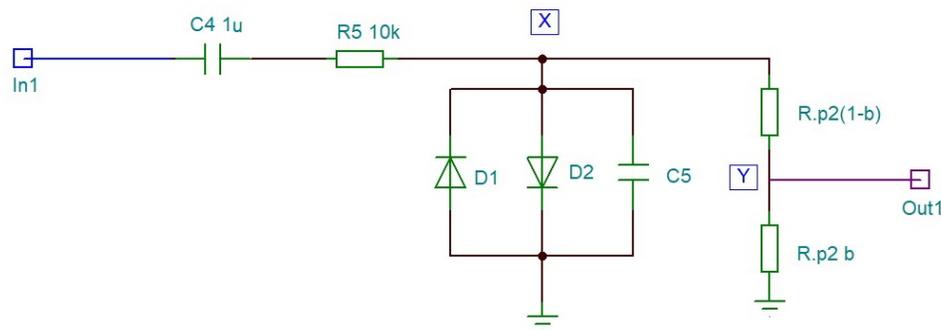


Figura 40. Simplificación del potenciómetro de control de volumen.

Siendo la tensión en el punto X:

$$V_x = V_{in} \cdot \frac{Z_{C_5}}{Z_{C_5} + R_5 + Z_{C_4}} = V_{in} \cdot \frac{\frac{1}{C_5 p}}{\frac{1}{C_5 p} + R_5 + \frac{1}{C_4 p}} = V_{in} \cdot \frac{C_4}{R_5 C_5 C_4 p + C_4 + C_5} \quad (77)$$

Y la del punto Y:

$$V_y = V_x \cdot \frac{R_{p2} b}{R_{p2} b + R_{p2} (1 - b)} = V_x \cdot b \quad (78)$$

Juntando ambas expresiones resulta:

$$V_y = V_{out} = V_{in} \cdot \frac{C_4}{\frac{C_4 + C_5}{R_5 C_5 C_4 p + 1}} \cdot b \quad (79)$$

De esta forma queda claramente definido el control del potenciómetro P2 sobre la señal de salida, siendo esta 0 cuando se encuentra en la posición $b=0$ y máxima cuando $b=1$.

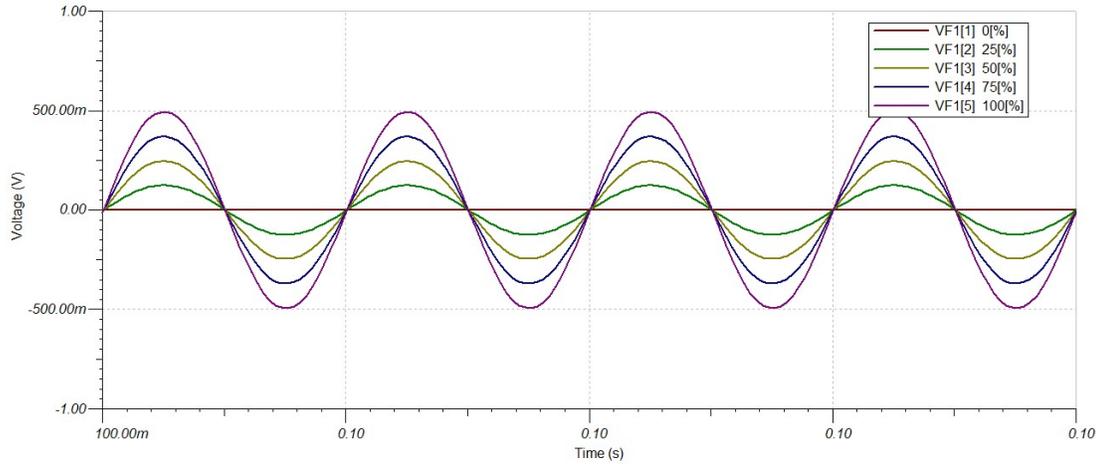


Figura 41. Variación de la tensión de salida respecto a la variación del potenciómetro de volumen.

A su vez de la ecuación (79) puede definirse la ganancia como:

$$A_v = \frac{C_4}{C_4 + C_5} \cdot \frac{1}{\frac{R_5 C_5 C_4}{C_4 + C_5} p + 1} \cdot b \quad (80)$$

De esta expresión puede obtenerse el análisis en frecuencias de la etapa. Comparándola con la forma canónica se diferencian:

- Término constante:

$$K = \frac{C_4}{C_4 + C_5} b \quad (81)$$

$$K(b = 0) = \frac{10^{-6}}{10^{-6} + 10^{-9}} \cdot 0 = 0 \quad (82)$$

$$K(b = 1) = \frac{10^{-6}}{10^{-6} + 10^{-9}} \cdot 1 = 0,99 \quad (83)$$

- Polos reales:

$$\frac{1}{\frac{R_5 C_5 C_4}{C_4 + C_5} p + 1} = \frac{1}{\frac{p}{w} + 1} \quad (84)$$

$$f_c = \frac{w}{2\pi} = \frac{C_4 + C_5}{2\pi R_5 C_5 C_4} = \frac{10^{-6} + 10^{-9}}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-9}} = 15931,40 Hz = 15,93 kHz \quad (85)$$

Dichos parámetros vistos en el diagrama de Bode resultan:

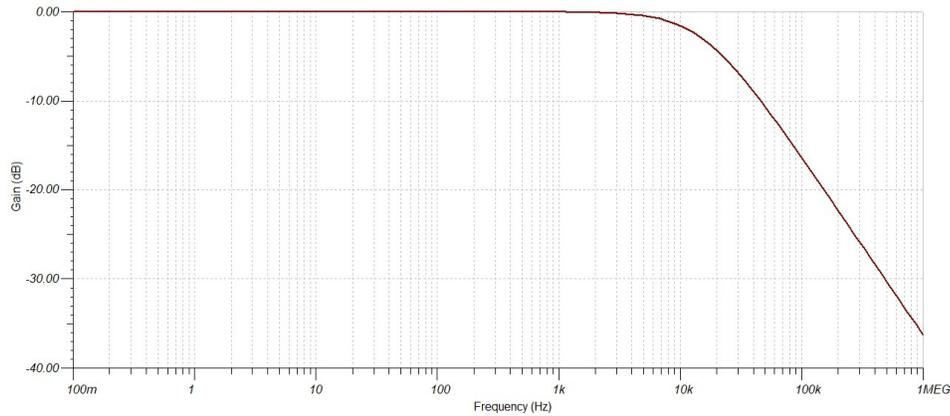


Figura 42. Diagrama de Bode de la etapa.

En lo referente a los diodos, como se mencionó al principio al ser de germanio su tensión umbral de polarización directa es de 300 mV. Esto provoca un efecto de Clipping mucho más abrupto que el Soft Clipping visto en el Blues Crusher pero conservando los flancos de la señal redondeados a diferencia del efecto Fuzz visto en la introducción teórica.

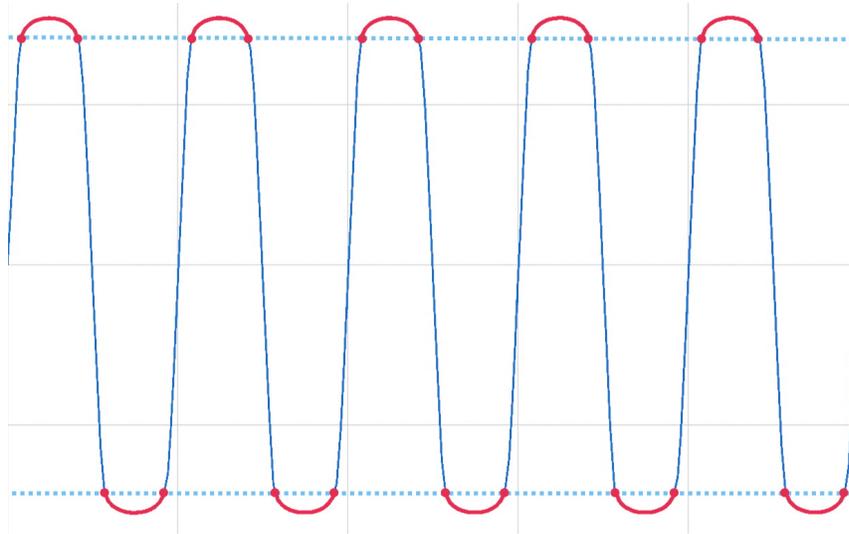


Figura 43. Tensión de salida.

Siendo en esta imagen la parte marcada en rojo la distorsión creada por los diodos. Es interesante ver en las siguientes figuras la comparación entre la tensión de salida y entrada al circuito completo (Figura (44)) para apreciar el recorte de la onda original y también la variación de la tensión de salida respecto del potenciómetro de control de tono de la primera etapa, viendo como satura el amplificador operacional dando lugar a la característica forma de este efecto con un recorte más abrupto pero conservando los flancos redondeados (Figura(45))

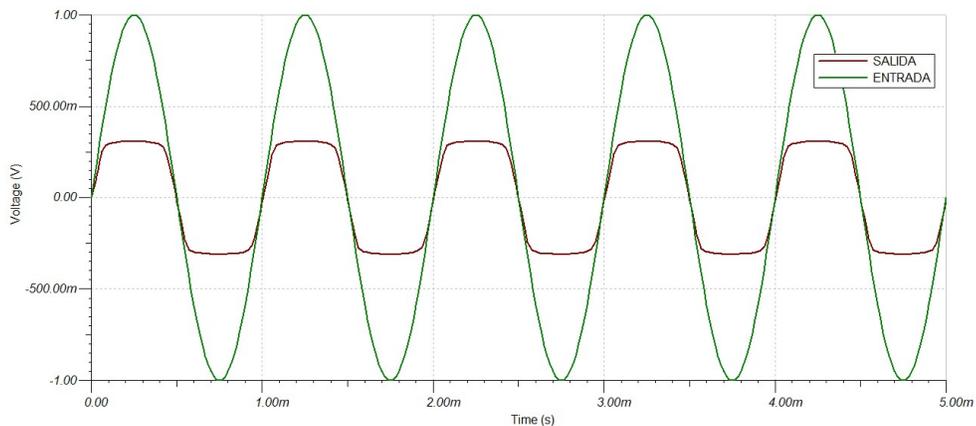
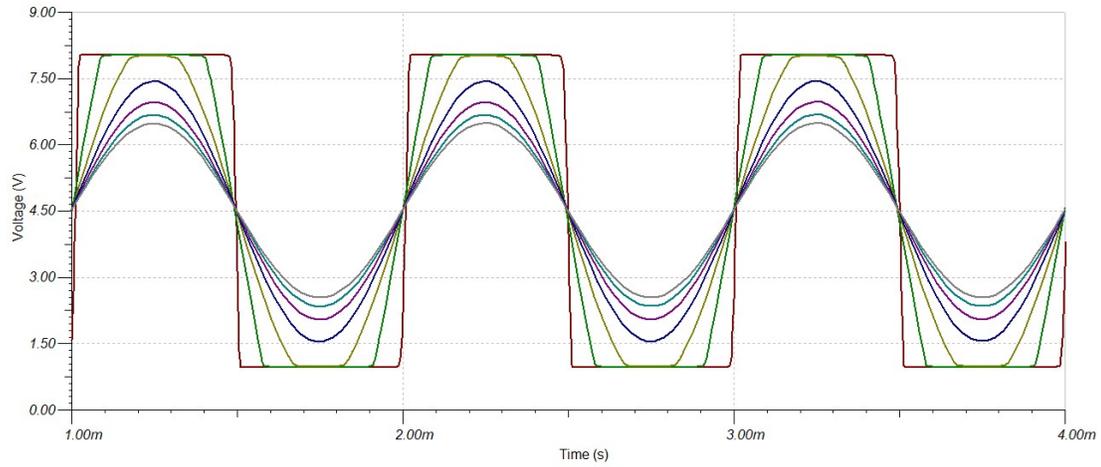
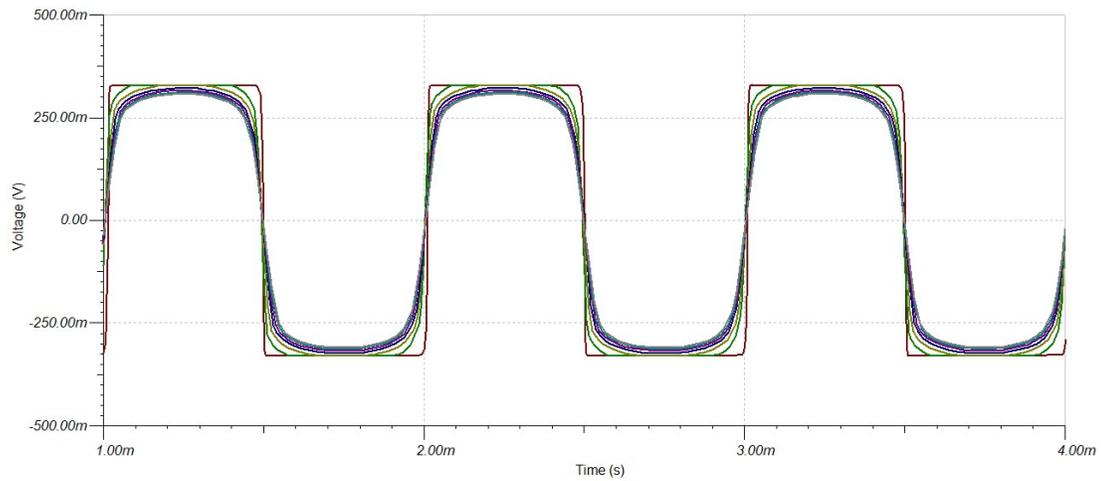


Figura 44. Comparación entre tensión de salida y entrada.



(a) Tensión de entrada a la etapa de Clipping

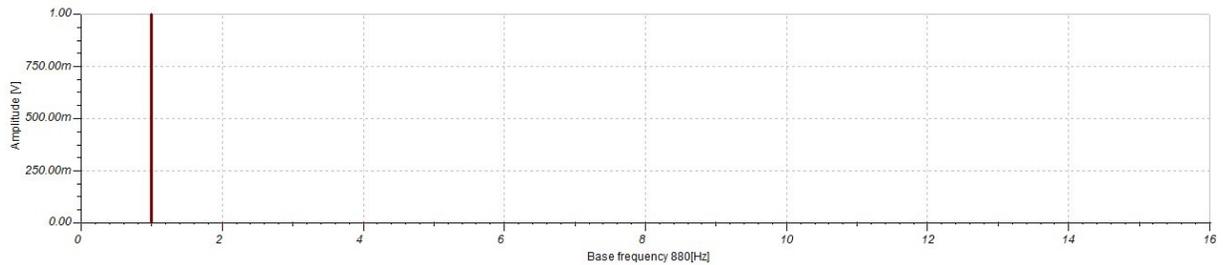


(b) Tensión de salida de la etapa de Clipping

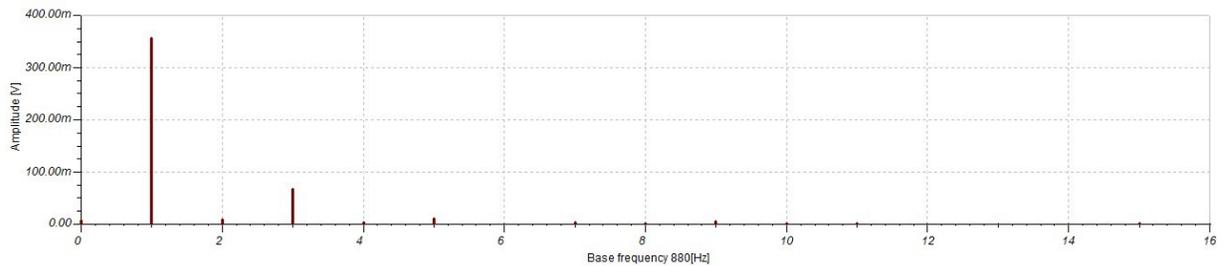
Figura 45. Comparación entre la señal de entrada y salida de la etapa ante la variación del potenciómetro de tono.

3.2.3. Análisis en armónicos

Ante una señal de entrada senoidal pura de 880 Hz equivalente a la nota La, la señal de salida presenta una distorsión armónica de un **19,327 %**. En el análisis de Fourier se aprecia la introducción de los nuevos armónicos:



(a) Señal de entrada



(b) Señal de salida

Figura 53. Análisis de Fourier de las señales de entrada y salida.

Se observa que se ve disminuido el primer armónico (tónica) y aparece principalmente el armónico 3 de 2640 Hz. Este corresponde a la primera quinta (Mi). Conformando así un acorde de quintas de La.

Por otro lado aparecen menos potenciados los armónicos 2,4 y 5. Siendo los 2 primeros las octavas 1 y 2 (Dos La más agudos) y el quinto armónico la tercera (Do).

A excepción del tercer armónico, el resto de notas no presentan una gran amplitud en comparación con la nota tónica, siendo cada una concretamente de:

Armónico	amplitud (mV)	Porcentaje respecto a la tónica
1	360	100 %
2	25	6,94 %
3	70	19,44 %
4	20	5,55 %
5	27	7,5 %

Esta alta amplitud implica que la tercera contribuirá a darle cuerpo a la nota principal ya que conforma el acorde más sencillo posible y el resto de notas entran dentro de la afinación de La, de forma que contribuyen también a darle cuerpo pero de una forma leve ya que la nota más alta de estas solo tiene un 6,94 % de la amplitud de la principal.

Respecto a la afinación, representando todos los valores por encima de un La de 880 Hz, aparecen marcados en verde los armónicos generados que están afinados con este y en rojo los que no.

Nota	Frecuencia (Hz)	Armónico
La (Tónica)	880	1
La (Octava 1)	1760	2
La (Octava 2)	3520	4
La (Octava 3)	7040	8
Mi (Quinta 1)	2640	3
Mi (Quinta 2)	5280	6
Mi (Quinta 3)	10560	12
Do# (Tercera 1)	4400	5
Do# (Tercera 2)	8800	10
Do# (Tercera 2)	1760	20

Identificando notas en el teclado se observa fácilmente su efecto sobre la nota tónica, siendo esta la representada en azul:

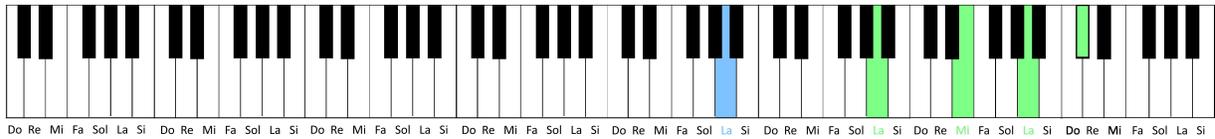


Figura 47. Representación de las notas de entrada y salida en el teclado de un piano.

3.3. Circuito de Fuzz

En este apartado se estudiará y simulará el conocido Fuzz Face. Un pedal creado en el 1966 altamente conocido por ser pionero en la creación del efecto Fuzz y por emplear transistores de germanio que le concedían su característico sonido.

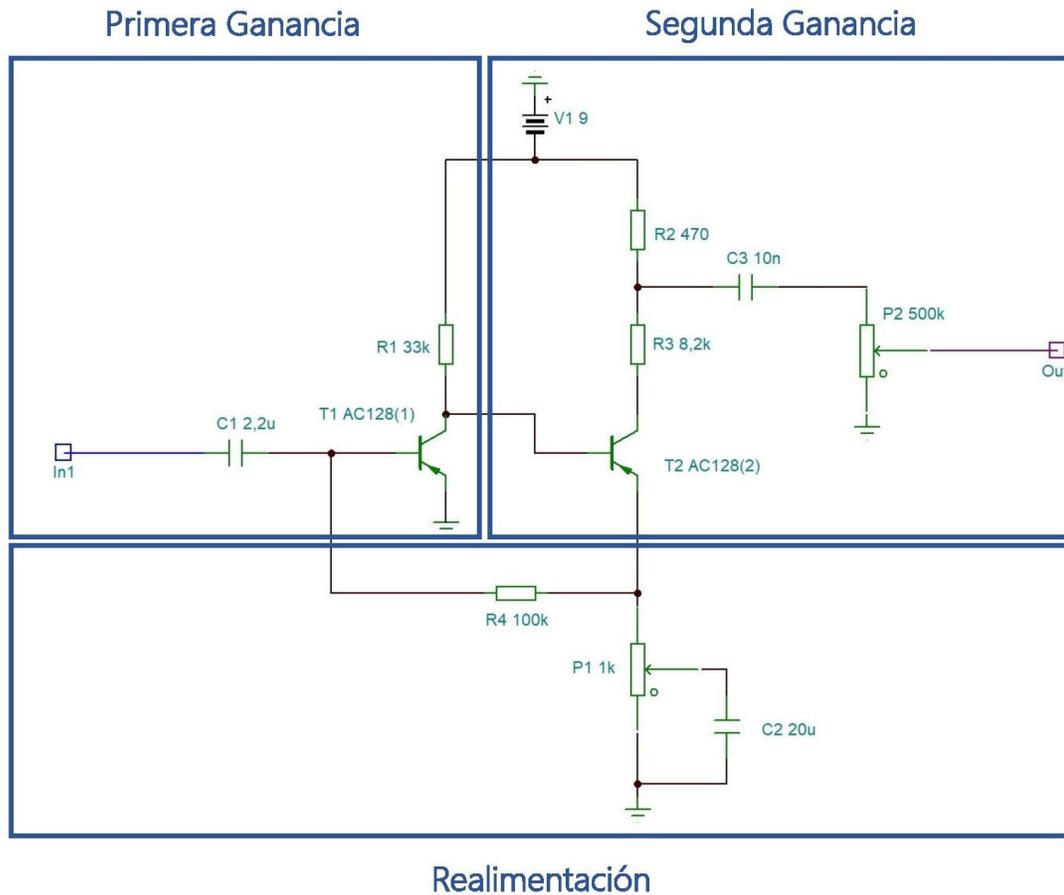


Figura 48. Circuito Fuzz Face.

Por la complejidad de cálculo del circuito debido a la alternancia de estados de corte, saturación y conducción de los transistores, se establecerán los puntos de funcionamiento de estos mediante las simulaciones realizadas.

Transistor T1: Representando los valores que adoptan la tensión de colector-emisor ($V_{CE}=V_C$), intensidad de colector (I_C) e intensidad de base (I_B) se obtienen la siguientes figuras:

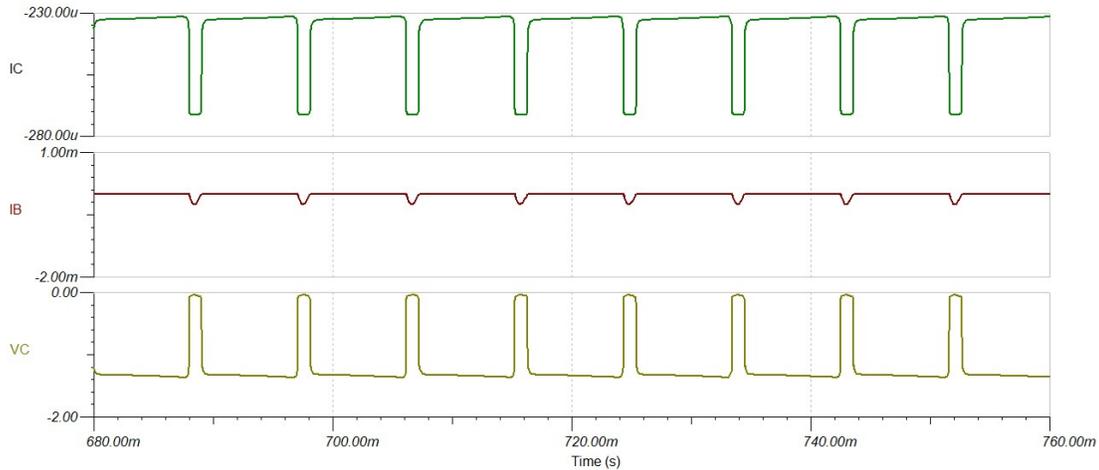


Figura 49. Tensión de Colector, Intensidad de Colector e Intensidad de Base.

Esto permite observar que el transistor alterna entre el estado de saturación al alcanzar la tensión el valor de 0V aproximadamente y el de conducción. Pueden definirse cada estado con los valores de las variables para una $V_{in} = 750mV$ de promedio:

Estado	$V_{CE} = V_C$	I_C	I_B
Saturación	-47 mV	-271 μA	-195 μA
Conducción	-1,36 V	-231 μA	127 nA

De forma análoga pueden definirse los estados de funcionamiento del segundo transistor como se muestra a continuación:

Transistor T2: Representando los valores que adoptan la tensión de colector-emisor (V_{CE}), intensidad de colector (I_C) e intensidad de base (I_B) se obtienen la siguientes figuras:

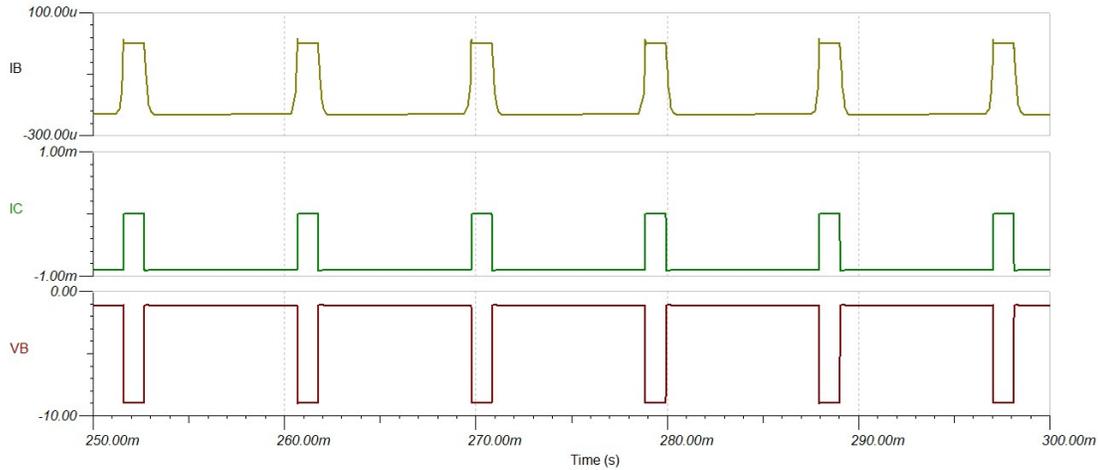


Figura 50. Tensión de Colector-Emisor, Intensidad de Colector e Intensidad de Base.

Esto permite observar que el transistor alterna entre el estado de corte al alcanzar la tensión el valor de $-9V$ igual al de la alimentación y el de conducción. Pueden definirse cada estado con los valores de las variables para una $V_{in} = 750mV$ de promedio:

Estado	V_{CE}	I_C	I_B
Corte	$-9 V$	$-126,85 nA$	$-128 nA$
Conducción	$-1,14 V$	$-904 \mu A$	$-232 \mu A$

Conocidos los puntos de funcionamiento de ambos transistores, pueden compararse las tensiones V_{CE} de estos para entender como alternan entre los estados de forma respectiva (Figura (51))

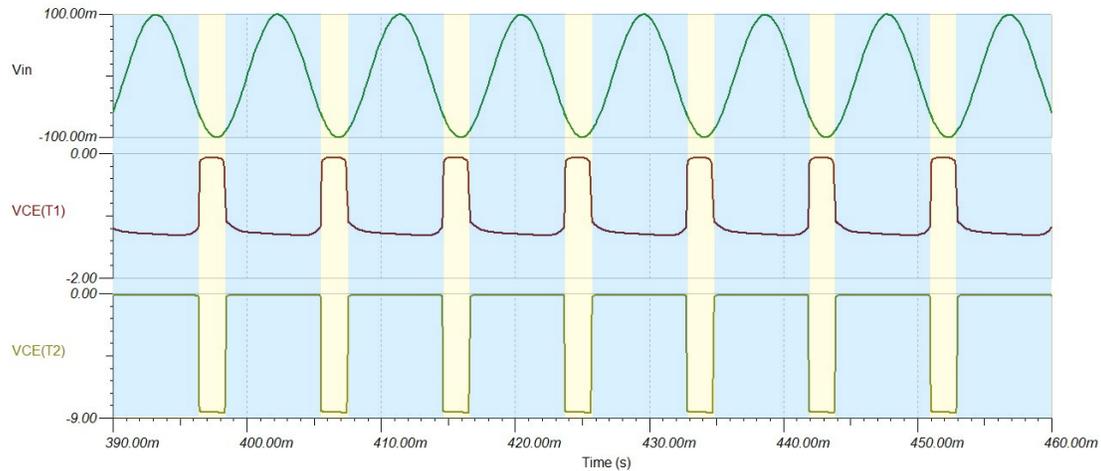


Figura 51. Comparación entre la tensión de Colector-Emisor de ambos transistores y la señal de entrada.

Se observa que cuando T1 entra en Saturación (banda naranja de la figura) de forma simultánea entra T2 en corte con una tensión de 9V. Esto se debe a que en dicho instante T1 se comporta como un cortocircuito, conectando el emisor a tierra y por lo tanto estableciendo la tensión de este a 0V.

Al ser la tensión de emisor de T1 igual a la tensión de base de T2 esta pasa a valer 0V. Esto provoca que T2 entre en estado de corte y pase a comportarse como un circuito abierto. Dejando de esta forma la parte superior al emisor desconectada de tierra y por lo tanto a la tensión de alimentación -9V (Figura (52))

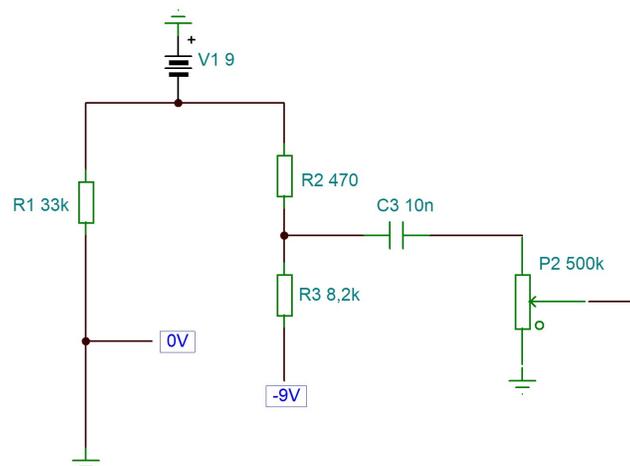
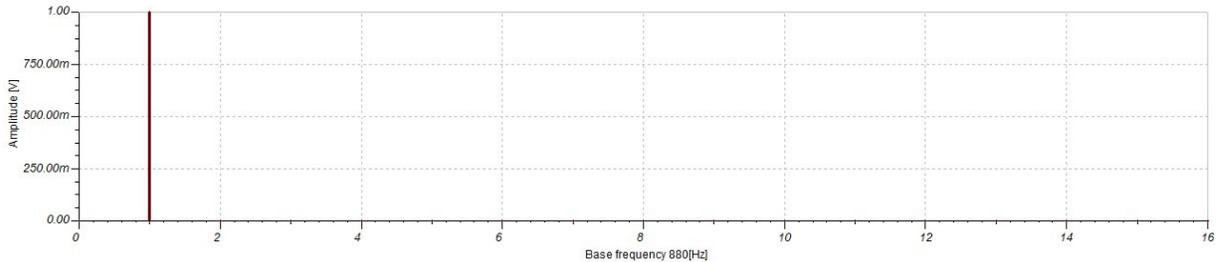


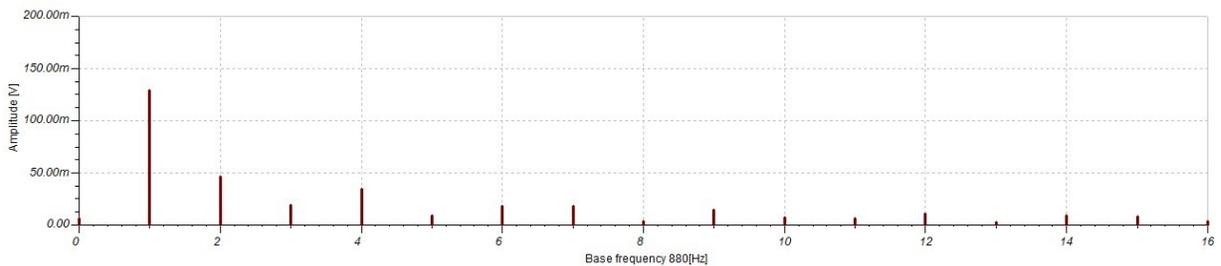
Figura 52. Simplificación del circuito en el estado de T1=Saturación y T2=Corte.

3.3.1. Análisis en armónicos

Ante una señal de entrada senoidal pura de 880 Hz equivalente a la nota La, la señal de salida presenta una distorsión armónica de un **55,079 %**. En el análisis de Fourier se aprecia la introducción de los nuevos armónicos:



(a) Señal de entrada



(b) Señal de salida

Figura 53. Análisis de Fourier de las señales de entrada y salida.

En comparación con los circuitos vistos hasta ahora, este es el que introduce una mayor distorsión y número de armónicos.

Se observa que se ve disminuido el primer armónico (tónica) y aparecen las 4 octavas por encima de la tónica. Siendo estos los armónicos 2,4,8 y 16 con 1760 Hz, 3520 Hz, 7040 Hz y 14080 Hz respectivamente.

Por otro lado también aparecen 3 quintas (Mi) por encima de la tónica, correspondiendo a los armónicos 3,6 y 12 con 2640 Hz, 5280 Hz y 10560 Hz.

Por último aparecen 2 terceras por encima de la tónica correspondiendo a los armónicos 5 y 10 de 4400 Hz y 8800 Hz.

A parte de estas notas que entran dentro de la afinación en La, se generan armónicos que no pertenecen a esta. Produciendo así un sonido no tan armonioso y distorsionado o "sucio", típico de estilos musicales como el Hard Rock o Metal. Los armónicos mencionados son los 7 (Sol), 9 (Si), 11 (Re#), 13 (Fa), 14 (Sol) y 15 (Sol#)

En este circuito es característica la distribución de las amplitudes entre los distintos armónicos, al ser estas de valores considerables:

Armónico	amplitud (mV)	Porcentaje respecto a la tónica
1	129	100 %
2	48	37,21 %
3	19	14,73 %
4	36	27,9 %
5	10	7,75 %
6	18	13,95 %
7	18	13,95 %
8	6	4,65 %
9	15	11,62 %
10	8	6,2 %
11	8	6,2 %
12	11	8,52 %
13	4	3,1 %
14	9	6,97 %
15	9	6,97 %

Respecto a la afinación, representando todos los valores por encima de un La de 880 Hz, aparecen marcados en verde los armónicos generados que están afinados con este, en rojo los que no y en naranja los que son considerados en otro tipo de afinaciones como correctos:

Nota	Frecuencia (Hz)	Armónico
La (Tónica)	880	1
La (Octava 1)	1760	2
La (Octava 2)	3520	4
La (Octava 3)	7040	8
La (Octava 4)	14080	16
Mi (Quinta 1)	2640	3
Mi (Quinta 2)	5280	6
Mi (Quinta 3)	10560	12
Do# (Tercera 1)	4400	5
Do# (Tercera 2)	8800	10
Do# (Tercera 3)	17600	20
Sol (Séptima 1)	6160	7
Sol (Séptima 2)	12320	14
Si (Novena)	7920	9
Re# (Onceava)	9680	11
Fa (Treceava)	11440	13
Sol# (Quinceava)	13200	15

3.4. Circuito de WahWah

En este apartado se estudiará y simulará el circuito Vox V847. Variante del original *Vox Clyde McCoy Wah-Wah Pedal* creado en 1967. Es característica su simplicidad en funcionamiento y clara diferenciación de las etapas que lo componen.

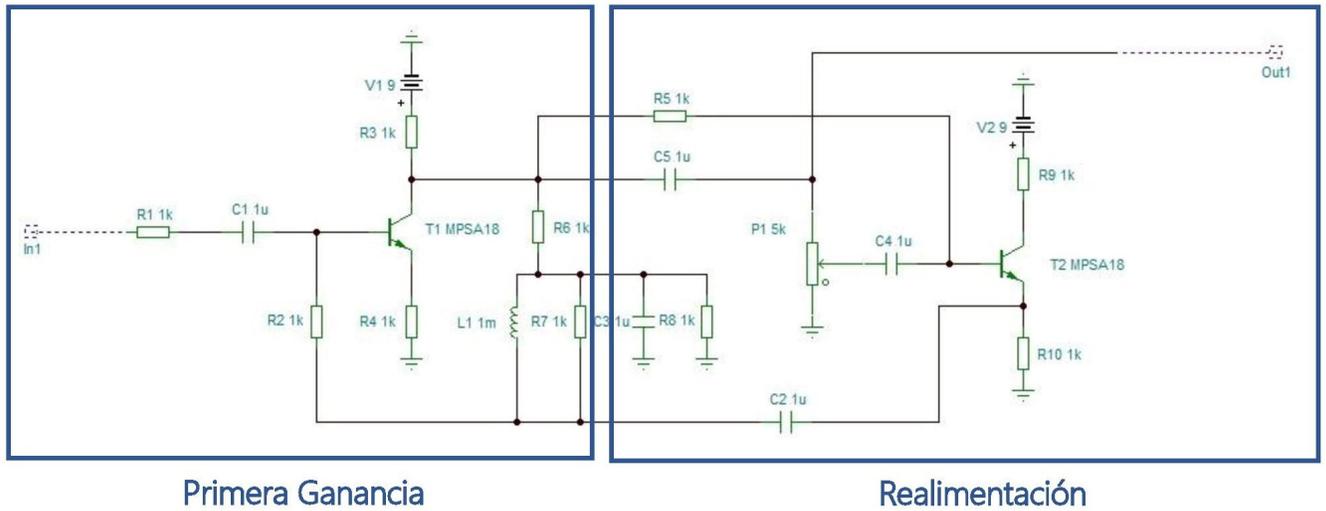


Figura 55. Circuito Vox V847.

3.4.1. Primera ganancia

En este circuito puede diferenciarse una primera etapa en la cual el transistor T1 se comporta como un amplificador de tensión con realimentación.

De nuevo como se ha visto en los circuitos previos el condensador C_1 con un valor típico de $0,01\mu F$ elimina cualquier componente de continua de la señal de entrada.

Observando el comportamiento del transistor, este se encuentra trabajando en el régimen lineal. Esto se ve claramente realizando el análisis en continua. En este régimen puede simplificarse el circuito como:

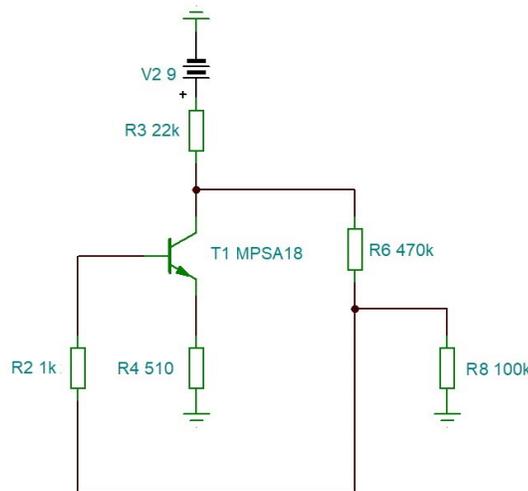


Figura 56. Simplificación en DC del circuito.

Tomando de la simulación una tensión de colector $V_C = 4,23V$ se puede definir:

$$I_{R_3} = \frac{V_2 - V_C}{R_5} = \frac{9 - 4,23}{22 \cdot 10^3} = 216,81\mu A \quad (86)$$

Puesto que la intensidad de base es muy pequeña en comparación con las intensidad de colector y emisor puede tomarse $I_{R_3} = I_C$ y simplificarse la expresión $I_E = I_C + I_B$ como $I_E = I_C$. Como resultado puede calcularse:

$$V_E = I_E \cdot R_E = 216,81 \cdot 10^{-6} \cdot 510 = 110,57mV \quad (87)$$

Para el cálculo de la tensión de base se puede eliminar la resistencia R_2 puesto que esta es tan pequeña en comparación con R_6 que no afecta a la tensión. Esto es apoyado por las simulaciones al ver que la caída de tensión en dicho elemento no es observable al ser del orden de $58\mu V$.

Habiendo establecido esta simplificación la tensión de base coincide con la obtenida del divisor de tensión formado por R_6 y R_8 :

$$V_B = V_c \cdot \frac{R_8}{R_8 + R_6} = 4,23 \cdot \frac{100 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3 + 470 \cdot 10^3} = 742,10mV \quad (88)$$

$$V_{R_6} = V_C - V_B = 4,23 - 0,742 = 3,487V \quad (89)$$

$$I_{R_6} = \frac{V_{R_6}}{R_6} = \frac{3,487}{470 \cdot 10^3} = 7,421\mu A \quad (90)$$

Y por lo tanto:

$$V_{BE} = V_B - V_E = 742,10 - 110,57 = 631,53mV \quad (91)$$

$$V_{CB} = V_C - V_B = 4,23 - 0,742 = 3,487V \quad (92)$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 4,23 - 0,110 = 4,12V \quad (93)$$

La ganancia en tensión puede calcularse mediante la relación entre R_C y R_E como:

$$A_v = \frac{R_c}{R_E} = \frac{22 \cdot 10^3}{510} = 43,13 \quad (94)$$

Resumiendo:

Tensiones	Intensidades	Tensiones entre terminales
$V_C = 4,23V$	$I_C = 216,81\mu A$	$V_{BE} = 631,53mV$
$V_E = 110,57mV$	$I_E = 216,81\mu A$	$V_{CB} = 3,487V$
$V_B = 742,10mV$	$I_B = 7,421\mu A$	$V_{CE} = 4,12V$

3.4.2. Etapa de realimentación

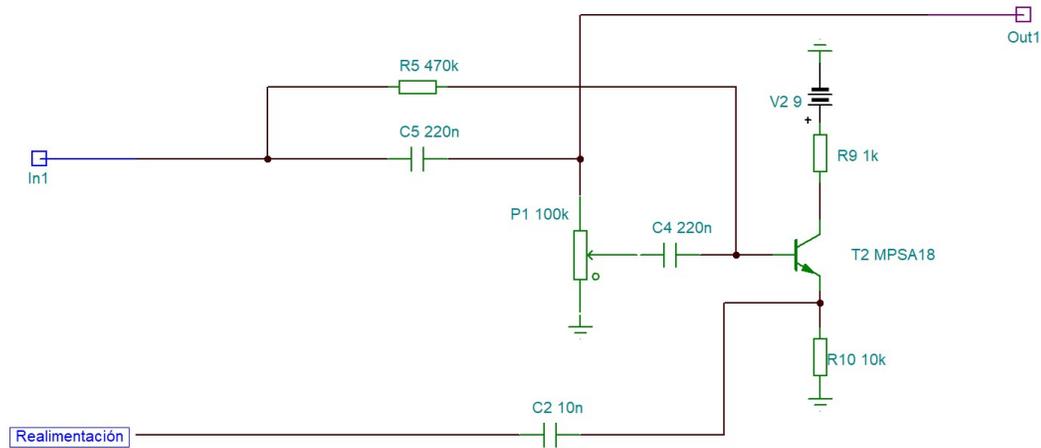


Figura 57. Etapa de realimentación del circuitos VOX V487.

En esta etapa se produce el denominado efecto WahWah. La señal amplificada proveniente de la etapa de ganancia es llevada hasta la base del segundo transistor a través del potenciómetro P1. Este se encuentra con la configuración típica de un control de volumen, pero en este caso controlará el desplazamiento del pico de resonancia.

Dicha señal es de nuevo amplificada por T2 y realimentada a través de C_2 a la base del primer transistor T1.

Se sabe por los circuitos analizados previamente que P1 multiplica “a” veces la señal de entrada, variando por lo tanto la intensidad que circula por la base de T2. Al producirse una variación temporal de esta (el potenciómetro pasa de su posición máxima a mínima y vuelve), la capacidad aparente de C_2 se va a ver modificada según su definición:

$$C = i \cdot \frac{dt}{dv} \quad (95)$$

De esta forma, junto a la bobina L_1 se forma un circuito LC cuya frecuencia de resonancia se ve modificada por este efecto como se ve en la Figura (58).

Por otro lado, al producirse una realimentación de una señal amplificada y desfasada, esta se suma con la de entrada dando lugar a una distorsión muy notable. Por este motivo cuando este circuito no se está empleando se suele utilizar un bypass para que la señal salga conforme entre y no sufra esta distorsión.

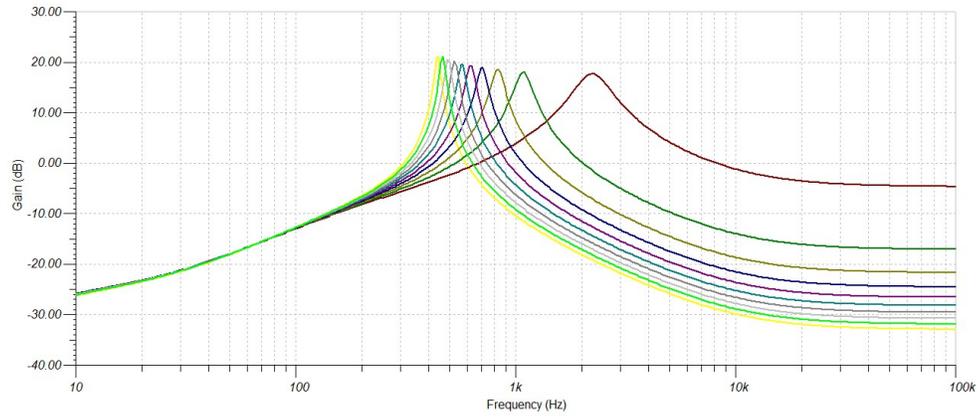
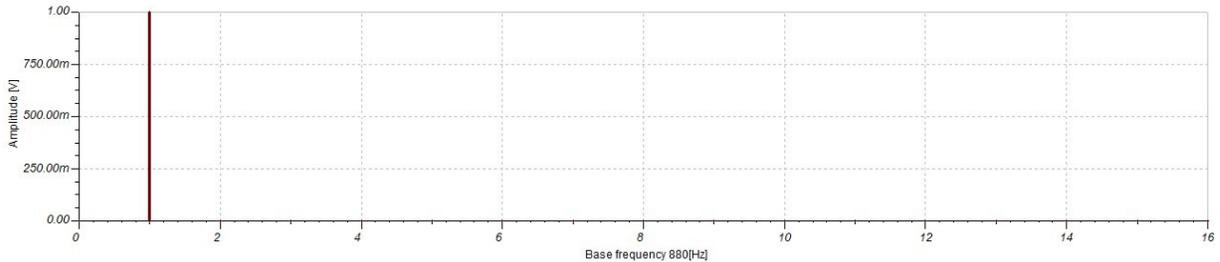


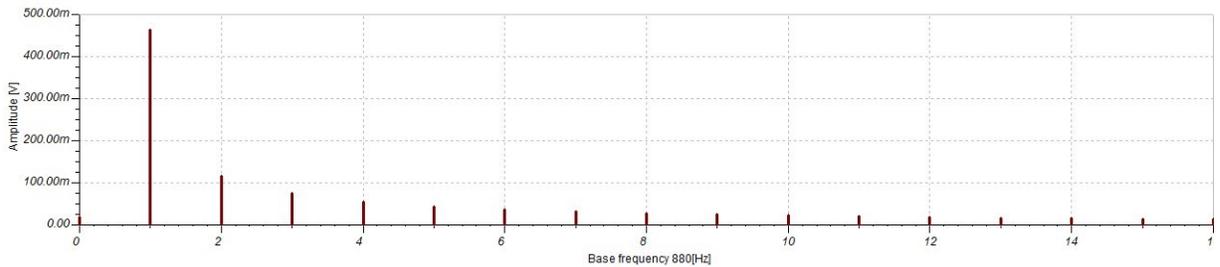
Figura 58. Variación de la frecuencia de resonancia en función de la variación de P1.

3.4.3. Análisis en armónicos

Ante una señal de entrada senoidal pura de 880 Hz equivalente a la nota La, la señal de salida presenta una distorsión armónica de un **37,29 %**. En el análisis de Fourier se aprecia la introducción de los nuevos armónicos:



(a) Señal de entrada



(b) Señal de salida

Figura 59. Análisis de Fourier de las señales de entrada y salida.

Se observa que en este circuito no se ve significativamente disminuido el primer armónico (tónica) en comparación con los vistos previamente y aparecen Las 3 octavas por encima de la tónica. Siendo estos los armónicos 2,4 y 8 con 1760 Hz,3520 HZ y 7040 Hz respectivamente.

Por otro lado también aparecen 3 quintas (Mi) por encima de la tónica, correspondiendo a los armónicos 3,6 y 12 con 2640 Hz, 5280 Hz y 10560 Hz.

Por último aparecen 2 terceras por encima de la tónica correspondiendo a los armónicos 5 y 10 de 4400 Hz y 8800 Hz.

A parte de estas notas que entran dentro de la afinación en La, se generan armónicos que no pertenecen a esta. Produciendo así un sonido no tan armonioso y distorsionado o "sucio". Los armónicos mencionados son los 7 (Sol), 9 (Si), 11 (Re#), 13 (Fa).

En este circuito la distribución de las amplitudes entre los distintos armónicos resulta:

Armónico	amplitud (mV)	Porcentaje respecto a la tónica
1	463	100 %
2	120	25,91 %
3	76	16,41 %
4	28	6,04 %
5	23	4,96 %
6	18	3,88 %
7	17	3,67 %
8	13	2,81 %
9	13	2,81 %
10	12	2,59 %
11	11	2,37 %
12	10	2,16 %
13	9	1,94 %

La alta amplitud implica del segundo armónico contribuirá a darle cuerpo a la nota principal y el segundo al ser su tercera también contribuirá a ello. Respecto al resto de notas al igual que en el circuito anterior se generan varias que no pertenecen a la afinación de La, pero al contener una amplitud baja en comparación con las mencionadas anteriormente, no serán especialmente perceptibles al oído.

Respecto a la afinación, representando todos los valores por encima de un La de 880 Hz, aparecen marcados en verde los armónicos generados que están afinados con este, en rojo los que no y en naranja los que son considerados en otro tipo de afinaciones como correctos:

Nota	Frecuencia (Hz)	Armónico
La (Tónica)	880	1
La (Octava 1)	1760	2
La (Octava 2)	3520	4
La (Octava 3)	7040	8
Mi (Quinta 1)	2640	3
Mi (Quinta 2)	5280	6
Mi (Quinta 3)	10560	12
Do# (Tercera 1)	4400	5
Do# (Tercera 2)	8800	10
Do# (Tercera 3)	17600	20
Sol (Séptima 1)	6160	7
Sol (Séptima 2)	12320	14
Si (Novena)	7920	9
Re# (Onceava)	9680	11
Fa (Treceava)	11440	13

Identificando las notas en el teclado se observa fácilmente su efecto sobre la nota tónica, siendo esta la marcada en azul (Puesto que muchas superan las representables en un piano se ha marcado el final de este con color azul):

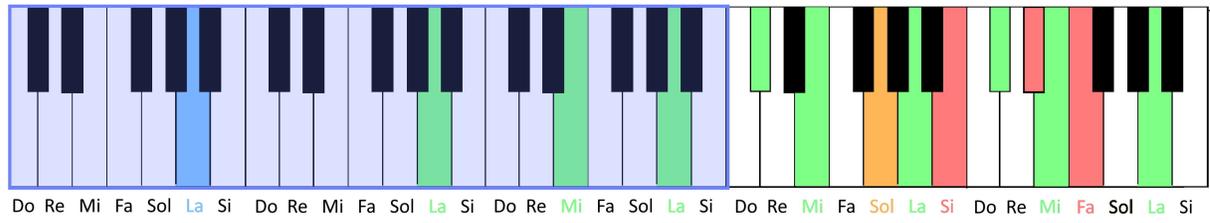


Figura 60. Representación de las notas de entrada y salida en el teclado de un piano.

3.4.4. Modificaciones

Una modificación interesante para el circuito sería sustituir en el condensador C_2 por un condensador variable puesto que este controla la frecuencia de resonancia, permitiendo elegir así el valor central de esta previo a sus desplazamiento con el potenciómetro. Esto traducido a términos de sonido implicaría que el sonido distorsionado fuese más agudo o más grave ya que se estaría eligiendo qué frecuencias sufren sus efectos (Figura (61)):

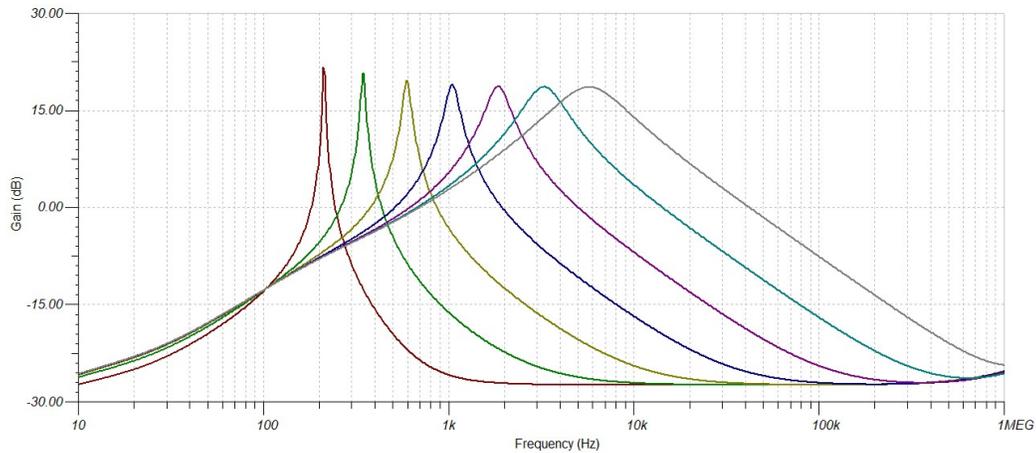


Figura 61. Variación de la frecuencia de resonancia en función de la variación del valor de C_2 .

Por otro lado también es interesante sustituir la resistencia R_4 por un potenciómetro que permita variar su valor puesto que esta controla la ganancia del primer transistor, de forma que puede elegirse obtener un sonido más potente a la salida (Figura(62)). En combinación con la modificación de C_2 se podría elegir que frecuencias sufrirían el efecto y cuanto destacaría su sonido sobre el resto.

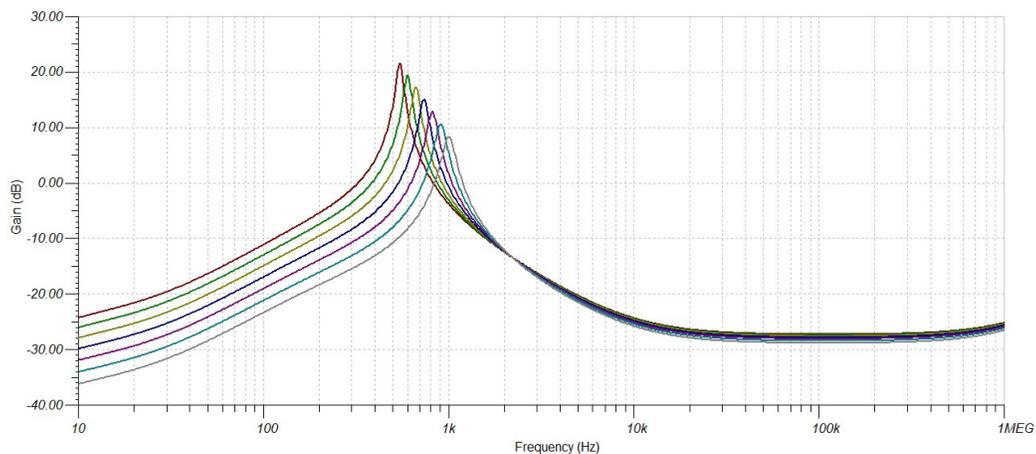


Figura 62. Variación de la frecuencia de resonancia en función de la variación del valor de R_4 .

3.5. Estudio de mercado

Las pedaleras de efectos de guitarra eléctrica son conocidas por sus elevados precios. Pudiendo oscilar estos entre 30 y más de 500 €. Si se comparan los precios de las pedaleras estudiadas anteriormente con los de otras marcas relevantes existentes hoy en día en el mercado se pueden apreciar claramente dichos rangos:

Pedal	Efecto	Precio (€)
Klon KTR Centaur Overdrive	Overdrive	385
JHS Pedals Morning Glory V4	Overdrive	235
EarthQuaker Devices Westwood overdrive	Overdrive	209
Wampler Tumnus Deluxe Overdrive V2	Overdrive	199
Full tone Full-Drive 3	Overdrive	184
Fulltone OCD V2 overdrive pedal	Overdrive	166
Boss BD-2 Blues Driver	Overdrive	88
Ibanez Tube Screamer TS Mini	Overdrive	75
Blues Crusher	Overdrive	31,15
KHDK Dark Blood	Distortion	222
Boss JB-2 Angry Driver	Distortion	209
Wampler Sovereign Distortion	Distortion	194
Walrus Audio Iron Horse V2	Distortion	189
MXR Distortion +	Distortion	98
Fender Pugilist distortion	Distortion	89
Proco Rat 2 Distortion	Distortion	75
Blackstar LT-Metal	Distortion	69
Boss DS-1	Distortion	56
Walrus Audio Janus	Fuzz	304
Wampler Velvet Fuzz	Fuzz	215
Z.Vex Fuzz Factory	Fuzz	195
Old Blood Noise Endeavors Haunt	Fuzz	195
Fuzz Face	Fuzz	177
Way Huge Swollen Pickle	Fuzz	174
Dunlop FFM3 Jimi Hendrix Fuzz Face Mini	Fuzz	133
Electro-Harmonix Op-Amp Big Muff Reissue fuzz	Fuzz	88
tc electronic Honey Pot Fuzz	Fuzz	35
Fulltone USA Clyde Standard	Wah Wah	240
MXR MC404 Custom Audio Electronics Wah Guitar Pedal	Wah Wah	222
Jim Dunlop JC95 Jerry Cantrell wah	Wah Wah	192
Boss PW3 Wah Pedal	Wah Wah	125
Morley Steve Vai Bad Horsie 2 Contour Wah	Wah Wah	125
Dunlop Cry Baby	Wah Wah	98
Vox V847	Wah Wah	88
Hotone Soul Press	Wah Wah	85
Electro-Harmonix Wailer Wah Pedal	Wah Wah	69

Es interesante ver que dichos rangos de valores se mantienen también también en pedaleras de guitarra que producen otro tipo de efectos distintos a los estudiados previamente:

Pedal	Efecto	Precio (€)
Electro-Harmonix Memory Man	Chorus	212
Boss CE-2W Waza Craft chorus	Chorus	199
MXR EVH Phase 90 phaser	Phaser	195
EHX Micro POG	Octavación	195
DigiTech Whammy	Shifter	175
MXR 10 Band Equalizer Silver	Ecualización	175
Source Audio Vertigo tremolo	Tremolo	174
MXR M-135 Smart Gate	Supresión de ruido	170
MXR M169 Carbon Copy Analog Delay	Delay	166
Source Audio Mercury flanger	Flanger	164
Xotic SP Compressor	Compresión	159
Boss DM-2	Delay	159
Voodoo Lab Tremolo	Tremolo	148
Boss DD-7 Digital Delay	Delay	140
Electro-Harmonix Electric Mistress	Flanger	121
Boss OC-3 Super Octave	Octavación	119
TC Hall of Fame Reverb 2	Reverb	115
Electro Harmonix Cock Fight	AutoWah	109
MXR Dyna Comp	Compresión	105
Boss TR-2	Tremolo	98
MXR Phase 90	Phaser	95
DryBell Vibe Machine V2 vibe	Vibe	91
Boss GE-7 Equalizer	Ecualización	91
Boss CS-2	Compresión	89
TC Electronic Sub 'N' Up octaver	Octavación	88
Boss NS-2	Supresión de ruido	82
Electro-Harmonix Silencer	Supresión de ruido	64
Danelectro DJ14 Fish and Chips	Ecualización	48
Danelectro Tuna Melt Trémolo Tremelo DJ-5 Dj5	Tremolo	41
Danelectro D5 FAB Chorus	Chorus	25
Behringer CS400	Compresión	24
Behringer EQ700	Ecualización	24

El elevado precio de estos productos se debe a sus componentes mecánicos. La circuitería empleada no ha variado en complejidad de forma significativa a lo largo de los años puesto que cumple con su función eficientemente y los componentes empleados son sencillos y fáciles de conseguir.

El único cambio significativo que podría mencionarse sería el cambio de varios circuitos como por ejemplo los Wah de emplear transistores a emplear amplificadores operacionales.

En cambio los componente mecánicos emplean valores muy concretos de sus parámetros los cuales no suelen encontrarse normalizados y buscan una sensación satisfactoria en su uso. Por ejemplo que los pasos de un potenciómetro sean elevados y suaves en movimiento.

Como forma de referencia se adjunta a continuación el precio de distintos componentes empleados en estos circuitos:

Pieza	Precio (€)
ORIGINAL DUNLOP ECB035 DPDT FOOTSWITCH FOR MXR AND DUNLOP EFFECT PEDALS - INTERRUPTOR DE PIE	20,99
CARLING DPDT 316-PP 316PP FOOTSWITCH FOR EFFECT PEDALS - TRUE BYPASS	15,25
4PDT FOOTSWITCH - TRUE BYPASS - PULSADOR INTERRUPTOR PIE FUZZ FACE FUSSSCHALTER	6,75
SWITCHCRAFT 113X JACK ISOLATED 6.35MM 1/4 INCH MAKE CIRCUIT SWITCH	7,75
SWITCHCRAFT N111X 14 OPEN CIRCUIT STEREO FOR ACTIVE BASS GUITAR EFFECT PEDAL	5,75
ORIGINAL VOX JACK STEREO MINI FOR TONELABLE TONELAB - 510450520503	9,25
EDDYSTONE BB-V62 STOMP BOX DIECAST ENCLOSURE PRE-DRILLED FOR EFFECT PEDALS	14,15
EDDYSTONE BB-V41 STOMP BOX DIECAST ENCLOSURE PRE-DRILLED FOR EFFECT PEDALS	13,25
BLACK WAH ENCLOSURE FOR TO BUILD CUSTOM WAH OR VOLUME EFFECT PEDAL	76,00
BOSS REPLACEMENT MOMENTARY SWITCH SPST FOR ALL BOSS EFFECT PEDALS	7,75
ORIGINAL DUNLOP POTENTIOMETER 470K B470K LINEAR FOR JH-F1 JHF1 FUZZFACE ECB255	13,15
POTENTIOMETER 100K LOG FOR VOX DUNLOP CRYBABY WAH - POT A100K POTENCIOMETRO	18,10
DUNLOP CRYBABY GCB95 BOTTOM PLATE WITH BATTERY BOX AND RUBBER FEET - ECB152C	22,85
ORIGINAL POTENTIOMETER FOR VOX V847A 100K A100K - 510360524001	27,15

4. PRESUPUESTO

Índice del presupuesto

1. Cuadro de mano de obra
2. Cuadro de maquinaria
3. Cuadro de unidades de obra
 - Capítulo 1: Estudio bibliográfico
 - Capítulo 2: Simulación de circuitos
 - Capítulo 3: Redacción de resultados
4. Presupuesto total

1. Cuadro de mano de obra

Código	Posición	Salario mensual (€/mes)	Salario (€/h)
MO-ITI	Ingeniero en Tecnologías Industriales	3200.00	20.00

2. Cuadro de maquinaria

Código	Ud.	Descripción	Precio (€)
MQ-ORD	u	Ordenador portátil	1000.00
MQ-OFF	u	Paquete Office 365 personal	69.00
MQ-TIN	u	TINA-TI SPICE	0.00
Total			1069.00

3. Cuadro de unidades de obra

En este presupuesto se recogen todos los procesos necesarios para producir el análisis de 4 circuitos de efecto de guitarra eléctrica. Se plantea un periodo de amortización de 300 horas equivalentes a los 12 créditos de duración del Trabajo de Final de Grado.

Capítulo 1: Estudio bibliográfico

1.1 Estudio bibliográfico					
Código	Ud.	Descripción	Precio (€)	Rend.	importe (€)
		Familiarización con la plataforma de simulación y búsqueda de información previa.			
MO-ITI	h	Ingeniero en Tecnologías Industriales	20.000	100	2000.000
MQ-ORD	h	Ordenador portátil	3.340	100	334.000
MQ-OFF	h	Paquete Office 365 personal	0.23	100	23.000
	%	Costes directos complementarios		2	47.140
Total unidad de obra					2404.140

Capítulo 2: Simulación de circuitos

2.1					
Código	Ud.	Descripción	Precio (€)	Rend.	importe (€)
		Simulación de los circuitos a estudiar.			
MO-ITI	h	Ingeniero en Tecnologías Industriales	20.000	150	3000.000
MQ-ORD	h	Ordenador portátil	3.340	150	501.000
MQ-TIN	h	TINA-TI SPICE	0.000	150	0.000
	%	Costes directos complementarios		2	70.020
Total unidad de obra					3571.020

Capítulo 3: Redacción de resultados

3.1					
Código	Ud.	Descripción	Precio (€)	Rend.	importe (€)
		Redacción de los resultados y conclusiones obtenidas.			
MO-ITI	h	Ingeniero en Tecnologías Industriales	20.000	50	1000.000
MQ-ORD	h	Ordenador portátil	3.340	50	167.000
MQ-OFF	h	Paquete Office 365 personal	0.23	50	11.500
	%	Costes directos complementarios		2	23.570
Total unidad de obra					1202.070

4. Presupuesto total

Código	Descripción	Subtotal (€)	importe (€)
1	Estudio bibliográfico	2404.140	
2	Simulación de circuitos	3571.020	
3	Redacción de resultados	1202.070	
	Presupuesto de ejecución material		7177.230
	Gastos generales 13 %		933.039
	Beneficio industrial 6 %		430.634
			8540.903
	IVA 21 %		1793.589
	Total presupuesto		10334.492

5. BIBLIOGRAFÍA

Referencias

- [1] David Guillermo Acevedo Cárdenas. Raúl Restrepo Agudelo. *Amplificación preamplificación y procesamiento de señales de audio*. Universidad Pontificia Bolivariana. Escuela de ingenierías y Administración. Facultad de ingeniería electrónica Bucaramanga, [2011].
- [2] Paula Hernández Salado. *Detección de la tonalidad en audio musical*. Universidad de Extremadura. Escuela Politécnica. Grado de Ingeniería de Sonido en Imagen en Telecomunicación, [2017].
- [3] Victor Castaño Marcos. *Diseño de una pedalera de efectos analógica*. Universitat Politècnica de Catalunya. [2015].
- [4] Douglas Self. *Audio Power Amplifier Design*. Focal Press, [2013].
- [5] John Linsley Hood. *Valve and Transistor Audio Amplifiers*. Newnes, [1998].
- [6] J.L. *Re-engineering the Crybaby-style Wah pedal*. [2020].
- [7] Brian Wampler. *Advanced DIY Effect Pedals. How to design, customize and build effect pedals*. [2006].
- [8] David Moreno Valls. Salvador Ponce Alcántara. *Diseño y fabricación de un amplificador de audio optimizado para guitarra de clase AB de 100W RMS*. Universidad Politécnica de Valencia. [2017].
- [9] Miguel Brocal Sánchez. Guillermo Escrivá Escrivá. Salvador Ponce Alcántara. *Diseño y implementación de un amplificador de audio de clase AB de 30W RMS para guitarra eléctrica*. Universidad Politécnica de Valencia. [2019].
- [10] Roberto L. Pajares Alonso. *Historia de la Música en 6 Bloques; Bloque 4: Dinámica y Timbre*. Visión Libros. [2010].
- [11] *Tema 4: La señal de audio. Tecnología de los contenidos multimedia*. UNED. [2010].
- [12] Henry Ott. *Decoupling guide for various frequencies*. [2007].
- [13] Erik Vincent. *Blues Crusher*. www.diyguitarpedals.com.au [2019].
- [14] R.G. Keen. *The Technology of Wah Pedals*. www.geofex.com [1999].
- [15] *Respuestas para pedales de efecto* <https://www.electronicabaile.com/es/>.

Imágenes

- [16] Figura 1: <http://www.eumus.edu.uy/docentes/maggiolo/acuapu/sup.html>
- [17] Figura 2: <https://www.quora.com/How-are-headphones-able-to-produce-complicated-sounds>
- [18] Figura 5: <https://www.instructables.com/id/Add-Diode-Clipping-Distortion-to-your-Guitar-Amp/>
- [19] Figura 6: David Moreno Valls. Salvador Ponce Alcántara .Diseño y fabricación de un amplificador de audio optimizado para guitarra de clase AB de 100W RMS. Universidad Politécnica de Valencia. [2017]
- [20] Figura 8: David Moreno Valls. Salvador Ponce Alcántara .Diseño y fabricación de un amplificador de audio optimizado para guitarra de clase AB de 100W RMS. Universidad Politécnica de Valencia. [2017]
- [21] Figura 12: <https://www.electrosmash.com/vox-v847-analysis>
- [22] Figura 13: https://es.qwe.wiki/wiki/Miller_effect

Datasheets

- [23] TL072. <https://pdf1.alldatasheet.es/datasheet-pdf/view/28775/TI/TL072.html>
- [24] LM741 <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm741.pdf>
- [25] 1N4448TR. <https://www.vishay.com/docs/81858/1n4448.pdf>
- [26] 1N270. <https://www.digchip.com/datasheets/parts/datasheet/300/1N270-pdf.php>
- [27] MPSA18. <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MPSA18-D.PDF>
- [28] AC128. [https://alltransistors.com/es/pdfview.php?doc=ac128.pdf&dire=*alvo*](https://alltransistors.com/es/pdfview.php?doc=ac128.pdf&dire=<i>alvo</i>)

Agradecimientos

Quisiera agradecer a una serie de personas su apoyo a lo largo de no solo el proceso de creación de este trabajo si no que también a lo largo de los años empleados para adquirir el conocimiento necesario para poder elaborarlo.

Primero de todo a mi tutor por haberme guiado, aconsejado y sobretodo haberse involucrado tanto en todo momento.

A mis padres por haberme dado la oportunidad de estudiar una carrera universitaria y las puertas que esto me abre.

A mis abuelos por haber luchado para que sus hijos y nietos consiguiesen tener unos estudios y calidad de vida que muchos no podían tener en su época.

A mi tía María de Diego por haberme aconsejado a lo largo de los años de la carrera y haberme apoyado en todo momento.

A mis amigos David Herraiz y Daniel Nedosseikine por haber estado conmigo en todos los momentos de estos últimos años, haberme ayudado en todo lo que pudieron y haber crecido conmigo en este proceso.

A mi amigo Alejandro Antonio Fernández-Concha de la Calzada por haber hecho todo lo que estuvo en su mano para ayudarme en este proyecto que sin duda no habría sido el mismo sin su ayuda.

Gracias

