



Universidad
Zaragoza



**Escuela Universitaria de
Ingeniería
Técnica Industrial
Universidad** Zaragoza

Universidad de Zaragoza
Escuela Universitaria de Ingeniería Técnica Industrial
Departamento de Ingeniería Electrónica y de Comunicaciones

Proyecto de Fin de Carrera

Fundamento de operación del Fuzz Face. Análisis, diseño e innovación.

Autor: Alberto Solobera Abad

Director: Francisco José Pérez Cebolla

Ingeniería Técnica Industrial, especialidad en Electrónica
Curso 2014-2015
Septiembre de 2015



PROUESTA y ACEPTACIÓN DEL
PROYECTO FIN DE CARRERA DE INGENIERÍA TÉCNICA

DATOS PERSONALES

APELLIDOS, Nombre

SINDEA APAN ALBERTO

Nº DNI 769183397 Dirección C/VIDE ALBERTO 44 piso 2º-8ºD

C.P. 50003 Localidad ZARAGOZA

Provincia ZARAGOZA Teléfono 635285615 NIA: 769183397

Firma:

DATOS DEL PROYECTO FIN DE CARRERA

INGENIERIA TECNICA INDUSTRIAL, Especialidad ELECTRÓNICA

TITULO FUNDAMENTOS DE OPERACIÓN DEL FUT. FACE.
ANÁLISIS, DISEÑO E INNOVACIÓN

DEPÓSITO EN: ZAGUAN (Obligatorio) y CD-ROM (si PFC es tipo B aplicación informática)

DIRECTOR Francisco José Pérez Cebolla

VERIFICACIÓN EN SECRETARÍA

El alumno reúne los requisitos académicos (1) para la adjudicación de Proyecto Fin de Carrera

SELLO DEL CENTRO

EL FUNCIONARIO DE SECRETARIA

Fdo.: _____

SE ACEPTE LA PROYUESTA DEL PROYECTO (2)

En Zaragoza, a 25 de Abril de 2.014

Fdo.: Francisco José Pérez Cebolla

DIRECTOR DEL PFC

SE ACEPTE EL DEPÓSITO DEL PROYECTO

En Zaragoza, a 25 de Mayo de 2.015

Fdo.: Francisco José Pérez Cebolla

DIRECTOR DEL PFC

(1) Requisitos académicos: tener pendientes un máximo de 24 créditos o dos asignaturas para finalizar la titulación.

(2) Para que la propuesta sea aceptada por el Director, es imprescindible que este impreso esté sellado por la Secretaría de la EINA una vez comprobados los requisitos académicos.

Fundamento de operación del Fuzz Face. Análisis, diseño e innovación.

Resumen

Este Proyecto de Fin de Carrera (PFC) se ha realizado bajo la dirección de D. Francisco José Pérez Cebolla, profesor titular del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad de Zaragoza.

El objeto de este Proyecto es el análisis del pedal de efectos para guitarra eléctrica Fuzz Face, tanto teórico como experimental, y a partir de él, la diseño de un prototipo con la implementación de diversas mejoras y la posibilidad de sustituir componentes de un modo sencillo con el objetivo de cambiar las características del pedal.

La motivación que ha llevado a realizarlo es la implementación del prototipo con transistores de germanio, porque el desafío para conseguir un resultado sonoro satisfactorio es mayor y porque así se consigue el sonido original del dispositivo. Además, el autor se dedica profesionalmente a la guitarra eléctrica y siempre se ha inclinado por el gusto hacia este pedal de efectos.

*Quiero dedicar este proyecto a todos mis seres queridos y a todo aquel
al que la música cambió su vida.*

*Agradezco su implicación en el proyecto a Francisco José
Pérez Cebolla.*

“La música es para el alma lo que la gimnasia para el cuerpo”.

Platón (427 AC-347 AC), filósofo griego.

“En el pensamiento científico siempre están presentes elementos de poesía. La ciencia y la música actual exigen de un proceso de pensamiento homogéneo”.

Albert Einstein (1879-1955), físico alemán.

“La música es un arte que está fuera de los límites de la razón, lo mismo puede decirse que está por debajo como que se encuentra por encima de ella”.

Pío Baroja (1872-1956), escritor español.

Índice de la Memoria

1	Introducción	1
1.1	Marco de trabajo	1
1.2	Justificación	1
1.2.1	Objeto	1
1.2.2	Motivación del Proyecto	1
1.3	Objetivos	2
1.4	Fundamentos	3
1.4.1	El oído	3
1.4.2	Psicoacústica	4
1.4.3	Timbre	4
1.4.4	Tonalidad	6
1.4.5	Disonancia	6
1.4.6	Distorsión armónica simple y distorsión de intermodulación	7
1.4.7	La guitarra eléctrica	7
1.4.7.1	Fundamento de operación de la pastilla magnética	7
1.4.7.2	Mediciones	10
1.4.7.3	Círculo equivalente de la guitarra eléctrica	11
1.4.8	Clipping en audio	12
1.4.8.1	Clipping suave y clipping fuerte	13
1.4.8.2	Clipping simétrico y clipping asimétrico	14
1.4.9	Dinámica	14
1.4.10	El Fuzz Face, germanio y silicio	14
1.4.10.1	Sonido fuzz	15
1.4.10.2	Germanio y Silicio	16
1.4.11	Planteando construir un Fuzz Face con amplificadores operacionales	20
1.4.12	Opiniones de expertos sobre el Fuzz Face, germanio y silicio	21
1.4.13	Aclaraciones	22
1.5	Antecedentes	23
1.6	Desarrollo del Proyecto	26
1.6.1	Seguimiento	27
2	Campo de aplicación	27
2.1	Aplicación del sistema	27
2.2	Estado del arte	27
2.2.1	El fenómeno “vintage”	31
3	Ánálisis teórico	35
3.1	Ánálisis por etapas	35
3.1.1	Etapa de entrada	35
3.1.1.1	Impedancia de entrada	35
3.1.1.2	Ganancia de tensión de la etapa de entrada	36
3.1.2	Etapa de salida	38
3.1.2.1	Impedancia de salida	39
3.1.2.2	Ganancia total de tensión	39
3.2	Ánálisis en continua	45
3.2.1	Relación con el Análisis realizado en PSpice	48
3.2.2	Conclusiones	48
3.3	Ánálisis en alterna	50
3.3.1	Caracterización experimental en el dominio frecuencia de la función de transferencia del sistema en PSpice	55
4	Ánálisis experimental del Fuzz Face original	56
5	Ánálisis experimental del prototipo	60
5.1	Ánálisis del prototipo 1	60
5.2	Ánálisis del prototipo 2	62
5.3	Ánálisis del prototipo 3	64
5.4	Influencia de las corrientes de fuga	65
5.4.1	Dependencia con la temperatura de trabajo del transistor	65
5.4.2	Dependencia con la temperatura ambiente	67
5.4.3	Conclusiones	68
5.5	Estudio de la variación de las tensiones de colector y determinación del rango ideal de funcionamiento	69
5.5.1	Tensión de colector de Q_1	69

5.5.1.1	$V_{C1} = -113$ mV	69
5.5.1.2	$V_{C1} = -1$ V	70
5.5.2	Tensión de colector de Q_2	72
5.5.3	Rango ideal de funcionamiento	73
5.5.3.1	Análisis del prototipo en el laboratorio	73
5.6	Conclusiones de las respuestas frecuenciales realizadas en el Proyecto	78
6	Mejoras al prototipo	79
6.1	Potenciómetros para las resistencias de colector	79
6.2	Inversor de tensión	79
6.3	Indicación visual	80
6.3.1	Indicador visual de colector 1	81
6.3.2	Indicación visual de colector 2	84
6.4	Sustitución de nuevos transistores	86
7	Conclusiones	90
7.1	Conclusiones personales	90
8	Líneas futuras	91
9	Referencias bibliográficas	92
	Anexo: Código software creado para MATLAB	93

Índice de ilustraciones

Ilustración 1: Anatomía del oído humano	3
Ilustración 2: Cóclea del oído humano	4
Ilustración 3: Contenido armónico de la flauta y el violín	5
Ilustración 4: Etapas de un sonido en función del tiempo	5
Ilustración 5: Fender Stratocaster	7
Ilustración 6: Campo electromagnético formado por la guitarra	8
Ilustración 7: Imagen de una pastilla simple.....	8
Ilustración 8: Gibson Les Paul con pastillas humbucker	9
Ilustración 9: Polaridades de las pastillas humbuckers.....	10
Ilustración 10: Circuito equivalente de la guitarra eléctrica	11
Ilustración 11: Resistencia de un potenciómetro logarítmico en función de su posición	11
Ilustración 12: Circuito equivalente de los controles de volumen y tono.....	11
Ilustración 13: Circuito equivalente completo del montaje guitarra-jack	12
Ilustración 14: Onda sinusoidal recortada (clipping)	12
Ilustración 15: Clipping suave y clipping fuerte	13
Ilustración 16: Clipping simétrico en una senoide	14
Ilustración 17: Clipping asimétrico en una senoide	14
Ilustración 18: Curvas características I-V de Ge y Si	20
Ilustración 19: Arbiter Fuzz Face de 1967	25
Ilustración 20: Transistores NKT 275	25
Ilustración 21: Transistor AC 128.....	25
Ilustración 22: Interior de un Fuzz Face de 1967, con transistores NKT 275	26
Ilustración 23: Fuzz Face con transistores de silicio	26
Ilustración 24: Fuzz Face Distortion	28
Ilustración 25: Germanium Fuzz Face Mini Distortion.....	28
Ilustración 26: Jimi Hendrix Fuzz Face Distortion	29
Ilustración 27: Joe Bonamassa Signature Fuzz Face Distortion.....	29
Ilustración 28: Eric Johnson Signature Fuzz Face Distortion.....	30
Ilustración 29: Band Of Gypsys Fuzz Face Distortion	30
Ilustración 30: Dispositivo Das Face de Musikding, réplica del Fuzz Face.....	31
Ilustración 31: Revista Vintage Guitar	32
Ilustración 32: Página web Gruhn Guitars.....	32
Ilustración 33: Ventas mundiales de vinilos desde 1997 hasta 2013 (en millones de dólares)	33
Ilustración 34: Anuncio de la venta de un Fuzz Face original en www.effectsfreak.com	33
Ilustración 35: Anuncio en Ebay de la venta de un Fuzz Face original.....	34
Ilustración 36: Etapa de entrada del Fuzz Face	35
Ilustración 37: Espectro de la señal de entrada y señal de salida	36
Ilustración 38: Ganancia en tensión de la etapa de entrada	37
Ilustración 39: Señal de entrada pequeña y su señal de salida	37
Ilustración 40: Contenido frecuencial de la señal de salida para señal de entrada pequeña	38
Ilustración 41: Señal de entrada grande y su señal de salida.....	38
Ilustración 42: Contenido frecuencial de la señal de salida para señal de entrada grande	38
Ilustración 43: Etapa de salida del Fuzz Face	39
Ilustración 44: Ganancia en tensión de la etapa de salida con Fuzz al mínimo en colector 2	40
Ilustración 45: Ganancia en tensión de la etapa de salida con Fuzz al máximo en colector 2	40
Ilustración 46: Ganancia en tensión de la etapa de salida con Fuzz al mínimo	41
Ilustración 47: Ganancia en tensión de la etapa de salida con Fuzz al máximo	41
Ilustración 48: Circuito simulado en PSpice con señal pequeña.....	42
Ilustración 49: Señal de salida del circuito frente a una señal de entrada pequeña	42
Ilustración 50: Espectro de señal de salida del circuito frente a una señal de entrada pequeña	43
Ilustración 51: Circuito simulado en PSpice con señal grande	43
Ilustración 52: Señal de salida del circuito frente a una señal de entrada grande	43
Ilustración 53: Espectro de señal de salida del circuito frente a una señal de entrada grande	43
Ilustración 54: Circuito equivalente para análisis en continua.....	45
Ilustración 55: Divisor resistivo de R_2	48
Ilustración 56: Modelo en pequeña señal del circuito para el análisis en alterna	50
Ilustración 57: Visualización de la función de transferencia calculada por MATLAB	54
Ilustración 58: Respuesta frecuencial de la función de transferencia del sistema en PSpice	55
Ilustración 59: Fuzz Face	56
Ilustración 60: Señal de salida del Fuzz Face para una entrada suave.....	56
Ilustración 61: Señal de salida del Fuzz Face para una entrada fuerte	57
Ilustración 62: Señales de salida y su contenido armónico del Fuzz Face	58

Ilustración 63: Evolvente del Fuzz Face	59
Ilustración 64: Respuesta frecuencial de la función de transferencia del sistema (Fuzz Face)	59
Ilustración 65: Montaje básico del prototipo	60
Ilustración 66: Transistores AC125 utilizados en el prototipo	60
Ilustración 67: Lectura de la tensión de colector del primer transistor	61
Ilustración 68: Lectura de la tensión de colector del segundo transistor	61
Ilustración 69: Captura temporal para señal de entrada pequeña	61
Ilustración 70: Captura temporal para señal de entrada grande	61
Ilustración 71: Lectura de la tensión de colector del primer transistor, segundo circuito	62
Ilustración 72: Lectura de la tensión de colector del segundo transistor, segundo circuito	62
Ilustración 73: Captura temporal para señal de entrada grande	62
Ilustración 74: Captura temporal para señal de entrada pequeña	62
Ilustración 75: Tensión de colector del primer transistor, ajustando con potenciómetro	64
Ilustración 76: Resistencia del primer colector ajustada con potenciómetro	64
Ilustración 77: Resistencia del segundo colector ajustada con potenciómetro	64
Ilustración 78: Tensión de colector del segundo transistor, ajustando con potenciómetro	64
Ilustración 79: Tensión a la salida con una interpretación suave	65
Ilustración 80: Tensión a la salida con una interpretación fuerte	65
Ilustración 81: Señales de entrada y salida para $VC1 = -113 \text{ mV}$	69
Ilustración 82: Envolvente de señal de salida para $VC1 = -113 \text{ mV}$	70
Ilustración 83: Señales de entrada y salida para $VC1 = -1 \text{ V}$	70
Ilustración 84: Envolvente de señal de salida para $VC1 = -1 \text{ V}$	71
Ilustración 85: Señales de entrada y salida para $VC2 = -8.5 \text{ V}$	72
Ilustración 86: Envolvente de señal de salida para $VC2 = -8.5 \text{ V}$	73
Ilustración 87: Señales de entrada suave y salida del tercer prototipo	74
Ilustración 88: Señales de entrada fuerte y salida del tercer prototipo	74
Ilustración 89: Señales de salida y su contenido armónico del Prototipo 3	76
Ilustración 90: Envolvente de la señal de salida	77
Ilustración 91: Respuesta frecuencial de la función de transferencia del sistema (Prototipo 3)	77
Ilustración 92: Subcircuito del inversor de tensión	80
Ilustración 93: Detalle del subcircuito en el prototipo	80
Ilustración 94: Diagrama de un comparador de ventana y su operación característica	81
Ilustración 95: Montaje del prototipo de indicador visual para colector 1	82
Ilustración 96: Diagrama de un seguidor de tensión	82
Ilustración 97: Diagrama de un inversor de tensión	82
Ilustración 98: Circuito a la salida del comparador de ventana	83
Ilustración 99: Circuito regulador de tensiones de ventana para el colector 1	83
Ilustración 100: Ejemplo de tensión no aceptada, a la derecha de la ventana 1	84
Ilustración 101: Ejemplo de tensión no aceptada, a la izquierda de la ventana 1	84
Ilustración 102: Ejemplo 2 de tensión aceptada, dentro de rango de ventana 1	84
Ilustración 103: Ejemplo 1 de tensión aceptada, dentro de rango de ventana 1	84
Ilustración 104: Tensión ideal, dentro del rango de la ventana 1	84
Ilustración 105: Montaje del prototipo de indicador visual para colector 2	85
Ilustración 106: Circuito regulador de tensiones de ventana para el colector 2	85
Ilustración 107: Ejemplo de tensión no aceptada, a la izquierda de la ventana 2	86
Ilustración 108: Ejemplo de tensión no aceptada, a la izquierda de la ventana 2	86
Ilustración 109: Ejemplos de tensión aceptada, dentro de rango de ventana 2	86
Ilustración 110: Transistores AC128	87
Ilustración 111: Ajuste de la tensión de colector 1. El Led de indicación "dentro de rango" está encendido..	87
Ilustración 112: Ajuste de la tensión de colector 2. El Led de indicación "dentro de rango" está encendido .	88
Ilustración 113: Señales de salida y su contenido armónico del Prototipo con nuevos transistores	89

1 Introducción

1.1 Marco de trabajo

Este Proyecto de Fin de Carrera (PFC) se ha realizado bajo la dirección de D. Francisco José Pérez Cebolla, profesor titular del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad de Zaragoza.

El Proyecto se ha llevado a cabo íntegramente en las instalaciones del Campus EINA desde septiembre de 2014 a septiembre de 2015.

1.2 Justificación

1.2.1 Objeto

El objeto de este Proyecto es el análisis del pedal de efectos para guitarra eléctrica Fuzz Face, tanto teórico como experimental, y a partir de él, el diseño de un prototipo con la implementación de diversas mejoras y la posibilidad de sustituir componentes de un modo sencillo con el objetivo de cambiar las características del pedal.

El Proyecto abarca multitud de campos y tareas a realizar, desde la investigación del funcionamiento del modelo original y sus modificaciones a lo largo de la historia, hasta el análisis experimental en laboratorio del prototipo.

Como resultado final se va a diseñar un pedal que sirva como alternativa al modelo original, a un coste eficiente.

Para ello se comenzará por una investigación de los conceptos científicos del sonido, continuando por el estudio del modelo del pedal original, su historia y fundamento de operación. Se seguirá con la realización del estudio teórico del dispositivo, para después analizar experimentalmente una unidad del pedal original. A continuación se diseñará un prototipo de este pedal, que también será analizado experimentalmente. Se terminará por idear e implementar mejoras en este prototipo, acompañadas por sus estudios pertinentes.

1.2.2 Motivación del Proyecto

En los años 90 surgió la moda de DIY, “hazlo tú mismo”, de los pedales de efectos, siendo el Fuzz Face uno de los más imitados. La utilización de transistores de germanio, dispositivos prácticamente obsoletos debido a sus desventajas de funcionamiento, es la principal causa de que muchos prototipos DIY del Fuzz Face no logren conseguir el resultado sonoro del original. Al autor de presente Proyecto le genera gran motivación el hecho de implementar el prototipo con tecnología de germanio, ya que por un lado presenta unos desafíos tecnológicos mayores que el silicio (la otra tecnología utilizada en el diseño de este pedal), y por otro lado, se consigue el sonido más genuino del dispositivo.

El autor es aficionado a la música y además profesional de la guitarra eléctrica, tarea que desempeña en varios grupos desde hace 15 años, habiendo dado más de conciertos y ganado certámenes a nivel aragonés (Muévete y Premio de la Música Aragonesa) y nacional (Puro Cuatro). Además, al autor le interesa mucho el mundo de las guitarras y de los pedales de efectos. En este Proyecto se va a realizar un estudio global del pedal para conseguir un prototipo propio que cumpla con altas expectativas de sonido, y además incorpore mejoras prácticas que faciliten su uso real.

1.3 Objetivos

El objetivo principal de este PFC es el estudio, diseño e implementación de mejoras de un Fuzz Face.

Se pueden distinguir diversos objetivos secundarios del Proyecto:

- Conocimiento del fundamento de operación de la guitarra eléctrica
- Aprendizaje de conceptos relacionados con el sonido y el tratamiento de la señal
- Aprendizaje de conceptos relacionados con el oído y la psicoacústica
- Conocimiento del fundamento de operación de diversos pedales
- Análisis por etapas del circuito original
- Análisis en corriente continua del circuito original
- Análisis en corriente alterna del circuito original
- Análisis experimental de un pedal Fuzz Face
- Caracterización del circuito óptimo
- Interpretación del contenido armónico de un sonido
- Diseño del prototipo propio de pedal
- Análisis experimental del prototipo
- Estudio de posibles mejoras
- Implementación de estas mejoras
- Estudio de las mejoras

Gracias a este proyecto, el autor ha adquirido muchos conceptos no tratados en la carrera, especialmente relacionados con electrónica analógica y audio. Además, se ha aprendido a manejar múltiples herramientas como el software de simulación electrónica PSpice, el paquete de ofimática LibreOffice (Open Source), el lenguaje de programación MATLAB, el grabador y editor de audio Logic Pro y el manejo de funcionalidades avanzadas de oscilloscopios y analizadores de espectro.



1.4 Fundamentos

Para una mejor comprensión y valoración de este Proyecto es necesario introducir unos fundamentos básicos relacionados con el sonido.

1.4.1 El oído

El oído es un conjunto de órganos que actúan para dotar a los animales con la capacidad de audición. Su labor es, a grandes rasgos, transformar las variaciones de presión originadas por la propagación de las ondas sonoras en el aire en impulsos eléctricos (variaciones de potencial), información que los nervios acústicos transmiten al cerebro para la asignación de significados.

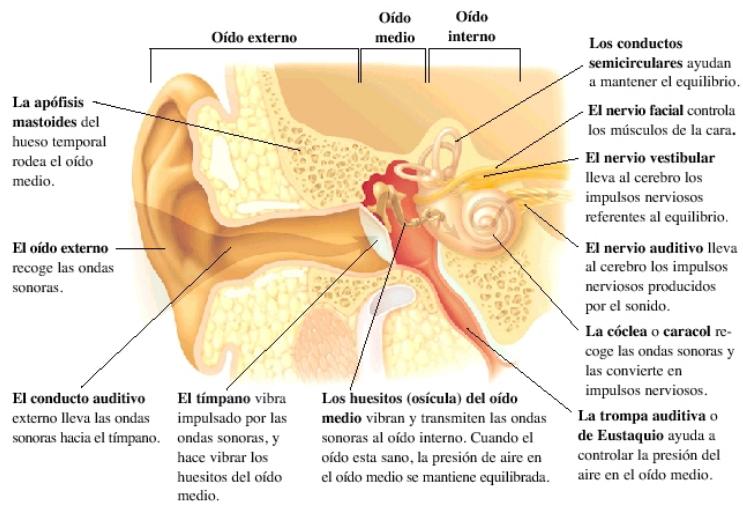


Ilustración 1: Anatomía del oído humano

(fuente: www.veteranshealthlibrary.org, Krames StayWell)

El oído humano actúa como un prisma de sonido. Un prisma separa las diferentes frecuencias de la luz (rojo, amarilla, verde, azul, etc.) produciendo un espectro. De forma similar, el oído separa las diferentes frecuencias del sonido produciendo un espectro acústico. El ojo humano sólo es capaz de distinguir tres colores básicos, el resto son combinaciones entre estos tres. Sin embargo, el oído humano puede diferenciar más de cien frecuencias de sonido, correspondientes al número de frecuencias que puede separar la membrana basilar, que es la responsable de la respuesta en frecuencia del oído humano [1].

La membrana basilar es una membrana situada en el interior de la cóclea, que es una estructura en forma de tubo enrollado en espiral situada en el oído interno (Ilustración 2). La membrana basilar actúa en el rango de 20 Hz hasta los 20 kHz, con especial sensibilidad entre 1000 y 5000 Hz; de aquí que el oído humano tenga mayor sensibilidad hacia los sonidos agudos y, por tanto, que sean más desagradables las frecuencias altas.



Ilustración 2: Cúclea del oído humano
(fuente: Gerrig y Zimbardo, 2005, p. 116)

Por tanto, se tiene una percepción mucho más detallada del sonido que de la luz (sentido de la vista). Así es como el ser humano es capaz de diferenciar el timbre de dos instrumentos diferentes que tocan la misma nota. El timbre está definido por los niveles de los armónicos relativos de cada instrumento, y la membrana basilar es capaz de separarlos y diferenciar entre los dos sonidos [1].

1.4.2 Psicoacústica

El proceso de audición en el oído humano implica dos procesos:

- Fisiológicos: referido a una primera acción de captación de sonido y envío al cerebro. En esta acción participa el sistema auditivo periférico.
- Psicológicos: referido a una segunda acción en la que el cerebro interpreta los sonidos, los reconoce y los dota de significado a través del sistema auditivo central.

El sistema auditivo central tiene como objeto dotar al ser humano de la percepción sonora, que es estudiada científicamente por la psicoacústica.

La psicoacústica estudia la percepción subjetiva de las cualidades del sonido. Se debe aclarar que el fenómeno de escuchar no es un proceso únicamente físico en el que una onda se propaga, sino que también implica una relación con la percepción sonora del ser humano. Por eso, en todo tratamiento de una señal sonora, como es el caso de este Proyecto, no sólo va a ser necesario tener en cuenta todos los procesos físicos que varíen las cualidades de una onda sonora, sino también la recepción que esa onda sonora tiene en el oído humano y, más concretamente, en el sistema auditivo central y la percepción de sonido que este crea, que se estudia a través de la psicoacústica [2].

Un ejemplo sencillo de lo que la psicoacústica aporta al tratamiento de una señal:

Estudios de psicoacústica han demostrado que cuando un sujeto escucha sólo las frecuencias de una señal de tonos graves, percibe la frecuencia fundamental, aunque la frecuencia fundamental se haya perdido. Por tanto, los armónicos graves tienden a definir mejor la señal que los armónicos agudos [3].

1.4.3 Timbre

El timbre o color es el matiz que caracteriza a un sonido. La American Standards Association lo define como “el atributo de sensibilidad en términos en los que un oyente puede juzgar que dos sonidos que tienen el mismo volumen y el tono son diferentes”, y añade “El timbre depende principalmente del espectro del estímulo, pero también depende de la forma de onda, la presión acústica, la ubicación de frecuencia del espectro, y las características temporales del estímulo” [4].

Es una de las cualidades esenciales del sonido (junto con la altura, intensidad y duración) y permite diferenciar dos instrumentos distintos interpretando la misma nota musical. Físicamente, es la cualidad que confieren al sonido los armónicos que acompañan a la frecuencia fundamental. Por ello, estos armónicos generan variaciones en la onda sinusoidal base.

Los sonidos simples o tonos puros son ondas sinusoidales de una frecuencia determinada. Sin embargo, en



la naturaleza no existe ese sonido puro, libre de armónicos.

El teorema de Fourier demuestra que cualquier forma de onda periódica puede descomponerse en una serie de ondas (armónicos) que tienen una frecuencia que es múltiplo de la frecuencia de la onda original (frecuencia fundamental). Así, los armónicos son múltiplos de la frecuencia fundamental, a la que acompañan.

El timbre viene determinado por la cantidad e intensidad de esos armónicos. Es decir, el oído humano distingue la misma nota interpretada por una trompeta y una guitarra porque reconoce y diferencia la frecuencia fundamental más la suma de los armónicos, con la intensidad de cada uno de ellos, de ambos instrumentos. La frecuencia fundamental es la misma, pero el distinto contenido armónico de los dos instrumentos es lo que el oído reconoce, haciendo posible distinguirlos [5].

En la Ilustración 3 se muestra el contenido armónico de una flauta y un violín interpretando la misma nota. Como se observa, son muy diferentes, como lo son sus timbres. Estos niveles armónicos son los que definen el timbre de cada instrumento. En el espectro de la flauta se observa una predominancia del primer y segundo armónico y mucha menor incidencia del resto de armónicos. El espectro del violín advierte una gran presencia del primer armónico y valores elevados del resto. La poca predominancia de armónicos es lo que hace interpretarlo a la membrana basilar como un sonido suave. Al contrario que el violín, cuya gran presencia de armónicos es interpretada por la membrana basilar como un sonido más fuerte.

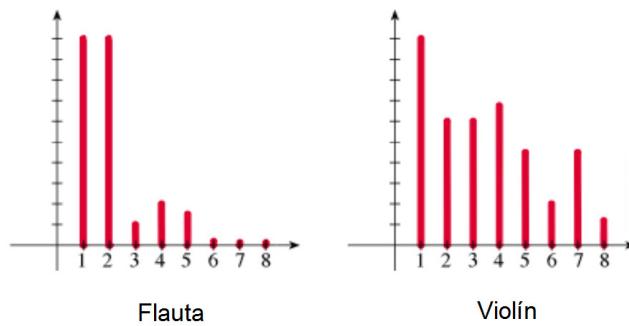


Ilustración 3: Contenido armónico de la flauta y el violín
(fuente: Essential Calculus: Early Transcendentals, James Stewart)

El timbre también está definido por la envolvente de amplitud de sonido. Cómo varía la amplitud de un sonido en el tiempo define una “envolvente de onda”. Todo sonido puede separarse en cuatro etapas temporales.

1. Ataque: tiempo desde que se origina el sonido hasta que alcanza su amplitud máxima.
2. Caída: tiempo que comprende desde su punto de amplitud máxima hasta que alcanza un estado estacionario.
3. Sostenimiento: tiempo que la onda permanece estacionaria.
4. Liberación: tiempo desde que termina el estado estacionario hasta que la onda se extingue.

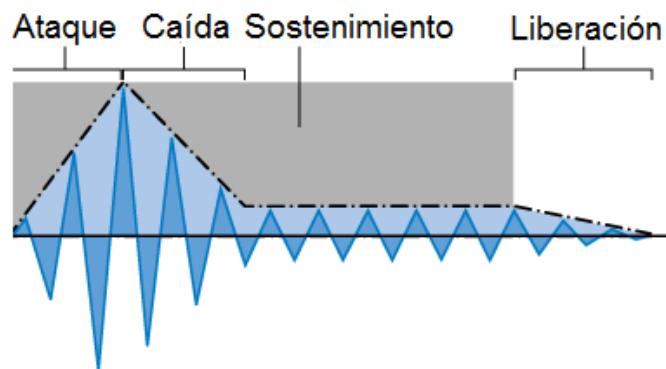


Ilustración 4: Etapas de un sonido en función del tiempo
(fuente: Logic Express 9. Instruments)

Los pedales de distorsión y, concretamente los de tipo fuzz, alteran el timbre de la onda de guitarra de entrada a través de la variación de su contenido armónico. Imitan el realce del 2º armónico típico del clipping asimétrico de los amplificadores de válvula de triodo.

Además, alargan el sostenimiento o “sustain”.

1.4.4 Tonalidad

La tonalidad implica una organización jerárquica de las relaciones entre las diferentes alturas en función de la consonancia sonora con respecto a la tónica. El grado de consonancia se denomina “función tonal” o “diatónica”, cuyo parámetro fundamental es el intervalo que cada nota forma a partir de la nota tónica.

La siguiente Tabla muestra la relación entre la frecuencia fundamental y sus armónicos:

Armónico	f/f_0	frecuencia/tónica	Intervalo aproximado
fundamental	1	1=1.0	tónica
2º	2	1=1.0	tónica
3º	3	3/2=1.5	5ª justa
4º	4	1=1.0	tónica
5º	5	5/4=1.25	3ª mayor
6º	6	6/4=1.5	5ª justa
7º	7	7/4=1.75	7ª dominante
8º	8	1=1.0	tónica
9º	9	9/8=1.125	2ª mayor
10º	10	10/8=1.25	3ª mayor
11º	11	11/8=1.375	Entre 4ª y 5ª disminuida
12º	12	12/8=1.5	5ª justa
13º	13	13/8=1.625	Entre 5ª aumentada y 6ª mayor

Tabla 1: Relación entre la frecuencia fundamental y sus armónicos

- Los armónicos 2, 4 y 8 y todos los que forman una relación igual a una potencia de 2 con la fundamental, refuerzan el carácter inequívoco de la sensación de altura del conjunto (la nota fundamental aumentando progresivamente su octava).
- Los armónicos 3, 6 y 12 y todos aquellos que forman con el 3 una relación que es una potencia de 2, aportan un timbre nasal al conjunto (intervalos de quinta).
- Los armónicos 5 y 10 producen un timbre "redondo", "profundo", "cálido" (intervalos de tercera mayor).
- Los armónicos 7, 11, 13 y 15 son disonantes y dan un carácter "áspero" al sonido (h7: séptima dominante / h11: entre cuarta y quinta disminuida / h13: entre quinta aumentada y sexta mayor) [6].

Como se ve, a partir del quinto armónico, todos los armónicos impares posteriores suenan ligeramente desafinados. En un sistema de procesamiento de señales de audio será muy importante no enfatizar estos armónicos.

1.4.5 Disonancia

La disonancia es todo aquel sonido que el oído percibe con sensación de tensión, por lo que los procesa como desagradables. La sensación de la disonancia es causada por la respuesta de la membrana basilar. Cuando dos notas se interpretan a la vez, la disonancia produce una especie de “latidos”, que se escuchan como un aleteo regular. Oímos estos latidos cuando dos armónicos se encuentran demasiado juntos en frecuencia como para ser separados y reconocibles por la membrana basilar, llevando por impulsos nerviosos al cerebro la sensación de disonancia. Ondas cuya diferencia es menor a 20Hz producen fluctuaciones lentas que se perciben como trémolo o batimientos. Estos son los factores sensoriales que influyen en la percepción de disonancia [7].



La percepción de la disonancia también es influenciada por factores sociales. Estos factores dependen de la tradición y práctica de las distintas músicas. Se consideran como disonancias los intervalos de segunda menor, segunda mayor, cuarta aumentada o quinta disminuida (también llamado tritono), séptima mayor y séptima menor. También se consideran disonantes los intervalos compuestos que derivan de ellos [7].

1.4.6 Distorsión armónica simple y distorsión de intermodulación

Hay dos tipos de distorsión, distorsión armónica simple, que produce armónicos relacionados con la frecuencia fundamental, dando carácter al sonido y la distorsión de intermodulación, que es la amplitud de las señales que contienen dos o más frecuencias diferentes en un mismo sistema [9]. Esta última produce armónicos poco musicales con frecuencias no relativas a la frecuencia fundamental, resultantes de la suma o resta de dos frecuencias distintas y múltiplos de esas sumas y restas. Se considera, según estudios de psicoacústica, que produce un sonido áspero, desagradable para el oído humano. Desgraciadamente, todos los métodos para obtener distorsión armónica simple también producen distorsión de intermodulación [9]. El éxito de conseguir una distorsión agradable para el oído será potenciar los armónicos que genera la distorsión armónica y devaluar el efecto de los de la distorsión de intermodulación.

1.4.7 La guitarra eléctrica

La guitarra eléctrica es un instrumento de cuerda inventado en 1931 por George Beauchamp. Tiene la particularidad de transformar el movimiento de las cuerdas en señales eléctricas mediante el fenómeno de inducción electromagnética. La señal eléctrica resultante es muy débil como para ser llevada a un altavoz directamente, con lo que tiene que ser amplificada previamente. Al ser un señal eléctrica, es fácil y una práctica muy común dar color al sonido mediante efectos, tales como reverberación o distorsión [8].

La guitarra eléctrica es el aparato que va a proporcionar la señal de entrada al pedal.



Ilustración 5: Fender Stratocaster
(fuente: www.pmtonline.co.uk)

1.4.7.1 Fundamento de operación de la pastilla magnética

La pastilla magnética va a ser el elemento clave en la conversión del movimiento oscilatorio de las cuerdas en una señal eléctrica. Las guitarras eléctricas suelen llevar dos o tres pastillas en su cuerpo.

Hay dos tipos de pastillas, las pastillas simples y las de tipo humbucker.

Pastillas simples

Cuando un conductor se mueve dentro de un campo magnético, se induce una tensión en ese conductor. Suponiendo un campo uniforme, la amplitud de la tensión es proporcional a la velocidad a la que el cable cruza las líneas de flujo y al número de vueltas de cable. La ecuación que describe el voltaje inducido se llama Ley de Lenz y se expresa así:

$$V = N \frac{\partial F}{\partial t} \quad (1)$$

Donde $\partial F / \partial t$ es la velocidad a la que cambia el flujo magnético, que es proporcional a la velocidad a la que el cable atraviesa las líneas de flujo. N es el número de vueltas de cable.

Si se desplaza el cable en la dirección opuesta al campo, la polaridad de la tensión inducida cambia. Girando el imán para que el polo sur esté hacia arriba también se cambiaría la polaridad de la tensión inducida, igual que la dirección del movimiento.

Suponemos que el cable de la siguiente ilustración es una cuerda de guitarra eléctrica, fabricada en un material magnetizable, normalmente acero. Las pastillas magnéticas se componen de varios cientos de vueltas de alambre de cobre rodeando a un imán permanente y unos pequeños polos cilíndricos dispuestos justo debajo de cada cuerda, que se encargan de acoplar el campo magnético a las cuerdas [8].

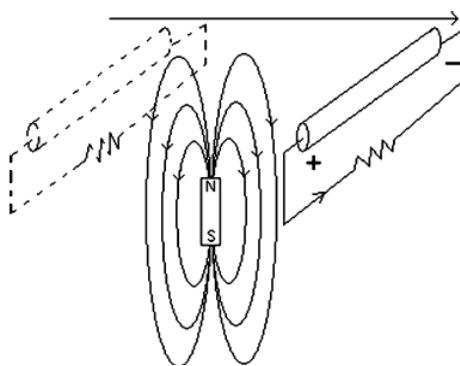


Ilustración 6: Campo electromagnético formado por la guitarra
(fuente: Electronics for Guitarrist, Denton J. Dailey)

Según la Ley de Lenz, cuando la cuerda vibra a una frecuencia determinada dentro del campo magnético se inducirá en su interior una tensión alterna y la cuerda quedará magnetizada. Cuando la cuerda oscila hacia delante y hacia atrás del polo, cambia el flujo magnético que circula a través de la bobina.

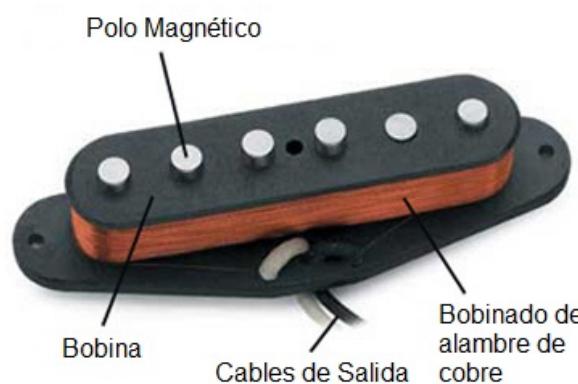


Ilustración 7: Imagen de una pastilla simple
(fuente: www.seymourduncan.com)

Según la Ley de Faraday, este flujo magnético que varía induce un campo electromagnético en la bobina, por tanto se establece una corriente en el cableado de alambre de cobre que rodea al imán permanente. La polaridad del campo electromagnético varía con el movimiento vibratorio de la cuerda, por tanto la corriente



que atraviesa la bobina también oscilará.

Una cuerda vibrando a 440Hz induce un campo electromagnético 440 Hz en la bobina, lo que da lugar a una onda de 440 Hz [8].

Pastillas de tipo humbucker

Su nombre proviene de “hum”, zumbido. Eliminan los zumbidos producidos por el ruido eléctrico, interferencias electromagnéticas, etc., que suelen tener las pastillas simples. Están formadas por dos pastillas simples.

Se sabe que cualquier cable atravesado por una corriente genera un campo magnético. El cableado doméstico, a 50 Hz, puede radiar suficiente energía como para generar interferencias. Una tensión significante puede ser inducida en una pastilla magnética, pudiendo dar lugar a zumbidos, que son bastante comunes. Las pastillas simples son especialmente sensibles a esta interferencia, donde la pastilla está actuando como antena sensible al componente magnético de la energía electromagnética radiada. Las pastillas de tipo humbucker están diseñadas para reducir los efectos de estos campos magnéticos parásitos.



Ilustración 8: Gibson Les Paul con pastillas humbucker

(fuente: <http://blog.andertons.co.uk/>)

Una pastilla humbucker consiste en dos bobinas colocadas juntas y conectadas de tal manera que forman una fuente de voltaje en serie y opuesta cuando se acoplan a un campo magnético parásito. Este campo magnético parásito está 180° desfasado y se cancela completamente. Aunque las tensiones inducidas por campos magnéticos parásitos se anulan, cuando una cuerda vibra sobre el par de polos de la humbucker, las bobinas producen tensiones que se añaden constructivamente, generando una gran señal de salida. Esto sucede porque los pequeños polos cilíndricos de bobinas adyacentes tienen opuesta polaridad magnética. La próxima Ilustración muestra las relativas polaridades de los cableados de las pastillas humbuckers para la respuesta al campo magnético y a las cuerdas, respectivamente [8].

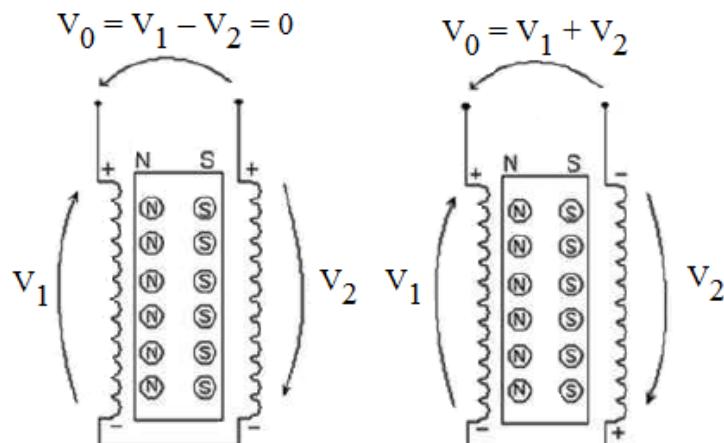


Ilustración 9: Polaridades de las pastillas humbuckers
(fuente: *Electronics for Guitarrist*, Denton J. Dailey)

En la Ilustración 9a, el campo magnético externo inducido en modo común, las señales se anulan. En la Ilustración 9b, el movimiento de la cuerda induce sumatorio de tensiones en bobinas adjuntas.

La tensión de salida de las humbuckers es mayor que la de pastillas simples al estar conectadas dos bobinas en serie [8].

1.4.7.2 Mediciones

En este Apartado se van a realizar mediciones de valores de la guitarra eléctrica del autor de este Proyecto, que es con la que se trabajará como señal de entrada del pedal.

Output de la guitarra, para A2 (tono La, a 110 Hz)

- Posición 1 (pastilla doble puente)

$V_o = 62 \text{ mV}, 60-70 \text{ mV}$

- Posición 2 (pastilla doble y central)

$V_o = 42 \text{ mV}, 40-50 \text{ mV}$

- Posición 3 (pastilla central)

$V_o = 40 \text{ mV}, 33-46 \text{ mV}$

- Posición 4 (pastilla central y mástil)

$V_o = 37 \text{ mV}, 30-41 \text{ mV}$

- Posición 5 (pastilla puente)

$V_o = 37 \text{ mV}, 30-45 \text{ mV}$

Impedancia de las pastillas

- Posición 1 (pastilla doble puente) = $16.02 \text{ k}\Omega$

- Posición 2 (pastilla doble y central) = $4.8 \text{ k}\Omega$

- Posición 3 (pastilla central) = $6.65 \text{ k}\Omega$

- Posición 4 (pastilla central y mástil) = $3.4 \text{ k}\Omega$

- Posición 5 (pastilla puente) = $6.68 \text{ k}\Omega$

1.4.7.3 Circuito equivalente de la guitarra eléctrica

El circuito equivalente de la pastilla magnética es un sistema de segundo orden, un filtro paso bajo.

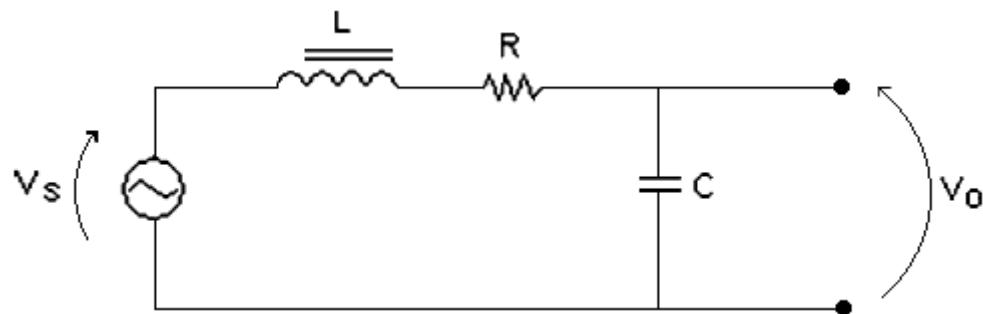


Ilustración 10: Circuito equivalente de la guitarra eléctrica
(fuente: *Electronics for Guitarrist*, Denton J. Dailey)

Controles de tono y volumen

El control de volumen es un potenciómetro logarítmico o de audio. Produce la curva de la Ilustración 11, donde el voltaje de salida está relacionado exponencialmente con el eje de rotación, y no linealmente, como sucede en los potenciómetros convencionales.

El control de tono es, básicamente, un filtro paso bajo ajustable. Es un reostato, también con característica logarítmica o de audio.

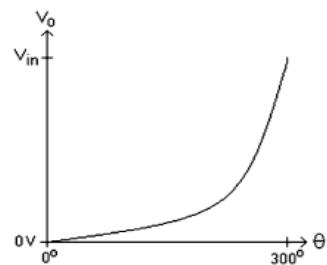


Ilustración 11: Resistencia de un potenciómetro logarítmico en función de su posición
(fuente: *Electronics for Guitarrist*, Denton J. Dailey)

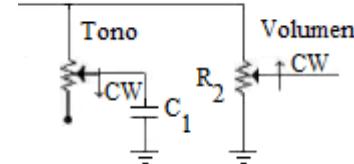


Ilustración 12: Circuito equivalente de los controles de volumen y tono
(fuente: *Electronics for Guitarrist*, Denton J. Dailey)



Círcuito equivalente de la guitarra eléctrica

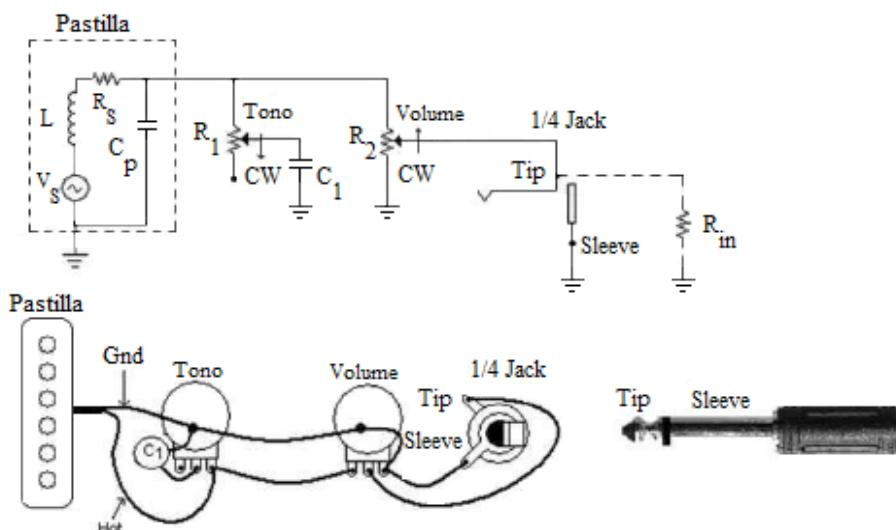


Ilustración 13: Circuito equivalente completo del montaje guitarra-jack
(fuente: *Electronics for Guitarrist*, Denton J. Dailey)

El circuito de la Ilustración 13 representa eléctricamente la guitarra eléctrica. R_s es el devanado de la bobina, con valores de 5 a 10 k Ω en pastillas simples y hasta 20 k Ω en pastillas humbuckers. L vale unos 2 Hn para pastillas simples y 6 Hn para humbuckers. C_p tiene un valor de 100 pF en pastillas simples y 80 pF en humbuckers. Los valores de los potenciómetros suelen ser de valores diez veces mayores que el devanado de la bobina, para evitar que ésta se sobrecargue. Por tanto valores típicos suelen ser entre 100 y 500 k Ω .

El control de tono es un reostato y el control de volumen es un potenciómetro. Ambos son exponenciales, dada la percepción logarítmica del sonido que tienen los humanos.

La R_{in} a la que la guitarra se va a conectar, en este caso, el Fuzz Face, afectará a la respuesta de las pastillas.

1.4.8 Clipping en audio

La función que realiza el Fuzz Face es, a grandes rasgos, recortar la señal de entrada (efecto conocido como clipping), dejando plana las zonas superior e inferior de la onda, debido a la incapacidad de suministrar la suficiente tensión o corriente, llegando a su límite. Es una forma de distorsión que limita la señal de entrada. Este recorte va a generar armónicos en la señal de salida, porque la información de la onda de entrada ya no es la misma que la de salida [9].

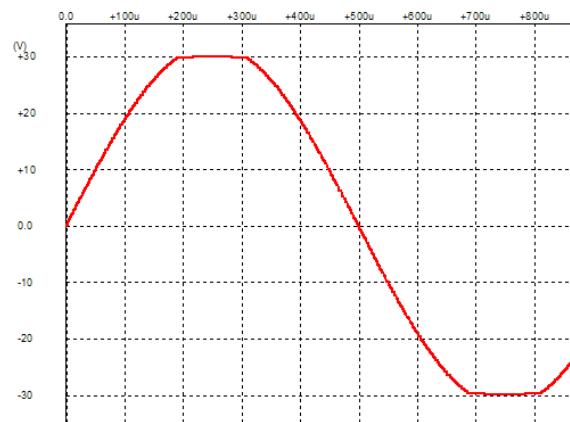


Ilustración 14: Onda sinusoidal recortada (clipping)
(fuente: www.tubecad.com, John Broskie)



Como ya se ha dicho anteriormente, el timbre es el matiz que caracteriza un sonido, y viene definido por el contenido armónico que tenga el sonido y la intensidad de cada uno de ellos. De ahí la importancia del resultado armónico que se obtenga en cualquier tratamiento de una señal en aplicaciones de audio. El resultado armónico va a depender del clipping, por lo que se debe tener muy en cuenta cómo se recorta la señal de entrada. Hay que saber distinguir el tipo de recorte que se produce. Por un lado, puede ser suave o fuerte. Por otro lado, se diferencia entre simétrico y asimétrico.

1.4.8.1 Clipping suave y clipping fuerte

Un clipping se denomina suave cuando los vértices de la zona que ha sido recortada son redondeados, intentando seguir la forma de la onda de entrada con una menor ganancia. La transición entre la zona en la que la onda de salida es igual a la de entrada (zona lineal) y la zona donde la onda de entrada ha sido recortada (zona no lineal) es progresiva.

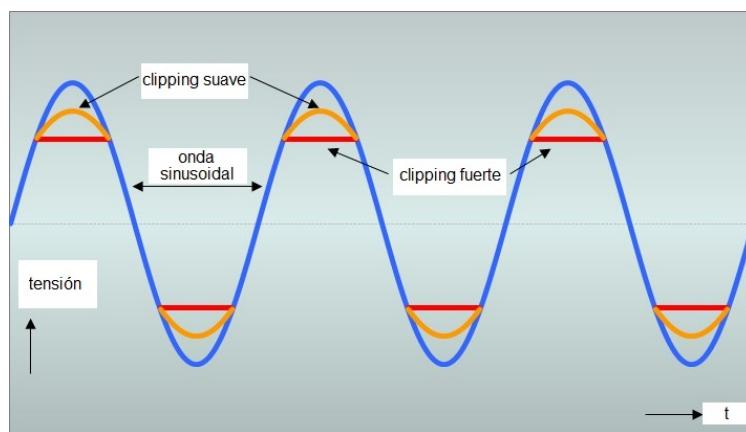


Ilustración 15: Clipping suave y clipping fuerte
(fuente: GM Arts)

Se habla de clipping fuerte cuando los vértices de la zona que ha sido recortada son afilados; una vez alcanzado el límite, la señal es recortada horizontalmente. Hay una transición brusca entre la zona lineal y la zona no lineal.

Un clipping más suave produce menor cantidad de armónicos impares de alta frecuencia y componentes de distorsión de intermodulación. Varios estudios de psicoacústica afirman que el oído humano percibe los armónicos impares más desagradables que los armónicos pares, así como los armónicos de alto orden frente a los de bajo orden, con lo que el sonido resultante de un clipping suave será más cálido y suave, más agradable para el oído humano, menos chillón y agresivo que el resultante de un clipping fuerte, que produce más armónicos impares de alta frecuencia. Ya se ha comentado anteriormente que la distorsión de intermodulación es interpretada por el oído humano como un sonido áspero y desagradable, como consecuencia de estar formadas por frecuencias no relativas a la fundamental y por la imposibilidad de la membrana basilar de poder distinguir dos frecuencias muy juntas en el espectro, produciendo un zumbido. Por tanto, una menor incidencia de la distorsión de intermodulación es una gran ventaja que ofrece un clipping más suave [9].

En un clipping fuerte, la transición de lineal a no lineal es brusca, justo debajo del umbral la señal es perfectamente lineal. Sin embargo, en un clipping suave, la transición de zona lineal a la zona no lineal se produce de forma gradual, es decir, la función es ya no lineal antes de alcanzar el umbral.

Aplicando la no linealidad a un instrumento real, muchos de los armónicos del instrumento de por sí son relativos entre ellos, por tanto, una no linealidad produce más armónicos relacionados, obteniéndose una sensación de calidez. Es preciso matizar que esta calidez no significa distorsión. La producción de armónicos se detiene antes de la sensación de distorsión.

Normalmente en un instrumento real, una nota interpretada más alta tiene un espectro armónico más amplio. Gracias a su curva suave, un clipping suave produce gradualmente más armónicos cuando el nivel de sonido aumenta, como un instrumento real. Con un clipping fuerte y brusco no puede producir este efecto, porque la producción de armónicos comienza repentinamente cuando el nivel supera el umbral de la no linealidad. Un clipping suave produce un sonido más natural y orgánico.



1.4.8.2 Clipping simétrico y clipping asimétrico

Una función de transferencia $f(x)$ es simétrica si:

$$f(-x) = -f(x) \quad (2)$$

Esto significa que una función de transferencia simétrica tiene los mismo efectos en ambos semicírculos de la señal. Si como entrada de una función de transferencia simétrica se introduce un seno, sólo se producen armónicos impares. Por el contrario, una función de transferencia asimétrica produce tanto armónicos pares como impares en una onda sinusoidal. Los armónicos pares están mejor relacionados musicalmente (suenan más agradables) que los armónicos impares, porque representan una octava, dos octavas, dos octavas y una quinta, etc., por lo que un clipping asimétrico consigue un resultado más musical [10].



Ilustración 16: Clipping simétrico en una senoide
(fuente: www.diystomboxes.com)

Ilustración 17: Clipping asimétrico en una senoide
(fuente: www.diystomboxes.com)

Ya se ha comentado que estudios de psicoacústica afirman que los armónicos impares resultan más desagradables para el oído humano que los armónicos pares, por lo que un clipping asimétrico va a ser más amable para el oído humano [3].

Sin embargo, un clipping asimétrico genera un mayor número de armónicos (se generan tanto pares como impares, mientras que un clipping simétrico sólo produce impares), lo que lleva a mayor distorsión de intermodulación, generando armónicos que no están relacionados con el contenido armónico original, obteniéndose un sonido más confuso y sucio, menos definido. Aún así, para etapas con ganancias no excesivamente altas, la amplia generación armónica originada por un clipping asimétrico puede ser muy recomendable [10].

1.4.9 Dinámica

En este caso, se entiende por dinámica la cualidad sonora por la que un dispositivo consigue variar su comportamiento en función de la acción del intérprete del instrumento. Más concretamente, el Fuzz Face ofrece más o menos distorsión en función de una interpretación del instrumento más o menos intensa (señal de entrada de mayor o menor amplitud).

1.4.10 El Fuzz Face, germanio y silicio

El Fuzz Face es un pedal de efectos para guitarra eléctrica. Es uno de los más célebres y utilizados. Produce una distorsión conocida como fuzz (fuzzy en inglés: distorsionado, borroso), que imita la señal recortada (efecto conocido como clipping) producida por un amplificador de válvulas sobresaturado. Es un sonido saturado, sucio y cálido, efecto hasta entonces conseguido dañando el equipo o gracias a “felices accidentes” en el estudio.

1.4.10.1 Sonido fuzz

El primer sonido fuzz ocurrió gracias a un “feliz accidente” en 1951, protagonizado por Willie Kizart prestando sus servicios como guitarrista en la canción “Rocket 88” de Jackie Brenston. El altavoz del amplificador de Kizart se había roto tras caerse de su coche en el trayecto al estudio. El sonido de la guitarra grabada es sucio, similar a un bufido. El productor Sam Philips quedó encantado con el sonido y optó por dejarlo en la grabación final.

Otro de los casos más célebres ocurrió en 1964 en la canción “You Really Got Me”, de The Kinks, donde Dave Davies rajó con una cuchilla de afeitar el cono de su amplificador para conseguir un sonido saturado, contundente y sucio para el riff inicial [11].

El primer pedal de fuzz comercializado nació de otro “feliz accidente”. En 1961, uno de los canales de la mesa de mezclas de válvulas del Estudio Quonset Hut de Nashville comenzó a distorsionar durante una grabación. El canal fue utilizado para la guitarra solista, y el sonido resultante causó tal revuelo que los guitarristas querían ir a grabar ahí para conseguir ese sonido fuzz en sus guitarras.

Antes de que la mesa fuera reparada, uno de los ingenieros logró imitar el sonido del canal “averiado” mediante un circuito transistorizado. Este diseño se llevó a Gibson, derivando en la comercialización en 1962 del primer pedal de fuzz, el Maestro Fuzz-Tone. Su utilización en el riff del clásico de The Rolling Stones “(I Can’t Get No) Satisfaction” en 1965 disparó sus ventas. Causó gran impacto tanto en los guitarristas como en los consumidores de música, lo que propició la salida de otros modelos, como el Vox Tone Bender, el Mosrite FuzzRITE o el Fuzz Face. Era un sonido novedoso dentro de un movimiento cultural que expandía sus límites artísticos a gran velocidad, el rock and roll. El sonido fuzz sirvió de herramienta para abrir nuevas vías musicales como la Psicodelia, el Garage, el Hard Blues, el Rock Progresivo o el Heavy Metal.

Fuzz Face

El Fuzz Face nació, como el Maestro Fuzz-Tone, de la necesidad de los guitarristas de conseguir un sonido fuzz sin necesidad de dañar su equipo. Fue comercializado por primera vez por Arbiter Electronics en 1966. A día de hoy, después de casi cincuenta años de su nacimiento, se puede afirmar que ha trascendido su condición de pedal de efectos a formar parte de la cultura de la música popular del siglo XX. Esto es gracias, en mayor o menor medida, a su propietario más célebre, Jimi Hendrix, considerado por muchos el guitarrista más brillante e influyente de la historia. Es tal la unión entre guitarrista y pedal que se distingue en dos etapas sonoras del artista el cambio de circuito de los Fuzz Face que utilizaba. Otros guitarristas célebres que han basado su sonido en el Fuzz Face son Stevie Ray Vaughan, Dave Gilmour, Eric Johnson, Duane Allman, George Harrison y Pete Townshend [12].

Su forma circular está inspirada en los pies de micrófono de escenario que un día vio Ivon Arbiter y decidió que así sería el Fuzz Face. La forma que sugieren los potenciómetros y la pegatina con la marca es la de una cara, de ahí su nombre.

De manera similar al Maestro Fuzz Tone o al Vox Tone Bender, es un circuito transistorizado con un número de componentes reducido: La edición original consta de dos transistores, cuatro resistencias, dos potenciómetros y tres condensadores.

En la Ilustración 18 aparece el circuito original del Fuzz Face Dallas Arbiter.

Fuzz Face

Dallas Arbiter

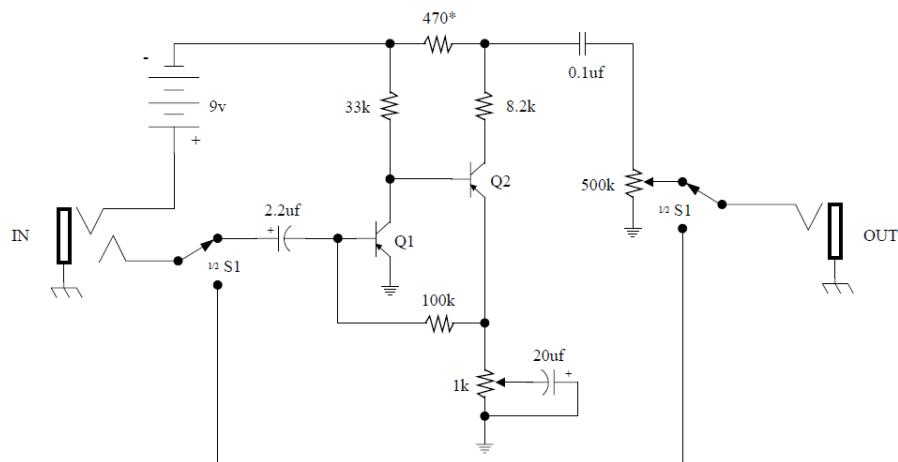


Ilustración 18: Circuito original del Fuzz Face Dallas Arbiter

1.4.10.2 Germanio y Silicio

Las primeras unidades del Fuzz Face fueron fabricadas con transistores de germanio. A finales de los 60 se empezaron a comercializar las unidades con transistores de silicio, mucho más estables que sus predecesores. Hay un debate muy abierto entre usuarios del Fuzz Face sobre qué tecnología es mejor. Es cierto que ambos pedales tienen desventajas (que, de hecho, su rival tiene como baza a favor), pero no ha habido, en sus casi cincuenta años de historia, un argumento de peso a favor de uno y en contra del otro que consiga llevarlos a la supremacía y a la obsolescencia, respectivamente. De hecho, hoy en día se siguen comercializando ambos modelos.

En este punto, es necesario aclarar que este eterno debate sea, probablemente, consecuencia del marco en el que está englobado: la música, el arte. La música depende de la interpretación del receptor. Para un receptor, un sonido puede resultarle agradable y para otro, ese mismo sonido le puede resultar estremecedor. En el caso que se debate aquí, una de las principales diferencias entre un Fuzz Face con transistores de germanio y uno con transistores de silicio es que el primero consigue un sonido cálido, suave y moderadamente distorsionado, mientras que el segundo ofrece un sonido agresivo, chillón y más distorsionado. A los usuarios de las unidades de germanio no les gusta el carácter chillón del silicio, pero es esto precisamente lo que más les gusta a los usuarios del Fuzz Face de silicio. La elección entre uno u otro entra en un terreno más artístico y personal que científico.

En este Proyecto se ha optado por usar tecnología de germanio por varios motivos. Primero, para el autor, el resultado del Fuzz Face con transistores de germanio es un sonido más agradable al conseguido con transistores de silicio. Una segunda razón es que, derivado de sus características, las unidades hechas con germanio son muy dinámicas, esto es, se ajusta a la intensidad que aplica el guitarrista a las cuerdas: si se toca suave, la distorsión es suave. Si se toca fuerte, la distorsión es mayor. Acompaña a la interpretación del guitarrista, realza su expresividad, es algo muy buscado y una de las principales y más valoradas ventajas con las que cuenta el Fuzz Face de germanio con respecto al de silicio. Otra de las razones es que, también debido a sus características, como se verá a continuación, es un reto científicamente más difícil realizar un buen modelo de Fuzz Face con esta tecnología, lo que supone una motivación extra.

Estabilidad

A la hora de diseñar un circuito transistorizado, los ingenieros de sonido han tenido siempre muy en cuenta la estabilidad de los transistores. La historia sitúa a los transistores de germanio como los primeros en usarse, pero fue precisamente su menor estabilidad frente al silicio lo que los llevó al desuso pocos años después hasta la obsolescencia actual, salvo para determinadas aplicaciones.

En los transistores, la corriente de colector varía cuando:

- a) hay un cambio de temperatura



b) el transistor se reemplaza por otro del mismo tipo. Esto se debe a las variaciones inherentes de los parámetros del transistor.

Cuando se produce un cambio de temperatura o se cambia el transistor, el punto de operación también cambia, lo cual puede llegar a cambiar drásticamente la salida del circuito y, en este caso, el sonido. Los transistores de germanio son especialmente sensibles a estos problemas de estabilidad [13].

(i) Dependencia de I_C con la temperatura. La corriente de colector I_C es:

$$I_C = \beta I_B + I_{CEO} = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CBO} \quad (3)$$

Cuando una unión PN es polarizada en inversa, una pequeña corriente de fuga circulará por el dispositivo, debido principalmente a actividad térmica dentro del semiconductor, produciendo electrones libres. La corriente de fuga de colector I_{CBO} está muy influenciada por los cambios de temperatura. Un aumento de 10 °C dobla la corriente de fuga de colector y puede llegar a valores de 0.2 mA.

(ii) Individualidades. Los valores de β y V_{BE} no son exactamente los mismos en dos transistores del mismo tipo. Además, V_{BE} disminuye con el aumento de la temperatura. Cuando un transistor es sustituido por otro estos cambios varían el punto de operación.

(iii) Fuga térmica. La corriente de colector viene dada por:

$$I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CBO} \quad (4)$$

La corriente de fuga de colector I_{CBO} depende fuertemente de la temperatura. Cuando circula corriente por el colector el transistor se calienta. El aumento de la temperatura del transistor produce un aumento en la corriente de fuga de colector I_{CBO} . Si aumenta la corriente de fuga de colector, aumenta la corriente de colector I_C , elevando la temperatura del transistor y, por consiguiente, la corriente de fuga de colector, y así sucesivamente. Este efecto acumulativo puede llevar a la destrucción del componente, fenómeno conocido como fuga térmica.

Resumiendo, las unidades con germanio tienen menor estabilidad frente a la temperatura, reaccionan con ella. Esta sensibilidad a la temperatura conlleva no sonar del mismo modo dependiendo de las condiciones ambientales en las que se encuentre. Interesan ambientes fríos. No es nada inusual la escena del guitarrista metiendo el pedal al frigorífico antes de utilizarlo.

Elección

Como se ha comentado anteriormente, el Fuzz Face se empezó a comercializar en 1964 con transistores de germanio (primero NKT275 y posteriormente AC128). Produce un sonido grueso, cálido, muy musical y se considera el genuino sonido Fuzz Face. Además, tiene la muy valorada característica de la dinámica. El problema es que estos transistores tienen una notable inestabilidad con la temperatura y valores de corriente de fuga muchas veces inaceptables. Pronto se cambió el circuito adaptándolo a transistores de silicio (BC108), más estables, con un sonido más chillón y distorsionado y con menor dinámica que los de germanio [12].

Tanto el germanio como el silicio son dos elementos químicos pertenecientes al período 4 de la tabla periódica, es decir, tienen cuatro electrones en su capa más externa (cuatro electrones de valencia). Ambos son materiales semiconductores, lo que significa que se comportan como materiales conductores o aislantes dependiendo de factores como temperatura, campo eléctrico o tensión que inciden sobre él [14].

El germanio tiene, para una temperatura dada, más electrones libres y más conductividad. Su banda prohibida es 0.7 eV, mientras que la del silicio es 1.1 eV. La banda prohibida es la energía necesaria para romper los enlaces covalentes que forman el cristal del material y entrar en conducción. Esto significa que el germanio necesita menos cantidad de energía para conducir que el silicio. Por esta razón el silicio es mucho más usado, trabaja mucho mejor a altas temperaturas [14].

En los primeros años del transistor era mucho más fácil trabajar con germanio porque tenía un punto de



fusión más bajo y los portadores de corriente, tanto electrones como huecos, circulaban más rápido por este material, con una respuesta en frecuencia aceptable para la época. Sin embargo, eran muy inconstantes en su proceso de fabricación. Se necesita un método muy preciso para formar las uniones PN del transistor y ponía al límite la tecnología de aquella época. Una ligera diferencia en el proceso causaba una gran variación en la ganancia del transistor [18].

El Fuzz Face con transistores de germanio era producido en masa, con lo que cada transistor no estaba específicamente testado y seleccionado. Esta es la razón por la cual no sonaban igual dos unidades e incluso algunos no sonaban excesivamente bien. Hendrix llegó a adquirir seis y testarlos hasta quedarse sólo con uno. Hoy en día, se sabe que la ganancia de cada transistor y la relación entre las dos es determinante para conseguir un buen sonido del pedal.

Los transistores de silicio tienen mejores cualidades eléctricas, pero al principio requerían una mayor pureza en su fabricación, la cual no se podía conseguir en los primeros años de la era de los semiconductores. De ahí que la primera década de la historia de la electrónica aplicada a semiconductores está basada únicamente en germanio: tiene una banda prohibida más ancha.

Ventajas del germanio

Los transistores de germanio utilizados en el Fuzz Face (NKT275 y AC128) son transistores bipolares PNP, mientras que los transistores de silicio (BC108C) son de tipo NPN. En los años 60, los dispositivos NPN de germanio con ganancias aceptables y bajas fugas eran difíciles de fabricar y mucho más caros que los PNP, por lo que los fabricantes del Fuzz Face optaron por utilizar tecnología PNP [15]. La movilidad en tipo NPN, los portadores de carga (electrones, carga negativa) es mayor que la movilidad de los portadores de carga (huecos, carga positiva) en la tecnología tipo PNP. Resultando más lenta la operación en tipo PNP. Esta, en principio, desventaja de los PNP se verá a continuación que, en realidad, mejora el resultado sonoro final al provocar un clipping más suave.

El concepto de dinámica, que ya se ha introducido anteriormente, va a ser consecuencia de dos hechos sobre los transistores de germanio. Tienen una ganancia menor que los transistores de silicio. Esto unido a la menor velocidad de procesamiento consigue una mayor dinámica. Va a responder a la señal de entrada que se aplique: si se toca suave, el transistor va a responder con una saturación suave, si se toca fuerte, responderá con una saturación mayor. Otra forma de aplicar esta característica es girando el potenciómetro de volumen de la guitarra. Mientras en la mayoría de los efectos, lo que se consigue con esto es, simplemente, bajar el volumen, en el Fuzz Face de germanio, se consigue limpiar la cantidad de saturación, pudiendo llegar a un punto deseado. Esta característica es, probablemente, la más destacada en la disyuntiva entre germanio y silicio.

También cabe señalar que los transistores de germanio tienen mayor capacidad y menor ancho de banda (el germanio es incapaz de trabajar con altas frecuencias, que son las que consiguen un sonido chillón y áspero). Conviene introducir un concepto. El Efecto Miller, que da cuenta del incremento en la capacidad de entrada equivalente de un amplificador inversor de tensión debido a la amplificación de la capacidad entre los terminales de entrada y salida. Cualquier capacidad entre la entrada y la salida de un amplificador será multiplicada por el factor de amplificación del circuito [16]. Aplicándolo al Fuzz Face, la capacidad existente entre los terminales de Base y Colector de cada uno de los dos transistores se multiplica por el valor de ganancia efectiva del transistor, produciéndose una pérdida de frecuencias altas, es decir, agudos. El transistor no sólo amplifica, también se comporta como un filtro paso-bajo [16].

En términos de musicalidad, el Efecto Miller es una cualidad positiva. De hecho, los diseñadores de circuitos analógicos aprendieron a trabajar con efecto Miller. Así pues, muchos diseños de amplificadores de válvulas explotan este fenómeno [16].

Por tanto, se puede asegurar que el Fuzz Face almacena carga, lo que significa retrasar la respuesta de voltaje del circuito. Esto hace que corte las frecuencias más rápidas (altas), por lo que se obtendrá a la salida un sonido más grave (cálido, suave) [16].

Ventajas del silicio

A temperatura ambiente, el cristal de silicio tiene menor cantidad de electrones libres que el cristal de germanio. Esto implica que el silicio tendrá mucha menos corriente de fuga I_{CBO} que el germanio. En general, la corriente de fuga I_{CBO} en germanio es de 10 a 100 veces mayor que en silicio. Valores típicos a

25 °C son:

- Silicio: 0.01 a 1 μ A
- Germanio: 2 a 15 μ A

La variación de la corriente de fuga I_{CBO} con la temperatura es menor en silicio que en germanio. Como norma general, la I_{CBO} del germanio se dobla cada aumento de la temperatura de 8-10 °C, mientras que en silicio, se dobla cada 12 °C de aumento de la temperatura, aproximadamente.

La estructura del germanio se destruye a una temperatura aproximada de 100 °C. La temperatura de trabajo normal del germanio es 70 °C. Sin embargo, el silicio puede trabajar a temperaturas por encima de los 150 °C. Por tanto, los dispositivos con silicio no pueden ser dañados fácilmente por un exceso de temperatura.

El silicio también ofrece mayor PIV (Peak Inverse Voltage, Tensión de pico inversa).

En silicio ronda por valores de 1000 V, mientras que en germanio alcanzan valores de 400 V [13].

Una de las desventajas del silicio es que la barrera de potencial de su unión PN (0.7 V) es mayor que la del germanio (0.2 V). Esto significa que hace falta una mayor tensión de polarización para que se produzca un flujo de corriente.

Además, los dispositivos con silicio son más susceptibles a recibir señales de radio AM, que acaban transportadas hasta el altavoz del amplificador. Con silicio se tiene mucha más ganancia y altas frecuencias que con germanio. Esto provoca que el propio dispositivo se comporte como un receptor de radio. Al conectarse el Fuzz Face al cable de la guitarra, el cable actúa como antena [17].

En la Tabla 2 se hace una comparativa entre germanio y silicio:

Parámetro	Germanio	Silicio	Comentarios
Ganancia de corriente	50 a 300	Hasta 850	El silicio tiene mayor ganancia debido a una mayor estabilidad
Disipación máxima P_T	Hasta 6 W	Más de 50 W	El silicio es más recomendable para aplicaciones de alta potencia
Corriente de fuga	Del orden de microamperios	Del orden de nanoamperios	El germanio tiene 100 veces más fugas que el silicio
Tensión máxima colector-emisor V_{CE}	Decenas de voltios	Centenas de voltios	El silicio es la única elección posible para aplicaciones de alta tensión
Estabilidad con la temperatura	Pobre	Buena	El germanio es más sensible a la fuga térmica. Normalmente es un problema, pero puede aplicarse en detección de temperatura
Frecuencia máxima de operación f_T	Del orden de pocos MHz	Del orden de cientos de MHz	Los transistores de silicio trabajan mejor a altas frecuencias

Tabla 2: Comparativa germanio Vs silicio

Clipping suave y clipping fuerte

En el caso del Fuzz Face, va a haber una notable diferencia en el tipo de clipping dependiendo de si se utilizan transistores de germanio o transistores de silicio. La curva característica I-V define su comportamiento.

La curva característica I-V de un diodo de silicio es muy abrupta, que se traduce en un clipping severo a 600-700mV. Por otro lado, la curva característica I-V de un diodo de germanio es mucho menos abrupta, lo que lleva a un clipping mucho más suave a 200mV [19].

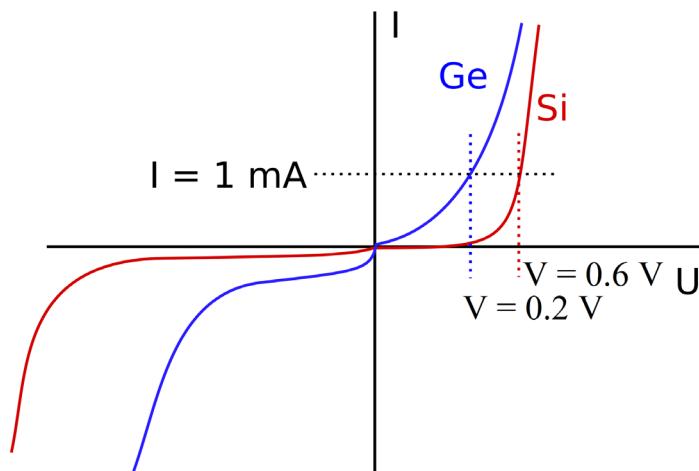


Ilustración 19: Curvas características I-V de Ge y Si
(fuente: www.dystomboxes.com)

El germanio se dirige hacia la saturación de un modo más gradual, más suave, añadiendo armónicos pares, los cuales realzan la señal de entrada. Adjetivos utilizados para definir el sonido resultante son "completo", "cálido" o "grueso"; mientras que con silicio recortan la señal bruscamente, añadiéndose armónicos que no son agradables para el oído humano. Algunos adjetivos que definen este sonido son "metálico", "chillón" o "áspero" [19].

Cuanto más suave es el clipping, menor es la distorsión de intermodulación. La distorsión de intermodulación produce armónicos poco musicales, con frecuencias no relativas a la frecuencia fundamental del sonido, produciendo un sonido áspero [19]. Un clipping suave disminuye la distorsión de intermodulación y, por tanto, los dispositivos con germanio tienden a suavizar su efecto.

El germanio produce un clipping más suave, por lo que el sonido será más agradable para el oído humano.

Resumiendo, un Fuzz Face con transistores de germanio va a tener un sonido más cálido, grueso, suave, derivado de sus características: el germanio, debido a su curva característica, y a que el tipo de transistor sea PNP (movilidad de los portadores es más lenta) va a producir un clipping más suave. Un clipping suave va a producir menor contenido armónico impar de alto orden y menor distorsión de intermodulación, hechos que, según estudios en psicoacústica, consiguen un sonido más agradable y musical para el oído.

Va a tener problemas de inestabilidad con la temperatura y corrientes de fuga, pero en este Proyecto se va a cuidar la elección de transistores que cumplan las expectativas en estos aspectos. Al contrario de la producción en masa de los primeros modelos donde no se testaba la ganancia ni las corrientes de fuga de los transistores, esta vez se seleccionarán observando los valores adecuados tanto de cada uno como la relación entre ambas ganancias.

A pesar de todas las desventajas que el germanio puede tener frente al silicio, es la única manera de conseguir un determinado tipo de distorsión.

1.4.11 Planteando construir un Fuzz Face con amplificadores operacionales

Un amplificador operacional es un circuito integrado de pre-amplificación diseñado para bajo ruido, buena ganancia, poca distorsión y tiene aisladas las entradas y la salida. Un Fuzz Face es realmente un par de transistores trabajando a la máxima ganancia posible.



La elevada velocidad de respuesta que caracteriza a un amplificador operacional conseguiría un clipping mucho más brusco y afilado que cualquier tipo de transistor bipolar. Se podría suavizar su slew rate (velocidad de respuesta) con la inclusión de diodos o transistores en la realimentación, pero ya no se estaría hablando de un circuito exclusivamente con tecnología de amplificadores operacionales.

Como el original es un circuito discreto, es posible que realice operaciones que un amplificador operacional no pueda hacer bien. Una saturación fuerte en un AO puede sonar muy desagradable, poco musical. Además, el Fuzz Face tiene una impedancia de entrada muy baja, que va a ser un factor importante en el resultado final, y los amplificadores operacionales no la tienen.

Otro punto importante para descartar el uso de amplificadores operacionales es que muchos usuarios prefieren trabajar con el Fuzz Face con la batería medio gastada, muchos amplificadores operacionales no pueden trabajar en estas condiciones, se tiene menos ganancia de tensión y la señal se recorta antes.

1.4.12 Opiniones de expertos sobre el Fuzz Face, germanio y silicio

Aquí se muestran opiniones de expertos en construcción de pedales, con respuestas esclarecedoras sobre el funcionamiento y justificación de muchos aspectos.

¿Por qué los pedales fuzz suenan diferente a la mayoría de pedales de distorsión?

Con el endurecimiento de la música, la gente empezó a querer cada vez más distorsión. Lo que descubrieron fue que en vez de tratar de hacer no lineal a un amplificador, se podía recortar la señal con diodos, causando mucha más distorsión. Lo que sucede es que, en general, los diodos consiguen clipping (distorsionan) a un menor voltaje que los transistores, creándose distorsión con señales más pequeñas. Con niveles altos de entrada habrá mucha más distorsión, evidentemente. Si suena diferente es porque el mecanismo que se utiliza para generar distorsión es recortar la señal con diodos.

Aparte de la parte técnica y alguna otra clave importante, hay algunas otras razones por las que el Fuzz Face es tan sensible y dinámico. El Fuzz Face está hecho con transistores bipolares, por lo que en términos de semiconductores, se tienen PNP o NPN. Es, esencialmente, un dispositivo de control por corriente, y el Fuzz Face, un amplificador de corriente. Lo que sucede es que, cuanta más corriente se introduce por la entrada, más tensión se obtiene a la salida. A causa de la muy alta impedancia de las pastillas de la guitarra, sólo se puede invertir mucha corriente por la entrada si la impedancia de entrada es relativamente baja, como es el caso de los transistores bipolares. Esto provoca un notable cambio en el sonido, mucho más que si se tiene una alta impedancia de entrada, como en tecnología MOSFET o amplificadores operacionales.

Roger Mayer - Los parámetros de voltaje de la unión bipolar cuando el dispositivo comienza a conducir son mucho más suaves con un transistor de germanio, lo que significa que el transistor va hacia la distorsión de un modo más musical. El total de la ganancia de corriente de los transistores de germanio es menor que en silicio, y tampoco es tan lineal. En términos musicales, esto significa que el circuito cambia cuando el nivel cambia, así el circuito se hace más fácil de tocar en cuanto a sensación de dinámica. Los transistores de germanio tienen menor ganancia a altas frecuencias, y su comportamiento se ve afectado por la temperatura, que afecta a la estabilidad. Los circuitos con germanio normalmente tienen menor impedancia de entrada y tienden a sobrecargar más las pastillas, lo que lo hace más sensible a cambios en el volumen de la guitarra.

Allan Otto - La baja ganancia de los transistores de germanio consigue una mayor sensibilidad y dinámica.

Zachary Vex - Puede ser posible que las formas de onda y los filos de las ondas cuadradas tengan diferentes formas-más redondeados en germanio. Pero desde un punto de vista ingenieril, no hay mucha información publicada sobre cómo actúan los transistores de audio cuando están clippeando. Muchos ingenieros no se han preocupado de estudiar los transistores fuera de la zona de operación lineal, que es la zona donde la mayoría de los circuitos de audio trabajan en su día [20].

¿Qué factores determinan por qué algunos fuzzs son más dinámicos que otros?

Michael Fuller - Impedancia de entrada, simplicidad del diseño (menos etapas de ganancia) y, lo más importante, la elección del tipo de transistor y su ganancia.

Roger Mayer - Es muy fácil diseñar un circuito electrónico que consiga una forma de distorsión no musical y que no responda bien a la entrada. Estos circuitos tienen normalmente gran cantidad de realimentación electrónica, que consigue un sonido nada afectado por lo que toque el intérprete. Muchos guitarristas con los que he trabajado querían un pedal que respondiera dinámicamente a su interpretación, al tiempo que conservara las cualidades tonales del instrumento. Este es el principio del “feed-forward”, que lleva a usar la señal de entrada de varias formas para modificar la operación del circuito para producir el sonido deseado y la dinámica. Un buen diseño de circuito usará técnicas “feed-forward” para controlar parámetros como tiempo de respuesta, ecualización, distorsión dinámica. Es la técnica más creativa, ya que las posibilidades son ilimitadas.

Alan Otto - Una especial atención con la estructura de ganancia aporta más dinámica y sensibilidad al tacto. Si el pedal tiene mucha ganancia, el sonido será más comprimido y menos dinámico.

Nada hace perder el sonido y la dinámica de un buen fuzz tanto como un buffer mal colocado. Muchos circuitos de fuzz fueron diseñados para ser cargados con una baja señal de salida, alta impedancia de las pastillas. Cuando se añade un buffer entre la guitarra y el fuzz (pedales sin true bypass), se está cambiando la impedancia de la señal. Incluso cuando el efecto está apagado el fuzz sigue viendo un circuito activo, y el tono se pierde. Se debe colocar estos efectos después del fuzz. Incluso entonces, puede que se siga notando un poco de carencia de frecuencias medias, pero al menos el sonido será útil.

Zachary Vex - La simplicidad del circuito es la clave de mantener la dinámica. Los fuzzs de uno y dos transistores tienen una ganancia menor que otros más complejos, y esto significa menos clipping cuando la amplitud de la onda se extingue. Otra cosa que puede hacer a un circuito más sensible es un punto de polarización adecuado, que hace a la onda más o menos simétrica y causa que la onda suene más o menos limpia con bajos niveles de entrada.

Un circuito clásico de fuzz implica una señal de guitarra llevando a transistores a su máximo (saturación) y mínimo (corte) punto de conducción. Esta acción transforma las suaves formas de onda de una guitarra en señales cuadradas, con rápidos aumentos y descensos. La forma específica de estos pulsos determina el carácter tonal y respuesta del fuzz, y las cualidades únicas de los transistores determinarán la forma final de estos pulsos. Los transistores de germanio tienen, normalmente, un tiempo de respuesta más lento (que actúa como un filtro paso alto) y características de saturación más suaves comparados con silicio. Estas diferencias hacen que los transistores de germanio suenen más cálidos y suaves que los transistores de silicio.

Como los transistores de germanio tienen normalmente de cuatro a diez veces menos ganancia de señal que los transistores de silicio, tienden a limpiar mejor la señal con bajos volúmenes, aunque, la alta ganancia del silicio se comporta mejor en cuanto a sustain en notas y acordes. Además, un transistor de germanio no satura tan bien como uno de silicio. Esto significa que un transistor de silicio saturado produce aproximadamente un 30 o 40% más de señal de salida que un dispositivo de germanio.

Por último, los cambios en la temperatura afectan mucho al comportamiento de los dispositivos de germanio. El aumento de la temperatura incrementa las corrientes de fuga, reduce la ganancia de señal y cambia el muy importante punto de trabajo en continua de los transistores de germanio. Por tanto, un cambio de temperatura cambia el tono y el carácter del pedal, y, llevada al extremo, puede causar que los transistores dejen de funcionar. Esta pobre estabilidad con la temperatura fue una de las razones por las que los transistores de silicio comenzaron a ser preferidos por los diseñadores para este tipo de dispositivos [20].

1.4.13 Aclaraciones

Definir un sonido mediante el lenguaje es, cuanto menos, paradójico. Ya se ha comentado cómo se define y qué variables son esenciales en el terreno científico para formar un determinado timbre, pero todo esto es poco definitorio para la percepción del ser humano a través del oído. Es común en escritos científicos definir un sonido como “cremoso”, “suave”, “áspero”, “chillón”, porque no existen términos más precisos para describirlo. Aquí se usarán este tipo de términos.



En este Proyecto no todo puede ser tratado de una manera científica. En muchas decisiones y justificaciones entran en juego dos aspectos que no van a poder explicarse a través del tratamiento de una señal de audio:

- La percepción humana: el resultado final de un tratamiento de una señal de audio tiene aún una última fase que pasar: el oído humano. El acto de oír se define como: percepción del oído humano de una onda sonora. Por tanto, habrá características de la onda incluidas sólo por el hecho de que el cerebro es el encargado de interpretarlas. La psicoacústica, como ciencia que estudia la percepción sonora del ser humano, será clave en la toma de decisiones y justificaciones en este Proyecto.
- El arte: en ocasiones la forma de onda deseada no será decidida bajo decisiones tecnológicas, sino por factores como tendencias, géneros musicales, gustos, épocas, corrientes artísticas, edades, etc. Este concepto se puede resumir con una analogía con la fotografía. La fotografía también es una disciplina artística muy ligada a la tecnología. El instrumento utilizado es la cámara fotográfica, inventada a principios del siglo XIX. Las primeras cámaras ofrecían imagen en blanco y negro. A mediados del siglo XIX se tomó la primera fotografía a color.

Desde su invención, la calidad de las cámaras fotográficas no ha dejado de evolucionar, tanto en calidad de imagen, resolución, contraste, iluminación, enfoque, zoom, exposición, como en diseño, portabilidad, peso, autonomía, capacidad de almacenamiento, gestión de datos, etc. Sin embargo la fotografía en blanco y negro no ha dejado de utilizarse, a pesar de ofrecer una imagen menos evolucionada, tecnológicamente hablando. Hoy en día, existen fotógrafos, concursos y tendencias ligados únicamente a la fotografía en blanco y negro.

En muchas ocasiones, el arte no tiene la necesidad de utilizar la tecnología más avanzada, sino la que mejor le ayuda a expresar y a contextualizar su obra. Además, cualquier disciplina artística tiene corrientes, géneros, etc. que vuelven a estar en boga años después, con lo que se adopta la técnica de entonces, con la consiguiente utilización de la tecnología de la época.

Muchos sonidos, técnicas de grabación y equipo se podrían comparar con leyes: por mucho que evolucione la tecnología y cambien las técnicas, las leyes prevalecen a lo largo del tiempo como algo inquebrantable.

1.5 Antecedentes

Un pedal de efectos es un dispositivo electrónico que altera el sonido original de un instrumento musical. Algunos pedales cambian ligeramente el color del sonido original, mientras que otros lo transforman drásticamente. Existen varias categorías principales: distorsión, dinámica, filtrado, modulación, tono/frecuencia, variación del tiempo y sustain.

Los pedales de efectos se usan principalmente para guitarra eléctrica, bajo y teclados, siendo más extendido en la guitarra eléctrica. De hecho, gran parte de la evolución, influencia e importancia de este instrumento se debe a los pedales de efectos, que desde los años 60, lograron evolucionar el sonido de la guitarra eléctrica, llevándola a nuevos matices y colores que no se habrían logrado sin el desarrollo de estos dispositivos. Es tal la influencia que muchos guitarristas basan su sonido en un pedal determinado, convirtiéndose en uno de los cuatro elementos principales con los que todo intérprete crea su personalidad sonora, junto con la guitarra, las pastillas y el amplificador.

Historia

Los primeros efectos de sonido se llevaron a cabo en los estudios de grabación. A mediados de los años 40, los ingenieros de sonido comenzaron a experimentar con el magnetófono de bobina abierta para crear los primeros efectos de eco. Se construyeron las primeras cámaras de eco, donde, con la ayuda de un micrófono se registraba el sonido en la cinta del magnetófono con matices de eco o reverberación.

En 1948, Harry DeArmond fabricó y comercializó la primera unidad de efectos autónoma, el Tre-Trol. Producía un trémolo, que en términos musicales es la variación periódica de la intensidad de un sonido. En aquellos años también se empezaron a comercializar el Gibson Ga-Vi, que producía vibrato, esto es, una variación temporal en la frecuencia de un sonido, y el Fender Reverb Vox, una unidad autónoma de

reverberación. Estos dispositivos requerían altos niveles de tensión y grandes transformadores. Ésto, unido a su no excesiva demanda llevaba a la implementación de estos efectos dentro del propio amplificador. La primera unidad de efectos autónoma relativamente transportable y popular fue la Watkins Copicat, de 1958. Era una unidad de eco de cinta cuya popularidad creció gracias al mítico grupo inglés The Shadows.

En los años 50, con la amplificación de la guitarra establecida desde hacía años, muchos guitarristas comenzaron a experimentar en busca de nuevos sonidos. Se comenzó a extender la práctica de subir la ganancia de los amplificadores por encima del rango de trabajo recomendado de las válvulas, consiguiendo así distorsión. La distorsión no era, *a priori*, unas de las cualidades que los diseñadores querían ofrecer en sus amplificadores, pero el sonido cálido y saturado que se obtenía caló en toda una generación. Los pioneros en experimentar con la distorsión en la guitarra eléctrica fueron Hollin' Wolf, Ike Turner, Link Wray y Chuck Berry, entre otros [21].

La generación posterior siguió experimentando y aumentando el nivel de distorsión. Era usual rajar los conos de los amplificadores para conseguir un sonido saturado y sucio. Esta costumbre llevó a la casa inglesa Marshall a comercializar el Marshall 63, un amplificador con un canal que ofrecía el sonido distorsionado y cálido tan demandado por los guitarristas de la época.

En 1964, aquel sonido proveniente de sobresaturar las válvulas de un amplificador fue materializado en un circuito electrónico con transistores, en formato de pedal, el Maestro Fuzz Tone. Los transistores tenían mayor estabilidad, ocupaban menos espacio y no necesitaban un largo tiempo de calentamiento para funcionar como las válvulas [21]. Esto, unido a la posibilidad de transportar fácilmente sonidos hasta entonces conseguidos únicamente en el estudio abrió camino a la comercialización masiva de los pedales de efectos.

Durante los años 60 y 70 se crearon muchos de los pedales que se usan a día de hoy. Se comercializaron los primeros pedales de fuzz, que han mantenido su vigencia e importancia hasta la actualidad. Estos son el Maestro Fuzz Tone, el Fuzz Face y el Big Muff. También aparecieron los primeros pedales de trémolo, antes ya incluidos en los amplificadores y como unidades autónomas. También aparecieron las primeras unidades de Wah-Wah, phaser, flanger y octavadores, así como los primeros delays de cinta.

Fuzz Face

En 1966, Arbiter Electronics Ltd. comienza a comercializar el Fuzz Face. Era un circuito basado en el que incorporaba el Maestro Fuzz Tone, aunque más barato. El Maestro Fuzz Tone costaba 30 £, mientras que el Fuzz Face costaba 6 £. Su bajo coste fue el motivo por el que Jimi Hendrix comenzó a utilizarlo. Los primeros modelos llevaban un par de transistores NKT275 y posteriormente se instalaron dos AC128. También hubo modelos que incorporaban un par de SF 363 E, pero fueron mucho menos extendidos que los dos anteriores [22].



Ilustración 20: Arbiter Fuzz Face de 1967
(fuente: www.gpguitars.com)

En 1968 se produce la fusión entre Arbiter England y Dallas Musical Instruments, trasladando la producción de Inglaterra a Estados Unidos. Fue entonces cuando se empezó a poner en la etiqueta "Dallas-Arbiter-England", para posteriormente etiquetarlos como "Dallas Music Industries LTD" a principios de los 70.



Ilustración 21: Transistores NKT 275
(fuente: Elebcz)



Ilustración 22: Transistor AC 128
(fuente: www.electroyou.it)

Debido a los problemas de estabilidad y de sensibilidad a la temperatura que presentaban los modelos con germanio, en 1969 se empezaron a comercializar modelos con transistores de silicio, mucho más estables y más baratos, pero con un sonido diferente, más agresivo y chillón. Los primeros en instalarse fueron los BC108 C y, un poco más tarde, BC183 L. Después vinieron BC109, BC109 C y BC209 C. Los BC209 C fueron los últimos transistores que se incluyeron antes de que la producción del Fuzz Face cesara en 1975 [22].



Ilustración 23: Interior de un Fuzz Face de 1967, con transistores NKT 275
(Autor: Robert Lundberg)

Acabada la producción original, no tardaron en llegar las reediciones. La primera se llevó a cabo en la segunda mitad de los 70 por Crest Audio. Se usaron transistores de silicio BC109 C. Tenían un color gris claro y producían un sonido parecido al de los primeros 70, pero con un sonido un poco más estridente [25].



Ilustración 24: Fuzz Face con transistores de silicio
(fuente: www.effectsfreak.com)

A finales de los 80, el ingeniero de sonido Dave Fox, trabajando para Crest Audio, lo intentó de nuevo. Con acabado clásico color rojo o gris, se volvió a utilizar transistores BC109 C, consiguiendo un sonido similar al de su antecesor [25].

1.6 Desarrollo del Proyecto

El desarrollo de este Proyecto se ha dividido en 8 fases:

- Estudio del estado del arte y fundamentos científicos y técnicos.
- Análisis teórico del circuito del Fuzz Face, tanto por etapas, como en continua y en pequeña señal.
- Análisis del circuito del Fuzz Face mediante simulación en PSpice.

- Análisis experimental del circuito del Fuzz Face en el laboratorio.
- Diseño y construcción del prototipo.
- Análisis del prototipo.
- Diseño e implementación de mejoras.
- Redacción de la memoria.

1.6.1 Seguimiento

Se ha llevado a cabo un seguimiento de la búsqueda de información y de la ejecución del Proyecto.

Durante los meses de duración, se han presentado los avances y los problemas surgidos con D. Francisco José Pérez Cebolla. Los principales desafíos han sido el minucioso estudio teórico, el análisis del prototipo y el diseño e implementación de mejoras.

También se han concertado reuniones puntuales con D. José Ramón Beltrán Blázquez, profesor titular del Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones de la Universidad de Zaragoza, con el objeto de tratar cuestiones relacionadas con audio. Beltrán es experto en audio, además de aficionado a la guitarra eléctrica.

2 Campo de aplicación

2.1 Aplicación del sistema

El sistema está diseñado para aplicar a la guitarra eléctrica, aunque en menor medida se puede usar con bajo eléctrico o incluso para teclados. El autor está interesado en obtener, para su uso profesional, un pedal de efectos Fuzz Face de muy alta calidad, incluso superior a la de los pedales comerciales.

2.2 Estado del arte

En 1991, Dunlop Manufacturing, Inc. Compró los derechos de fabricación del Fuzz Face. Se empezaron a comercializar con transistores de germanio porque las pruebas realizadas con transistores de silicio no convencieron a la firma. Este hecho no ocurría desde 1968. Desde entonces, Dunlop ha ido incluyendo distintos tipos de transistores de germanio en sus reediciones.

Dunlop ha logrado conseguir un sonido muy similar al de las unidades originales, aunque con menor dinámica y ganancia que los modelos de los años 60. La tendencia de los últimos años hacia el sonido "vintage" ha sido clave para la buena marcha de la firma, comercializando varias reediciones de modelos con 50 años de antigüedad.



Ilustración 25: Fuzz Face Distortion
(fuente: www.jimdunlop.com)

El Fuzz Face Distortion (Ilustración 25), comercializado por Dunlop, es una réplica del Original Dallas-Arbiter Fuzz Face, respetando todas sus especificaciones de fabricación e incluyendo los transistores PNP de germanio originales. Es uno de sus productos estrella [23]. Tiene un precio de mercado de 184.59 €.

Dunlop también ha lanzado al mercado ediciones “mini” del Fuzz Face (Ilustración 26). Sus prestaciones características van destinadas a un uso más cómodo: tienen dimensiones más pequeñas para facilitar la instalación en una pedalera, incluyen LED de indicación de funcionamiento, alimentación posible mediante transformador o batería. Todo ello guardando las características técnicas de las versiones grandes [24].



Ilustración 26: Germanium Fuzz Face Mini Distortion
(fuente: www.jimdunlop.com)

En los últimos años, Dunlop ha comercializado varios modelos con la firma de algunos los guitarristas más famosos que lo utilizaron. Cada uno de ellos es una fiel reproducción del dispositivo que ellos tenían, con las características específicas que ellos configuraron y que ayudaron a formar su sonido. Su precio es de 164 €.

Este tipo de productos, conocidos generalmente como “signature”, se han hecho muy populares en los últimos años. Suelen estar diseñados con la colaboración del propio guitarrista para conseguir las especificaciones que él requiere. El éxito radica en que los compradores tienen en su mano poder imitar el sonido de sus guitarristas favoritos.

El Jimi Hendrix Fuzz Face Distortion (Ilustración 27) es una meticulosa y cuidada reproducción del Fuzz



Face que Hendrix usaba en 1969 y 1970. Consta de dos transistores de silicio BC108 y está diseñado para conseguir un punto de polarización de los transistores que no produce un sonido de excesivo zumbido cuando se toca la guitarra con fuerza [24].



Ilustración 27: Jimi Hendrix Fuzz Face Distortion
(fuente: www.jimdunlop.com)

El JBF3 Joe Bonamassa Signature Fuzz Face (Ilustración 28) está diseñado tal y como el guitarrista lo tiene adaptado para sus guitarras de pastillas humbucker, añadiendo sustain y espesor y consiguiendo un sonido fuzz muy cremoso. Está construido con transistores del Ejército Ruso NOS. Las especificaciones militares son mucho más exigentes. Este tipo de transistores son muy buscados, gracias a su característica de calidez, consistencia y corrientes de fuga reducidas [24].



Ilustración 28: Joe Bonamassa Signature Fuzz Face Distortion
(fuente: www.jimdunlop.com)

El Eric Johnson Signature Fuzz Face (Ilustración 29) se confeccionó juntando el criterio de Johnson y el gurú del Fuzz Face, George Tripp. Consigue todas las exigencias que el famoso guitarrista le exige a un Fuzz Face. Hecho con transistores de silicio BC183 (alta ganancia), ofrece así una distorsión muy alta [24].



Ilustración 29: Eric Johnson Signature Fuzz Face Distortion
(fuente: www.jimdunlop.com)

El Band Of Gypsys Fuzz Face Distortion (Ilustración 30) es una edición limitada comercializada por Dunlop. Se ha realizado un exhaustivo trabajo para conseguir recrear el sonido de tipo fuzz más agresivo y con tono más incisivo del pedal que Hendrix usó en su última época y que quedó inmortalizado en el célebre concierto “Band Of Gypsys” de 1969 [24].



Ilustración 30: Band Of Gypsys Fuzz Face Distortion
(fuente: www.jimdunlop.com)

Dentro del universo DIY, existen empresas que ofrecen a un precio más barato todos los componentes que forman el pedal para que el usuario los monte, desde la soldadura de los componentes en la PCB hasta la instalación de las perillas, el interruptor y las hembras de jack en la caja. En la Ilustración 31 se muestra una réplica del Fuzz Face ofrecida por la empresa alemana Musikding.



Ilustración 31: Dispositivo Das Face de Musikding, réplica del Fuzz Face
(fuente: www.diy.musikding.de)

Puede sorprender que tecnología de hace cuarenta o cincuenta años pueda tener a día de hoy total vigencia, pero la constante industrialización y comercialización ha devaluado enormemente la calidad de los nuevos productos que se comercializan, dando una importancia y una valoración especial a los modelos antiguos. La tendencia de los últimos 20 años en muchos terrenos musicales hacia los sonidos "vintage" o antiguos ayuda a reforzar estos hechos. Este comportamiento es extensible a la producción musical en general. Las mesas de mezclas de los estudios suelen ser analógicas, al menos las que ofrecen mayor calidad, la microfonía utilizada también es preferiblemente con tecnología creada hace décadas. La ciencia ha ayudado mucho a aumentar la calidad de sonido tanto en grabaciones como en sonorización de conciertos, pero en muchas ocasiones, la tecnología utilizada hace cuarenta o cincuenta años ofrece unas características que difícilmente se pueden conseguir de otra forma.

Hay una opinión generalizada en el mundo de la música popular actual, tanto entre autores, productores y consumidores, que afirma que los instrumentos, técnicas de grabación y grabaciones de los años 50, 60 y 70 tienen más calidez, suenan más musicales y con más "alma" que las técnicas practicadas desde los años 80 hasta la actualidad. Según opiniones y gustos muy subjetivos, aunque también muy generalizados, suenan deshumanizadas y sin emoción.

2.2.1 El fenómeno "vintage"

El término *vintage*, de origen anglo-normando, procede del latín "vindemia" (de "vinum", vino, y "demo", guitar). Es el término empleado para referirse a artículos u objetos de cierta edad, aunque no la suficiente para considerarse antigüedades, pero sí como para que se hayan revalorizado con el paso del tiempo.

A mediados de los años 70, los músicos y coleccionistas comenzaron a darse cuenta del valor de los instrumentos antiguos. La producción en masa de equipo musical devaluó la calidad de los productos, dando una mayor categoría a los instrumentos construidos décadas atrás. Estos instrumentos se diferencian de los actuales en la calidad de los materiales, un mayor cuidado en la construcción (con más partes del proceso hechas a mano) y mejor acabado.

Ejemplos muy conocidos de instrumentos *vintage* son la mayoría de guitarras eléctricas Fender y Gibson de los años 50 y 60, así como las guitarras acústicas Gibson y Martin anteriores a la década de los años 70. También son muy codiciadas en tres las coleccionistas marcas ya desaparecidas, como Danelectro, Harmony o Kay.

La amplificación también forma parte del fenómeno "vintage". La mayoría de modelos Fender de los años 60, la marca de amplificación de guitarras por antonomasia, ha adquirido un valor ascendente hasta el día de hoy. También se ha de mencionar la preferencia actual generalizada de las válvulas en detrimento de los más modernos transistores como mecanismo para conseguir la amplificación.

También existen infinidad de pedales de efectos de los años 60 y 70 con un valor añadido. Clásicos como el Fuzz Face, el Big Muff de Electroharmonix, el Ibanez Tubescreamer y un largo etcétera siguen en total vigencia en el siglo XXI gracias a reediciones e imitaciones de los modelos originales construidos hace



cuarenta años, aunque los modelos de la época tienen un prestigio y un precio más elevado. Los transistores de germanio originales del Fuzz Face (AC 128) tienen un precio muy elevado: rondan los 30-40 euros, mientras que los transistores de silicio se pueden conseguir por mucho menos de 1 euro.

Hay una gran variedad de medios, revistas, programas, páginas web, foros en internet, etc. dedicados a valorar instrumentos, entrevistar a músicos y productores y compra-venta de instrumentos dentro del fenómeno vintage, a saber: "Vintage Guitars Magazine", "Gruhn Guitars", vintageguitars.net, etc.



Ilustración 32: Revista Vintage Guitar

Dentro de todo este fenómeno se pueden incluir una tendencia actual dentro de la música popular hacia los sonidos de décadas pasadas, el revival de géneros musicales antiguos (como el garage, el rock and roll, el surf o el soul) y un aumento notable de la venta de vinilos, formato en decadencia hasta comienzos del siglo XXI.



Ilustración 33: Página web Gruhn Guitars

Las ventas mundiales de vinilos se han multiplicado por ocho desde 2006 hasta la actualidad. El vinilo es un formato de reproducción de sonido que había comenzado a ser desplazado a principios de los años 90 por el CD-AUDIO. Sin embargo, el resurgimiento de la tendencia por el sonido vintage ha hecho aumentar masivamente sus ventas en los últimos diez años.

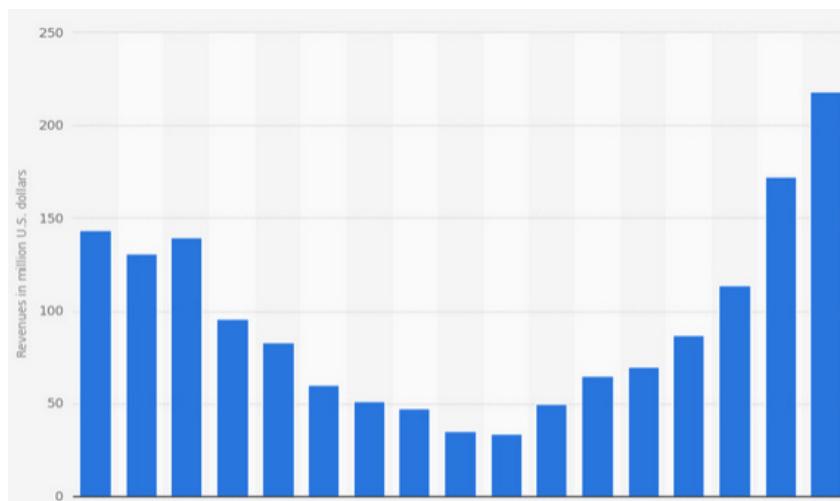


Ilustración 34: Ventas mundiales de vinilos desde 1997 hasta 2013 (en millones de dólares)
(fuente: www.industriamusical.es)

Volviendo al tema que se ocupa en este Proyecto, las ediciones originales del Fuzz Face alcanzan cifras de venta desorbitadas en el mercado de segunda mano actual. La Ilustración 35 muestra la venta en la página web www.effectsfreak.com de un Fuzz Face de finales de los años 60 o principios de los años 70. Su precio es de 820 dólares.

Dallas-Arbiter-England > Late 60s-Early 70s Fuzz Face w/NKT275 Transistors & Theo Hartman Mods

Description

"A late 60s, early 70s DAE Fuzz Face with a type two PC card loaded with two NOS NKT275s (most likely Newmarket brand from the 1960s after testing them). Theo Hartman then cleaned up and reworked it with his "Hendrix" mod and it sounds beautifully germanium with all the warmth, fatness and sweet cleanup at the volume knob."

Sales Trends (20 most recent)

Price	Bids
High: \$820.00	
Average: \$820.00	
Low: \$820.00	

Comments **Community** **Login**

Recommend Sort by Best

Join the discussion...

Effectsfreak 4 years ago
A nice photo of the interior:
Thumbnail

Ilustración 35: Anuncio de la venta de un Fuzz Face original en www.effectsfreak.com

También se encuentran por Ebay modelos originales de la época con todos los componentes de fabricación en buen estado. Este hecho es muy valorado por los coleccionistas y su precio es muy elevado. También está muy cotizado que tenga los transistores originales. El modelo de la Ilustración 36 se vende por 1299 dólares.



Dallas árbitro Fuzz Face Original Vintage Guitarra Efectos Pedal bc108c Fuzzface - ver título original

Estado: Usado
Tiempo restante: 8d 21h (12 jun 2015 17:58:03 H EEU)

USD1.299,00
Aproximadamente 1.167,27 EUR

¡Compralo ya!

Añadir a la cesta

• Añadir a lista de seguimiento
★ Añadir a colección
19 usuarios siguiéndolo

100% votos positivos

Envío: USD50,00 (aprox. 44,93 EUR) USPS Priority Mail International | Ver detalles

Ubicación del artículo: Plainfield, New Jersey, Estados Unidos | Realiza envíos a: Todo el mundo

Entrega: Prevista entre el miércoles, 10 jun, y el jueves, 18 jun.

Vendedor excelente
dseffects (2223)
100% Votos positivos
Recibe constantemente valoraciones más altas de los compradores
Envía los artículos con rapidez
Tiene un historial de servicio excelente

Seguir a este vendedor | Ver otros artículos

Visitar tienda: dseffects

Farnell element14
Grandes descuentos en miles de componentes

MICROCHIP
Microchip Technology Inc.

Ilustración 36: Anuncio en Ebay de la venta de un Fuzz Face original

3 Análisis teórico

3.1 Análisis por etapas

3.1.1 Etapa de entrada

En la Ilustración 37 aparece la etapa de entrada del Fuzz Face:

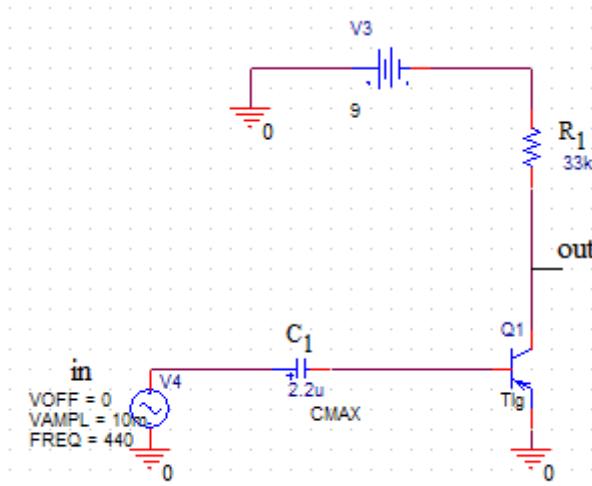


Ilustración 37: Etapa de entrada del Fuzz Face

La etapa de entrada es una etapa en emisor común, que normalmente se utiliza para amplificar. Proporciona alta ganancia de tensión con baja impedancia de entrada y alta impedancia de salida.

El condensador C_1 bloquea el nivel de continua, elimina zumbidos y protege al pedal de niveles altos de continua. La resistencia R_1 fija los parámetros principales de la etapa como la ganancia de voltaje, el punto de polarización de Q_1 y la corriente máxima que circula por el colector.

3.1.1.1 Impedancia de entrada

La impedancia de entrada es igual a la impedancia de entrada de una etapa en emisor común:

$$Z_{in} = Z_{in_etapa_emisor_común} = r_\pi \quad (5)$$

$$r_\pi = \frac{(\beta + 1)V_T}{I_{EQ}} = \frac{\beta + 1}{g_m} = \frac{70 + 1}{0.0088} = 8k\Omega \quad (6)$$

La impedancia de entrada de los pedales suele ser del orden de los $M\Omega$. En otros pedales con etapas de entrada similares se coloca una resistencia en serie con la entrada para conseguir aumentar la impedancia de entrada.

La baja impedancia consigue que el Fuzz Face actúe como una carga efectiva y notable ante la guitarra que se conecte a su entrada, es decir, va a ser muy sensible a la señal que provenga de la guitarra, respondiendo muy bien a la dinámica con la que se interpreta el instrumento. Esta es la razón por la que no responde bien cuando está colocado después de otros pedales. Lo ideal es colocar el Fuzz Face justo después de la guitarra.

3.1.1.2 Ganancia de tensión de la etapa de entrada

El valor de la ganancia en una etapa en emisor común se calcula así:

$$A_V = -g_m R_C = -g_m R_i = 0.0088 \cdot 33k\Omega = 290(49dB) \quad (7)$$

Siendo $49 dB = 20\log (290)$, ya que trabajamos en tensiones.

El valor de la transconductancia g_m se ha calculado así:

$$g_m = \frac{I_E}{V_T} = \frac{0.22mA}{25mV} = 0.0088 \quad (8)$$

Donde I_E es la corriente que circula por el emisor y se obtiene con los valores de continua resultantes: $I_E = (V_{CC} - V_C) / R_1 = (9 V - 1.6 V) / 0.22 mA = 0.22 mA$, y V_T es la tensión térmica del transistor, tiene un valor de 25 mV a temperatura ambiente.

En la Ilustración 38 se observa la ganancia de tensión de la etapa de entrada. Se simula en PSpice una señal de entrada $V_i = 30 mV$ y el potenciómetro de Fuzz al mínimo.

Para las simulaciones se ha obtenido el siguiente modelo para PSpice del AC128, uno de los transistores más empleados en el Fuzz Face de germanio.

```
.model T1g PNP(Is=1.41f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=115.7 Bf=70 Ne=1.5
+           Ise=0 Ikf=80m Xtb=1.5 Br=4.977 Nc=2 Isc=0 Ikr=0 Rc=2.5
+           Cjc=9.728p Mjc=0.5776 Vjc=0.2 Fc=0.5 Cje=8.063p Mje=.3677 Vje=.2
+           Tr=33.42n Tf=179.3p Itf=.4 Vtf=4 Xtf=6 Rb=10)
*           National      pid=63           case=T018
*           88-09-09 bam      creation
```

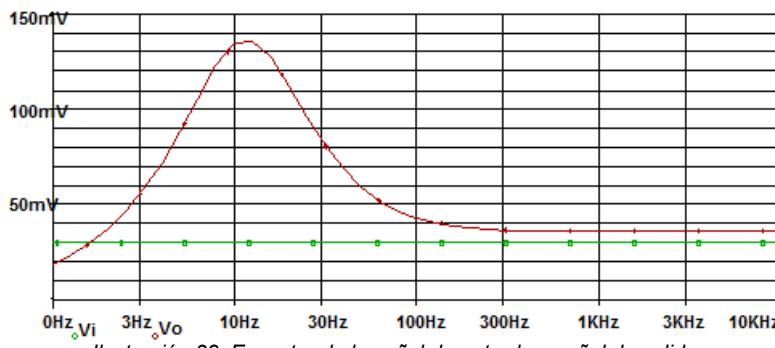


Ilustración 38: Espectro de la señal de entrada y señal de salida

Este pico es debido al condensador de bypass conectado al potenciómetro de Fuzz, C_2 , que crea un filtro $C_2 - R_{FUZZ}$, paso alto. Este efecto es más notable cuando la ganancia del pedal es baja porque hay más realimentación de la señal proveniente de la salida a través de la R de realimentación.

En la siguiente Ilustración se observa la ganancia de tensión de la etapa de entrada con el potenciómetro de Fuzz al máximo y una señal de entrada $V_i = 100 mV$.

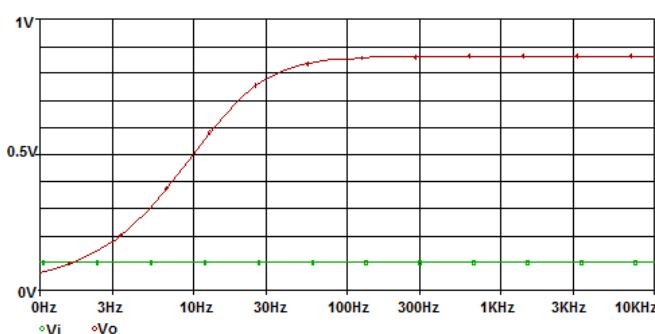


Ilustración 39: Ganancia en tensión de la etapa de entrada

Aquí se observa que cuando la ganancia es alta, la realimentación es menor y el filtro paso alto tiene menos influencia.

$$A_V [dB] = 20 \log \left(\frac{V_o}{V_i} \right) = 20 \log \left(\frac{850mV}{100mV} \right) = 18.6dB \quad (9)$$

Estas dos gráficas muestran un filtro paso alto con una frecuencia de corte de 14 Hz (18,6 dB – 15,6 dB = 3 dB), todas las frecuencias por debajo de 14 Hz sufrirán una atenuación. Realmente, pocos sistemas de sonido pueden emitir frecuencias por debajo de 20 Hz, por lo que este filtro paso bajo no tiene demasiadas implicaciones.

Clipping asimétrico

Para poder tener el máximo rango dinámico, las etapas de Emisor Común se polarizan para que haya una tensión en colector de $V_C = V_{CC}/2$, en este caso -4,5 V, pero esta etapa está polarizada en una tensión de colector de $V_C = -1,6$ V, por lo que la tensión en el semiciclo positivo será mucho mayor que en el negativo.

Para pequeñas señales (tocar suave) hay una saturación suave en el semiciclo negativo, este clipping asimétrico es muy musical:

- $V_i = 30mV$

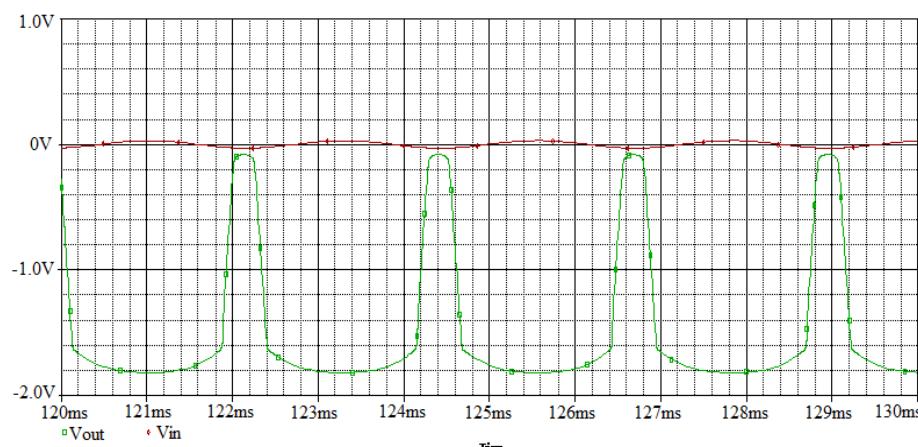


Ilustración 40: Señal de entrada pequeña y su señal de salida

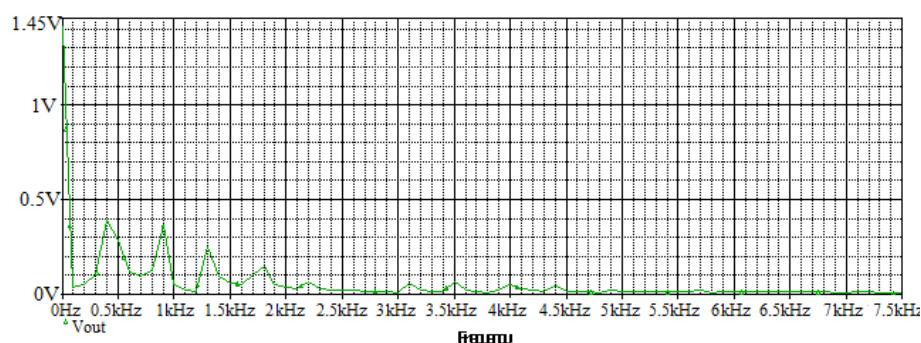


Ilustración 41: Contenido frecuencial de la señal de salida para señal de entrada pequeña

En el análisis frecuencial de la Ilustración anterior se observa el realce del 2º armónico típico del clipping asimétrico de los amplificadores de válvula de triodo.

- $V_i = 100\text{mV}$

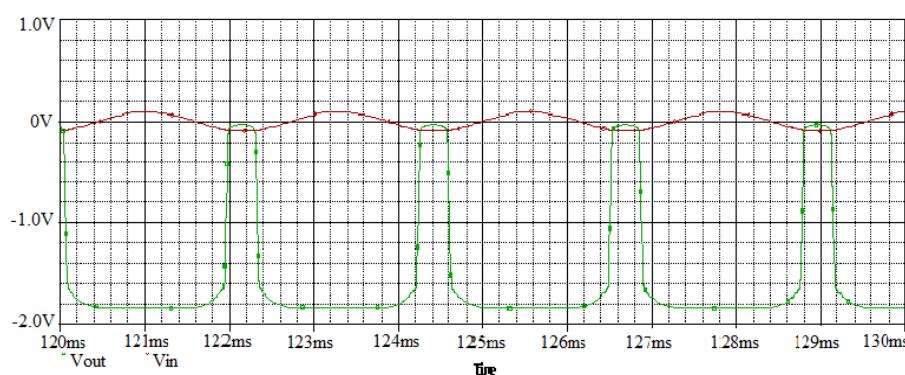


Ilustración 42: Señal de entrada grande y su señal de salida

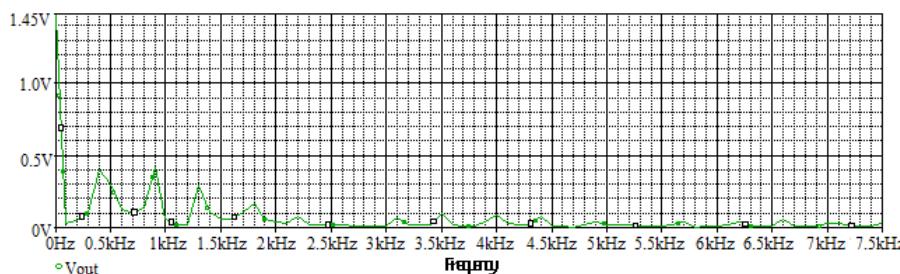


Ilustración 43: Contenido frecuencial de la señal de salida para señal de entrada grande

Puede apreciarse que para señales más grandes (tocar fuerte o tocar acordes), a la salida se encuentra una fuerte saturación en ambos semiciclos.

Conclusión: El hecho de proporcionar distorsión asimétrica para pequeñas señales de entrada y saturación fuerte (en ambos semiciclos) para señales más grandes realza la dinámica y la sensibilidad a la hora de tocar del intérprete.

3.1.2 Etapa de salida

La etapa de salida es otro amplificador en emisor común, con la diferencia de que tiene lo que se conoce por "variable emitter degeneration gain-controlled amplifier", concepto que se puede traducir por "amplificador variable de emisor degenerativo controlado por ganancia".

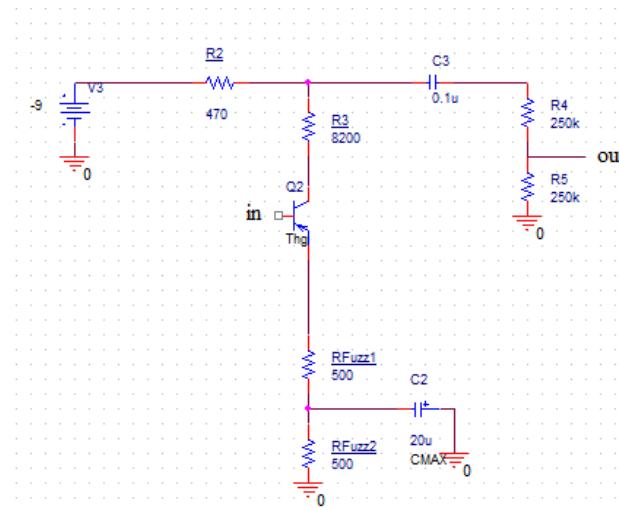


Ilustración 44: Etapa de salida del Fuzz Face

3.1.2.1 Impedancia de salida

Se calcula con la fórmula:

$$Z_{OUT} = \frac{R_{VOL}}{470\Omega} \quad (10)$$

$$Z_{OUT_MAX} = \frac{500k\Omega}{470\Omega} = 469\Omega \quad (11)$$

Se observa que el Fuzz Face tiene una mala impedancia de salida. Su valor es muy alto y puede haber problemas según en qué posición se coloque en la cadena de pedales en serie.

C_3 bloquea el nivel de continua para evitar sobresaturar cualquier “circuito” conectado después del Fuzz Face. Crea un filtro paso-alto con el potenciómetro de volumen R_{VOL} que determina la frecuencia más baja que sale del pedal. Por tanto, con un condensador C_3 mayor, se obtiene una frecuencia de corte más baja y, consecuentemente, la salida del Fuzz Face tendrá mayor presencia de frecuencias bajas, lo que quiere decir que habrá más graves en el sonido final.

A continuación se calcula la frecuencia de corte del filtro paso-alto formado por C_3 y R_{VOL} .

$$f_c = \frac{1}{2\pi R C} = \frac{1}{2\pi R_{VOL} C_3} = \frac{1}{2\pi \cdot 500k\Omega \cdot 0.1\mu F} = 3.1Hz \quad (12)$$

Nuevamente, 3 Hz no es una frecuencia audible. Se puede entender que esta frecuencia de corte sube cuando baja R_{VOL} , lo que significa que cuando se baja el volumen con el potenciómetro de la guitarra, las frecuencias bajas se reducen.

3.1.2.2 Ganancia total de tensión

Esta etapa tiene degeneración de emisor. Este procedimiento consiste en colocar una resistencia R_E entre el emisor y masa. Esta R_E reduce la transconductancia g_m total del circuito en un factor $(g_m R_E + 1)$ que consigue que la ganancia de tensión A_v no dependa tan fuertemente de la temperatura. Aumenta la estabilidad a costa de bajar la ganancia:

$$A_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{-g_m R_C}{g_m R_E + 1} \approx \frac{R_C}{R_E} \quad (13)$$

Por tanto, la ganancia total de la etapa resulta:

$$A_V = \frac{R_C}{R_E} = \frac{R_2 + R_3}{R_{FUZZ}} \quad (14)$$

$$A_{V_{MIN}} = \frac{470\Omega + 8.2k\Omega}{1k\Omega} = 8.2(18dB) \quad (15)$$

La ganancia de tensión oscila entre 8.2 hasta tan alta como la ganancia básica del transistor (con R_{FUZZ} al máximo).

Teniendo en cuenta la red de realimentación, otra vez esta segunda etapa no alcanza los 18 dB. En este caso la ganancia total de tensión en el colector de Q_2 es de unos 20 dB, pero la etapa de entrada tiene una ganancia de 18.6 dB, con lo que la ganancia total de la la segunda etapa es de $20 - 18.6 = 1.4$ dB.

A continuación se simula la respuesta en frecuencia para una onda sinusoidal $V_i = 100$ mV con el potenciómetro de Fuzz al mínimo.

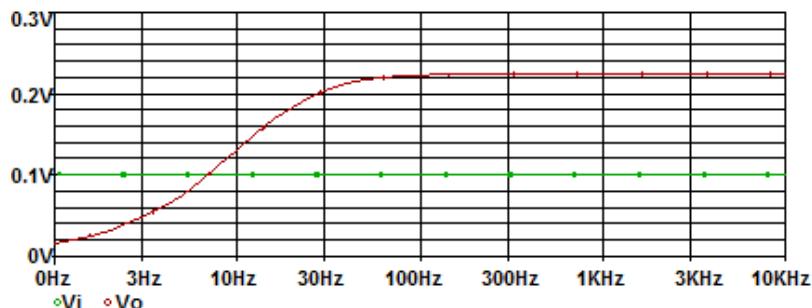


Ilustración 45: Ganancia en tensión de la etapa de salida con Fuzz al mínimo en colector 2

Se calcula ahora la ganancia en tensión:

$$A_V [dB] = 20 \log \left(\frac{V_o}{V_i} \right) = 20 \log \left(\frac{220mV}{100mV} \right) = 6.84dB \quad (16)$$

Ahora se simula la respuesta en frecuencia para onda sinusoidal de entrada $V_i=100$ mV con el potenciómetro de Fuzz al máximo.

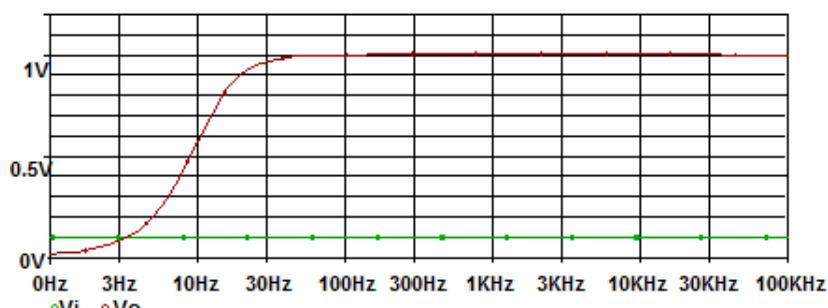


Ilustración 46: Ganancia en tensión de la etapa de salida con Fuzz al máximo en colector 2

Se calcula ahora la ganancia en tensión:

$$A_V [dB] = 20 \log \left(\frac{V_o}{V_i} \right) = 20 \log \left(\frac{1V}{100mV} \right) = 20dB \quad (17)$$

En la Ilustración 45 e Ilustración 46 se ha visto la tensión de colector de Q₂ bajo la acción del potenciómetro de Fuzz. Se llega a la conclusión de que hay una atenuación de las frecuencias bajas, f_C = 14 Hz.

Pero la salida del pedal no se toma desde el colector de Q₂, hay un divisor de tensión formado por R₂ y R₃. Este divisor reduce la ganancia total en un factor: R₂/(R₂+R₃) = 470 Ω / (470 Ω + 8200 Ω) = 0,054 = -25 dB, por tanto, la ganancia real de la etapa de salida es:

$$G_{VTOTAL} = G_{VPEDAL} - \text{atenuación} \left(\frac{R_2}{R_2 + R_3} \right) = 20dB - 25dB = -5dB \quad (18)$$

El divisor de tensión creado entre R₂ y R₃ reduce mucho la tensión de salida. Este valor no es normalmente tan bajo, la resistencia interna de la pila se debe tener en cuenta y aumentará el nivel (Puede llegar a cambiar notablemente el sonido del Fuzz Face según el tipo de batería y la carga restante que le quede. Matemáticamente, su resistencia interna se sumará a R₂).

En la siguiente Ilustración se realiza un análisis frecuencial de la salida para una señal de entrada V_i = 100 mV y el potenciómetro de Fuzz al mínimo:

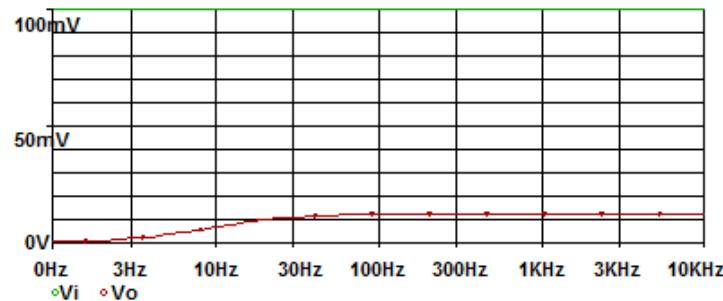


Ilustración 47: Ganancia en tensión de la etapa de salida con Fuzz al mínimo

Se calcula ahora la ganancia en tensión:

$$A_V [dB] = 20 \log \left(\frac{V_o}{V_i} \right) = 20 \log \left(\frac{12mV}{100mV} \right) = -18.6dB \quad (19)$$

A continuación se muestra el resultado frecuencial de la salida con una onda de entrada V_i=100mV y el potenciómetro de Fuzz al máximo:

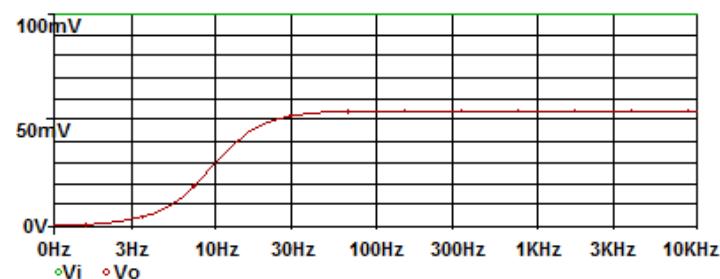


Ilustración 48: Ganancia en tensión de la etapa de salida con Fuzz al máximo

Se calcula ahora la ganancia en tensión:

$$A_V [dB] = 20 \log \left(\frac{V_o}{V_i} \right) = 20 \log \left(\frac{55mV}{100mV} \right) = -5.51dB \quad (20)$$

Esta atenuación parece contradictoria, pero tiene una razón: este circuito no pretende obtener una señal de salida mayor que la entrada. El Fuzz Face no fue diseñado para saturar el siguiente sistema por nivel.

Análisis temporal y frecuencial de la salida

A medida que esta segunda etapa conduce señales más grandes se consigue un clipping fuerte en ambos semiciclos. El clipping comienza suave con señales pequeñas (y ganancias) y después, con la acción del potenciómetro de Fuzz, el clipping se vuelve más fuerte con una interpretación del instrumento más intensa.

Esta segunda etapa amplificadora consigue un clipping más intenso, con las esquinas más cuadradas conforme aumenta la acción del potenciómetro de Fuzz.

Se analiza la respuesta temporal y frecuencial de la salida del circuito con transistores de germanio.

Se han definido ganancias para los transistores Q_1 y Q_2 de 70 y 120, respectivamente. Son valores típicos empleados en los Fuzz Face con transistores de germanio para conseguir el llamado “punto dulce” [26]. Se aplican tensiones de entrada $V_i = 10 \text{ mV}$ y $V_i = 100 \text{ mV}$, en consonancia con el rango de tensiones que ofrece una guitarra eléctrica estándar.

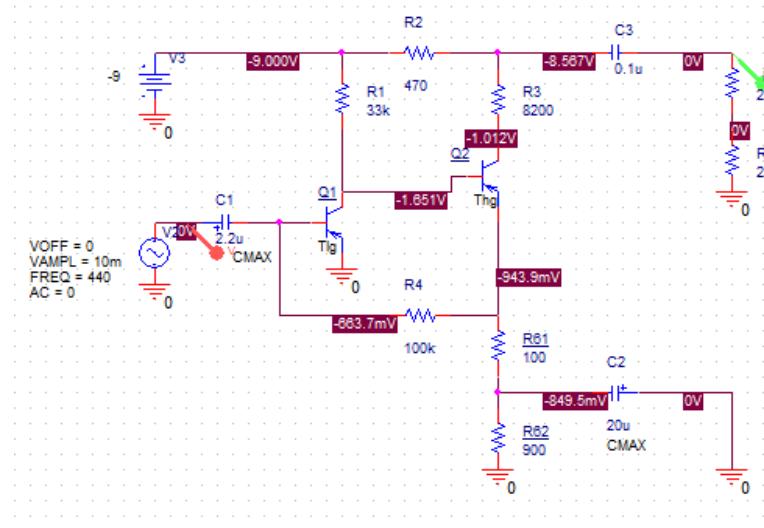


Ilustración 49: Circuito simulado en PSpice con señal pequeña

Con $V_i = 10 \text{ mV}$ se simula una señal equivalente a una interpretación suave del instrumento o la resultante de bajar el potenciómetro de volumen de la guitarra. La señal tiene una frecuencia de 440 Hz y el potenciómetro de Fuzz está prácticamente al máximo ($R_{61} = 100 \Omega$, $R_{62} = 900 \Omega$).

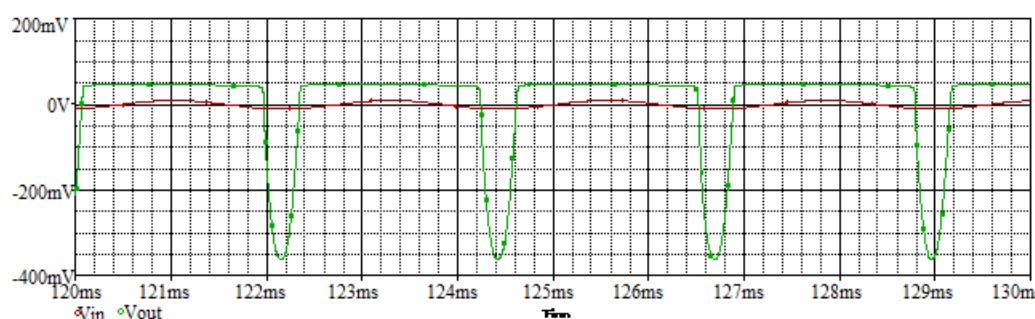


Ilustración 50: Señal de salida del circuito frente a una señal de entrada pequeña

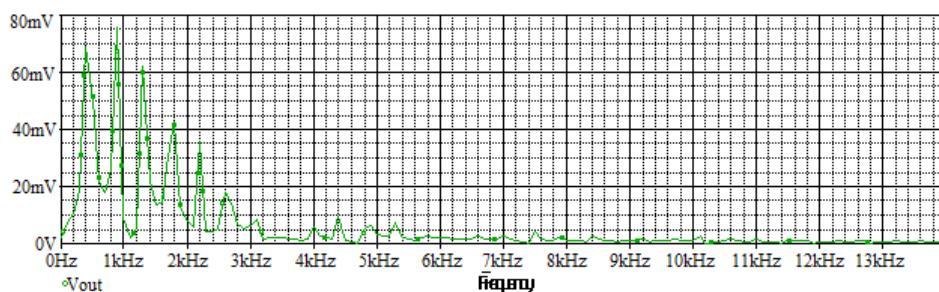


Ilustración 51: Espectro de señal de salida del circuito frente a una señal de entrada pequeña

En la Ilustración 52 se observa la simulación con una señal de entrada $V_i = 100$ mV a 440 Hz y el potenciómetro de Fuzz prácticamente al máximo ($R_{61} = 100 \Omega$, $R_{62} = 900 \Omega$). El valor de la señal de entrada simula valores equivalentes a una interpretación de gran intensidad del instrumento. Además, se muestran los puntos de polarización en continua de la etapa.

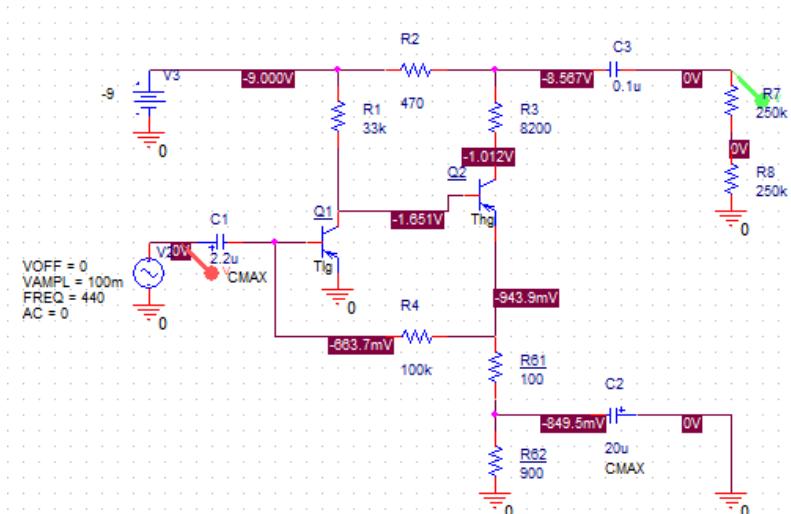


Ilustración 52: Circuito simulado en PSpice con señal grande

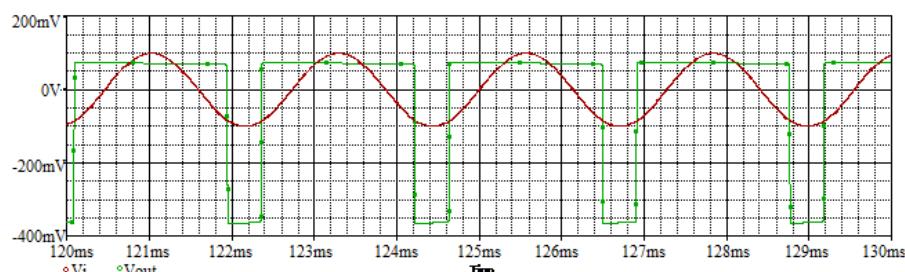


Ilustración 53: Señal de salida del circuito frente a una señal de entrada grande

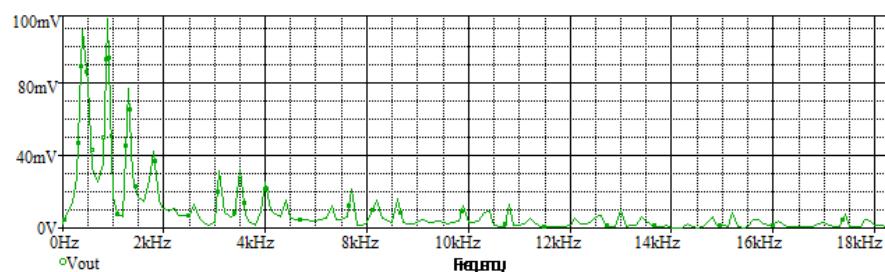


Ilustración 54: Espectro de señal de salida del circuito frente a una señal de entrada grande

La Ilustración 50 muestra que para una señal de entrada pequeña, $V_i = 10$ mV, la salida resultante tiene clipping asimétrico, con el semiciclo positivo totalmente recortado, mientras el segundo apenas está



alterado, obteniéndose una distorsión moderada. Por contra, con la señal de entrada grande, $V_i = 100$ mV (Ilustración 53), se obtiene en la salida clipping simétrico. Ambos semiciclos de la onda resultante tienen sus extremos recortados, obteniéndose una distorsión mayor. El circuito es muy sensible a la entrada, mucho más que la mayoría de pedales.

Gracias a esto, un guitarrista experimentado puede controlar la cantidad de efecto en función de cómo toque el instrumento. Las notas interpretadas más suaves tendrán una distorsión menor que las notas interpretadas con más fuerza. Aquí queda demostrada la cualidad de dinámica que ofrece el Fuzz Face. Es una de sus cualidades más singulares, gracias a que brinda al intérprete una nueva dimensión de control del efecto del pedal.

En la Ilustración 51 se observa el contenido armónico de la onda de salida respondiendo a una señal de entrada pequeña. Se advierte un énfasis muy notable del segundo armónico, que también producen los amplificadores de válvula de triodo. Esto produce un sonido cálido y agradable para el oído humano. Además, a partir del quinto armónico, el contenido frecuencial es inapreciable, evitando armónicos de alto orden que producen sensación de rechazo para el oído humano.

En la Ilustración 54 se observa el contenido armónico de la onda de salida respondiendo a una señal de entrada grande. El contenido armónico es más destacado en frecuencias más altas que en el caso anterior, como consecuencia de un clipping en ambos semiciclos. Proliferan armónicos impares de alto orden, pero también los pares, contrarrestando el efecto desagradable de los primeros.

El resultado del análisis en continua realizado en la Ilustración 52 dista mucho del esperado, sobretodo en cuanto a los puntos de polarización de los transistores Q_1 y Q_2 , cuyos valores recomendados por los expertos son $V_{C1} = -500$ mV y $V_{C2} = -4.5$ V. Los valores obtenidos aquí son $V_{C1} = -1.6$ V y $V_{C2} = -1.012$ V. Este desajuste es debido a la no inclusión de las corrientes de fuga en el modelo de PSpice para el transistor AC128. Se ha probado a incluirlas en el modelo, variando el parámetro I_{SC} (corriente de fuga del transistor) del modelo, que inicialmente estaba en 0 mA, a un valor típico de 0.2 mA. El resultado a la salida carecía de coherencia. Por tanto, se concluye que el modelo no es válido para el análisis de las corrientes de fuga.

Además, el modelo es incapaz de reflejar la variación de las corrientes de fuga con la temperatura. Por ello, se descarta este análisis para el estudio de las corrientes de fuga.

3.2 Análisis en continua

En este Apartado se va a realizar el análisis en continua del circuito original del Fuzz Face. El objetivo de este análisis es determinar las tensiones de colector, que definen los puntos de polarización de los transistores Q_1 y Q_2 . Los puntos de polarización de los transistores definirán el tipo de distorsión (simétrica o asimétrica), la cantidad de distorsión y el contenido armónico que proporciona la etapa. Además, el punto de polarización del segundo transistor, Q_2 , determina el punto de polarización de salida de la etapa.

Primero es esencial dibujar el circuito equivalente para DC. Se anulan las fuentes de alterna y se abren los condensadores. Los condensadores equivalen a un circuito abierto debido a que la impedancia de un condensador viene dada por:

$$Z_C = \frac{1}{\omega C} \quad (21)$$

Siendo la frecuencia en el análisis de continua $f = 0$, ω será:

$$\omega = 2\pi f; f = 0; \omega = 0 \quad (22)$$

La impedancia de un condensador para una señal continua será infinita, se comporta como un circuito abierto.

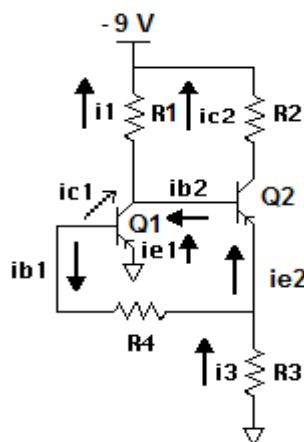


Ilustración 55: Circuito equivalente para análisis en continua

Según la Ley de corrientes de Kirchhoff, en cualquier nodo, la suma de las corrientes que entran en ese nodo es igual a la suma de las corrientes que salen. De forma equivalente, la suma de todas las corrientes que pasan por el nodo es igual a cero.

Antes de comenzar a analizar el circuito es conveniente hacer algunas aclaraciones:

- Como se ha comentado en el Apartado 1.4.10, las corrientes de fuga en los transistores de germanio son muy influyentes en su funcionamiento. Por tanto, se van a considerar las corrientes de fuga que tienen los transistores de germanio para ver el efecto que tienen en los resultados finales. Despues se compararán con los resultados de las ecuaciones sin tenerlas en cuenta para demostrar su influencia.

Para dar cuenta de estas corrientes, se supone la corriente que atraviesa los colectores de los transistores, $I_C = \beta I_B + I_L$, donde la I_C , la I_B y la I_L son la corriente de colector, la corriente de base y la corriente de fuga, respectivamente. El parámetro β es la ganancia interna del transistor. Lo mismo ocurre en el emisor, $I_E = (\beta + 1) I_B + I_L$. La corriente por la base resulta $I_B = I_E - I_C$.

- Se asume que la caída de tensión entre base y emisor de ambos transistores, V_{EB} es la misma, con lo que $V_{EB1} = V_{EB2} = V_{EB}$

Del circuito equivalente para DC se obtienen estas cuatro ecuaciones:

$$I_1 = I_{C1} + I_{B2} \quad (23)$$

$$I_{E2} = I_3 + I_{B1} \quad (24)$$

$$V_{CC} = I_1 R_1 + V_{EB2} + I_3 I_{R3} \quad (25)$$

$$I_3 R_3 = I_{B1} R_4 + V_{EB1} \quad (26)$$

Ahora, se reemplaza I_3 en (26) utilizando (24), obteniéndose la ecuación (27):

$$I_{E2} = I_3 + I_{B1} \quad (24)$$

$$(I_{E2} - I_{B1}) R_3 = I_{B1} R_4 + V_{EB1} \quad (27)$$

Se despeja I_{B1} de la ecuación (27), obteniéndose (28):

$$I_{B1} = \frac{((\beta + 1) I_{B2} + I_{L2}) R_3 - V_{EB1}}{R_3 + R_4} \quad (28)$$

Ahora se desarrolla (23):

$$I_1 = I_{C1} + I_{B2} = \beta_1 I_{B1} + I_{L1} + I_{B2} \quad (23)$$

Y se sustituye I_1 resultante en (25):

$$V_{CC} = (\beta R_1 + R_4) R_1 + I_{B2} R_1 + V_{EB2} + I_3 I_{R3} \quad (25)$$

Ordenando todo:

$$V_{CC} = I_{B1} (\beta_1 R_1 + R_4) R_1 + I_{B2} R_1 + V_{EB1} + V_{EB2} + I_{L1} R_1 \quad (29)$$

Así, se obtiene:

$$I_{B2} = \frac{V_{CC} - 2V_{EB} - I_{L1} R_1 - \left(\frac{(\beta_1 R_1 + R_4)(I_{L2} R_3 - V_{EB})}{R_3 + R_4} \right)}{R_1 + \left(\frac{(\beta_1 R_1 + R_4)(\beta_2 + 1) R_3}{R_3 + R_4} \right)} \quad (30)$$

Los valores de los componentes son:

- $R_1 = 33 \text{ k}\Omega$

- $R_2 = 8.2 \text{ k}\Omega + 470 \Omega = 8.67 \text{ k}\Omega$
- $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$
- $R_4 = 100 \text{ k}\Omega$
- $I_L = 0.1 \text{ mA}$
- $V_{EB} = 0.2 \text{ V}$

R_2 es la suma de las dos resistencias que hay en el colector del segundo transistor, $R_2 = 8.2 \text{ k}\Omega + 470 \Omega = 8.67 \text{ k}\Omega$

El valor de las corrientes de fuga de los transistores de germanio es el estándar, 0.2 mA.

Ya se puede obtener I_{B2} :

$$I_{B2} = -3.53 \mu A \quad (30)$$

Con I_{B2} hallada, a través de (28) se obtiene el valor de I_{B1} :

$$I_{B1} = -5.2203 \mu A \quad (28)$$

Con las corrientes de base, se pueden calcular las corrientes de colector y de emisor:

$$I_{C1} = \beta_1 I_{B1} + I_{L1} = -0.2654 mA \quad (31)$$

$$I_{C2} = \beta_2 I_{B2} + I_{L2} = -0.3237 mA \quad (32)$$

$$I_{E1} = (\beta_1 + 1) I_{B1} + I_{L1} = -0.2706 mA \quad (33)$$

$$I_{E2} = (\beta_2 + 1) I_{B2} + I_{L2} = -0.3272 mA \quad (34)$$

Con la corriente de colector de Q_2 se obtiene V_{C2} :

$$V_{C2} = V_{CC} - I_{C2} R_2 = -6.1933 V \quad (35)$$

Se calcula I_1 e I_3 :

$$I_1 = I_{C1} + I_{B2} = -0.2689 mA \quad (23)$$

$$I_3 = I_{E2} - I_{B1} = -0.322 mA \quad (24)$$

Con I_1 se calcula V_{C1} :

$$V_{C1} = V_{CC} - I_1 R_1 = -0.1263 V \quad (36)$$

Y con I_3 , V_{E2} :

$$V_{E2} = I_3 R_3 = -0.322 A \quad (37)$$

Se recuerda que R_2 se ha tomado en este análisis como la suma de la resistencia de colector y la resistencia proveniente de alimentación, formando un divisor resistivo cuyo resultado se dirige a la salida del

circuito a través de C_3 y el potenciómetro de volumen (véase en la siguiente Ilustración).

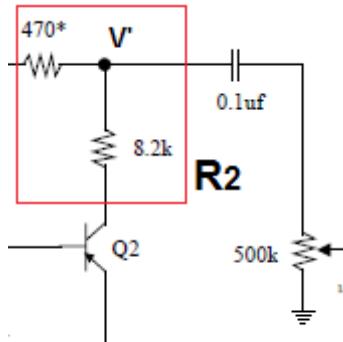


Ilustración 56: Divisor resistivo de R_2

La tensión V' será:

$$V' = V_{R2} \frac{8.2k\Omega}{8.2k\Omega + 470\Omega} \quad (38)$$

Se tiene que la tensión en la resistencia de colector es:

$$V_{R2} = I_{C2}R_2 = -2.806V \quad (39)$$

Por tanto V' será:

$$V' = -2.6543V \quad (38)$$

Este es el punto de continua final del circuito.

3.2.1 Relación con el Análisis realizado en PSpice

En este Análisis, al contrario que el Análisis en PSpice, se han podido incluir las corrientes de fuga y considerar sus efectos en el punto de polarización de los transistores. Los resultados obtenidos son mucho más coherentes con los puntos ideales de funcionamiento de los transistores, con valores $V_{C1} = -500$ mV y $V_{C2} = -4.5$ V. Aquí se han obtenido tensiones de colector de $V_{C1} = -126.3$ mV y $V_{C2} = -6.19$ V.

3.2.2 Conclusiones

Una vez calculados todos los valores determinantes, se extraen varias conclusiones.

Todos estos puntos están contrastados con un calculador programado para calcular los valores dependiendo de las magnitudes de los componentes del circuito [27].

Según los expertos, una de las claves para conseguir un buen sonido en el Fuzz Face es que las tensiones de colector de Q1 y Q2 tengan unos determinados valores, -500 mV para colector 1 y -4.5 V para colector 2, de modo que el punto de trabajo de los transistores se encuentre en el denominado punto dulce [26].

Como se observa, las tensiones colector de los dos transistores tienen dependencia de la corriente que los atraviesa, siendo, para V_{C1} , I_1 y para V_{C2} , I_2 :

$$V_{C1} = V_{CC} - I_1 R_1 \quad (40)$$

$$V_{C2} = V_{CC} - I_{C2} R_2 \quad (41)$$

I_1 es la suma de I_{C1} e I_{B2} , ambas dependientes de las corrientes de fuga; si no se tiene en cuenta su efecto se obtiene un valor en el colector 1 de 0.0121 V, en vez de los -0.1263 V calculados con el efecto presente; la tensión en colector es 10 veces mayor teniendo en cuenta el efecto de las corrientes de fuga. I_{C2} también depende de la corriente de fuga que atraviesa al transistor 2; si se desprecia su influencia se tiene un valor de tensión en el colector 2 de -7.3512 V, superior a los -6.1933 V hallados teniendo en cuenta la corriente de fuga por el transistor 2.

$$I_1 = I_{C1} + I_{B2} \quad (42)$$

$$I_{C1} = \beta_1 I_{B1} + I_{L1} \quad (43)$$

$$I_{B2} = \frac{V_{CC} - 2V_{EB} - I_{L1} R_1 - \left(\frac{(\beta_1 R_1 + R_4)(I_{L2} R_3 - V_{EB})}{R_3 + R_4} \right)}{R_1 + \left(\frac{(\beta_1 R_1 + R_4)(\beta_2 + 1)R_3}{R_3 + R_4} \right)} \quad (44)$$

$$I_{C2} = \beta_2 I_{B2} + I_{L2} \quad (45)$$

Por tanto, se deduce que el efecto de las corrientes de fuga de los transistores no es en absoluto despreciable y habrá que tenerlo en cuenta en el resto de fases del proyecto, tanto en las simulaciones por ordenador como en las pruebas que se realicen en el laboratorio.

También se observa que las tensiones de colector dependen de R_1 y R_2 . Estos valores pueden ser modificados con el fin de obtener las tensiones de colector deseadas.

Por último, señalar que el Análisis realizado en esta sección es mucho más fiel a la realidad que el Análisis en PSpice debido a que se han podido tener en cuenta las corrientes de fuga de los transistores.

Aún así, este Análisis es incapaz de reflejar la variación de las corrientes de fuga con la temperatura. Por ello, se descarta este Análisis para el estudio de las corrientes de fuga.

3.3 Análisis en alterna

El modelo de pequeña señal para el Fuzz Face se muestra en la Ilustración 57. Se han reemplazado los transistores por sus equivalentes de pequeña señal, así como convertido todas las fuentes de tensión variables en fuentes de corriente, y las fuentes de tensión continua se derivan a tierra.

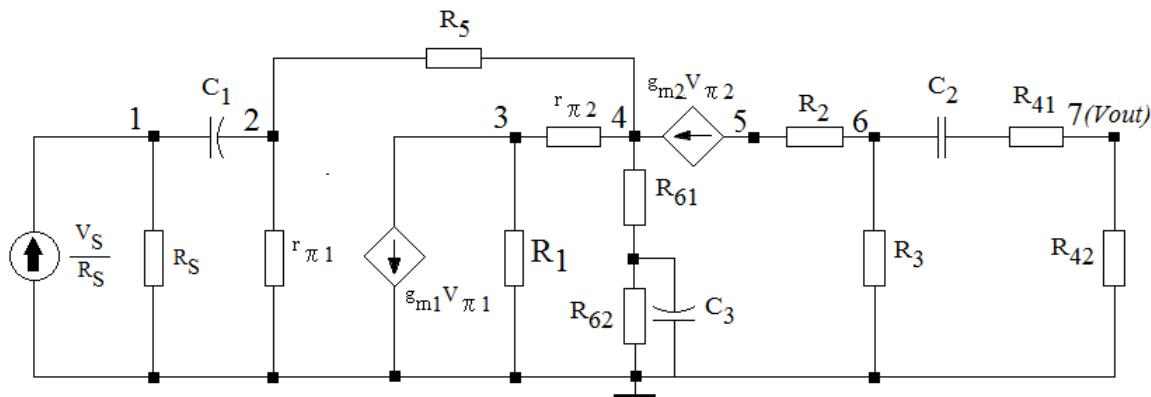


Ilustración 57: Modelo en pequeña señal del circuito para el análisis en alterna
(fuente: *The Science of Electric Guitar and Guitar Electronics*, Jarmo Lähdevaara)

Las resistencias $r_{\pi 1}$ y $r_{\pi 2}$ representan las impedancias de entrada de los transistores Q_1 y Q_2 . Las transconductancias de los transistores se representan por g_{m1} y g_{m2} , y las tensiones de pequeña señal $v_{\pi 1}$ y $v_{\pi 2}$ son las diferencias de potencial actuando sobre las impedancias de entrada $r_{\pi 1}$ y $r_{\pi 2}$. Los potenciómetros R_6 y R_4 han sido separados en dos resistencias.

Se aplica la Ley de corrientes de Kirchhoff:

$$\sum_{k=1}^n I_k = I_1 + I_2 + I_3 + \dots + I_n = 0 \quad (46)$$

De cada nudo se obtienen estas ecuaciones:

$$\frac{V_S}{R_S} = \frac{V_1}{R_S} + (V_1 - V_2) j\omega C_1 \quad (47)$$

$$(V_1 - V_2) j\omega C_1 = -\frac{V_2}{r_{\pi 1}} + \frac{V_4 - V_2}{R_5} \quad (48)$$

$$-g_{m1} V_2 = \frac{V_3}{R_1} + \frac{V_3 - V_4}{r_{\pi 2}} \quad (49)$$

$$g_{m2} (V_3 - V_4) = \frac{V_4 - V_2}{R_5} + \frac{V_4 - V_3}{r_{\pi 2}} + V_4 \frac{j\omega C_3 + \frac{1}{R_{62}}}{1 + j\omega C_3 R_{61} + \frac{R_{61}}{R_{62}}} \quad (50)$$

$$-g_{m2}(V_3 - V_4) = \frac{V_5 - V_6}{R_2} \quad (51)$$

$$\frac{V_6 - V_5}{R_2} + \frac{V_6 - V_5}{R_3} + (V_6 - V_7) \frac{j\omega C_2}{1 + j\omega C_2 R_{41}} = 0 \quad (52)$$

$$(V_7 - V_6) \frac{j\omega C_2}{1 + j\omega C_2 R_{41}} + \frac{V_7}{R_{42}} = 0 \quad (53)$$

Con estas ecuaciones se obtiene una representación matricial del circuito:

$$\begin{pmatrix} Y_{11} & -Y_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -Y_{21} & Y_{22} & 0 & -Y_{24} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y_{33} & -Y_{34} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -Y_{42} & -Y_{43} & Y_{44} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Y_{55} & -Y_{56} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -Y_{65} & Y_{66} & -Y_{67} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -Y_{76} & Y_{77} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \\ V_6 \\ V_7 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_s/R_s \\ 0 \\ -g_{m1}V_2 \\ g_{m2}(V_3 - V_4) \\ -g_{m2}(V_3 - V_4) \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (54)$$

Donde cada uno de los elementos están definidos por:

$$Y_{11} = \frac{1}{R_s} + j\omega C_1 \quad (55)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = j\omega C_1 \quad (56)$$

$$Y_{22} = \frac{1}{r_{\pi 1}} + \frac{1}{R_5} + j\omega C_1 \quad (57)$$

$$Y_{24} = Y_{42} = \frac{1}{R_s} \quad (58)$$

$$Y_{33} = \frac{1}{r_{\pi 2}} + \frac{1}{R_1} \quad (59)$$

$$Y_{34} = Y_{43} = \frac{1}{r_{\pi 2}} \quad (60)$$

$$Y'_{54} = -g_{m2} \quad (61)$$

$$Y_{55} = \frac{1}{R_2} \quad (62)$$

$$Y_{56} = Y_{65} = \frac{1}{R_2} \quad (63)$$

$$Y_{66} = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{j\omega C_2}{1 + j\omega C_2 R_{41}} \quad (64)$$

$$Y_{67} = Y_{76} = \frac{j\omega C_2}{1 + j\omega C_2 R_{41}} \quad (65)$$

$$Y_{77} = \frac{j\omega C_2}{1 + j\omega C_2 R_{41}} + \frac{1}{R_{42}} \quad (66)$$

De la matriz resultante, hay que mover las transconductancias a la matriz de admitancias para poder operar.

$$Y'_{32} = -g_{m1} \quad (67)$$

$$Y'_{43} = \frac{-g_{m2} r_{\pi 2}}{r_{\pi 2}} \quad (68)$$

$$Y'_{44} = \frac{g_{m2} r_{\pi 2}}{r_{\pi 2}} + \frac{1}{R_5} + \frac{j\omega C_3 + \frac{1}{R_{62}}}{1 + j\omega C_3 R_{61} + \frac{R_{61}}{R_{62}}} \quad (69)$$

$$Y'_{53} = g_{m2} \quad (70)$$

$$Y'_{54} = -g_{m2} \quad (71)$$

Utilizando Cramer se obtiene un valor la salida V_7 :

$$V_7 = V_{OUT} = \frac{\begin{vmatrix} Y_{11} & -Y_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & V_s / R_s \\ -Y_{21} & Y_{22} & 0 & -Y_{24} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y'_{32} & Y_{33} & -Y_{34} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -Y_{42} & Y'_{43} & Y'_{44} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y'_{53} & Y'_{54} & Y_{55} & -Y_{56} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -Y_{65} & Y_{66} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -Y_{76} & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} Y_{11} & -Y_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -Y_{21} & Y_{22} & 0 & -Y_{24} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Y'_{32} & Y_{33} & -Y_{34} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -Y_{42} & Y'_{43} & Y'_{44} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y'_{53} & Y'_{54} & Y_{55} & -Y_{56} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -Y_{65} & Y_{66} & -Y_{67} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -Y_{76} & Y_{77} \end{vmatrix}} \quad (72)$$

Esta división de determinantes hay que llevarla a MATLAB para poder calcularlo más fácilmente.

Para hacer el cálculo en MATLAB es necesario calcular los siguientes valores:

$$I_{EQ} = (\beta + 1)I_B \quad (73)$$

$$r_\pi = (\beta + 1) \frac{V_T}{I_{EQ}} \quad (74)$$

$$g_m = \frac{\beta}{r_\pi} \quad (75)$$

$$I_{EQ1} = (\beta_1 + 1)I_{B1} = 71 \cdot 15.22 \mu A = 0.3706 mA \quad (76)$$

$$r_{\pi 1} = (\beta_1 + 1) \frac{V_T}{I_{EQ1}} = 71 \cdot \frac{25mV}{0.3706mA} = 4789.53 \Omega \quad (77)$$

$$g_{m1} = \frac{\beta_1}{r_{\pi 1}} = \frac{71}{4789.53 \Omega} = 0.0146 \quad (78)$$

$$I_{EQ2} = (\beta_2 + 1)I_{B2} = 121 \cdot 13.53 \mu A = 0.4271 mA \quad (79)$$

$$r_{\pi 2} = (\beta_2 + 1) \frac{V_T}{I_{EQ2}} = 121 \cdot \frac{25mV}{0.4271mA} = 7082.15 \Omega \quad (80)$$



$$g_{m2} = \frac{\beta_2}{r_{\pi2}} = \frac{121}{7082.15\Omega} = 0.0169 \quad (81)$$

Se realiza un programa en MATLAB para resolver la ecuación de Cramer. Se recomienda leer el código en el documento “análisis_a_matlab.m”. En esencia se busca la función de transferencia en el dominio frecuencial, $H(f)$, definida como la división entre la salida del circuito y su entrada (V_7/V_s). La función de transferencia define el comportamiento del circuito. El gran poder de computación de MATLAB permite hacer este cálculo para todo el espectro: desde 10 Hz hasta 10 kHz.

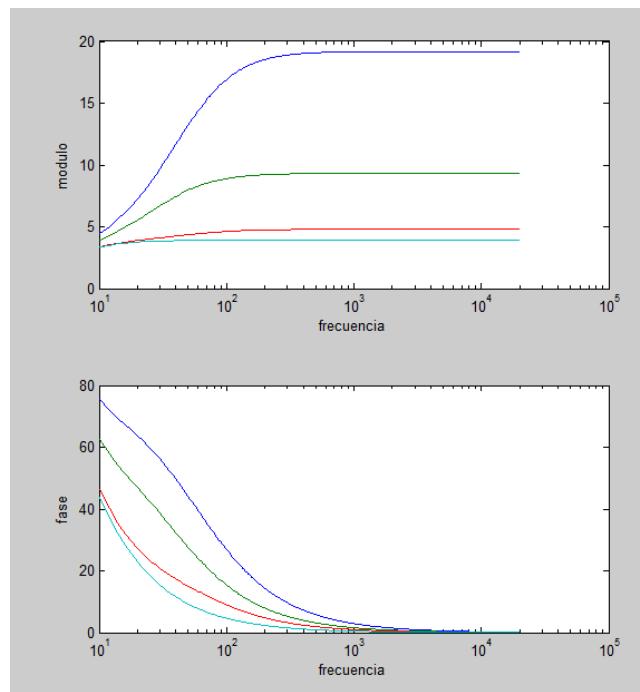


Ilustración 58: Visualización de la función de transferencia calculada por MATLAB

Además, se han simulado 4 diferentes posiciones del potenciómetro de Fuzz (desde el mínimo hasta el máximo, pasando por 2 posiciones intermedias), para poder observar el efecto que tiene éste en la función de transferencia.

La función de transferencia, lógicamente, es una función con parte real y parte imaginaria. En particular interesa analizar el módulo y fase de la salida. Como puede observarse en el módulo de la Ilustración 58, con el potenciómetro de Fuzz al máximo (en azul) se consigue la máxima amplificación. Mientras, para la posición del potenciómetro al mínimo (en verde claro) la amplificación es mínima. Esto encaja con lo esperable.

Por otro lado, la fase de la función de transferencia nos puede aportar datos en cuanto al nivel de clipping que el circuito introducirá en la señal de entrada. En la Ilustración anterior se observa que el desfase introducido por el circuito es mayor para la posición del potenciómetro al máximo (en azul). Este efecto es correcto: cuanto más efecto Fuzz se pide al circuito, más componte frecuenciales añade a la señal de salida, cosa que se corresponde con un mayor nivel de clipping (yendo de clipping suave a clipping más intenso). Por su parte, en verde claro (potenciómetro de efecto fuzz al mínimo) se aprecia que el desfase es menor.

Siendo críticos con esta función de transferencia, se observa que no es muy realista. Dista bastante de los resultados obtenidos con PSpice, especialmente para bajas frecuencias. Y como se verá más adelante, tampoco se corresponde fielmente con los resultados reales, experimentales. La explicación a este hecho es que en esta Sección se ha partido del supuesto de un modelo ideal para los transistores. En concreto, no se han considerado las capacidades parásitas ni las corrientes de fuga. La ausencia de las capacidades de difusión y transición en este modelo del transistor consigue que la función de transferencia del sistema tenga aspecto de filtro paso alto (la banda plana va a permanecer constante), cuando, como se demostrará experimentalmente más adelante, debería ser un filtro paso banda.

En resumen, este análisis en MATLAB es útil como verificación propia del autor, pero debido a las limitaciones que supone el modelo totalmente ideal, se descarta profundizar más.



3.3.1 Caracterización experimental en el dominio frecuencia de la función de transferencia del sistema en PSpice

En este Apartado se realiza un barrido frecuencial en PSpice con los modelos de transistor obtenidos.

Barrido frecuencial para $V_i = 1$ mV:

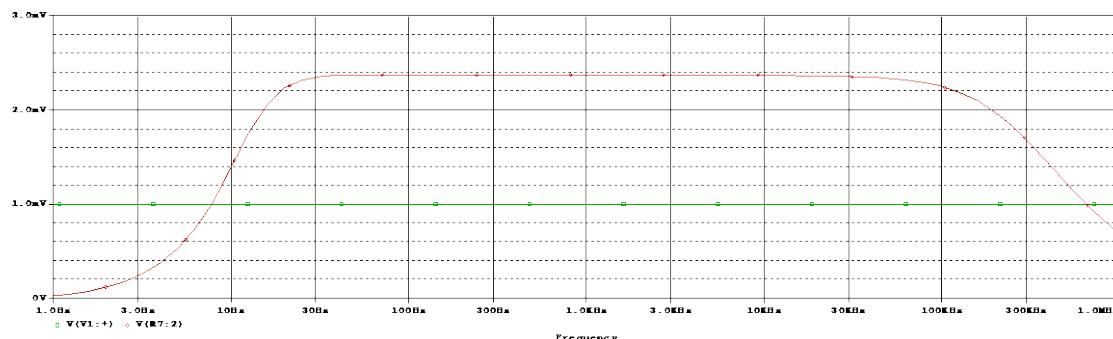


Ilustración 59: Respuesta frecuencial de la función de transferencia del sistema en PSpice

Como el modelo de los transistores de PSpice tiene en cuenta las capacidades de difusión y transición. Los condensadores introducen polos en la función de transferencia que hacen decrecer la banda plana a frecuencias altas, obteniéndose una respuesta con la forma de un filtro paso banda, que es el tipo de filtro que se obtendrá en los resultados experimentales. Sin embargo, los valores de ganancia obtenidos son mucho menores que los obtenidos experimentalmente.

4 Análisis experimental del Fuzz Face original

En este Apartado se va analizar experimentalmente un pedal Fuzz Face original (Ilustración 60), tanto en el dominio temporal como frecuencial, envolvente y caracterización en frecuencia de la función de transferencia del sistema.



Ilustración 60: Fuzz Face
(fuente: www.jimdunlop.com)

Para una entrada de amplitud baja (2-3 mV), en consonancia a una interpretación suave del instrumento, con una frecuencia de 110 Hz, la respuesta temporal se muestra en la Ilustración 61:

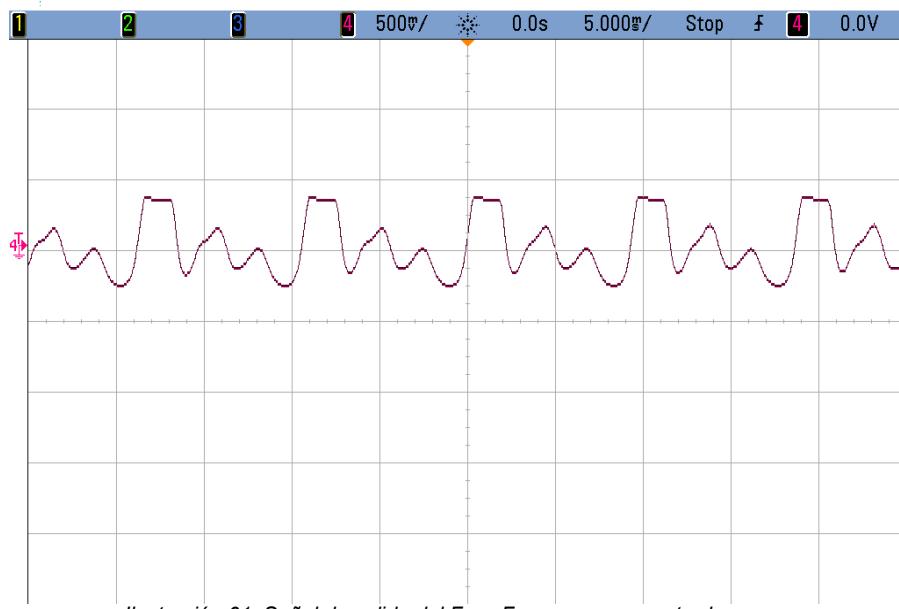


Ilustración 61: Señal de salida del Fuzz Face para una entrada suave

Se obtiene un clipping asimétrico con los valores de mayor amplitud del semiciclo positivos recortados. Los semiciclos negativos no sufren recorte. Se observa que los semiciclos de amplitud intermedia empiezan a entrar en zona no lineal de un modo suave. Esto es consecuencia de un clipping suave.

Ahora se emite una señal de entrada fuerte con la guitarra (80-100 mV), también con una frecuencia de 110 Hz. En la Ilustración 62 se muestra la respuesta temporal de la salida.

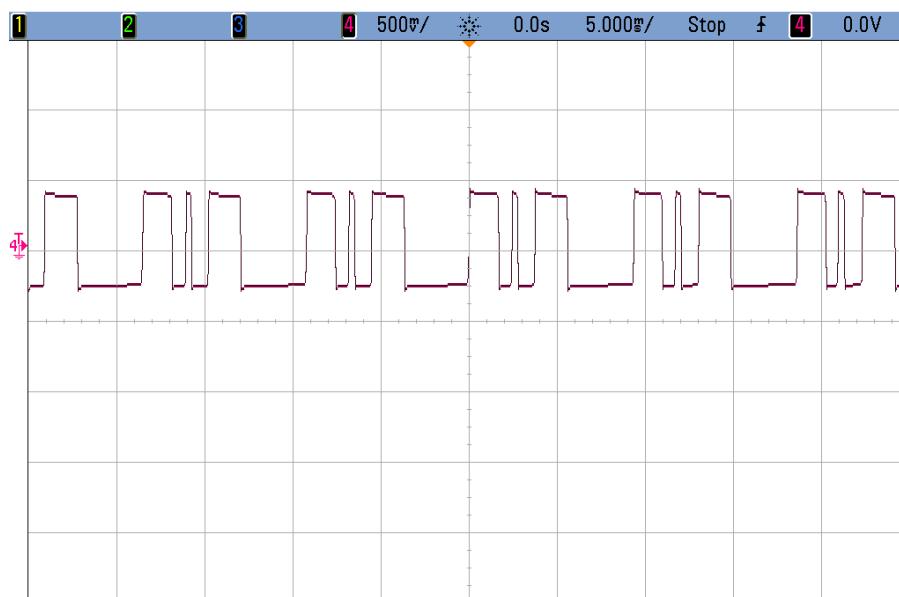


Ilustración 62: Señal de salida del Fuzz Face para una entrada fuerte

Se observa un clipping en ambos semiciclos. En el segundo pico de cada ciclo se observa una salida del recorte de un modo gradual, provocada por el clipping suave que ofrece el dispositivo. El sonido producido es cálido y saturado, imitando la señal recortada producida por un amplificador de válvulas de tríodo sobresaturado.

Para dar cuenta de la respuesta armónica de este dispositivo lo ideal es utilizar como señal de entrada una sinusoidal pura. Los resultados armónicos con la señal de la guitarra como excitación no permiten extraer conclusiones aclaratorias sobre su respuesta, porque la señal de entrada ya contiene armónicos.

Se pasa a introducir como señal de entrada una onda sinusoidal con valores del rango que ofrece la guitarra eléctrica, entre 10 y 100 mV.

La Ilustración 63 muestra las señales de salida y su correspondiente contenido armónico para señales de entrada desde mínima a máxima que ofrece una guitarra eléctrica. Las imágenes de la derecha muestran una mejor visualización de las ondas resultantes. Para el nivel de entrada más pequeño, se observa el realce del segundo armónico, típico de los amplificadores de válvula de tríodo, a pesar de que la onda resultante parezca sinusoidal. Con el aumento de la señal de entrada comienzan a aparecer armónicos tanto pares como impares (segunda imagen). En la tercera imagen, para un nivel de entrada medio se produce un clipping asimétrico (el semiciclo positivo aparece recortado), produciéndose, por tanto, un mayor énfasis de los armónicos pares. A partir de este punto, conforme sigue aumentando el nivel de la señal de entrada, el semiciclo negativo empieza a recortarse. Aún así, el clipping sigue siendo asimétrico, por lo que, aunque hay un realce de los armónicos impares debido al recorte en ambos semiciclos, los armónicos pares siguen presentes.



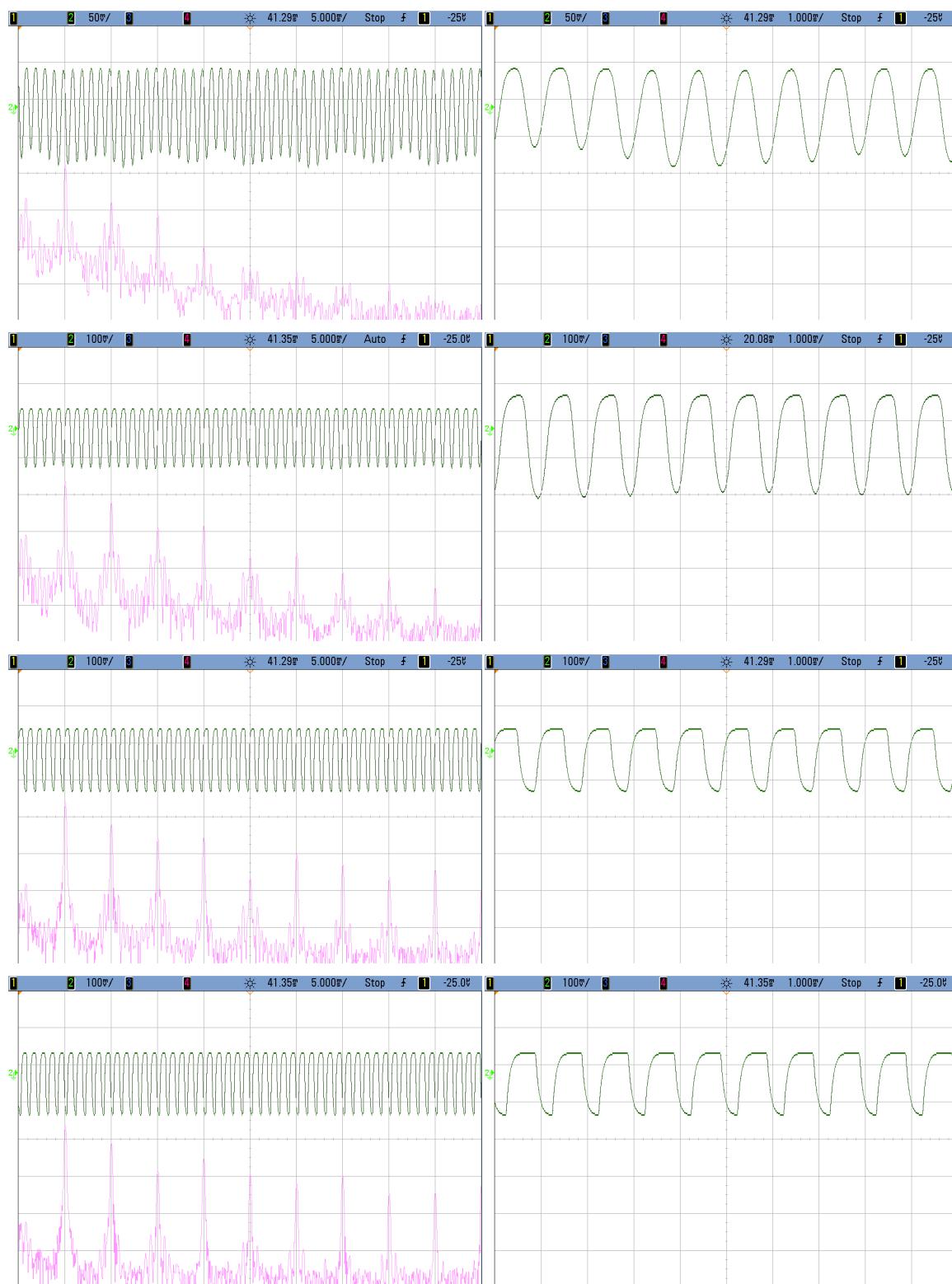


Ilustración 63: Señales de salida y su contenido armónico del Fuzz Face

Concluyendo, del clipping suave observado se obtiene baja incidencia de armónicos impares de alto orden, que resultan desagradables para el oído humano. Del clipping asimétrico se obtiene un realce de los armónicos pares, que contribuyen a conseguir un sonido cálido y agradable para el oído humano, incluso cuando están recortados ambos semiciclos y los armónicos impares aparecen con fuerza. Esto ayuda a evitar la sensación desagradable que producen los armónicos impares.

Se pasa ahora a analizar la envolvente de la salida del Fuzz Face, que aparece en la Ilustración 64:

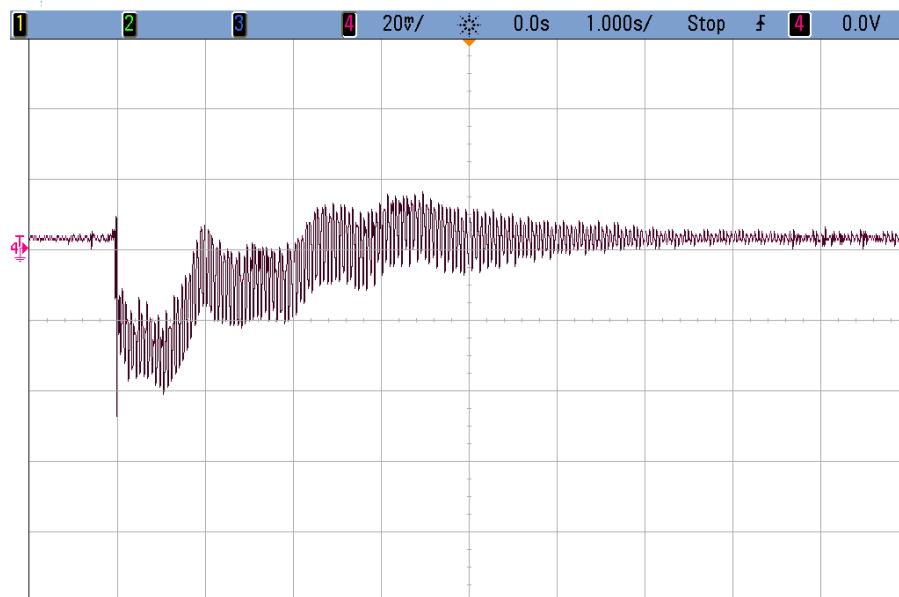


Ilustración 64: Evolvente del Fuzz Face

Se observa un ataque pronunciado, típico del dispositivo y una duración total de la envolvente de 8.5 segundos, ofreciendo un gran sustain.

El dispositivo es muy dinámico, ya que para señales de entrada pequeñas responde con un clipping asimétrico, produciendo un sonido suave y cálido; en cambio, con señales de entrada grandes, la salida proporciona una señal recortada en ambos semiciclos, proporcionando una gran distorsión, pero sin obtenerse un sonido chirriante y rasposo gracias a la presencia de armónicos pares derivados del clipping asimétrico.

A continuación, se analiza la respuesta en el dominio de la frecuencia de la función de transferencia del sistema. Se obtiene este barrido frecuencial:

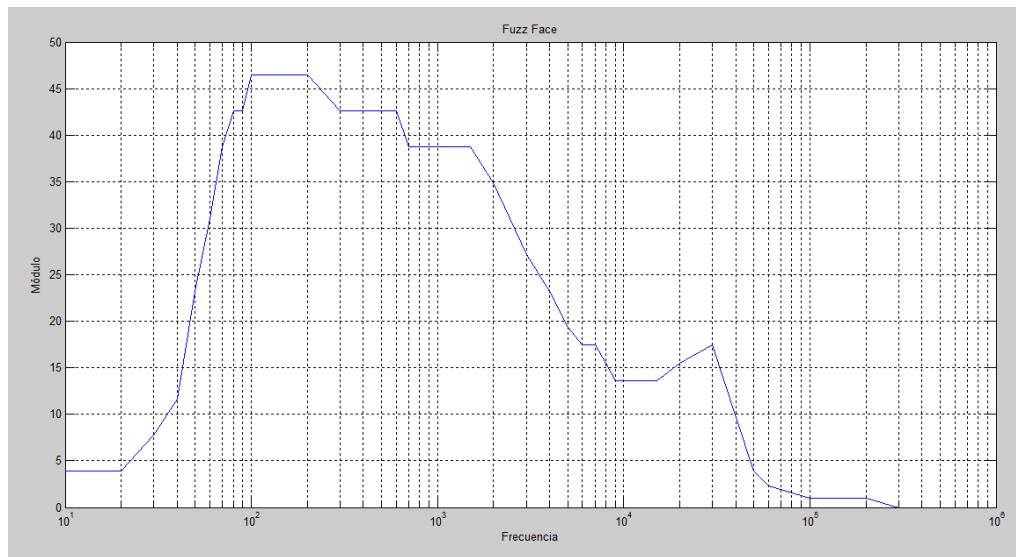


Ilustración 65: Respuesta frecuencial de la función de transferencia del sistema (Fuzz Face)

La respuesta frecuencial es un filtro paso banda. Las capacidades derivadas de las características no ideales de los transistores introducen polos que obligan a la banda plana a disminuir. Se observa una ganancia máxima para frecuencias entre 100 y 200 Hz, correspondientes a las notas más graves de la guitarra, contrastando el carácter grave del pedal. Mantiene un nivel alto de ganancia hasta 1200 Hz, y partir de ahí, comienza a descender, evidenciando el menor realce de las frecuencias altas.

Se recomienda la escucha de los archivos AUDIO 13, AUDIO 14 y AUDIO 15.

5 Análisis experimental del prototipo

5.1 Análisis del prototipo 1

Se dispone a montar el circuito original con los valores de los componentes pasivos originales, se muestra en la Ilustración a continuación.

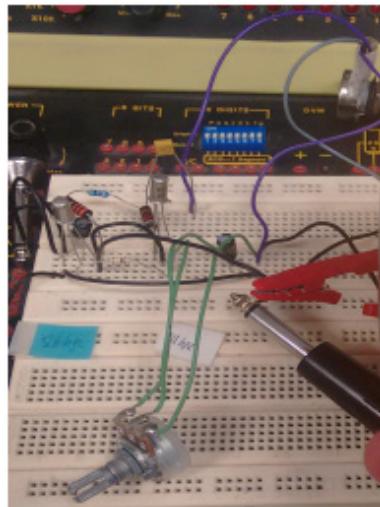


Ilustración 66: Montaje básico del prototipo

Mientras el modelo original tiene un coste de unos 184 €, el prototipo tiene un coste aproximado de 30 €, siendo el componente más costoso los 2 transistores, 5 € cada uno.

Se ha obtenido un par de transistores AC125 con ganancias de 86 y 111 para Q₁ y Q₂, respectivamente (Ilustración 67).



Ilustración 67: Transistores AC125 utilizados en el prototipo

El fabricante ofrece una tabla con las medidas de corrientes de fuga, cuyo valor es de 0.3 mA, aunque se advierte de la total variabilidad de este parámetro en función de la temperatura.

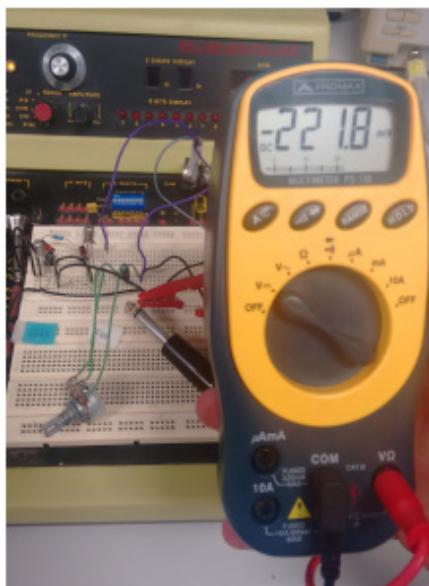


Ilustración 68: Lectura de la tensión de colector del primer transistor

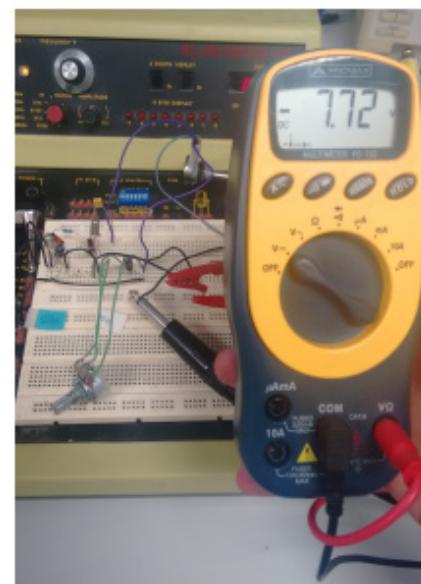


Ilustración 69: Lectura de la tensión de colector del segundo transistor

Se procede a medir las tensiones de colector obtenidas. Los resultados son $V_{C1} = -221.8$ mV y $V_{C2} = -7.72$ V, como puede verse en la Ilustración 68 e Ilustración 69.

En la Ilustración 70 se observa el resultado temporal de la onda de salida para una entrada suave (señal de entrada de 10 mV). Existe un clipping asimétrico. El semiciclo positivo está prácticamente sin alterar, mientras que el semiciclo negativo está recortado.

En la Ilustración 71 se muestra el resultado temporal de la onda de salida para una onda de entrada fuerte (100 mV). Los dos semiciclos están recortados.

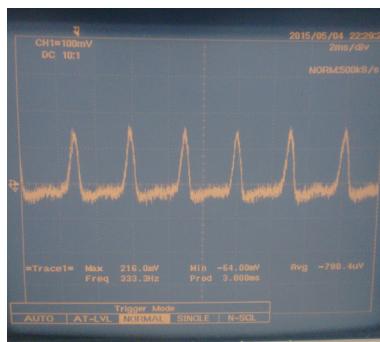


Ilustración 70: Captura temporal para señal de entrada pequeña

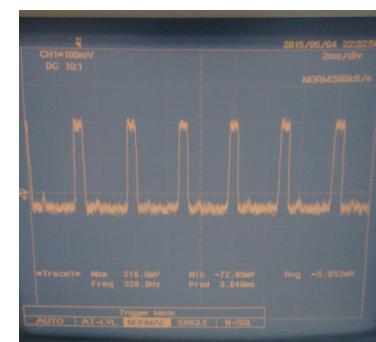


Ilustración 71: Captura temporal para señal de entrada grande

La distorsión que genera este dispositivo es desagradable para el oído, suena como un zumbido. Se obtiene una distorsión rasposa.

Se recomienda la audición del AUDIO 01 para la comprensión del mal sonido resultante.

5.2 Análisis del prototipo 2

Ahora, se modifican los valores de resistencias de colector originales por los valores calculados en el Apartado de Análisis de continua 3.2 para unas tensiones de colector $V_{C1} = -500$ mV y $V_{C2} = -4.5$ V, estos valores son los recomendados por el fabricante para un resultado sonoro óptimo; más adelante en este Apartado se analizarán los valores de las tensiones de colector ideales. Los valores de R_1 y R_3 son:

- $R_1 = 15$ k Ω
- $R_3 = 6$ k Ω

Con estos valores de resistencia de colector, se consiguen tensiones en el colector (Ilustración 72 e Ilustración 73):

- $V_{C1} = -623$ mV
- $V_{C2} = -5.32$ V

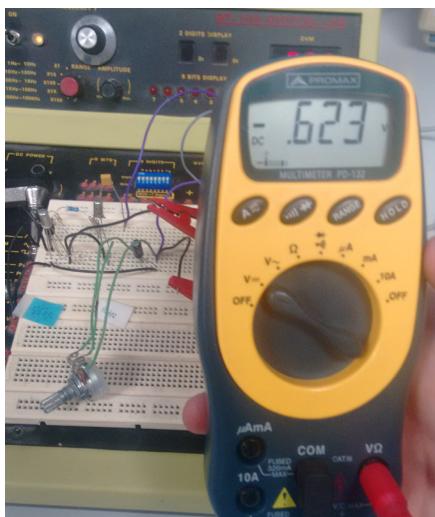


Ilustración 72: Lectura de la tensión de colector del primer transistor, segundo circuito

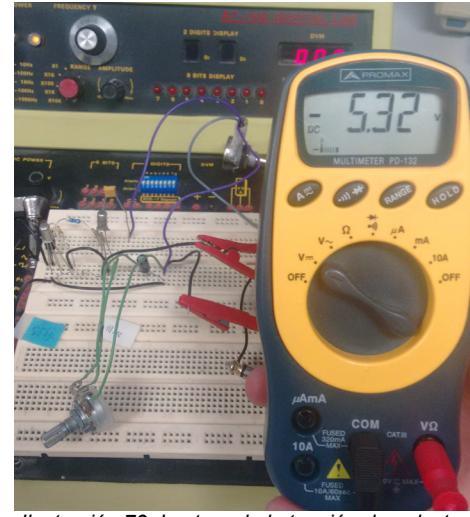


Ilustración 73: Lectura de la tensión de colector del segundo transistor, segundo circuito

No se consiguen los valores deseados (los recomendados por el fabricante) debido a la influencia de las corrientes de fuga, como se demostrará más adelante.

En la Ilustración 75 se observa el resultado temporal de la onda de salida para una entrada suave, en este circuito modificado. Existe un clipping asimétrico con el semiciclo positivo totalmente recortado y el semiciclo negativo sin alterar.

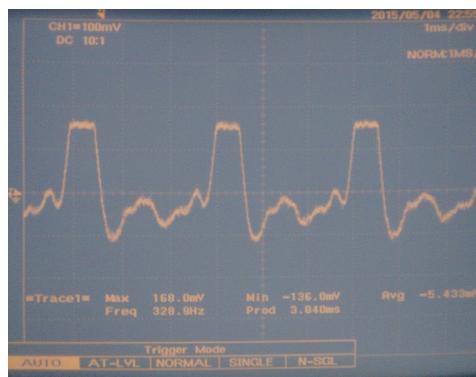


Ilustración 75: Captura temporal para señal de entrada pequeña

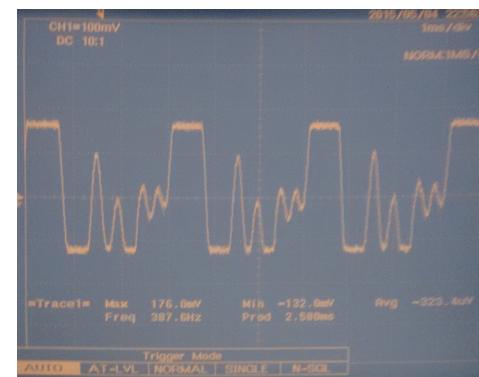


Ilustración 74: Captura temporal para señal de entrada grande

En la Ilustración 74 se observa el resultado temporal de la onda de salida para una entrada fuerte. Se ven los dos semiciclos de la onda recortados como consecuencia de una onda de entrada más grande.

Se obtiene un clipping suave, el cual ayuda a producir un sonido más natural y menos estridente.

Independientemente de tener un punto de polarización correcto o no, ya se pueden contrastar las cualidades dinámicas que ofrece el germanio en la comparativa de las dos ondas de salida para tensiones de entrada suaves y fuertes.

En el AUDIO 02 se hace un recorrido de intensidad de interpretación (en 0:11) desde suave hasta fuerte, pudiéndose apreciar el aumento progresivo de la distorsión.

José Ramón Beltrán analiza auditivamente este segundo prototipo. Lo califica como bien dotado de graves, aunque con un poco de falta de agudos. El carácter de este sonido resultante es gracias a las características de los transistores de germanio. Ya se ha comentado que este tipo de dispositivos tienen capacidades parásitas, hacen que se comporte más lento, por lo que es incapaz de trabajar altas frecuencias, produciéndose un recorte de estas últimas, dando al sonido un carácter cálido, grave.

En cuanto a la falta de agudos que menciona Beltrán, se observa que el condensador de entrada que se ha puesto es de $C_1 = 5.6 \mu\text{F}$, en vez de los $2.2 \mu\text{F}$ del original. Además se está operando con un potenciómetro de volumen de salida de $1 \text{ M}\Omega$, en vez de $500 \text{ k}\Omega$.

Ambos parámetros alteran el contenido armónico de la onda de salida. Estos dos componentes forman parte de filtros paso-alto: C_1 forma un filtro paso-alto con la resistencia de realimentación y el potenciómetro de volumen forma un filtro paso-alto con el condensador C_3 . Se recuerdan a continuación las frecuencias de corte:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi R_{VOL} C_3} \quad (12)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi Z_{in} C_1} \quad (20)$$

Como se vio en el análisis por etapas, aumentar los valores tanto de resistencia como de condensador disminuyen la frecuencia de corte f_c de los filtros paso-alto, realzando las frecuencias graves y disminuyendo las frecuencias agudas. Por ello, el sonido que se obtenía en el prototipo que analizó Beltrán tenía una cantidad destacable de frecuencias graves y menor predominancia de agudos. En esta decisión a partir de un análisis auditivo entra también los gustos personales. El autor coincide con la opinión de Beltrán.

5.3 Análisis del prototipo 3

Se procede a mejorar el sonido del prototipo. Para ello, se cambian los componentes sugeridos por el profesor: ahora el condensador de entrada tiene un valor de $C_1 = 2.2 \mu\text{F}$ y el potenciómetro de salida tiene un valor de $500 \text{ k}\Omega$.

También se decide sustituir las dos resistencias de colector R_1 y R_3 por dos potenciómetros, con el fin de poder variar el punto de polarización de los transistores. Esto supone una gran ventaja y facilidad a la hora de configurar el prototipo.

Con valores de resistencias de colector de los transistores Q_1 y Q_2 , $R_1 = 15.50 \text{ k}\Omega$ y $R_3 = 10.61 \text{ k}\Omega$, respectivamente, se consiguen en los colectores las siguientes tensiones:

- $V_{C1} = 509 \text{ mV}$ (Ilustración 76 e Ilustración 77)
- $V_{C2} = 4.52 \text{ V}$ (Ilustración 78 e Ilustración 79)

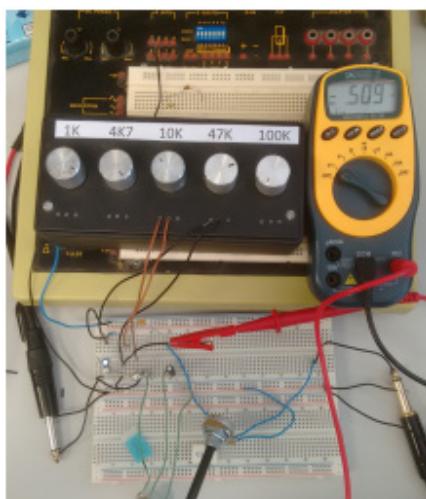


Ilustración 76: Tensión de colector del primer transistor, ajustando con potenciómetro

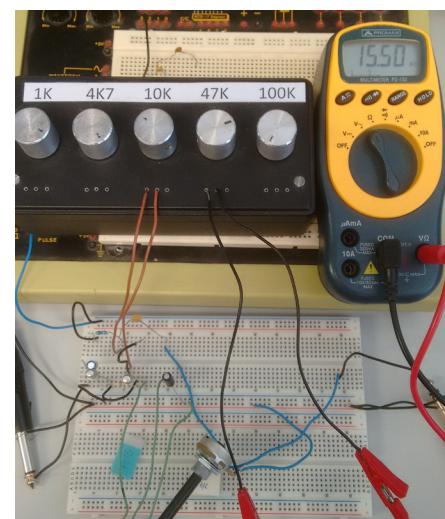


Ilustración 77: Resistencia del primer colector ajustada con potenciómetro

Para Q_2 :

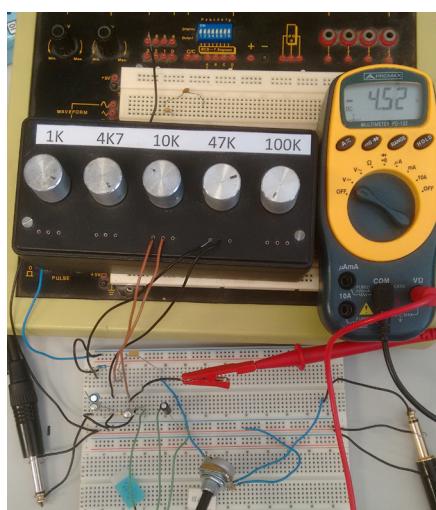


Ilustración 79: Tensión de colector del segundo transistor, ajustando con potenciómetro

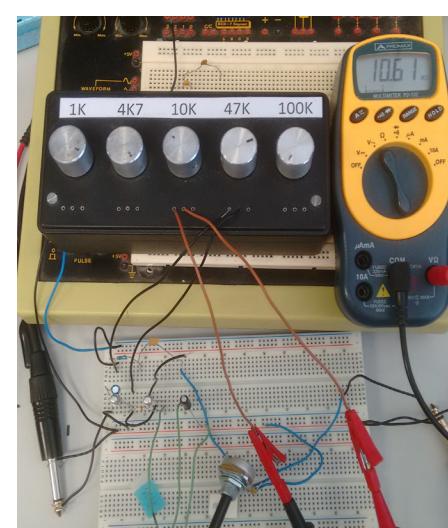


Ilustración 78: Resistencia del segundo colector ajustada con potenciómetro



A continuación se ve la evolución temporal de la salida cuando se excita con una entrada baja amplitud (Ilustración 80) y una entrada de alta amplitud (Ilustración 81).

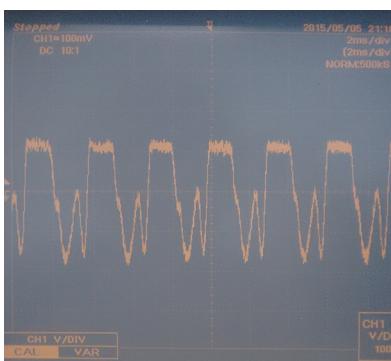


Ilustración 80: Tensión a la salida con una interpretación suave

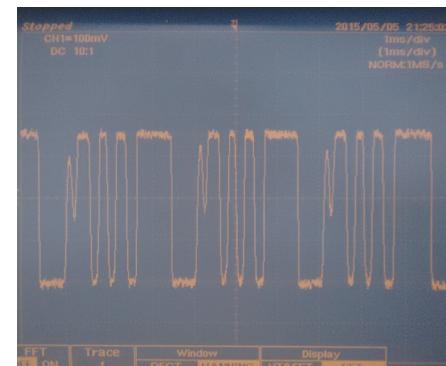


Ilustración 81: Tensión a la salida con una interpretación fuerte

Se consigue un clipping asimétrico para señales de entrada suaves, con una progresiva y dinámica trayectoria hacia una fuerte saturación con clipping en ambos semiciclos.

Se vuelve a pedir la opinión de Beltrán con las modificaciones hechas en esta segunda versión. Tras los cambios realizados, el profesor opina que el prototipo proporciona un sonido excelente.

Se recomienda la escucha del AUDIO 03 para contrastar auditivamente estos conceptos.

5.4 Influencia de las corrientes de fuga

El objetivo de esta Sección es determinar la influencia de las corrientes de fuga en los transistores de germanio, que alteran su punto de polarización y, por tanto el resultado sonoro del dispositivo.

5.4.1 Dependencia con la temperatura de trabajo del transistor

Después de un periodo de tiempo con el circuito en funcionamiento y con los puntos de operación de los transistores ajustados, se procede a apagar el dispositivo. Después de un período con el circuito apagado se vuelve a activar. Con los valores de las resistencias anteriores se observa que la tensión de colector 2 ahora tiene un valor de $V_{C2} = -4.05$ V. Al cabo de 11 minutos con el dispositivo en funcionamiento, se mide la tensión de colector del transistor Q_2 , con el resultado $V_{C2} = -4.20$ V.

Cuando se desconecta el equipo y con ello los transistores, su temperatura disminuye, las corrientes de fuga, dependientes de un modo directamente proporcional con la temperatura, disminuyen, y con ellas la corriente por el colector, encontrándose mayor tensión en colector ($V_{C2} = V_{CC} - I_{C2}R_3$).

Cuando el dispositivo lleva un tiempo funcionando, circula más corriente, por lo que el dispositivo se calienta, aumentando las corrientes de fuga, que elevan la corriente que circula por el colector, lo que lleva a una menor tensión de colector ($V_{C2} = V_{CC} - I_{C2}R_3$).

Se contrasta así la dependencia de las corrientes de fuga con la temperatura, como ya se indicó en el Apartado de estabilidad 1.4.10 .

A continuación se calcula el incremento de la corriente de fuga.

En el primer instante de trabajo, la tensión de colector era $V_{C2} = -4.05$ V. La tensión de colector viene dada por:

$$V_{C2} = V_{CC} - I_{C2}R_3 \quad (35)$$

En este caso R_3 = Resistencia de colector, que en el momento de medida tiene un valor de $R = 10.61 \text{ k}\Omega$. Por tanto, sustituyendo:

$$-4.05V = -9V - I_{C21}R_3 \quad (82)$$

I_{C21} = Corriente en el instante de tiempo 1

Operando, resulta I_{C21} :

$$I_{C21} = -0.4665mA \quad (83)$$

En el instante 2 de tiempo, 11 minutos después, la tensión en el colector es $V_{C2} = -4.20 \text{ V}$.

Por tanto, sustituyendo:

$$-4.20V = -9V - I_{C22}R_3 \quad (84)$$

I_{C22} = Corriente en el instante de tiempo 2

Operando, resulta I_{C22} :

$$I_{C22} = -0.4524mA \quad (85)$$

El incremento de corriente por el colector será:

$$\Delta I_{C2} = I_{C22} - I_{C21} = 0.9189mA \quad (86)$$

La corriente por el colector 2 viene dada por:

$$I_{C2} = \beta I_{B2} + I_{L2} \quad (32)$$

Siendo I_L la corriente de fuga.

La corriente por la base del transistor Q_2 es:

$$I_{B2} = \frac{V_{CC} - 2V_{EB} - I_{L1}R_1 - \left(\frac{(\beta_1 R_1 + R_4)(I_{L2}R_3 - V_{EB})}{R_3 + R_4} \right)}{R_1 + \left(\frac{(\beta_1 R_1 + R_4)(\beta_2 + 1)R_3}{R_3 + R_4} \right)} \quad (30)$$

Operando, queda:

$$I_{B2} = 3.9664 \cdot 10^{-6} - 0.0183I_L \quad (30)$$

Siendo el incremento de I_{C2} :

$$\Delta I_{C2} = 0.9189mA = 111 \cdot (3.9664 \cdot 10^{-6} - 0.0183I_L) + I_L \quad (87)$$

Se obtiene un incremento de las corrientes de fuga por el transistor de I_L en 11 minutos de funcionamiento del transistor:

$$|\Delta I_L| = 0.4641mA \quad (88)$$

5.4.2 Dependencia con la temperatura ambiente

Para una temperatura ambiente de 22 °C, se dejan fijados los valores de resistencia de colector para conseguir los puntos de trabajo deseados de los transistores. Al día siguiente, con una temperatura ambiente de 27 °C, se procede a medir el valor de la tensión de colector en el transistor Q_2 . La tensión de colector 2 pasa de un valor inicial medido para una temperatura de 22 °C de $V_{C2} = -4.5$ V a $V_{C2} = -5.1$ V medido con una temperatura de 27 °C. La tensión ha disminuido más de medio voltio, cosa que empeoraría la calidad del efecto buscado. Con un aumento de la temperatura ambiente, las corrientes de fuga aumentan, disminuyendo la tensión de colector (dado que $V_{C2} = V_{CC} - I_{C2}R_3$). Se contrasta pues la dependencia de las corrientes de fuga con la temperatura, como ya indicó la teoría del Apartado de estabilidad.

A continuación se calcula el incremento de la corriente de fuga.

A temperatura ambiente 22 °C se tenía una tensión en colector $V_{C2} = 4.5$ V. La tensión de colector viene dada por:

$$V_{C2} = V_{CC} - I_{C2}R_3 \quad (35)$$

Por tanto, sustituyendo:

$$-4.5V = -9V - I_{C21}R_3 \quad (89)$$

En este caso R_3 = Resistencia de colector, que en el momento de medida tiene un valor de $R = 12.9$ kΩ.

I_{C21} = Corriente en el instante de tiempo 1.

Operando, resulta I_{C21} :

$$I_{C21} = -0.3488mA \quad (90)$$

En el instante 2 de tiempo, con 27 °C, la tensión en el colector es $V_{C2} = -5.1$ V.

Por tanto, sustituyendo:

$$-5.1V = -9V - I_{C22}R_3 \quad (91)$$

I_{C22} = Corriente en el instante de tiempo 2

Operando, resulta I_{C22} :

$$I_{C22} = -0.3023mA \quad (92)$$

El incremento de corriente por el colector será:

$$\Delta I_{C2} = I_{C22} - I_{C21} = 0.0464mA \quad (93)$$

La corriente por el colector 2 viene dada por:

$$I_C = \beta I_{B2} + I_L \quad (32)$$

Siendo I_L la corriente de fuga.

La corriente por la base del transistor Q_2 es:

$$I_{B2} = \frac{V_{CC} - 2V_{EB} - I_{L1}R_1 - \left(\frac{(\beta_1 R_1 + R_4)(I_{L2}R_3 - V_{EB})}{R_3 + R_4} \right)}{R_1 + \left(\frac{(\beta_1 R_1 + R_4)(\beta_2 + 1)R_3}{R_3 + R_4} \right)} \quad (30)$$

Operando, queda:

$$I_{B2} = 3.9664 \cdot 10^{-6} - 0.0183I_L \quad (30)$$

Siendo el incremento de I_{C2} :

$$\Delta I_{C2} = 0.0464mA = 111 \cdot (3.9664 \cdot 10^{-6} - 0.0183I_L) + I_L \quad (94)$$

Se obtiene un incremento de las corrientes de fuga por el transistor de I_L en 11 minutos de funcionamiento del transistor:

$$|\Delta I_L| = 0.3819mA \quad (95)$$

5.4.3 Conclusiones

Se observa que el efecto de las corrientes de fuga en función de la temperatura ambiente no es nada despreciable. En los casos más desfavorables varía la tensión de colector en más de un 10% (500 mV de variación sobre 4.5 V).

Además, también se ha visto que las variaciones de las corrientes de fuga debidas al calentamiento-enfriamiento del transistor cuando conduce-deja de conducir (y con ello, variaciones en las tensiones de colector) son muy rápidas y exigen una monitorización casi constante por parte del guitarrista. Se ha observado una disminución de 150 mV en 11 minutos de funcionamiento del transistor.

Se concluye pues que las corrientes de fuga son muy dependientes tanto de la temperatura del transistor debido a la conducción de corriente como de la temperatura ambiente donde se encuentre el dispositivo.

La gran variabilidad de las corrientes de fuga hace que el resultado del análisis de continua del Apartado 3.2 no sea demasiado significativo, ya que no contempla, por definición, las variaciones de temperatura.

5.5 Estudio de la variación de las tensiones de colector y determinación del rango ideal de funcionamiento

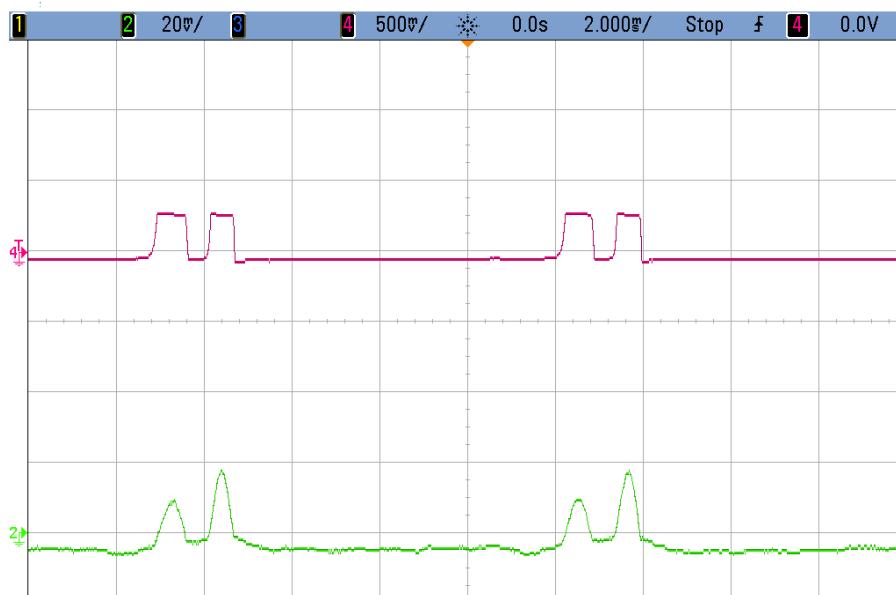
A continuación se van a modificar los valores de las tensiones de colector de los transistores Q_1 y Q_2 , con el objeto de determinar el rango ideal de estas tensiones para conseguir un resultado sonoro óptimo.

5.5.1 Tensión de colector de Q_1

Se analiza la respuesta cuando se varía la tensión del colector del transistor Q_1 , la cual cambia su valor con la magnitud de la resistencia de colector del primer transistor, R_1 .

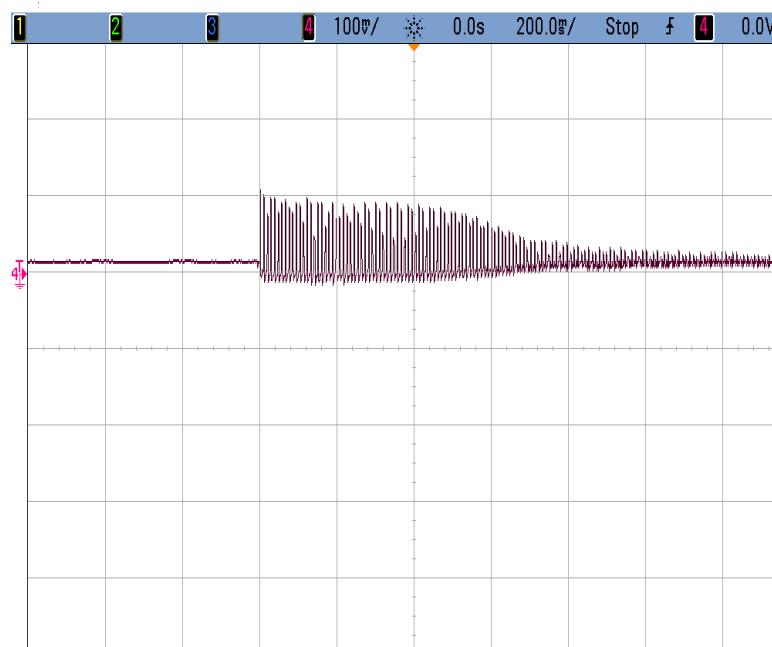
5.5.1.1 $V_{C1} = -113 \text{ mV}$

Para una resistencia de colector del transistor Q_1 , $R_1 = 60 \text{ k}\Omega$ se obtiene una tensión en el colector $V_{C1} = -113 \text{ mV}$. La forma de onda resultante a la salida para una entrada pequeña se ve en la siguiente Ilustración:



La etapa recorta bruscamente los semicírculos negativos de la onda de entrada, como consecuencia de un punto de polarización demasiado cerca de tierra. El sonido resultante es poco agradable para el oído. Se sugiere la escucha de los archivos AUDIO 04 y AUDIO 05.

En la Ilustración 83 aparece la envolvente que describe la salida en este caso:


 Ilustración 83: Envolvente de señal de salida para $V_{C1} = -113 \text{ mV}$

La envolvente de la onda de salida tiene un sostenimiento y un decaimiento muy reducidos en tiempo. El tiempo total que dura la envolvente no llega a un segundo: es muy corto, no es fiel a la envolvente que describe una guitarra eléctrica típica. Esto es debido a un punto de polarización del transistor Q_1 muy bajo. Para este valor de tensión de colector la dinámica es defectuosa, ya que para señales de entrada pequeñas la etapa no satura debidamente, produciendo un sonido rasgado, pastoso y con una envolvente muy pequeña. El punto de polarización del transistor Q_1 es pues erróneo para obtener un buen sonido.

5.5.1.2 $V_{C1} = -1 \text{ V}$

Ahora se varía la tensión de colector hasta un valor $V_{C1} = -1 \text{ V}$, mediante el ajuste de su resistencia de colector a un valor $R_1 = 7.15 \text{ k}\Omega$.


 Ilustración 84: Señales de entrada y salida para $V_{C1} = -1 \text{ V}$

Como se ve en la Ilustración anterior, la etapa sólo es capaz de saturar los semicírculos negativos de mayor magnitud, y los semicírculos positivos están completamente recortados, como consecuencia de un punto de polarización de Q_1 elevado. Se puede interpretar que existe un umbral, aplicado a la señal de entrada, que decide si la señal de salida satura a alto o a bajo, y el umbral para este punto de polarización es muy bajo.

El sonido resultante tampoco es agradable, suena rasposo.

La representación de la envolvente se visualiza en la Ilustración 85:

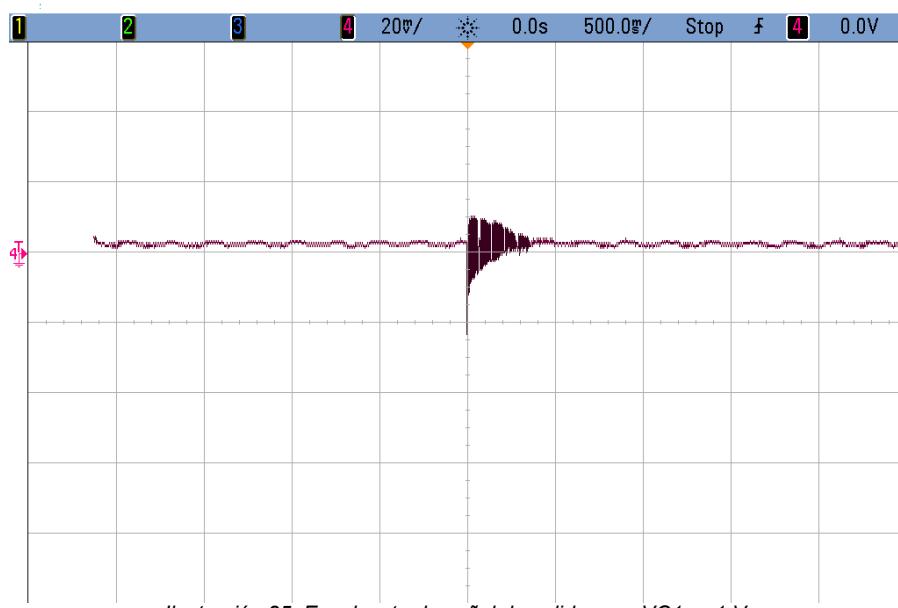


Ilustración 85: Envolvente de señal de salida para $VC1 = -1 V$

Como se observa en la Ilustración 85, la envolvente total de salida es de muy corta duración. Apenas llega a 500 ms, lo cual no es fiel con la envolvente que describe una guitarra eléctrica, cuyo valor puede llegar a ser 10 veces mayor. Esto ocurre para señales pequeñas, con lo que la dinámica y fidelidad del sonido se pierde por completo con un punto de polarización de Q_1 tan grande, -1 V.

Se recomienda la escucha del AUDIO 06.

5.5.2 Tensión de colector de Q₂

Ahora se dispone a variar la tensión de colector del transistor Q₂ con el fin de variar su punto de polarización y analizar la respuesta a la salida. La tensión de colector 2 se varía con R₃.

Se cambia el valor de la resistencia de colector del transistor Q₂ a un valor R₃ = 995 Ω, consiguiendo una tensión de colector V_{C2} = -8.5 V.

La evolución temporal para una entrada grande y su salida se muestra en la Ilustración 86 a continuación:

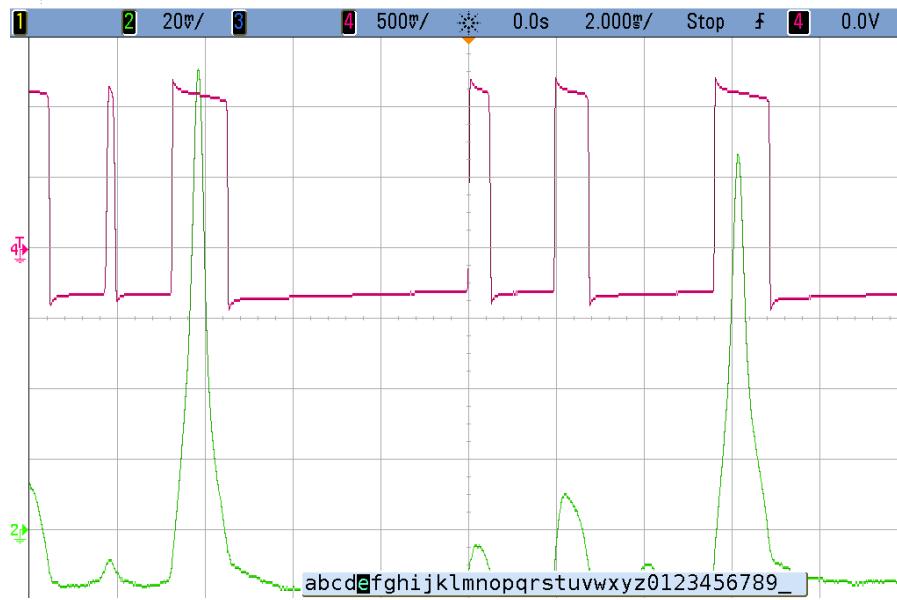


Ilustración 86: Señales de entrada y salida para V_{C2} = -8.5 V

Se consigue una amplificación muy grande. La onda tiene una amplitud de más de 1 V. El recorte que se produce es muy brusco en ambos semiciclos. El sonido es muy agresivo y chillón, como se aprecia en los archivos AUDIO 07 Y AUDIO 08. Se obtiene un sonido rasposo y áspero, como consecuencia de la gran cantidad de distorsión generada, que conlleva un resultado armónico muy grande, apareciendo mayor contenido armónico de alto orden, el cual es desagradable para el oído humano.

La envolvente resultante aparece en la Ilustración 87:

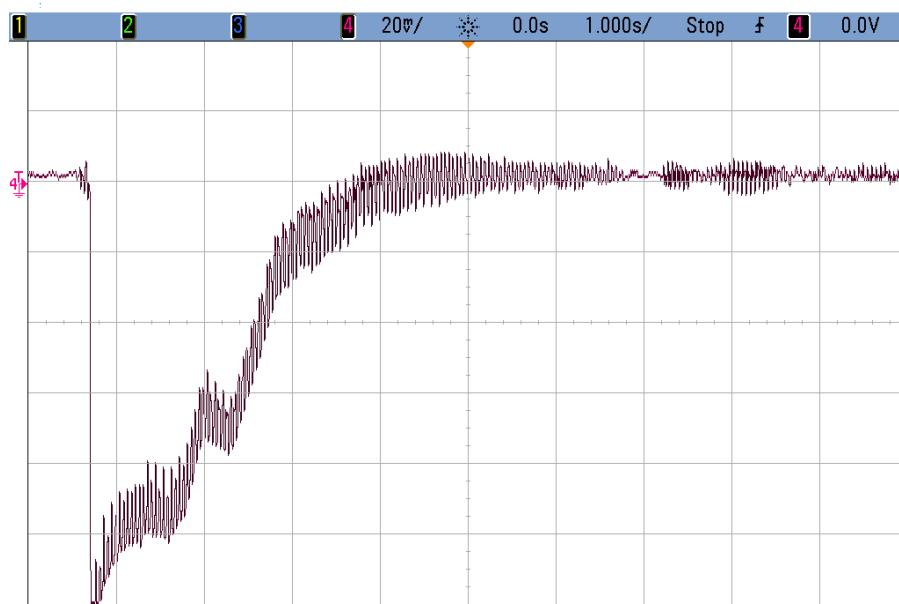


Ilustración 87: Envolvente de señal de salida para $VC2 = -8.5 V$

Se observa un ataque muy pronunciado, consecuencia del alto punto de polarización de Q_2 , además de una duración de la envolvente muy grande.

Se han realizado experimentos de psicoacústica donde se variaba y se eliminaba el ataque de un instrumento. El resultado general era la no identificación del instrumento [28]. El ataque forma una parte muy importante del timbre y, por tanto, de la definición de un sonido. Con el ataque resultante de este punto de polarización no se está definiendo bien el sonido de la guitarra eléctrica.

En los archivos AUDIO 07 y AUDIO 08 se aprecian estas características.

Con todo esto se decide que este punto de polarización es incorrecto.

5.5.3 Rango ideal de funcionamiento

5.5.3.1 Análisis del prototipo en el laboratorio

Se procede a analizar el tercer prototipo (el que proporciona un sonido óptimo) con el osciloscopio con el objeto de observar el tipo de onda resultante, el tipo de clipping, los valores de amplitud y el resultado armónico.

La configuración de los potenciómetros para esta medición es la siguiente:

- Potenciómetro de Fuzz: al máximo
- Potenciómetro de volumen: al máximo

Primero se analiza la salida cuando se introduce a la entrada una señal de guitarra suave.

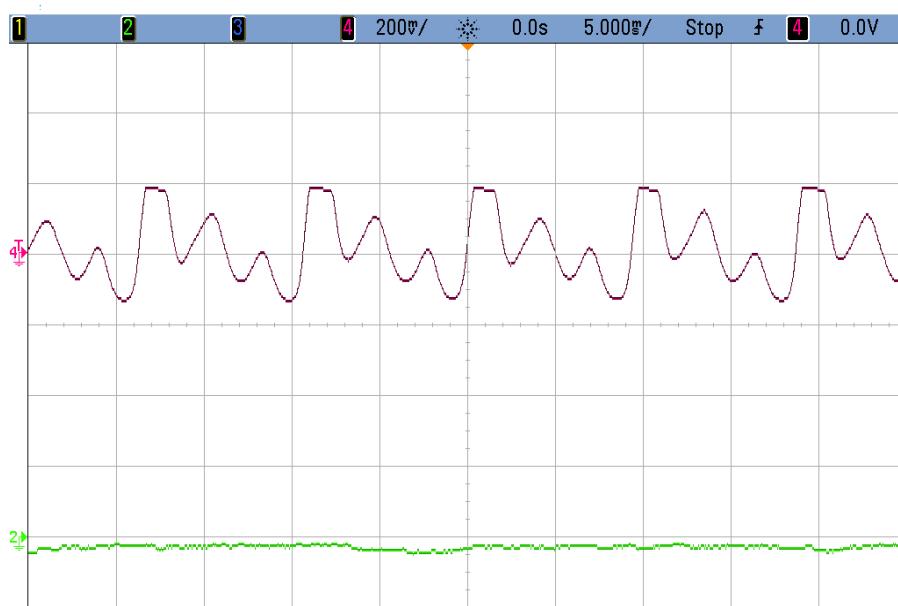


Ilustración 88: Señales de entrada suave y salida del tercer prototipo

La onda de entrada en la Ilustración 88 (señal de color verde) es una nota La, la quinta cuerda al aire, con una frecuencia de 110 Hz. Se ha tocado muy suave, su valor es de unos 2-3 mV. A la salida (señal de color rojo) se observa una onda con clipping asimétrico (sólo el semicírculo positivo está recortado). Se obtiene un clipping suave en la señal de salida (bordes redondeados en el caso de recorte). Su valor es de 190 mV de amplitud.

Ahora se analiza ahora la onda de salida resultante a una entrada de guitarra fuerte. En la Ilustración 89 se muestra la onda de entrada (en color verde), cuyo valor es de 100 mV, aproximadamente, y corresponde a un La, la quinta cuerda al aire, con una frecuencia de 110 Hz.

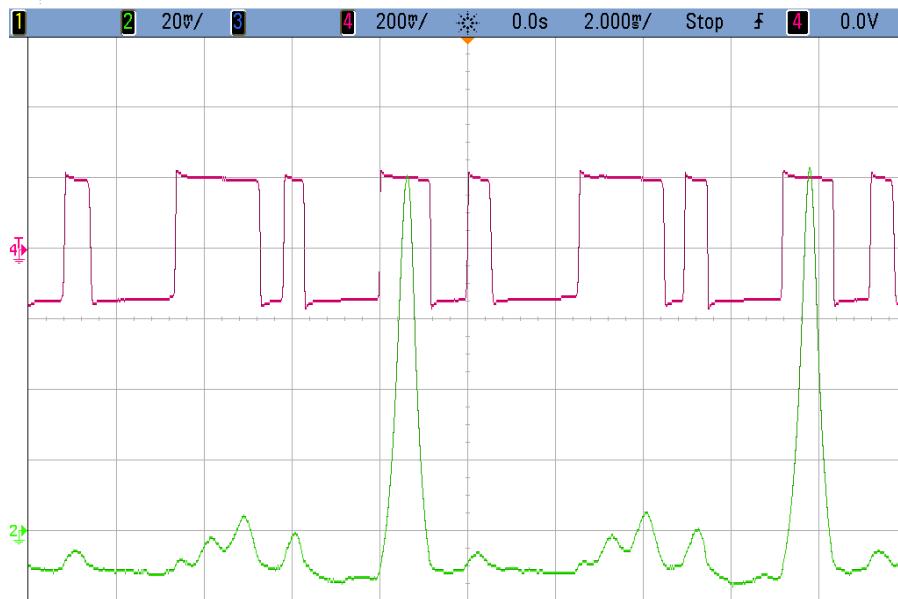


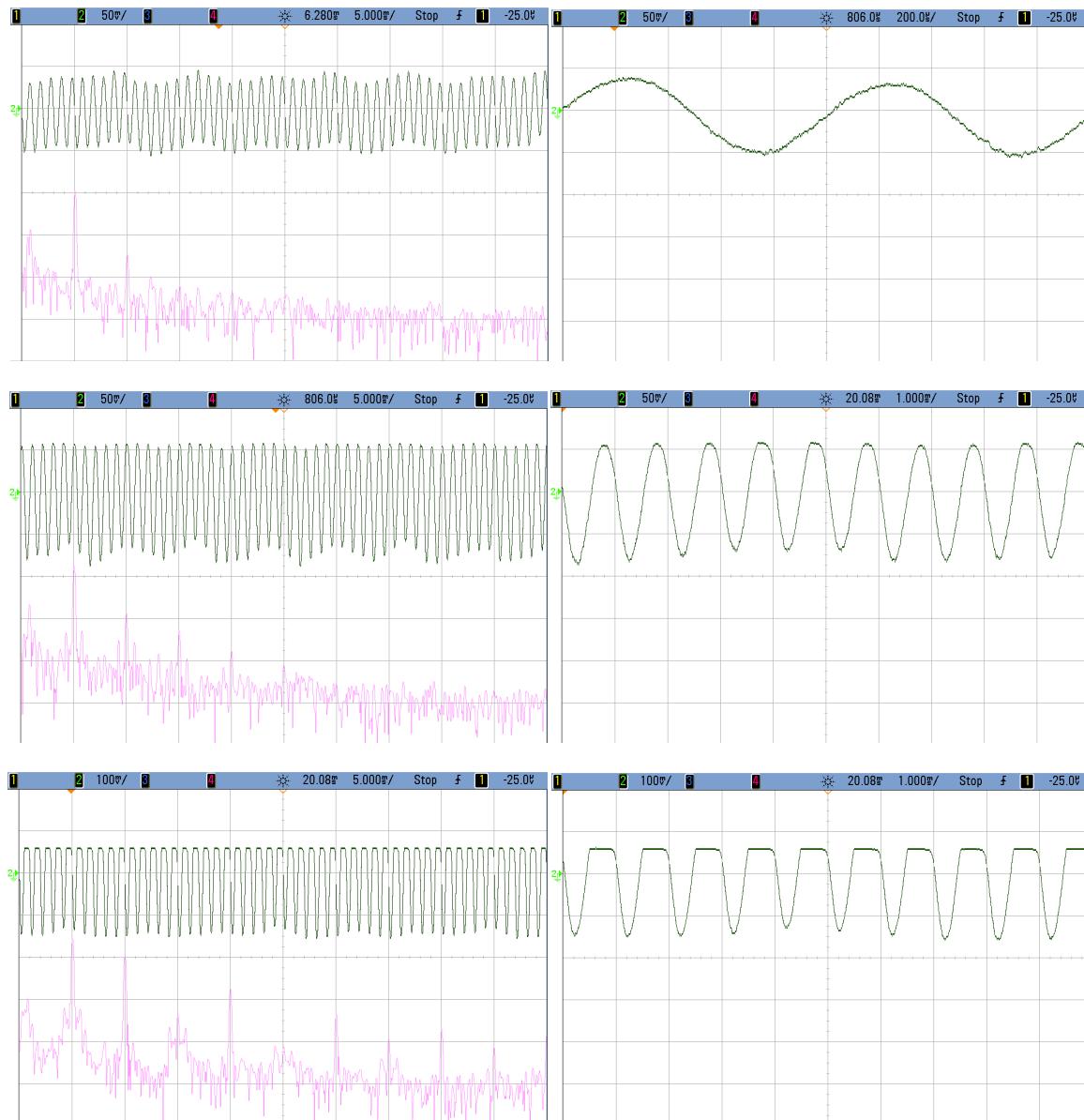
Ilustración 89: Señales de entrada fuerte y salida del tercer prototipo

La onda de salida (en rojo) tiene los dos semicírculos recortados como consecuencia de una amplitud de entrada grande. El recorte es más agresivo que en el caso de señal de entrada pequeña. Se observa ahora que el semicírculo negativo está recortado.

A continuación, se analiza armónicamente la salida del prototipo 3. Como ya se ha mencionado en el análisis del Fuzz Face original (4), para conseguir resultados concluyentes hay que introducir a la entrada una señal sinusoidal.

La Ilustración 90 muestra las ondas de salida y su correspondiente contenido armónico del prototipo 3 con

un progresivo aumento de la señal de entrada, desde valores mínimos a los máximos que ofrece una guitarra eléctrica. Las imágenes de la derecha muestran una mejor visualización de las ondas resultantes. En la primera imagen se ve el realce del segundo armónico que caracteriza a los amplificadores de válvula de tríodo. Para una entrada ligeramente mayor, el segundo armónico y otros armónicos pares, así como impares, aparecen. En la siguiente imagen (tercera), con un mayor nivel de entrada, se produce un clipping asimétrico a la salida; como consecuencia de ello, hay un realce de los armónicos pares frente a los impares. De hecho, se consigue un realce más claro de estos armónicos que en el Fuzz Face original. Para posteriores aumentos de la entrada, la salida empieza a tener el semiciclo negativo recortado también, aunque en menor medida que el positivo, conservando el clipping asimétrico. Esto consigue que, aunque aumenten los armónicos impares debido al recorte de ambos semiciclos, los armónicos pares siguen presentes.



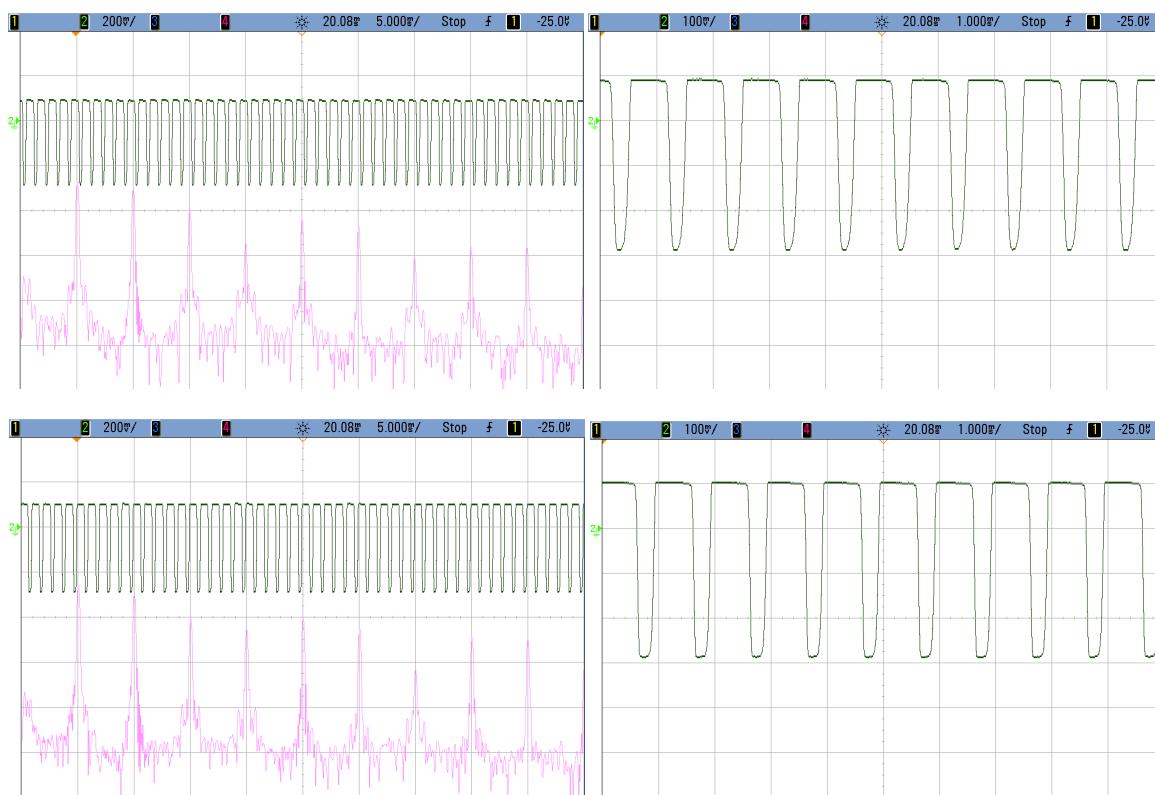


Ilustración 90: Señales de salida y su contenido armónico del Prototipo 3

Se observa que este tercer prototipo es muy dinámico: para señales pequeñas ofrece un pequeño realce del segundo armónico, pasando después por un clipping asimétrico, y para señales grandes ambos semiciclos son recortados, lo que conlleva una gran distorsión. El circuito es muy sensible a la amplitud de la señal de entrada.

Con un clipping suave como el de este dispositivo se limitan los armónicos impares de alto orden. Al resultar una onda con los bordes redondeados, imita mejor la forma de la señal de entrada, por lo que la información sonora que ofrece es más fiel a la señal de entrada.

Este clipping suave, sumado a un clipping asimétrico consiguen una constante presencia de armónicos pares (ofrecen cualidades sonoras más agradables para el oído humano) que contrarrestan la sensación desagradable que producen los armónicos impares. Todo ello consigue un sonido cálido y agradable para el oído humano.

En la próxima Ilustración se muestra la envolvente de la onda de salida:

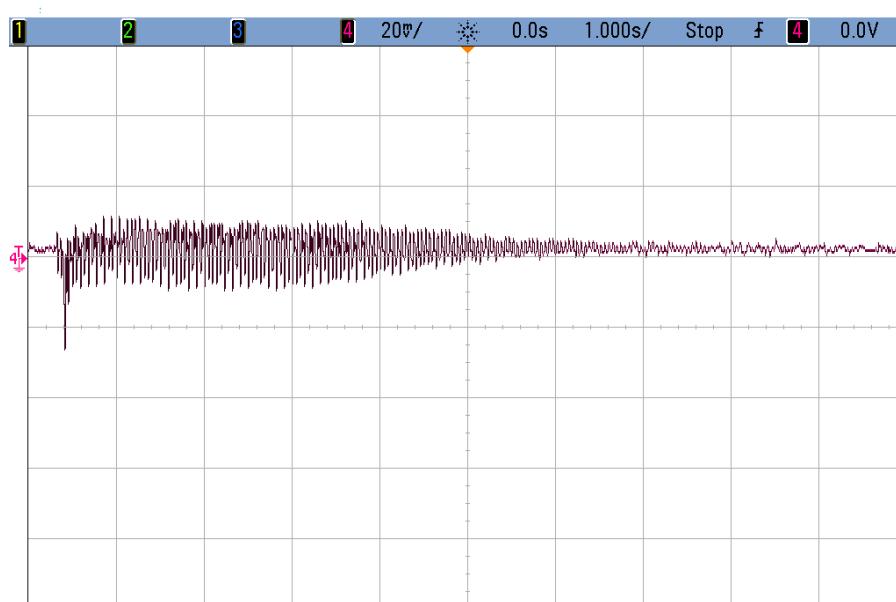


Ilustración 91: Envolvente de la señal de salida

Se verifica que la señal de salida tiene una envolvente acorde con el instrumento original.

A continuación, se analiza la respuesta en el dominio de la frecuencia de la función de transferencia del sistema, obteniéndose el barrido frecuencial de la función de transferencia del sistema:

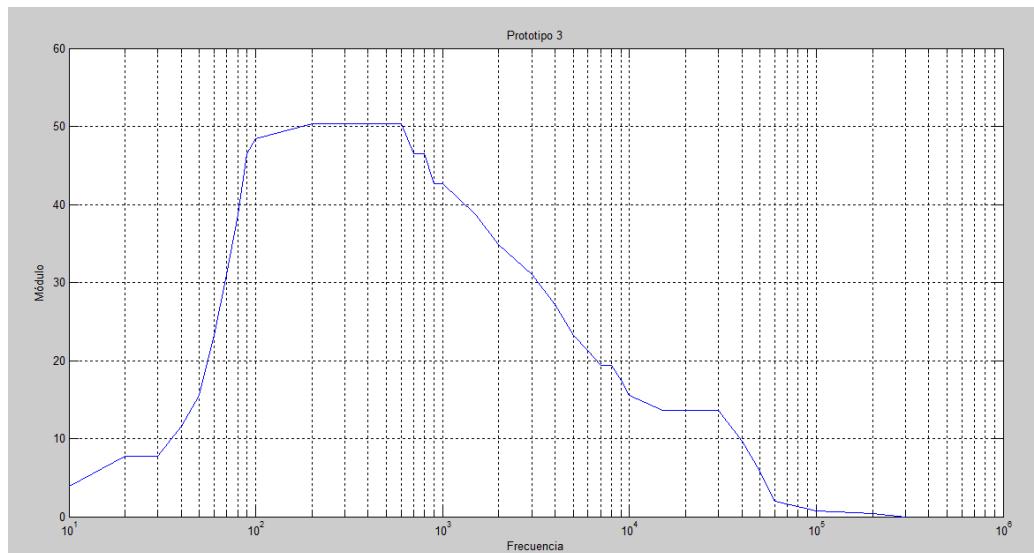


Ilustración 92: Respuesta frecuencial de la función de transferencia del sistema (Prototipo 3)

Se observa en la respuesta frecuencial la forma de un filtro paso banda. Las capacidades ligadas a los transistores y su comportamiento no ideal disminuyen progresivamente la banda plana, ya que los condensadores introducen polos en la función de transferencia. Existe una banda cuasi plana entre 100 y 700 Hz, y valores altos de ganancia hasta 1 kHz, después comienza a descender, contrastando un menor realce de las frecuencias altas.

Resumiendo, se han experimentado en este Apartado distintos puntos de polarización para determinar un rango de tensiones de colector para un funcionamiento ideal:

- Para el transistor Q_1 , las tensiones de colector en el rango $V_{C1} = -600$ a -400 mV conservan las propiedades sonoras del punto de polarización ideal y consiguen puntos de trabajo que evitan los problemas de dinámica y envolvente descritos en el Apartado 5.5.1 .
- Para el transistor Q_2 , las tensiones de colector en el rango $V_{C2} = -5$ a -4 V guardan las propiedades del punto ideal de polarización y evitan los problemas de magnitud de la distorsión y ataque descritos en el Apartado 5.5.2 .

Todo ello se contrasta en los archivos AUDIO 09, AUDIO 10, AUDIO 11 y AUDIO 12.

5.6 Conclusiones de las respuestas frecuenciales realizadas en el Proyecto

Durante este Proyecto se han calculado cuatro respuestas frecuenciales de la función de transferencia del sistema: primero en MATLAB, después en PSpice, dentro del Apartado Análisis teórico, y más adelante se ha realizado en el laboratorio análisis del Fuzz Face original y del prototipo aquí construido, dentro de los Apartados Análisis experimental del Fuzz Face original y Análisis experimental del prototipo.

En la Ilustración 93 aparecen las cuatro respuestas frecuenciales de la función de transferencia del sistema realizadas.

Se observa una evolución en cuanto a la forma del filtro obtenida. En la primera gráfica aparecen las dos representaciones del análisis teórico. La representación de MATLAB es un filtro paso alto, lo cual no es consecuente con un mayor realce de las frecuencias bajas frente a las altas, tal como se define el dispositivo. Esto es consecuencia del uso de un modelo de transistores poco fiel a la realidad, ya que no tiene en cuenta sus capacidades parásitas. La representación de PSpice tiene forma de filtro paso banda, lo cual es más fiel a la realidad, aunque la banda desciende en 40 kHz, por lo que la atenuación ni siquiera es audible para el oído humano al estar fuera del rango de audición.

En la segunda gráfica se muestran las dos representaciones del estudio experimental del Fuzz Face original y del prototipo construido en este Proyecto. Usando transistores con sus efectos no ideales de capacidades parásitas, de ambos ensayos se obtiene un filtro paso banda (con una banda coherente), consecuentemente con lo definido previamente: realce de las frecuencias graves y atenuación de las frecuencias altas en un rango aproximado de los 100 a los 1000 Hz. El prototipo 3 tiene mayor ganancia que el Fuzz Face original, como se puede contrastar en las gráficas y en los audios, donde se aprecia en el primero una mayor distorsión y un carácter más grave y cálido que en el segundo.

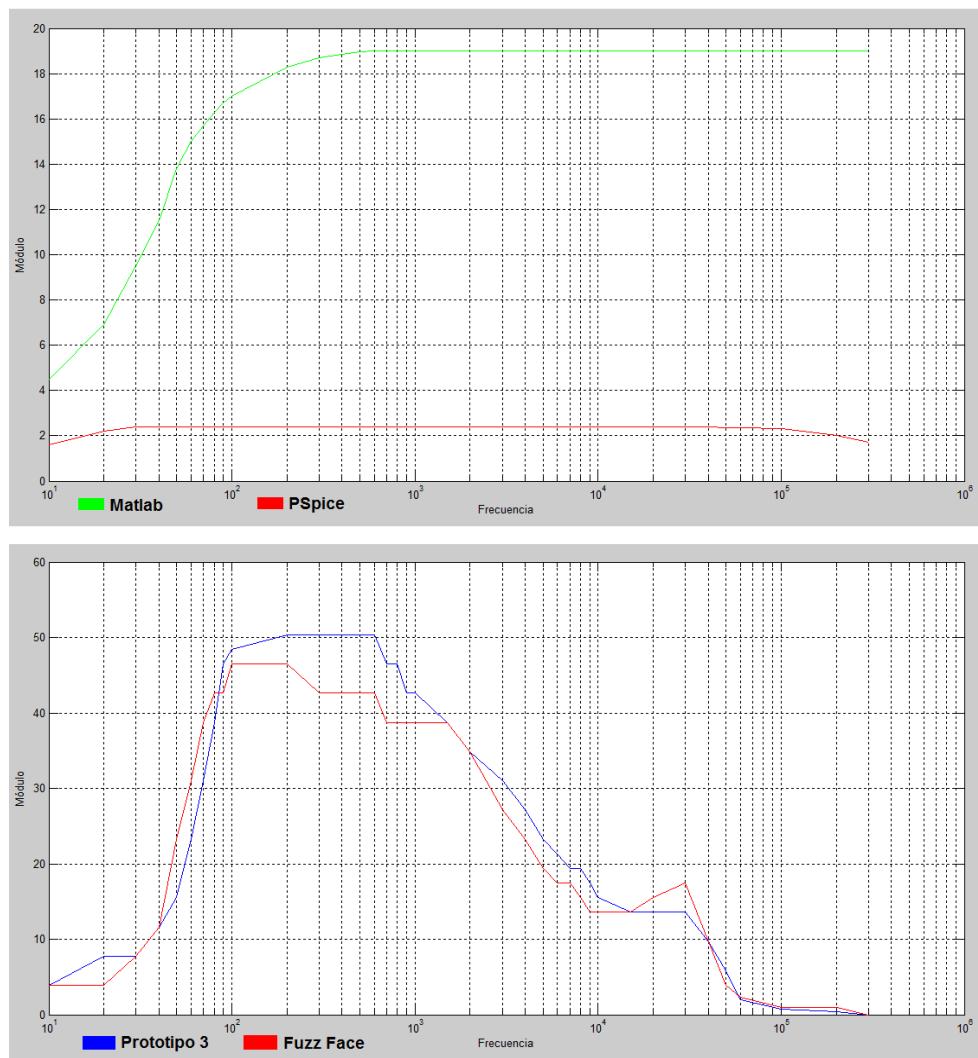


Ilustración 93: Respuestas frecuenciales de la función de transferencia del sistema realizadas en el Proyecto

6 Mejoras al prototipo

Se decidió incluir una serie de mejoras en el prototipo. En este Apartado aparecen todos los procesos realizados para conseguir un producto mejor, a través de la experiencia como guitarrista del Autor del Proyecto.

6.1 Potenciómetros para las resistencias de colector

Para poder ajustar de forma precisa y funcional los puntos de polarización de los transistores, se ideó colocar unos potenciómetros, sustituyendo a las resistencias fijas en los colectores del diseño original. En el Apartado 5 pueden verse los detalles.

6.2 Inversor de tensión

Se ha dispuesto un regulador de capacidades conmutadas por varios motivos:

1. La alimentación de pedales estándar es un transformador de 9 V con masa negativa. El dispositivo debe funcionar con -9 V y masa positiva para evitar problemas de “motorboating”. Tener un dispositivo que requiere este tipo de alimentación siempre va a ser más incómodo. Para conseguir alimentar al circuito con una fuente de alimentación de 9V con masa negativa no basta con invertir los terminales de alimentación y masa del circuito, de modo que se sustituya los -9 V y masa por masa y 9 V, respectivamente.

Se ha probado esta metodología y se produce “motorboating”. “Motorboating” es un tipo de oscilación parásita de baja frecuencia que suele ocurrir en dispositivos de audio en los que hay un camino de realimentación no deseado. Se aplica a las oscilaciones cuya frecuencia está por debajo del rango de audición humano, de 1 a 10 Hz, por lo que el oído las interpreta como pulsos. El término “motorboating” significa en inglés lancha motora, y debe su nombre a la similitud del sonido que produce en los dispositivos afectados. Ocurre cuando parte de la energía de salida de una etapa amplificadora, en este caso, transistorizada, vuelve a la entrada del dispositivo con la fase invertida 180°, de modo que el camino de realimentación debe contribuir con los otros 180° de fase.

La forma de elegida para poder alimentar el circuito con una fuente de 9 V evitando que se produzca “motorboating” consiste en invertir esta tensión positiva de alimentación de entrada mediante un regulador de capacidades conmutadas, de modo que a su salida se obtengan los -9 V de alimentación necesarios para el circuito construido.

2. También será imprescindible el regulador de capacidades conmutadas para poder disponer de una tensión bipolar de ± 9 V capaz de alimentar los amplificadores operacionales que forman parte de la etapa de indicación visual incluida en el diseño.

Se va utilizar un MAX660. Es un estándar en electrónica en la conversión de tensión y otras aplicaciones como doblador de tensión.

En la Ilustración 94 aparece el esquema seguido para la conversión de la tensión de alimentación positiva en negativa, garantizando la mayor estabilidad.

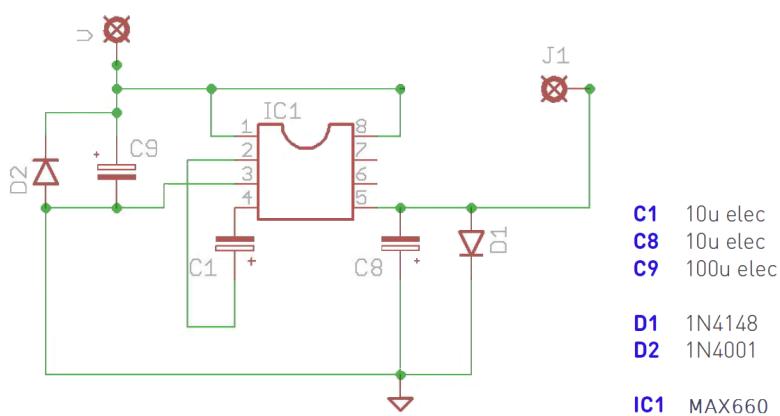


Ilustración 94: Subcircuito del inversor de tensión

V es la alimentación de 9 V. En J₁ se obtiene -9 V. Esta tensión de salida negativa se usará como alimentación del circuito del fuzz. Se ha evitado todo lo posible utilizar esta tensión para más etapas: la alimentación de los cuatro amplificadores operacionales que forman los comparadores de ventana de la etapa de visualización son de alimentación simple. Además del circuito, la tensión de -9V sólo se utiliza como parte de la alimentación de los amplificadores operacionales que forman el seguidor de tensión y el inversor de tensión de la etapa de visualización, lo cual es imprescindible al operar con tensiones de entrada negativa (las tensiones de colector), por lo que requieren alimentación doble $\pm V_{CC}$.

Los amplificadores operacionales pueden operar con tensiones de alimentación de $|9|$ V:

El LM358 opera con alimentación simple en el rango de 3 a 32 V.

El TL082 opera con alimentación doble de hasta ± 18 V.

La corriente ofrecida por el regulador de capacidades comutadas no es muy elevada (20 mA), pero va a suplir perfectamente la demanda del circuito y de la alimentación negativa del amplificador operacional TL082 (valores típicos son 1.4 mA).

La Ilustración 95 describe la conexión del regulador de capacidades comutadas para obtener la inversión de la tensión de alimentación.

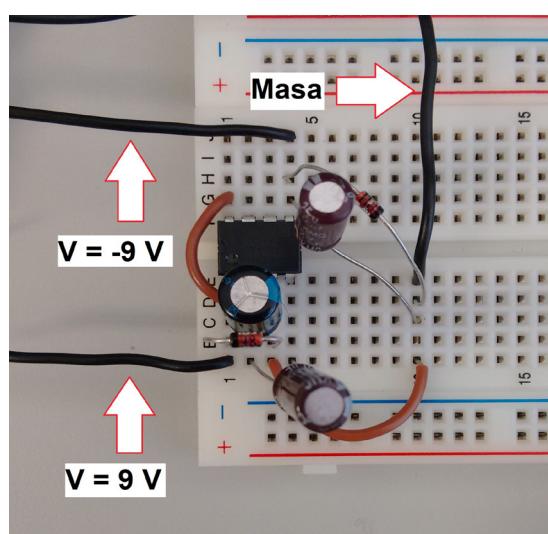


Ilustración 95: Detalle del subcircuito en el prototipo

6.3 Indicación visual



Como se ha visto en el Apartado 5 “Análisis experimental del prototipo”, las tensiones de colector de los dos transistores son clave para un buen resultado sonoro del pedal. Se ha observado en el Apartado ya citado que existe una fluctuación a tener en cuenta de estos valores debido a la influencia de la temperatura en la magnitud de las corrientes de fuga, que consiguen alterar sustancialmente el punto de trabajo de los transistores. También se ha concluido que la variación de las corrientes de fuga debida al calentamiento que se produce en el transistor cuando conduce es tan notable que exigen una monitorización casi constante.

Además, una de las cualidades de este dispositivo es la posibilidad de cambiar los transistores de germanio del circuito según las preferencias que tenga el usuario. Las ganancias y las corrientes de fuga en los transistores de germanio varían notablemente de un modelo a otro, por lo que la diversidad de estos parámetros en cada transistor también alterará sus puntos de trabajo y, con ello, el resultado sonoro.

El rango de las tensiones de colector para un funcionamiento ideal se ha descrito en el mencionado Apartado:

- Para el transistor Q_1 , el rango ideal de tensión de colector es de -600 mV a -400mV.
- Para el transistor Q_2 , el rango ideal de tensión de colector es de -5 V a -4 V.

Es por ello que se ha decidido incluir una etapa de indicación visual que muestre los puntos de tensión de colector óptimos para cualquier tipo de transistor de germanio, corriente de fuga que lo atraviese y temperatura ambiente donde se encuentre el dispositivo. Con ello se consigue un resultado sonoro óptimo en cualquier situación que se plantea derivada de la inestabilidad y dependencia térmica de los transistores de germanio. La ausencia de este control en los modelos originales de los años 60 fue lo que llevó a los diseñadores a optar por los transistores de silicio.

Se va a emplear un comparador de ventana (Ilustración 96a) para señalizar el rango ideal de las tensiones de colector. Es una etapa compuesta por dos amplificadores operacionales que ofrece a la salida una tensión positiva cuando la señal de entrada está dentro del rango definido entre V_a y V_b , mientras que fuera del rango, a la salida se obtiene una señal negativa (Ilustración 96b).

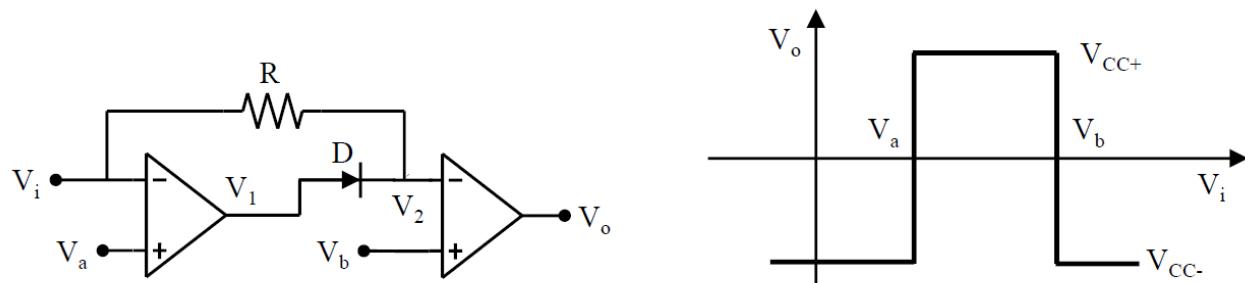


Ilustración 96: Diagrama de un comparador de ventana y su operación característica
(fuente: Electrónica Analógica, Unidad 4: Amplificador Operacional (II))

Para $V_i < V_a$, $V_1 \approx V_{CC+}$, por tanto el diodo D conduce y $V_2 \approx V_{CC+}$. A la salida se obtiene V_{CC-} .

Para $V_i > V_b$, $V_1 \approx V_{CC-}$, el diodo D está en corte y $V_2 = V_i$. Si V_i es mayor que V_b , a la salida se obtiene V_{CC+} . Si V_i es menor que V_b , a la salida se obtiene V_{CC-} .

6.3.1 Indicador visual de colector 1

En la próxima Ilustración se muestra la etapa de indicación visual para el colector 1:

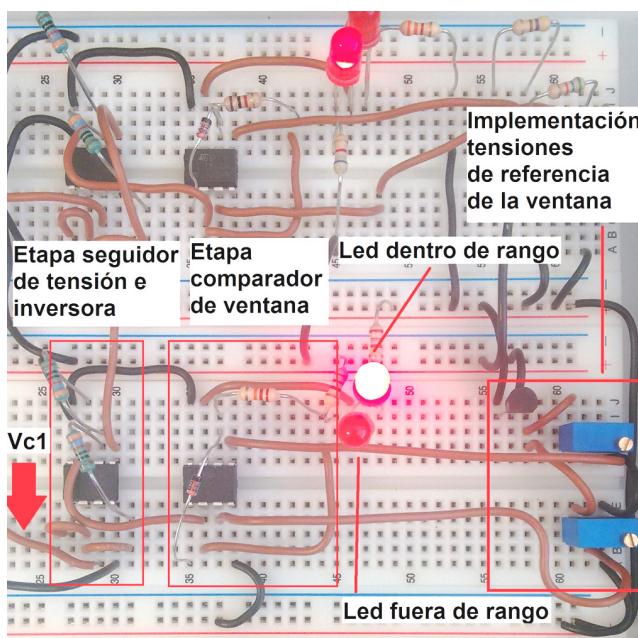


Ilustración 97: Montaje del prototipo de indicador visual para colector 1

Inicialmente, la tensión de colector 1 se introduce en una etapa de seguidor de tensión para aislar al circuito del comparador de ventana (Ilustración 98).

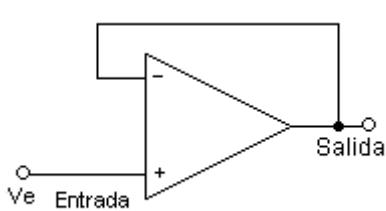


Ilustración 98: Diagrama de un seguidor de tensión
(fuente: <http://www.hispavila.com>, V. García)

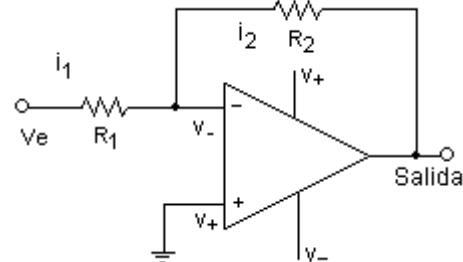


Ilustración 99: Diagrama de un inversor de tensión
(fuente: <http://www.hispavila.com>, V. García)

Después, la salida del seguidor de tensión es llevada a una etapa inversora (Ilustración 99) con el objeto de trabajar con señales únicamente positivas en la etapa de comparador de ventana (las tensiones de colector son negativas). El motivo de esta inversión es la posibilidad de utilización para el comparador de ventana de amplificadores de alimentación simple (sólo pueden trabajar con tensiones positivas) que no requieran en su alimentación la tensión negativa que alimenta al circuito del fuzz. La bomba de carga que alimenta al circuito del fuzz tiene una corriente de salida limitada (40 mA), con lo que así se evitan problemas de suministro de corriente.

A la salida del comparador de ventana (véase la siguiente Ilustración) se dispone de:

- LED de indicación dentro de rango. Se coloca con el cátodo hacia tierra, de modo que se ilumine con una tensión de salida del comparador de ventana $V_o > 0$.
- LED de indicación fuera de rango. Se coloca con el cátodo hacia la salida de la etapa y el ánodo conectado a V_{cc} , de modo que se ilumine con una tensión de salida del comparador de ventana $V_o = 0 \text{ V}$ y no luzca con $V_o > 0 \text{ V}$.

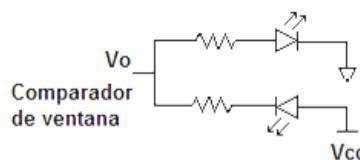


Ilustración 100: Circuito a la salida del comparador de ventana

Para la indicación visual de la tensión de colector del transistor Q_1 se eligen valores de extremos de rango $V_a = 400$ mV y $V_b = 600$ mV.

El estrecho rango de esta ventana va a exigir la mayor precisión posible tanto de las tensiones de ventana V_a y V_b como de la tensión proveniente del colector, que atraviesa una etapa seguidora de tensión y una inversora y su valor real puede alterarse debido a la no idealidad de los amplificadores operacionales.

Para la implementación de los valores de ventana V_a y V_b , mostrada en la Ilustración 101, se ha utilizado un regulador de tensión LDO (Low Drop Voltage). Este regulador obtiene una tensión de salida de 1.2 V con mayor estabilidad que un diodo Zener, ofreciendo una corriente de salida de 250 mA. Se ha elegido del valor más bajo posible para asegurar mayor precisión. A la salida de este regulador se colocan dos trimmers, de modo que los divisores resistivos que crean el trimmer 1 y el trimmer 2 den como resultado V_a y V_b , respectivamente.

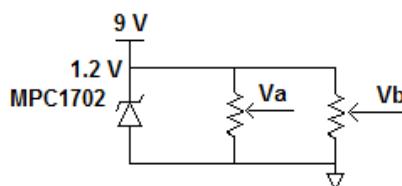


Ilustración 101: Circuito regulador de tensiones de ventana para el colector 1

Se observa cómo, efectivamente, debido a la no idealidad de los amplificadores operacionales, la tensión que se introduce en el comparador de ventana no es la misma que la tensión de colector: para un valor $V_{C1} = -461$ mV, la tensión que se introduce en el comparador de ventana, cuyo valor debería ser el mismo, es $V_i = 446$ mV.

Este error daría un resultado visual fallido, sobre todo teniendo en cuenta que el rango correcto es muy pequeño, sólo 200 mV. De modo que para corregir este error se varía el trimmer para ajustar los valores de ventana correctos tomando como referencia la tensión de colector V_{C1} , en vez de la entrada a la ventana V_i , cuyo valor no se corresponde con V_{C1} . Así se compensa el error de no idealidad de los amplificadores operacionales.

Ejemplo: Se ajusta con el potenciómetro que regula la tensión de colector 1 a un valor $V_{C1} = -605$ mV. En este punto de polarización, el led de fuera de rango debería estar encendido y el led de dentro de rango apagado. Se comprueba si es así. En caso contrario, se ajusta el trimmer que regula la tensión de referencia de la ventana de 600 mV hasta que el estado de los leds sea el que se ha descrito. Esta operación se repite para los demás puntos críticos: -395 mV (mismo estado de los leds que antes), -405 mV y -595 mV (estado de los leds al revés, es decir, led de dentro de rango ON, led de fuera de rango OFF).

En las Ilustraciones mostradas a continuación, la tensión que muestra el polímetro es la tensión de colector V_{C1} , para así contrastar el proceso de ajuste descrito en el párrafo anterior.

Con una tensión de colector más negativa que -600 mV o superior a -400 mV el indicador de fuera de rango está iluminado (Ilustración 103 e Ilustración 102):

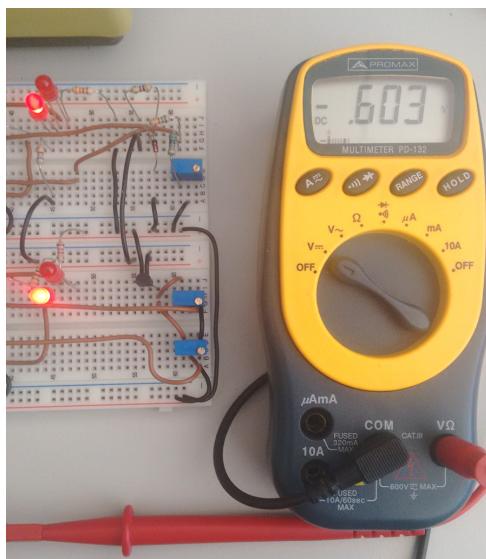


Ilustración 103: Ejemplo de tensión no aceptada, a la izquierda de la ventana 1

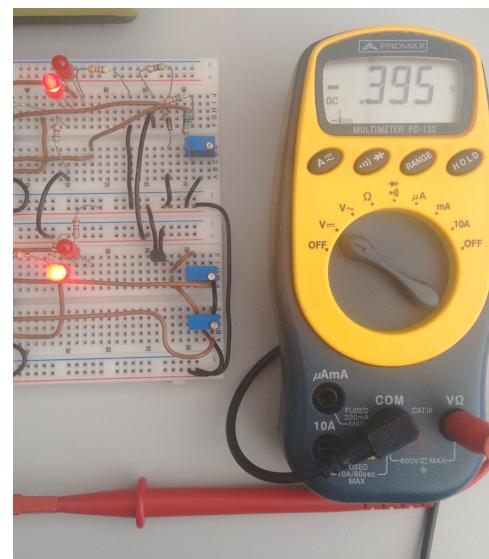


Ilustración 102: Ejemplo de tensión no aceptada, a la derecha de la ventana 1

Para la tensión de polarización ideal $V_{C1} = -500$ mV se activa el indicador de dentro de rango (Ilustración 106), así como para cualquier valor dentro de los valores definidos (Ilustración 105 e Ilustración 104):

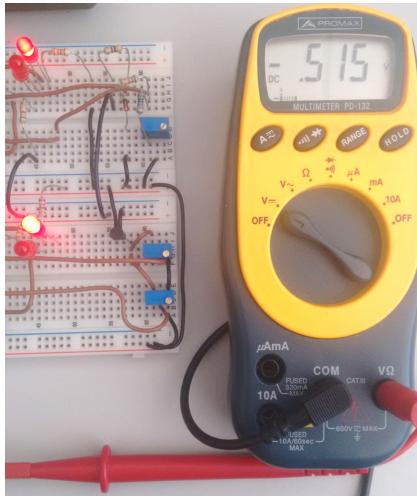


Ilustración 106: Tensión ideal, dentro del rango de la ventana 1

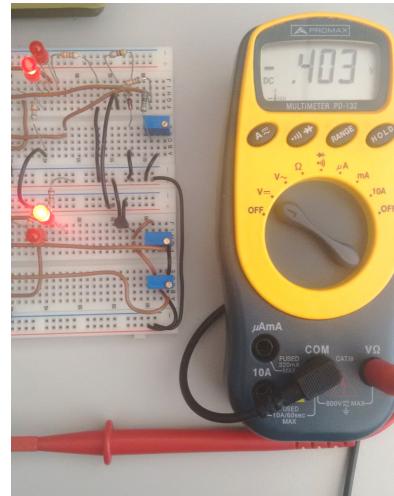


Ilustración 105: Ejemplo 1 de tensión aceptada, dentro de rango de ventana 1

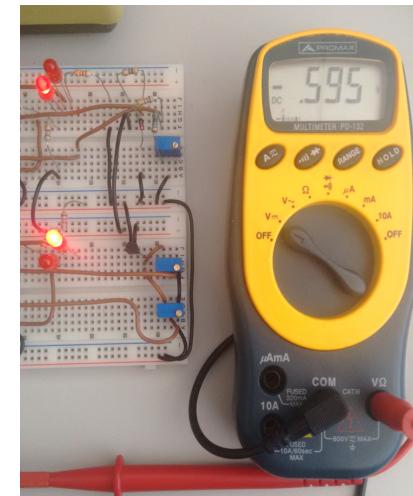


Ilustración 104: Ejemplo 2 de tensión aceptada, dentro de rango de ventana 1

6.3.2 Indicación visual de colector 2

La etapa de indicación visual de rango de tensión de colector 2 se muestra a continuación en la Ilustración 107:

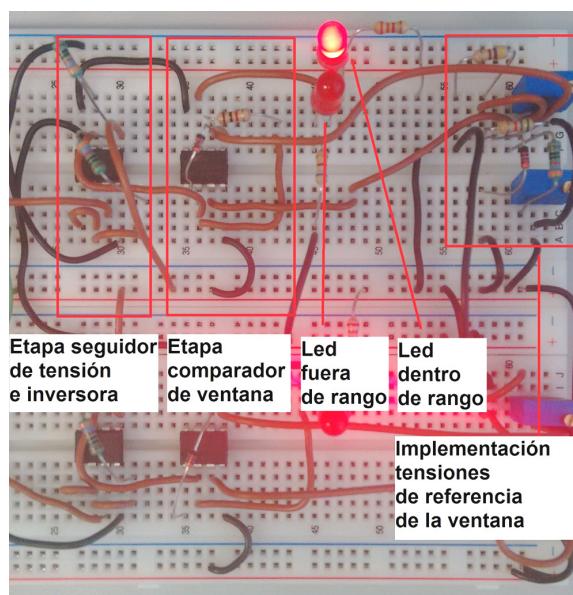


Ilustración 107: Montaje del prototipo de indicador visual para colector 2

Inicialmente, la tensión de colector 2 se introduce en una etapa de seguidor de tensión (Ilustración 98) para aislar al circuito del comparador de ventana.

Después, la salida del seguidor de tensión también se lleva a una etapa inversora (Ilustración 98) con el objeto de trabajar con señales únicamente positivas en la etapa de comparador de ventana.

La implementación de las tensiones de referencia de la ventana mostrada en la Ilustración 108 se han hecho con un diodo Zener de 5.1 V y dos divisores resistivos de esta tensión para obtener $V_a = 4$ y $V_b = 5$ V, en esta ocasión también se colocarán trimmers para hacer un ajuste visual de la ventana debido al error en la tensión de colector que llega a la ventana.

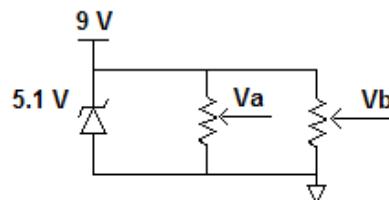


Ilustración 108: Circuito regulador de tensiones de ventana para el colector 2

A la salida del comparador de ventana se dispone de:

- LED de indicación dentro de rango. Se coloca con el cátodo hacia tierra, de modo que se ilumine con una tensión de salida del comparador de ventana $V_o > 0$ V.
- LED de indicación fuera de rango. Se coloca con el cátodo hacia la salida de la etapa y con una tensión positiva en el ánodo, de modo que se ilumine con una tensión de salida del comparador de ventana $V_o = 0$ V y no luzea con $V_o > 0$ V.

Con una tensión de colector menos negativa que -4 V (Ilustración 109) o más negativa que -5 V (Ilustración 110) el indicador de fuera de rango está iluminado:

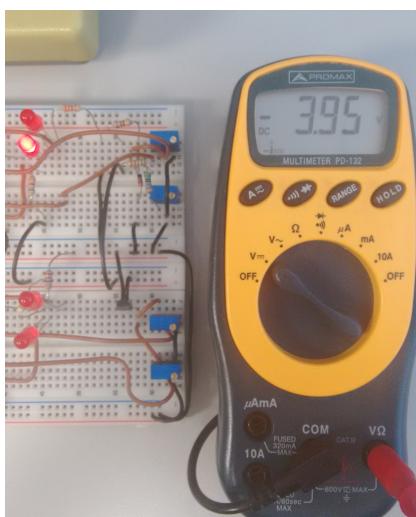


Ilustración 109: Ejemplo de tensión no aceptada, a la izquierda de la ventana 2

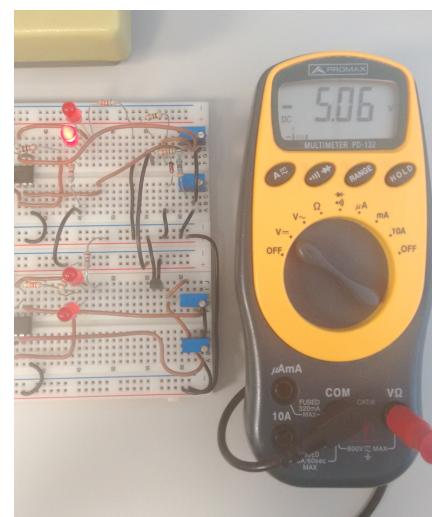


Ilustración 110: Ejemplo de tensión no aceptada, a la izquierda de la ventana 2

Para todas las tensiones entre -5 y -4 V se activa el indicador de dentro de rango (Ilustración 111):

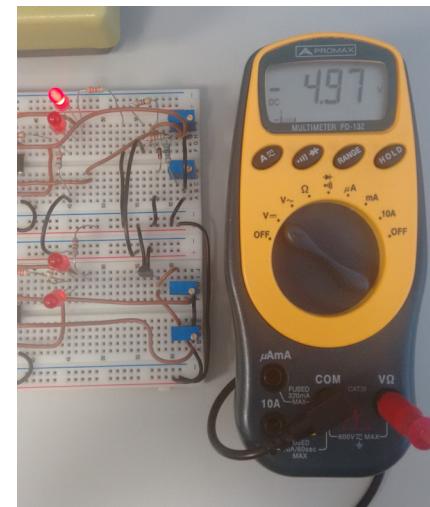
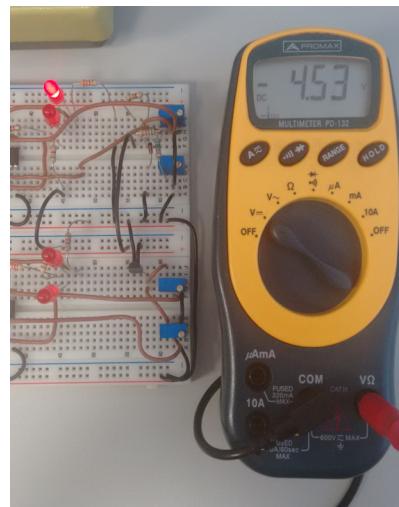
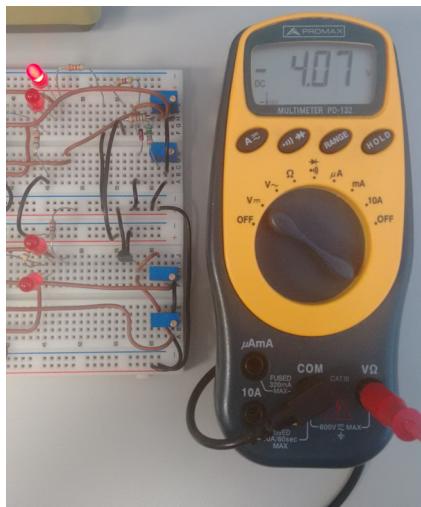


Ilustración 111: Ejemplos de tensión aceptada, dentro de rango de ventana 2

Se ofrece la posibilidad de variar estos dos rangos de tensión mediante la accesibilidad a los 4 trimmers que conforman los límites de las ventanas. Un guitarrista avanzado podrá configurar cualquier rango conforme a sus preferencias sonoras.

Con este control por indicación visual se asegura un resultado sonoro óptimo para cualquier tipo de transistor de germanio, con cualquier valor de ganancia y corrientes de fuga que presente el transistor, y cualquier condición ambiental en la que se opere. Resulta una aportación muy útil y novedosa para este pedal.

6.4 Sustitución de nuevos transistores

Una de las principales ventajas de este dispositivo es la posibilidad de sustituir los transistores por otros que se hayan adquirido de mayor calidad con la garantía de obtener sus puntos de trabajo correctos gracias al módulo de indicación visual. Esto supone una novedad única en el mercado. Con este dispositivo se tienen infinidad de posibilidades en un solo pedal, ya que cada transistor va a ofrecer un color distinto al sonido. En muchas ocasiones, las preferencias y necesidades de los músicos cambian con el tiempo o con el proyecto

en el que trabajan, con lo que este pedal es ideal para aportar la versatilidad que buscan.

Se han adquirido unos nuevos transistores para el prototipo. Son un par de AC128, transistores de germanio que incorporan muchos modelos de fuzz actuales (Ilustración 112).

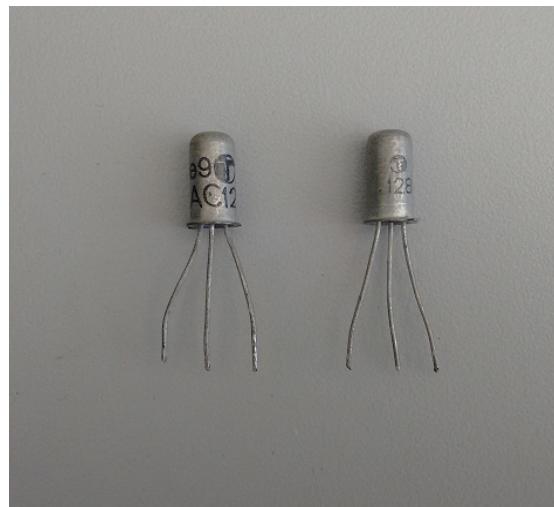


Ilustración 112: Transistores AC128

Con estos transistores se va a conseguir un sonido más parecido al del Fuzz Face original.

El proceso es tan sencillo como desconectar el dispositivo, sustraer los transistores antiguos, instalar los nuevos y proceder al ajuste de las tensiones de colector mediante sus potenciómetros y la información visual que ofrecen los leds.

Se procede primero a ajustar la tensión de colector del primer transistor. Se ajusta primero V_{C1} porque tiene influencia en la tensión de colector del segundo transistor (el colector 1 y la base 2 son el mismo punto), por lo que así se evitan variaciones posteriores en la tensión de colector 2.

Se gira el potenciómetro hasta que el led de indicación “dentro de rango” esté encendido (Ilustración 113). Para un valor de colector 1 de $V_{C1} = 497$ mV (dentro de rango) se enciende el led de “dentro de rango”.

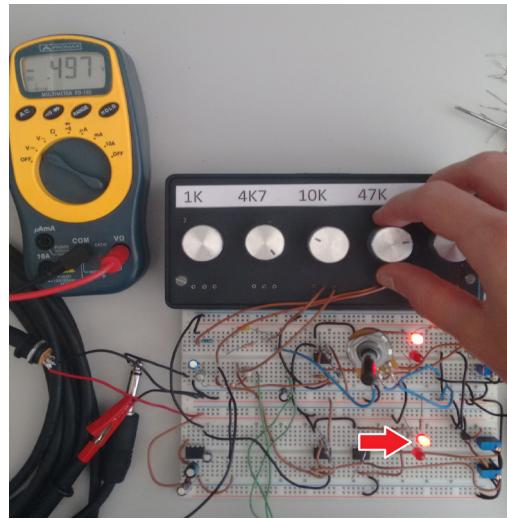


Ilustración 113: Ajuste de la tensión de colector 1. El Led de indicación "dentro de rango" está encendido

Una vez ajustado el punto de trabajo del primer transistor se realiza la misma operación con el segundo transistor.

De nuevo, se gira el potenciómetro hasta que el led de indicación “dentro de rango” este iluminado (Ilustración 114). Para un valor de colector 1 de $V_{C2} = 4.52$ V (dentro de rango) se enciende el led de “dentro

de rango”.

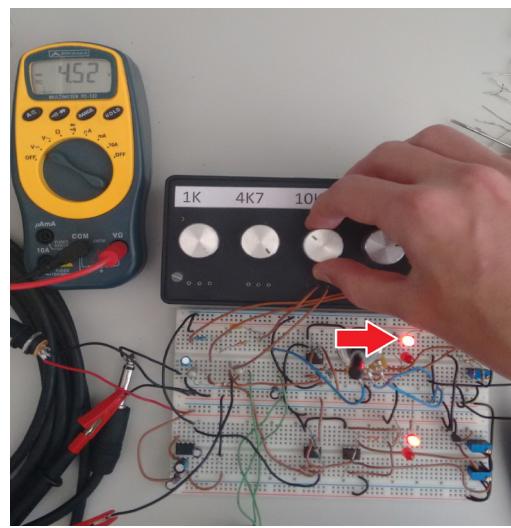
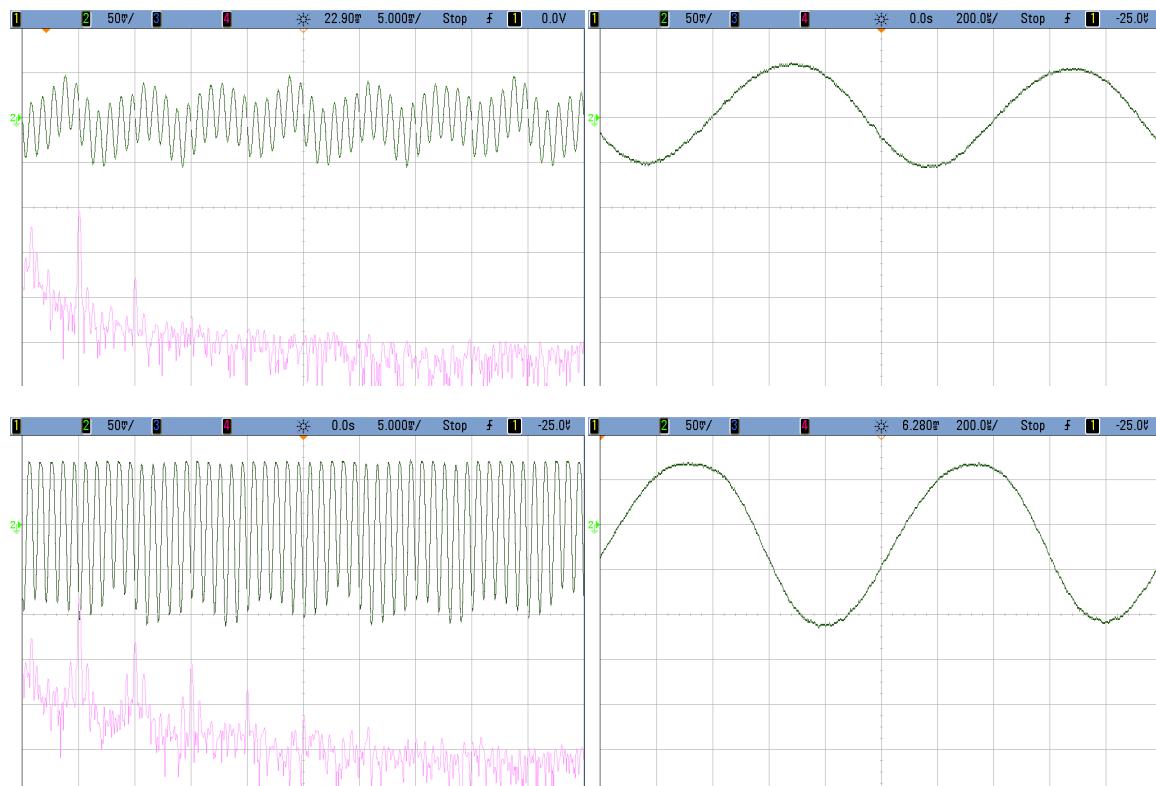


Ilustración 114: Ajuste de la tensión de colector 2. El Led de indicación "dentro de rango" está encendido

Una vez ajustados los transistores se procede a analizar en el osciloscopio el resultado de la salida.

Para realizar el análisis armónico, de nuevo se vuelve a realizar con una señal sinusoidal a la entrada. En la Ilustración 115 aparecen las señales de salida y su correspondiente contenido armónico para señales de entrada progresivamente más grandes. Las Figuras de la derecha muestran una representación más detallada de la salida. Al igual que los casos anteriores, para señales de entrada pequeñas se obtiene un realce del segundo armónico que caracteriza a los amplificadores de válvula de tríodo. A medida que se va aumentando la amplitud de la entrada aparecen armónicos tanto pares como impares hasta que se consigue un clipping asimétrico (Imagen 3), que realza los armónicos pares frente a los impares. Con los posteriores aumentos de la entrada se consiguen recortar ambos semiciclos, por lo que los armónicos impares suben, pero al seguir siendo clipping asimétrico, los armónicos pares siguen estando muy presentes.



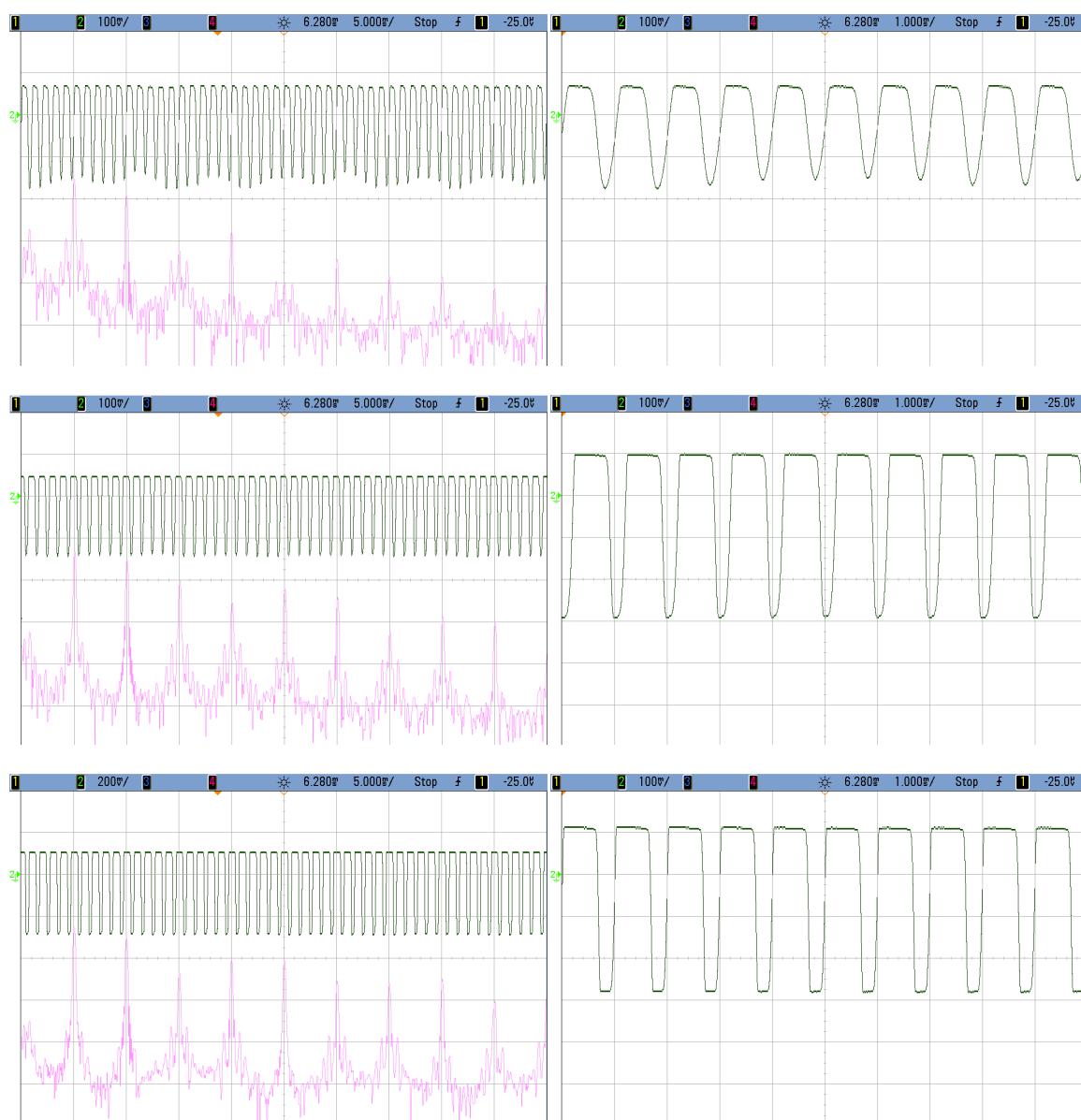


Ilustración 115: Señales de salida y su contenido armónico del Prototipo con nuevos transistores

7 Conclusiones

Se han cumplido los objetivos principales del Proyecto: estudio, diseño e implementación de mejoras de un Fuzz Face, así como objetivos secundarios del Proyecto:

- Conocimiento del fundamento de operación de la guitarra eléctrica
- Aprendizaje de conceptos relacionados con el sonido y el tratamiento de la señal
- Aprendizaje de conceptos relacionados con el oído y la psicoacústica
- Conocimiento del fundamento de operación de diversos pedales
- Análisis por etapas del circuito original
- Análisis en corriente continua del circuito original
- Análisis en corriente alterna del circuito original
- Análisis experimental de un pedal Fuzz Face
- Caracterización del circuito óptimo
- Interpretación del contenido armónico de un sonido
- Diseño del prototipo propio de pedal
- Análisis experimental del prototipo
- Estudio de posibles mejoras
- Implementación de estas mejoras
- Estudio de las mejoras

Se han aprendido muchos conceptos relacionados con el sonido, psicoacústica, electrónica analógica, MATLAB, PSpice, la problemática de los dispositivos de germanio, en especial las corrientes de fuga y su efecto en el resultado sonoro. Con relación a estas corrientes, se ha diseñado un prototipo que anula su efecto al ser capaz de detectar el error que producen, ofreciendo la posibilidad de corregirlo mediante unos sencillos y funcionales potenciómetros y una indicación visual. Gracias a este módulo de indicación visual, el prototipo es capaz de adaptarse a cualquier tipo de transistor de germanio y a las condiciones ambientales en las que se encuentre, haciendo posible la sustitución por unos transistores mejores en un momento dado, con un fácil y rápido ajuste para conseguir un resultado sonoro óptimo.

Previamente, se ha conseguido realizar un estudio teórico exhaustivo del Fuzz Face original: un análisis por etapas, un análisis de continua y un análisis de señal; del análisis de continua se ha contrastado la influencia de las corrientes de fuga en las tensiones de colector, las cuales también se ha aprendido que son clave para un buen resultado sonoro. Aún así, se ha observado que los estudios teóricos sirven para dar una aproximación de la caracterización del sistema, pero resultan incompletos debido a la falta de realismo de los modelos de los transistores y la imposibilidad de tener en cuenta la temperatura. Es experimentalmente en el laboratorio donde se ha podido caracterizar el sistema, tanto del Fuzz Face original como del prototipo. Allí, se ha podido analizar fielmente el tipo de clipping producido, el resultado armónico, la envolvente y la respuesta frecuencial de la función de transferencia del sistema, así como el efecto real que produce la temperatura en los transistores (y, por tanto, en el resultado sonoro del dispositivo).

7.1 Conclusiones personales

La experiencia de poder estudiar un dispositivo musical que el Autor había oído, utilizado y que es de sus favoritos y, a través de este conocimiento, haber podido diseñar un prototipo basado en él con mejoras en su funcionamiento ha sido muy satisfactorio, enriquecedor y abre una vía hacia un oficio. La continua mezcla de conocimientos musicales y científicos para el desarrollo de este Proyecto ha conseguido que el Autor adquiera una mayor experiencia y pasión por ambas disciplinas.

El Autor también ha desarrollado habilidades como toma de decisiones, organización, jerarquía de tareas, establecer y cumplir plazos de tiempo, etc. Estas cualidades serán de gran valor para su desarrollo profesional y personal.

8 Líneas futuras

Para la presentación de este Proyecto se va a fabricar el pedal para su uso. Primero se procede al diseño de la PCB, después la soldadura de los componentes para acabar con la colocación del dispositivo en la caja.

Se contempla la posibilidad de incluir un servo-sistema de control de las tensiones de colector de los dos transistores, de modo que las resistencias de colector se autoregulen con el objeto de mantener el punto de operación deseado de los transistores. Así, se tendría un diseño robusto y estable ante cualquier tipo de condición externa de funcionamiento, como la temperatura de trabajo y las características intrínsecas de los transistores elegidos, tales como sus variantes ganancias y sus corrientes de fuga dependientes con la temperatura. De este modo, se evitaría que el usuario llegara a prácticas incómodas de mantenimiento como introducir el dispositivo en el frigorífico, como ya se ha mencionado anteriormente.

Este sistema podría ser de ajuste analógico o digital.

El ajuste analógico se realizaría mediante una señal de control que transforma el exceso o defecto de tensión de colector en una tensión llevada al terminal de puerta de un transistor JFET, que se comporta como una resistencia. Este transistor JFET se instala como resistencia de colector variable en función de la tensión de puerta recibida. Así se obtiene un servo-sistema analógico de control de la tensión de colector de los transistores.

El ajuste digital sería llevado a cabo mediante un potenciómetro digital (colocado en lugar de la resistencia de colector) controlado por tensión. Esta tensión sería obtenida a través de un micro programado en Arduino. Este programa transformaría el exceso o demanda de tensión en el colector en un valor que varíe el potenciómetro hasta el punto en el que la tensión de colector es la deseada.

9 Referencias bibliográficas

- [1] "Mechanics of Hearing", M. Holmes, J. D. Cole (1983).
- [2] "The Sense of Hearing", Christopher J. Plack (2005).
- [3] "Psychoacoustics: Facts and Models", Eberhard Zwicker (2006).
- [4] "Cochlear Implants: Fundamentals and Applications", Graeme Clark (2006).
- [5] "Music in Transition: A Study of Tonal Expansion and Atonality", Jim Samson (1977).
- [6] "Music in Theory and Practice, vol. 1 & 2", Bruce Benward, Marilyn Saker (2004).
- [7] "Investigación composicional sobre curvas de disonancia", Juan S. Lach Lau (2009).
- [8] "Electronics for Guitarists", Denton J. Dailey (2011).
- [9] "Sound Reinforcement Handbook", Gary Davis, Ralph Jones, Yamaha International Corporation.
- [10] "A perceptual approach on clipping and saturation", Stefania Barbatı, Thomas Serafini (2012).
- [11] "Jimi Hendrix' Use of Distortion to Extend the Performance "Vocabulary of the Electric Guitar," Journal of the Acoustical Society of America, vol. 103", J. J. Fricke.
- [12] "Fuzz Face", David Morin (2013).
- [13] "Principles of Electronics", V. K. Mehtaç.
- [14] "History of Semiconductors", Lidia Łukasiak, Andrzej Jakubowski,
- [15] "Breadboard A Germanium Darlington Fuzz Face", Steve Daniels (2014).
- [16] "Pedal Insider: Junction Capacitance and The Miller Effect in The Fuzz Face", Theo Hatman (2011).
- [17] "Vintage Guitar Magazine interview Roger Mayer" Michael Dregni.
- [18] "A History of Germanium" by Emily Darby.
- [19] "Principles of Transistor Circuits", Amos S W, James M R (1999).
- [20] <http://www.guitarplayer.com/miscellaneous/1139/fuzz-makers-roundtable/14097>
- [21] Fundamentals Of Electrical Engineering, Giorgio Rizzoni.
- [22] Guitar Effects Pedals - the Practical Handbook, Dave Hunter.
- [23] "Vintage Guitar Magazine interview Roger Mayer", Michael Dregni (2008).
- [24] <http://www.jimdunlop.com/>
- [25] "Fuzz Face", David Morin (1999).
- [26] http://www.geofex.com/Article_Folders/fuzzface/fffram.htm
- [27] <http://www.diystomboxes.com/biascalc/ffbias.html>
- [28] "Acústica: Capítulo 2. Psicoacústica", Lucas Ramiro, Esther Sola (2009).

Anexo: Código software creado para MATLAB

```
% limpiamos todo:
clc
close all;
clear all;

% se define el rango frecuencial:
frec_inicial = 10;
frec_paso = 2;
frec_final = 20000;

% se definen variables como vectores (se iran rellenando):
frecs = frec_inicial:frec_paso:frec_final;
numeros = frecs;
reales = frecs;
imaginarios = frecs;
modulos = frecs;
fases = frecs;

% este es un vector con las posiciones del potenciómetro Fuzz (en ohmios):
R_61_vector = [200, 400, 800, 999];

con = 1;
% recorremos el vector con posiciones del potenciómetro Fuzz
while con <= length(R_61_vector)
    R_61 = R_61_vector(con);
    cont = 1;
    % recorremos el vector de frecuencias (un calculo para cada punto):
    while cont <= length(frecs)
        % se define el input de datos:
        f = frecs(cont);
        w = 2*3.1415*f;
        Vs = 10*10^-3;
        Rs = 15*10^3;
        C_1 = 2.2*10^-6;
        C_2 = 0.1*10^-6;
        C_3 = 20*10^-6;
        R_1 = 33*10^3;
        R_2 = 8.2*10^3;
        R_3 = 470;
        R_5 = 100*10^3;
        R_41 = 1*10^3;
        %R_41 = 499*10^3;
        R_42 = 500*10^3 - R_41;
        %R_61 = 1;
        %R_61 = 999;
        R_62 = 1000 - R_61;
        r_pi_1 = 4789.53 ;
        r_pi_2 = 7082.15;
        g_m_1 = 0.01461;
        g_m_2 = 0.0169;

        % se da valor a los elementos de las matrices:
        y_11 = (1/Rs) + i*w*C_1;
        y_12 = i*w*C_1;
        y_21 = y_12;
        y_22 = (1/r_pi_1) + (1/R_5) + i*w*C_1;
        y_24 = 1/R_5;
        y_prima_32 = -g_m_1;
        y_33 = (1/r_pi_2) + (1/R_1);
        y_34 = 1/r_pi_2;
        y_42 = y_24;
        y_prima_43 = (-g_m_2*r_pi_2) / (r_pi_2); % cual de los 2 valores sirve?!??!!?!
        y_44 = (1/r_pi_2) + (1/R_5) + ((i*w*C_3+(1/R_62)) / (1 + i*w*C_3*R_61+(R_61/R_62)));
        y_prima_44 = ((g_m_2*r_pi_2+1) / (r_pi_2)) + (1/R_5) + ((i*w*C_3 + (1/R_62)) / (1 + i*w*C_3*R_61 + (R_61/R_62)));
        y_prima_53 = g_m_2;
        y_prima_54 = -g_m_2;
        y_55 = 1/R_2;
        y_56 = 1/R_2;
        y_65 = y_56;
        y_66 = (1/R_2) + (1/R_3) + ((i*w*C_2) / (1 + i*w*C_2*R_41));
        y_67 = (i*w*C_2) / (1 + i*w*C_2*R_41);
        y_76 = y_67;
        y_77 = ((i*w*C_2) / (1 + i*w*C_2*R_41)) + (1/R_42);
```



```

% se definen las matrices:
matriz_1 = [[y_11, -y_12, 0, 0, 0, 0, Vs/Rs]; [-y_21, y_22, 0, -y_24, 0, 0, 0]; [0, y_prima_32, y_33, -y_34, 0, 0, 0]; [0, -y_42, y_prima_43, y_prima_44, 0, 0, 0]; [0, 0, y_prima_53, y_prima_54, y_55, -y_56, 0]; [0, 0, 0, 0, -y_65, y_66, 0]; [0, 0, 0, 0, 0, -y_76, 0]];
matriz_2 = [[y_11, -y_12, 0, 0, 0, 0, 0]; [-y_21, y_22, 0, -y_24, 0, 0, 0]; [0, y_prima_32, y_33, -y_34, 0, 0, 0]; [0, -y_42, y_prima_43, y_prima_44, 0, 0, 0]; [0, 0, y_prima_53, y_prima_54, y_55, -y_56, 0]; [0, 0, 0, 0, -y_65, y_66, -y_67]; [0, 0, 0, 0, 0, -y_76, y_77]];

% se hace el determinante de la division de matrices:
v_7 = det(matriz_1) / det(matriz_2);

% la funcion de transferencia H(s) es la division:
H = v_7/Vs;

% se calculan las componentes de H:
numeros(cont) = H;
reales(cont) = real(H);
imaginarios(cont) = imag(H);
modulos(cont) = abs(H);
fases(cont) = angle(H)*180/pi;

% pasamos a la siguiente frecuencia:
cont = cont + 1;
end
% representamos las graficas de H en reales, imaginarios, modulo y fase:
subplot(2, 2, 1)
semilogx(freqs, reales)
xlabel('frecuencia')
ylabel('parte real')
hold all
subplot(2, 2, 3)
semilogx(freqs, imaginarios)
xlabel('frecuencia')
ylabel('parte imaginaria')
hold all
subplot(2, 2, 2)
semilogx(freqs, modulos)
xlabel('frecuencia')
ylabel('modulo')
hold all
subplot(2, 2, 4)
semilogx(freqs, fases)
xlabel('frecuencia')
ylabel('fase')
hold all

% pasamos a la siguiente posicion del potenciómetro Fuzz:
con = con + 1;
end

```