

Grado en Ingeniería de Sonido e Imagen  
2024-2025

*Trabajo Fin de Grado*

## Desarrollo de Circuitos Analógicos para el procesamiento de Audio

---

Jimena del Carmen Díaz Padilla

Tutor/es

Jorge Pleite Guerra  
Leganés, Junio 2025



Esta obra se encuentra sujeta a la licencia Creative Commons **Reconocimiento - No Comercial - Sin Obra Derivada**



## RESUMEN

El presente trabajo expone el diseño y desarrollo de cuatro circuitos electrónicos analógicos que constituyen pedales de guitarra para el acondicionamiento y customización de la señal de audio entrante. Estos cumplen la funcionalidad básica de adaptar impedancias entre el dispositivo anterior (típicamente, la misma guitarra) y el dispositivo siguiente (otro pedal, especialmente de impedancias pobremente adaptadas). A estos dispositivos de audio se les denomina Input Buffer.

Los primeros dos circuitos diseñados solo cumplen con esta funcionalidad, pero con componentes activos distintos: uno está basado en amplificador operacional, y el otro en transistor tipo MOSFET, a fin de comparar sus prestaciones y escoger uno de ellos para desarrollar los otros dos pedales. El siguiente circuito, por tanto, es una extensión de alguno de los anteriores, y busca suministrar ganancia tipo distorsión de a modo de boost u overdrive de manera sencilla.

El cuarto pedal desarrollado constituye el más complejo, y el resultado de la implementación de los demás circuitos de manera modular, pudiendo dotar de distorsión a la señal de entrada, en tres bandas frecuenciales: frecuencias bajas, medias y altas, además de incorporar ecualizador simple. Así, el grado de customización de la señal por parte del usuario es más amplia y versátil, a la hora de acondicionar su instrumento musical mediante pedales.

Se detallan los desarrollos teóricos matemáticos necesarios para sus diseños, empleando componentes analógicos simples como resistencias y condensadores, además de los componentes activos ya mencionados. También se hace uso del software libre LTSpice para simular los diseños planteados y corroborar el correcto funcionamiento de cada uno en un entorno virtual controlado.

Con los circuitos montados en placas de prueba, se llevaron a cabo las pruebas de laboratorio pertinentes para medir y caracterizar los parámetros más importantes de estos, con el uso de generadores de tensión continua y sinusoidal, un osciloscopio y un multímetro.

Posteriormente, se presentan las conclusiones a las que se llegó tras la realización de proyecto, incluidos los objetivos alcanzados exitosamente, y posibles mejoras futuras. Para finalizar, se realizó un estudio del ámbito socio-económico en el que está embebido, incluyendo su presupuesto.

**Palabras clave:** Input Buffer, Pedal de Efectos, Distorsión, Distorsión Multibanda, Ecualizador, Simulación, LTSpice, Laboratorio de Electrónica



## **DEDICATORIA**

*Agradezco profundamente el apoyo que mi familia ha aportado desde el inicio de mi carrera universitaria. Han sido la piedra angular de mi progreso académico y de mi vida personal todos estos años.*

*También, por supuesto, a los grandes amigos que he hecho en el camino. Me han acompañado, me han formado y me han consolado; en gran parte les debo a ellos que este trabajo esté hecho. Los llevo a todos y cada uno en el corazón.*

*En esa línea, agradezco a la asociación musical Decibelia, y a los grandes amigos que conocí en ella. De la vida universitaria fuera de clase, definitivamente fue esta la mejor parte.*

*A mi tutor, Jorge, por motivarme, cultivarme y corregirme mientras realizamos este trabajo que nos apasiona a los dos. Gracias a él termino este proyecto formada en el ámbito de la electrónica y el audio de una manera que me enriquece enormemente, y habiendo disfrutado de cada paso del proceso.*

*A los profesores con los que me crucé, por enseñarme a pensar; ya que, siendo realista, es lo que consiguieron, más allá de impartir sus asignaturas. Quiero dar especial gracias a Hector Pijeira, Juan Alberto Torresano, Maria Luz Pablo, Jorge Ruiz Magaña, Francisco Hernández, Adrián Carruana, Pedro Hernando, Luis Azpícueta, Tomás Martínez, Gerard Salvador, Lorena Álvarez, Albert Banchs, Iván González, Iván Guerrero, Juan Antonio Fernández, Ivan Vidal, Francisco Javier López, Jorge Hermosilla y Daniel de la Prida.*

*A la Universidad Carlos III, por impartir mis estudios, dar la infraestructura para ello, y hacer énfasis en la excelencia académica antes que cualquier otra cosa.*

*Quiero mencionar también a mi psicólogo Diego, sin quien no sería la persona que soy hoy.*

*Por último, quiero agradecer a mi pareja y gran amigo, Daniel, a quien conocí en la carrera. Más allá del título, él es lo mejor que me llevó de mis años universitarios.*



# ÍNDICE GENERAL

1. INTRODUCCIÓN . . . . .	1
1.1. Motivación . . . . .	2
1.2. Objetivos . . . . .	3
1.3. Estructura del documento . . . . .	3
2. ESTADO DEL ARTE . . . . .	5
2.1. Definición, historia e implementaciones de los Pedales de Efectos, particularmente Input Buffer, Boost/Overdrive Multibanda y Ecualizadores . . . . .	5
2.1.1. Definiciones . . . . .	5
2.1.2. Historia de los Pedales de Efectos . . . . .	6
2.1.3. Implementaciones en el Mercado . . . . .	7
3. ANÁLISIS Y MARCO TEÓRICO . . . . .	10
3.1. Herramientas y Tecnologías Empleadas . . . . .	10
3.2. Análisis Teórico y Diseño . . . . .	10
3.2.1. Input Buffer . . . . .	20
3.2.2. Input Buffer con Booster/Overdrive . . . . .	40
3.2.3. Input Buffer con Booster/Overdrive Multibanda y Ecualizador . . . . .	50
4. SIMULACIÓN DE LOS CIRCUITOS EN LTSPICE . . . . .	64
4.1. Configuración del entorno Spice . . . . .	64
4.2. Simulación y análisis de los esquemáticos . . . . .	66
4.2.1. Input Buffer . . . . .	67
4.2.2. Input Buffer con Booster/Overdrive . . . . .	73
4.2.3. Input Buffer con Booster/Overdrive Multibanda y Ecualizador . . . . .	76
5. PRUEBAS EN LABORATORIO . . . . .	80
5.1. Herramientas empleadas . . . . .	80
5.1.1. Configuración del equipo . . . . .	80
5.2. Descripción de las pruebas . . . . .	81
5.3. Input Buffer . . . . .	83
5.3.1. Input Buffer basado en Amplificador Operacional . . . . .	83

5.3.2. Input buffer basado en MOSFET . . . . .	86
5.4. Input Buffer con Booster/Overdrive . . . . .	90
5.5. Input Buffer con Booster/Overdrive Multibandas y Ecualizador . . . . .	93
6. CONCLUSIONES . . . . .	99
6.1. Prestaciones de cada pedal . . . . .	99
6.1.1. Input Buffer. . . . .	99
6.1.2. Input Buffer con Booster/Overdrive . . . . .	100
6.1.3. Input Buffer con Booster/Overdrive Multibanda y Ecualizador . . . . .	100
7. MARCO REGULADOR . . . . .	101
7.1. Legislación Aplicable . . . . .	101
7.1.1. Directiva 2014/35/UE: . . . . .	101
7.1.2. Directiva 2014/30/UE: . . . . .	101
7.1.3. Directiva 2011/65/UE (RoHS II): . . . . .	102
7.2. Estándares Técnicos . . . . .	102
7.2.1. Parámetros eléctricos adecuados: . . . . .	102
7.2.2. Rendimiento del sistema: . . . . .	102
7.2.3. Topologías de referencia: . . . . .	102
7.3. Propiedad Intelectual e Industrial. . . . .	102
7.3.1. Derechos de autor: . . . . .	102
7.3.2. Uso de diseños preexistentes: . . . . .	103
7.3.3. Consideraciones sobre patentabilidad: . . . . .	103
8. ENTORNO SOCIO-ECONÓMICO . . . . .	104
8.1. Presupuesto . . . . .	104
8.1.1. Costes Materiales . . . . .	104
8.1.2. Costes de personal . . . . .	104
8.1.3. Presupuesto total . . . . .	105
8.2. Impacto Socio-Económico . . . . .	105
BIBLIOGRAFÍA . . . . .	106



## ÍNDICE DE FIGURAS

2.1 Ejemplos de pedales de buffer de entrada . . . . .	7
2.2 Ejemplos de pedales de boost con buffer de entrada. . . . .	8
2.3 Ejemplos de pedales de distorsión multibanda y ecualización. . . . .	9
3.1 Esquema general de los dispositivos de audio a desarrollar (Elaboración propia) . . . . .	10
3.2 Esquema circuital general de los dispositivos de audio a desarrollar (Elaboración propia) . . . . .	11
3.3 Esquema circuital de la conexión entre la guitarra y la entrada del pedal (Elaboración propia) . . . . .	13
3.4 Esquema circuital de conexión entre la guitarra y un pedal con adaptación de impedancias pobre (Elaboración propia) . . . . .	15
3.5 Esquema circuital de la conexión entre la salida del pedal y la entrada del pedal con adaptación de impedancias pobre (Elaboración propia) . . . . .	15
3.6 Esquema circuital del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	21
3.7 Esquema circuital en pequeña señal del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	24
3.8 Esquema circuital de la red de realimentación modelada como un cuadripolo, del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) .	24
3.9 Esquema en pequeña señal con inclusión de los efectos de carga de la red de retroalimentación, del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	25
3.10 Esquema en pequeña señal con inclusión de los valores de los efectos de carga de la red de retroalimentación, del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	25
3.11 Esquema circuital del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) .	29
3.12 Curva característica de $I_D$ respecto a $V_{GS}$ ([31]) . . . . .	30
3.13 Esquema circuital en pequeña señal del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .	31
3.14 Esquema circuital en tensión continua del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .	33

3.15	Esquema circuital en pequeña señal con inclusión de generador de tensión auxiliar en carga, del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .	38
3.16	Esquema circuital del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .	40
3.17	Esquema circuital simplificado del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .	41
3.18	Esquema circuital en pequeña señal del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .	45
3.19	Esquema circuital de la red de retroalimentación modelada como cuádrupolo del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .	45
3.20	Esquema circuital en pequeña señal con inclusión de los efectos de carga de la red de retroalimentación, del buffer con distorsión (Elaboración propia)	46
3.21	Esquema general funcional del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	50
3.22	Esquema circuital del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	51
3.23	Esquema circuital del bloque de filtro paso alto de segundo orden Sallen-Key, del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)	53
3.24	Esquema circuital del filtro paso bajo de segundo orden Sallen-Key, del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	55
3.25	Esquema circuital del filtro paso banda de segundo orden Sallen-Key, del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	58
3.26	Esquema circuital del sumador inversor, del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	61
3.27	Esquema circuital del inversor, del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	62
4.1	Directivas Spice de los distintos análisis simulados (Elaboración propia) .	65
4.2	Fuente de tensión sinusoidal simulada (Elaboración propia) . . . . .	66
4.3	Fuente de tensión continua simulada (Elaboración propia) . . . . .	66
4.4	Esquemático del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	67
4.5	Salida cargada del buffer basado en amplificador operacional. (Elaboración propia) . . . . .	69
4.6	Esquemático del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .	70
4.7	Salida cargada del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .	72

4.8	Esquemático del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .	73
4.9	Potenciómetro de distorsión al máximo para el buffer condistorsión (Elaboración propia) . . . . .	74
4.10	Salida cargada del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .	75
4.11	Esquemático del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	76
4.12	Simulación del timbre de una guitarra (Elaboración propia) . . . . .	78
4.13	Modificación de la directiva de análisis transitorio (Elaboración propia) . .	78
5.1	Configuración de la fuente de tensión continua (Elaboración propia) . . .	80
5.2	Configuración del generador de tensión sinusoidal (Elaboración propia) .	81
5.3	Configuración y prueba del osciloscopio (Elaboración propia) . . . . .	81
5.4	Circuito de prueba del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	83
5.5	Inclusión de resistencia de prueba de entrada en el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	84
5.6	Inclusion de la resistencia de prueba de salida para el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	85
5.7	Inclusión de carga en el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	86
5.8	Circuito de prueba del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) .	87
5.9	Inclusión de la resistencia de prueba de entrada para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .	88
5.10	Inclusión de la resistencia de prueba de salida para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .	88
5.11	Inclusión de carga para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)	89
5.12	Circuito de prueba del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . .	90
5.13	Inclusión de la resistencia de prueba de entrada para el buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .	91
5.14	Inclusión de la resistencia de prueba de salida para el buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .	92
5.15	Inclusión de carga para el buffer con distorsión (Elaboración propia) . .	93
5.16	Circuito de prueba del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	94

5.17	Inclusión de la resistencia de prueba de entrada para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	95
5.18	Inclusión de la resistencia de prueba de salida para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	96
5.19	Inclusión de carga para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	98
A.1	Tensión $V_-$ en el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	
A.2	Tensión $V_+$ en el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	
A.3	Tensión de entrada del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	
A.4	Tensión de salida del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	
A.5	Onda de $V_-$ en el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	
A.6	Onda de $V_+$ en el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	
A.7	Onda de la tensión de entrada en el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	
A.8	Onda de la tensión de salida en el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	
A.9	Espectro de $V_-$ en el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	
A.10	Espectro de $V_+$ en el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	
A.11	Espectro de la tensión de entrada en el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	
A.12	Espectro de la tensión de salida en el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	
A.13	Espectros de entrada y salida con inclusión de carga para el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	
A.14	Ondas de entrada y salida con inclusión de carga para el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	
A.15	Tensión $V_g$ del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .	

A.16 Tensión $V_s$ del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .
A.17 Tensión de entrada del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . .
A.18 Tensión de salida del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . .
A.19 Onda de $V_g$ para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . .
A.20 Onda de $V_s$ para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . .
A.21 Onda de entrada para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) .
A.22 Onda de salida para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . .
A.23 Espectro de $V_g$ para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . .
A.24 Espectro de $V_s$ para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . .
A.25 Espectro de entrada para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)
A.26 Espectro de salida para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)
A.27 Espectros de entrada y salida con inclusión de carga para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .
A.28 Ondas de entrada y salida con inclusión de carga para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .
A.29 Tensión $V_-$ del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .
A.30 Tensión $V_+$ del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .
A.31 Tensión de referencia en la red de retroalimentación del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .
A.32 Comparativa de las tensiones $V_-$ y de salida del amplificador operacional para el buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .
A.33 Tensión de entrada para el buffer con distorsión (Elaboración propia) . .
A.34 Tensión de salida para el buffer con distorsión (Elaboración propia) . . .
A.35 Ondas de entrada y salida con distorsión máxima para el buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .
A.36 Espectros de entrada y salida para el buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .
A.37 Ondas de entrada y salida con distorsión máxima con inclusión de carga para el buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .
A.38 Espectros de entrada y salida con inclusión de carga para el buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .
A.39 Tensión $V_+$ del bloque buffer de entrada para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .

A.40 Tensión del nodo de suma del bloque sumador para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
A.41 Tensión de la rama de frecuencias agudas del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
A.42 Tensión de la rama de frecuencias bajas del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
A.43 Tensión de la rama de frecuencias medias del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
A.44 Tensión de entrada del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
A.45 Tensión de salida del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
A.46 Ondas de entrada y salida del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
A.47 Ondas de entrada y salida con distorsión máxima en frecuencias agudas del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . .
A.48 Ondas de entrada y salida con distorsión máxima en frecuencias bajas del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . .
A.49 Ondas de entrada y salida con distorsión máxima en frecuencias medias del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia). .
A.50 Ondas de entrada y salida con realce de frecuencias agudas para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
A.51 Ondas de entrada y salida con atenuación de frecuencias agudas para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . .
A.52 Ondas de entrada y salida con realce de frecuencias bajas para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
A.53 Ondas de entrada y salida con atenuación de frecuencias bajas para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . .
A.54 Ondas de entrada y salida con realce de frecuencias medias para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
A.55 Ondas de entrada y salida con atenuación de frecuencias medias para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . .
A.56 Espectros de las tres bandas frecuenciales y la salida para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .

A.57 Espectros de las tres bandas frecuenciales y la salida con distorsión máxima en agudos para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	.....
A.58 Espectros de las tres bandas frecuenciales y la salida con distorsión máxima en bajos para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	.....
A.59 Espectros de las tres bandas frecuenciales y la salida con distorsión máxima en medios para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	.....
A.60 Espectros de las tres bandas frecuenciales y la salida con atenuación en agudos para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	.....
A.61 Espectros de las tres bandas frecuenciales y la salida con realce en agudos para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)	.....
A.62 Espectros de las tres bandas frecuenciales y la salida con atenuación en bajos para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	.....
A.63 Espectros de las tres bandas frecuenciales y la salida con realce en bajos para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)	.....
A.64 Espectros de las tres bandas frecuenciales y la salida con atenuación en medios para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	.....
A.65 Espectros de las tres bandas frecuenciales y la salida con realce en medios para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)	.....
A.66 Ondas de entrada y salida con inclusión de carga para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	.....
A.67 Espectros de las tres bandas frecuenciales y la salida con inclusión de carga para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	.....
B.68 Medición de la tensión a la entrada del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	.....
B.69 Valor de la tensión a la entrada del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	.....
B.70 Medición de la tensión a la salida del operacional del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	.....
B.71 Valor de la tensión a la salida del operacional del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	.....

B.72	Medición de la tensión a la salida del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .
B.73	Valor de la tensión a la salida del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .
B.74	Onda a la salida del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .
B.75	Onda a la salida con impedancia de prueba a la entrada del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .
B.76	Onda a la salida con impedancia de prueba a la salida del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .
B.77	Onda a la salida con carga del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .
B.78	Onda a la salida a 20Hz del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .
B.79	Onda a la salida a 50Hz del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .
B.80	Onda a la salida a 100Hz del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .
B.81	Onda a la salida a 200Hz del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .
B.82	Onda a la salida a 500Hz del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .
B.83	Onda a la salida a 1kHz del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .
B.84	Onda a la salida a 2kHz del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .
B.85	Onda a la salida a 5kHz del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .
B.86	Onda a la salida a 10kHz del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .
B.87	Onda a la salida a 20kHz del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .
B.88	Medición de la tensión a la entrada del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .
B.89	Valor de la tensión a la entrada del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .

B.90	Medición de la tensión a la fuente del MOSFET del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .
B.91	Valor de la tensión a la fuente del MOSFET del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .
B.92	Medición de la tensión al drenador del MOSFET del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .
B.93	Valor de la tensión al drenador del MOSFET del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .
B.94	Onda a la salida del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .
B.95	Onda a la salida con impedancia de prueba a la entrada del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .
B.96	Onda a la salida con impedancia de prueba a la salida del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .
B.97	Onda a la salida cargada del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)
B.98	Onda a la salida a 20Hz del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)
B.99	Onda a la salida a 50Hz del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)
B.100	Onda a la salida a 100Hz del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .
B.101	Onda a la salida a 200Hz del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .
B.102	Onda a la salida a 500Hz del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .
B.103	Onda a la salida a 1kHz del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)
B.104	Onda a la salida a 2kHz del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia).
B.105	Onda a la salida a 5kHz del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)
B.106	Onda a la salida a 10kHz del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia). . . . .
B.107	Onda a la salida a 20kHz del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .
B.108	Medición de la tensión a la entrada del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .
B.109	Valor de la tensión a la entrada del buffer con distorsión (Elaboración propia)
B.110	Medición de la tensión a la salida del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .

B.111	Valor de la tensión a la salida del buffer con distorsión (Elaboración propia)
B.112	Primera posición (valor mínimo) del potenciómetro del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .
B.113	Onda de salida con la primera posición (valor mínimo) del potenciómetro del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .
B.114	Segunda posición del potenciómetro del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .
B.115	Onda de salida con la segunda posición del potenciómetro del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .
B.116	Tercera posición del potenciómetro del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .
B.117	Onda de salida con la tercera posición del potenciómetro del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .
B.118	Cuarta posición del potenciómetro del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .
B.119	Onda de salida con la cuarta posición del potenciómetro del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .
B.120	Onda de salida con la impedancia de prueba de entrada para el buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .
B.121	Onda de salida con la impedancia de prueba de salida para el buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .
B.122	Onda de salida cargada del buffer con distorsión (Elaboración propia) . .
B.123	Onda de salida para 20Hz del buffer con distorsión (Elaboración propia) . .
B.124	Onda de salida para 50Hz del buffer con distorsión (Elaboración propia) .
B.125	Onda de salida para 100Hz del buffer con distorsión (Elaboración propia)
B.126	Onda de salida para 200Hz del buffer con distorsión (Elaboración propia)
B.127	Onda de salida para 500Hz del buffer con distorsión (Elaboración propia)
B.128	Onda de salida para 1kHz del buffer con distorsión (Elaboración propia) .
B.129	Onda de salida para 2kHz del buffer con distorsión (Elaboración propia) .
B.130	Onda de salida para 5kHz del buffer con distorsión (Elaboración propia) .
B.131	Onda de salida para 10kHz del buffer con distorsión (Elaboración propia)
B.132	Onda de salida para 20kHz del buffer con distorsión (Elaboración propia)
B.133	Medición de la tensión a la salida del buffer de entrada del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .

B.134	Valor de la tensión a la salida del buffer de entrada del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.135	Medición de la tensión del bloque de distorsión para agudos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.136	Valor de la tensión del bloque de distorsión para agudos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.137	Medición de la tensión del operacional del filtro para agudos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.138	Valor de la tensión del operacional del filtro para agudos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.139	Medición de la tensión del bloque de distorsión para bajos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.140	Valor de la tensión del bloque de distorsión para bajos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.141	Medición de la tensión del operacional del filtro para bajos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.142	Valor de la tensión del operacional del filtro para bajos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.143	Medición de la tensión del bloque de distorsión para medios del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.144	Valor de la tensión del operacional del filtro para medios del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.145	Medición de la tensión del operacional del filtro para medios del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.146	Valor de la tensión del operacional del filtro para medios del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.147	Medición de la tensión del operacional sumador del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.148	Valor de la tensión del operacional sumador del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.149	Medición de la tensión a la salida del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.150	Valor de la tensión a la salida del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.151	Medición de la tensión del operacional divisor de tensión del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .

B.152	Valor de la tensión del operacional divisor de tensión del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.153	Configuración del generador de tensión sinusoidal para 90Hz (Elaboración propia). . . . .
B.154	Onda de salida para 90Hz sin distorsión del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.155	Aumento de la posición del potenciómetro de bajos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.156	Onda de salida para el aumento de distorsión en bajos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.157	Configuración del generador de tensión sinusoidal para 450Hz (Elaboración propia) . . . . .
B.158	Onda de salida para 450Hz sin distorsión del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.159	Aumento de la posición del potenciómetro de medios del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.160	Onda de salida para el aumento de distorsión en medios del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.161	Configuración del generador de tensión sinusoidal para 1kHz (Elaboración propia) . . . . .
B.162	Onda de salida para 1kHz sin distorsión del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.163	Aumento de la posición del potenciómetro de agudos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.164	Onda de salida para el aumento de distorsión en agudos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.165	Onda de salida con impedancia de prueba de entrada del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.166	Onda de salida con impedancia de prueba de salida del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.167	Onda de salida cargada del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.168	Onda de salida para 20Hz del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
B.169	Onda de salida para 50Hz del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .

- B.170Onda de salida para 100Hz del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
- B.171Onda de salida para 200Hz del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
- B.172Onda de salida para 500Hz del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
- B.173Onda de salida para 1kHz del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
- B.174Onda de salida para 2kHz del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
- B.175Onda de salida para 5kHz del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
- B.176Onda de salida para 10kHz del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .
- B.177Onda de salida para 20kHz del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .



## ÍNDICE DE CUADROS

4.1	Valores simulados de tensión continua para el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	68
4.2	Valores simulados de tensión alterna y continua para el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	68
4.3	Valores simulados en amplitud y fase de las tensiones del buffer basado en operacional (Elaboración propia) . . . . .	69
4.4	Valores simulados en amplitud de entrada y salida cargada del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	69
4.5	Valores simulado de entrada y salida cargada en amplitud y fase del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	70
4.6	Valores simulados de tensión continua para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .	71
4.7	Valores simulados de tensión alterna y continua para el buffer basado en MOSFET(Elaboración propia) . . . . .	71
4.8	Valores simulados de amplitud y fase del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .	72
4.9	Valores simulados de amplitud de entrada y salida cargada del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .	72
4.10	Valores simulados de amplitud y fase de entrada y salida cargada del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia) . . . . .	73
4.11	Valores simulados de tensión continua del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .	74
4.12	Valores simulados de amplitud de entrada y salida del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .	74
4.13	Valores simulados de amplitud y fase de entrada y salida del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .	75
4.14	Valores simulados en amplitud de entrada y salida cargada del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .	75
4.15	Valores simulados de amplitud y fase de entrada y salida cargada del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .	76
4.16	Valores simulados de tensión continua del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	77

4.17 Valores simulados de amplitud, fase y frecuencia de corte del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	77
5.1 Tabla de valores de frecuencia para el barrido frecuencial (Elaboración propia) . . . . .	83
5.2 Barrido frecuencial para el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia) . . . . .	85
5.3 Barrido frecuencial para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)	89
5.4 Barrido frecuencial del buffer con distorsión (Elaboración propia) . . . . .	92
5.5 Valores de ganancia para las tres frecuencias, para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	97
5.6 Barrido frecuencial para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia) . . . . .	97
8.1 Costes materiales estimados (Elaboración propia) . . . . .	104
8.2 Costes de personal estimados (Elaboración propia) . . . . .	104
8.3 Presupuesto total estimado (Elaboración propia) . . . . .	105



## 1. INTRODUCCIÓN

El mundo del audio, especialmente a nivel técnico, requiere de tecnologías y diseños bastante exigentes en cuanto a calidad para su procesamiento auditivamente satisfactorio. Esto engloba desde altavoces, codificadores de audio, reproductores de vinilo y de disco compacto, instrumentos musicales y sus amplificadores, cadenas de efectos y demás.

Un caso particular de bastante interés es el de las tecnologías para guitarras eléctricas. A grandes rasgos, en lo que respecta a la captación de la señal acústica y su conversión a su correspondiente señal eléctrica, estas consisten en un cuerpo de madera con un mástil del mismo material al cual se le ajustan cuerdas metálicas tensadas a lo largo de ellos. Al provocar una excitación de las mismas (por ejemplo, al tocar un acorde), sus pastillas de bobina captan la perturbación generada por estas en su campo magnético. La vibración resultante provoca un cambio proporcional en el flujo magnético, que a su vez, según la Ley de Faraday, induce una corriente en el alambre de cobre que conforma el bobinado de la pastilla, lo que se traduce en una salida de baja tensión (unos pocos cientos de milivoltios). Esta señal luego es transmitida a través del cable jack al que se enchufa la guitarra para su posterior procesamiento, ya sea mediante una pedalera (una cadena de efectos diversos), o directamente a un amplificador. [1]

Es habitual entre músicos de guitarra eléctrica que tengan en su posesión una pedalera, gracias a la versatilidad de efectos que es capaz de aportar al timbre de la guitarra. Es, verdaderamente, un elemento que expande la creatividad de los músicos en general, ya que no está limitado a guitarras, sino que puede aprovecharse a cualquier instrumento que posea una salida jack.

Una pedalera consiste, como su nombre delata, en un número de unidades de pedal conectados entre sí en serie, siendo la entrada de todo el sistema la señal de la guitarra eléctrica, y la salida, comúnmente, un amplificador. Estos pedales ofrecen efectos como distorsión, reverberación, retardos, chorus, y muchos otros. Su uso se ha expandido en gran medida desde el auge de la música rock y la psicodelia de la década de 1960 y 1970. [2]

Este *boom* en su uso conllevó a una masificación de los diseños de pedales clásicos para conseguir los efectos ya listados, y cualquier combinación imaginable de ellos. Sin embargo, en parte debido a las limitaciones tecnológicas del siglo pasado y a este auge musical, se diseñaron e implementaron muchos pedales que no necesariamente tenían las características adecuadas para procesar la señal de la guitarra sin pérdidas de tono (fenómeno conocido como *tone suck*), con lo que la coloración tonal de la guitarra se veía afectado, además de presentar pérdidas en amplitud, lo que se traduce en un menor volumen. [3]

Ese es el caso para pedales vintage de fuzz, efecto *wah*, compresión y demás, por

ejemplo [4]. A pesar de ello, son ampliamente utilizados por guitarristas por su sonido característico, clásico e icónico. Es por esta razón que se han desarrollado tecnologías de compensación y acondicionado de la señal de guitarra para poder aprovecharlos al máximo sin perjudicar la señal de la guitarra.

## 1.1. Motivación

En cuanto a sonidos interesantes y característicos respecta en el ámbito de la música (en particular para los guitarristas), la calidad es segundo, y primero la personalidad del sonido según el guitarrista. Aunque esto es de vital importancia para mantener la autenticidad artística del músico, es una lástima en lo que respecta a la calidad del audio en sí, ya que esta personalidad artística puede estar presente y aprovecharse aún más si la señal de audio está acondicionada y tratada de la mejor manera posible.

Por ello, como se comentó anteriormente, han surgido tecnologías de acondicionamiento de señal que consiguen este propósito, y se han implementado en circuitos de pedales tanto analógicos como digitales que se incorporan en la cadena pedalera, marcando una mejora indudable.

Interesa en este caso un diseño analógico debido a la creciente inclinación por parte de muchos músicos en volver a un procesamiento más orgánico de sus instrumentos, a pesar de las evidentes ventajas, versatilidad y calidad de los procesadores de audio digitales. Esto no solo se ve en el ámbito de los pedales de guitarra; por ejemplo, hoy en día los discos de vinilo y sus respectivos reproductores están en un claro auge por estas mismas razones.

Los diseños analógicos sacan provecho de las características no lineales inherentes de componentes como transistores, tubos y demás para dar saturaciones que presentan tonos considerados como clásicos, pues son los que caracterizan los sonidos musicales de los inicios de la electrificación de los instrumentos musicales. Además, suelen ser circuitos que implementan una gran variedad de funcionalidades de manera sencilla y más intuitiva en comparación a los digitales, puesto que no requieren programación ni procesamiento excesivo, lo cual a menudo conlleva a una mayor complejidad que varios músicos tienden a evitar. En el ámbito musical se habla a menudo de la calidez del sonido analógico [5].

En esta misma línea, en el presente proyecto se pretende sacar provecho de esas cualidades inherentes analógicas, para conseguir un circuito a modo de pedal de guitarra que resuelva problemas como el *tone suck* y la pérdida de volumen debidos al diseño no optimizado de otros pedales, y además (sin modificar esta funcionalidad básica), suministrar funcionalidades adicionales como una distorsión tipo *boost* y *overdrive* en bandas frecuenciales (efecto poco común), y un ecualizador sencillo, incorporados en el mismo diseño.

## 1.2. Objetivos

Principalmente, el objetivo de este trabajo es desarrollar un pedal de guitarra analógico que mejore lo máximo posible la señal para su posterior procesamiento por otros pedales de efectos, además de permitir al usuario customizar el sonido a su gusto con distorsión por bandas frecuenciales y un ecualizador simple. Para ello se sacará provecho de diversas topologías de circuitos analógicos vistos a lo largo de la carrera, en búsqueda de un diseño compacto y eficiente. Se diseñarán prototipos desde la funcionalidad más básica, hasta uno más global que incorpore las características más complejas. Entonces, sublimados a este objetivo principal, se desglosan una serie de objetivos más concretos:

- Diseño de un circuito analógico de audio para adaptar impedancias de entrada y salida.
- Diseño de un circuito analógico de audio para adaptar impedancias con posibilidad de suministrar distorsión.
- Diseño de un circuito analógico de audio para adaptar impedancias con posibilidad de suministrar distorsión en bandas frecuenciales y ecualizador.
- Uso del software LTSpice para simular dichos circuitos y comprobar su correcto funcionamiento.
- Medidas en laboratorio de los prototipos de los circuitos, implementados en proto-boards, para caracterizar sus parámetros.

## 1.3. Estructura del documento

El presente trabajo está organizado jerárquicamente en una serie de capítulos, secciones y sub-secciones a modo de garantizar el desarrollo y la lectura coherentes de los distintos estudios y pruebas realizados. Estos capítulos son:

- **Introducción:** Es el capítulo actual. Se presenta la idea principal del proyecto, además de las motivaciones detrás de él, los objetivos a alcanzar, y la estructura del documento.
- **Estado del Arte:** Consiste en un capítulo dedicado a la definición de los conceptos relevantes: Pedal de Efectos, Input Buffer, Distorsión tipo Boost/Overdrive y Distorsión Multibanda con Ecualizador. Además, presenta una breve historia de los pedales de efectos, y un estudio de mercado de versiones comerciales de los pedales a desarrollar en este proyecto.
- **Análisis y Marco Teórico:** En este, se detalla extensamente toda la teoría necesaria para enmarcar el análisis y diseño de los distintos pedales a desarrollar, además de las herramientas y tecnologías empleadas.

- **Simulación de los Circuitos en LTSpice:** Es la documentación de los resultados obtenidos tras ejecutar las simulaciones de los esquemáticos de cada pedal, con la configuración de cada simulación y análisis, gráficas resultantes, datos relevantes y demás.
- **Pruebas en Laboratorio:** Es un capítulo dedicado a la documentación de la realización en laboratorio de electrónica, de las distintas pruebas correspondientes de los circuitos montados en placas de prueba. Detalla en qué consistieron dichas pruebas, la configuración de los equipos utilizados, fotografías de los circuitos y las mediciones de resultados, consideraciones tomadas, entre otros.
- **Conclusiones:** Detalladas para cada pedal, describiendo sus prestaciones y en qué medida se cumplieron los objetivos planteados en el capítulo de introducción tras sus diseños y pruebas, además de posibles mejoras a futuro.
- **Marco Regulador:** Es un estudio de la legislación aplicable al trabajo, los estándares técnicos empleados, y la consideración de la propiedad intelectual e industrial del proyecto.
- **Entorno Socio-Económico:** Se presenta un presupuesto estimado a partir de los costes de material y de personal, y un estudio del impacto socio-económico que el proyecto podría presentar.

## **2. ESTADO DEL ARTE**

### **2.1. Definición, historia e implementaciones de los Pedales de Efectos, particularmente Input Buffer, Boost/Overdrive Multibanda y Ecualizadores**

El contenido del capítulo en cuestión abordará exactamente qué es un pedal de efectos musical, y en qué consiste un Input Buffer, un Boost Multibanda y un Ecualizador. Además, se procederá a describir sus historias y cómo han evolucionado con el paso del tiempo, junto a las herramientas empleadas para llevar a cabo el presente trabajo.

#### **2.1.1. Definiciones**

En esta sección se pretende detallar las definiciones pertinentes al proyecto y su historia, además de dar ejemplos de implementaciones de los mismos.

##### **Pedal de efectos**

Un pedal de efectos, como su nombre sugiere, es un dispositivo electrónico capaz de procesar una señal de audio para su posterior amplificación. Son principalmente utilizados para dar efectos diversos al sonido de una guitarra eléctrica, como retardos, reverberaciones, distorsión, ecualización y un sin fin de procesados novedosos [6].

Puesto que al tocar guitarra ambas manos se mantienen ocupadas, los dispositivos se colocan en el suelo a modo de facilitar su encendido y apagado mediante botones para pisar; de ahí que se les denomine como pedal. Lo común es adecuar los parámetros al gusto del usuario antes de empezar a tocar, de manera que solo sea necesario encender o apagar el efecto mientras interpreta la música.

##### **Input Buffer**

Un Input Buffer, o en español, un búfer de entrada, es un circuito capaz de amortizar las pérdidas de señal. Las minimizándolas todo lo posible, para su posterior procesamiento satisfactorio [7]. Esto se consigue eléctricamente adaptando la impedancia de salida de la guitarra, y la impedancia de entrada del siguiente pedal. Se indagará sobre los valores particulares de esta situación en el análisis teórico pertinente.

##### **Distorsión Boost/Overdrive**

En términos generales, una distorsión corresponde con un cambio de la forma de onda de una señal; es decir, una modificación no lineal de la misma, generando armónicos

nuevos. Musicalmente, esto se aprecia como la saturación y recorte de la señal de guitarra, provocando un sonido áspero y duro, típico de la música rock, por ejemplo.

Las distorsiones a trabajar en este proyecto serán las de tipo Boost y Overdrive. La diferencia clave entre ambas es que el Boost tan solo incrementa la amplitud para conseguir un volumen mayor. El Overdrive puede verse como la continuación de este efecto: Si se incrementa lo suficiente la ganancia de manera gradual, el sistema empieza a saturar, generando armónicos nuevos y recortes leves de la señal. Se emplea principalmente para causar esa saturación relativamente leve antes de una etapa de distorsión más agresiva, ya sea por parte de un amplificador u otro pedal [8].

### **Distorsión Boost/Overdrive Multibanda**

Consiste en suministrar distorsión de los tipos descritos anteriormente, de manera independiente a distintas bandas frecuenciales de la señal; por ejemplo, distorsionando frecuencias graves, y manteniendo limpias las frecuencias superiores.

Es un efecto poco común en el mundo de los pedales de guitarra, y representa la aportación relativamente novedosa de este proyecto.

### **Ecualizador**

Es un dispositivo capaz de atenuar o amplificar ciertas zonas de un espectro sonoro según lo deseé el usuario, manteniendo limpia la señal. Su utilidad es vasta, y permite al usuario modificar la señal en frecuencia a su gusto. Por ejemplo, una guitarra eléctrica con una sensación de frecuencias agudas muy pronunciadas puede suavizarse disminuyendo la amplitud de la zona frecuencial correspondiente, resultando en un sonido más agradable al oído.

#### **2.1.2. Historia de los Pedales de Efectos**

Los pedales de efectos surgieron como una extensión de la experimentación sonora durante el siglo XX. Sus orígenes se remontan a las décadas de 1940 y 1950, cuando ingenieros y músicos comenzaron a manipular las señales eléctricas de los instrumentos para alterar su sonido. Los primeros efectos, como el tremolo (DeArmond Tremolo Control, 1948) y el reverb de muelles, fueron incorporados inicialmente en amplificadores [6].

En los años 1960 aparecieron los primeros pedales independientes, facilitando a los guitarristas controlar sus efectos en tiempo real. Destacan el Maestro FZ-1 Fuzz-Tone (1962), uno de los primeros pedales de distorsión (fuzz), popularizado por canciones como Satisfaction de The Rolling Stones. Posteriormente surgieron otros efectos clásicos: el wah-wah (Cry Baby, 1966), el delay de cinta, el phaser (Univibe), y los primeros overdrive

(Ibanez Tube Screamer, 1979) [2].

Durante los años 1970 y 1980, con el auge del rock, el metal y la música experimental, se expandió la oferta de efectos, incluyendo chorus, flanger, compressor y eco digital [9]. Marcas como Boss, Electro-Harmonix y MXR fueron clave en esta etapa.

Con el desarrollo digital en los años 1990 y 2000, los pedales multiefectos y las emulaciones digitales permitieron recrear múltiples efectos en una sola unidad [6]. Hoy en día coexisten tanto diseños digitales como pedales analógicos clásicos, ofreciendo una gran variedad de opciones para músicos de todos los géneros.

### 2.1.3. Implementaciones en el Mercado

#### Pedales Input Buffer

- **JHS Little Black Buffer:** Es un pedal de buffer diseñado para preservar la integridad de la señal de guitarra a lo largo de cadenas largas de efectos. Ofrece una alta impedancia de entrada (aproximadamente  $1 \text{ M}\Omega$ ) y baja impedancia de salida. Así garantiza pérdidas mínimas y una respuesta plana sin coloración tonal. Presenta un formato minimalista [10].
- **Radial StageBug SB-15 Tailbone:** Es un buffer que consigue una señal limpia, sin distorsión armónica perceptible, diseñado especialmente para escenarios profesionales. Incluye funciones adicionales como alimentación de pedales de alta corriente y aislamiento de masa [11].
- **TC Electronic BonaFide Buffer:** Es un pedal de buffer con una impedancia de entrada de  $1 \text{ M}\Omega$  y salida inferior a  $100 \Omega$ . Presenta bajo consumo, y tiene un formato compacto [12].



(a) JHS Little Black Buffer  
([10])



(b) Radial StageBug SB-15  
Tailbone ([11])



(c) TC Electronic BonaFide  
Buffer ([12])

Fig. 2.1. Ejemplos de pedales de buffer de entrada

## Pedales Input Buffer con Booster/Overdrive

- **Xotic EP Booster:** Aunque concebido principalmente como un *booster*, el Xotic EP Booster funciona como buffer gracias a su alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida, preservando la integridad de la señal. Está basado en el pre-amplificador del Echoplex EP-3, y proporciona hasta +20 dB de ganancia con un leve enriquecimiento armónico característico, lo que resulta útil tanto para compensación de nivel como para añadir color musical [13].
- **Suhr Koko Boost:** Este combina un buffer de entrada de alta calidad con dos etapas de realce: un *clean boost* transparente y un *mid boost* selectivo que enfatiza frecuencias medias para destacar en mezcla. Su circuito de buffer asegura una preservación óptima de la señal incluso con cadenas de efectos largas o cables de alta capacitancia [14].
- **Mesa Boogie Tone-Burst:** El Tone-Burst incorpora un buffer de entrada activo seguido de un circuito de boost transparente y de bajo ruido, capaz de ofrecer hasta +20 dB de ganancia sin afectar la respuesta tonal original. Su diseño permite emplearlo tanto como buffer inicial en la cadena de efectos como herramienta para realzar la señal sin coloración perceptible [15].



(a) Xotic EP Booster ([13])



(b) Suhr Koko Boost ([14])



(c) Mesa Boogie Tone-Burst ([15])

Fig. 2.2. Ejemplos de pedales de boost con buffer de entrada.

## Pedales Input Buffer con Booster/Overdrive Multibanda y Ecualizador

- **Empress Multidrive:** Es un pedal de distorsión multibanda que divide la señal en tres bandas de frecuencia (bajas, medias y altas), procesadas de forma independiente mediante circuitos de fuzz, overdrive y distorsión. Permite mezclar cada banda de forma individual, ofreciendo un control preciso sobre el carácter armónico global y facilitando una gran versatilidad tonal adaptable a diferentes instrumentos y estilos musicales [16].

- **Source Audio L.A. Lady Overdrive:** Emplea procesamiento digital avanzado para ofrecer múltiples algoritmos de distorsión multibanda, incluyendo simulaciones de overdrive, fuzz y distorsión con controles de ecualización paramétrica. Gracias a su conectividad Neuro Hub, permite editar parámetros avanzados, gestionar presets y realizar procesamiento multibanda detallado desde software externo [17].
- **Darkglass Microtubes X:** Es un pedal de distorsión multibanda orientado especialmente a bajos eléctricos, pero aplicable también a guitarra. Divide la señal en dos bandas mediante filtros de paso bajo y paso alto ajustables, permitiendo distorsionar principalmente las frecuencias altas mientras mantiene la claridad y definición de las frecuencias graves. Los controles de *Low Pass*, *High Pass*, *Mix* y *Mids* dan una distorsión bien definida [18].



Fig. 2.3. Ejemplos de pedales de distorsión multibanda y ecualización.

### 3. ANÁLISIS Y MARCO TEÓRICO

Este capítulo presenta el proceso de diseño de los distintos circuitos, los requisitos que cumplen, sus topologías, y sus características específicas que los adecuan para su uso como pedales de efectos para audio.

#### 3.1. Herramientas y Tecnologías Empleadas

El enfoque de este desarrollo es analógico, por lo que los circuitos en cuestión están compuestos en su totalidad por elementos electrónicos de esa índole: resistencias, capacitores, amplificadores operacionales, potenciómetros y transistores.

Para comprobar el funcionamiento correcto de cada circuito se empleó el programa LTSpice, que permite simular circuitos electrónicos con todas las especificaciones necesarias bajo distintos tipos de análisis: análisis frecuencial, análisis temporal y análisis del punto de trabajo.

Para la implementación de los circuitos, se utilizaron protoboards con los componentes necesarios, y se llevaron a cabo pruebas de medición para su caracterización; esto es: medición de impedancias de entrada y de salida, medición de la ganancia y barrido frecuencial. Estas pruebas se llevaron a cabo en las instalaciones de laboratorio de electrónica del MakerSapce, en la Universidad Carlos III de Madrid, campus Leganés.

#### 3.2. Análisis Teórico y Diseño

En este capítulo se detalla el desarrollo teórico de cada uno de los circuitos propuestos. Primero se trabajaron los Input Buffer, del que hay dos versiones: uno basado en amplificador operacional, y otro basado en transistor MOSFET; posteriormente el Input Buffer con distorsión; y finalmente el Input Buffer con distorsión por bandas frecuenciales y ecualizador sencillo. Se plantearon de manera que cada uno es una extensión en funcionalidad respecto al anterior, siendo el Input Buffer a secas la fundación más básica de los demás.

A grosso-modo, los circuitos a desarrollar están compuestos por los mismos bloques generales:

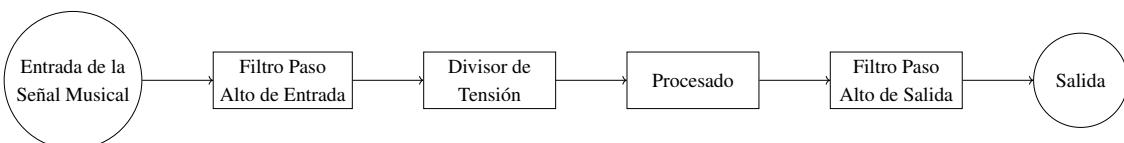


Fig. 3.1. Esquema general de los dispositivos de audio a desarrollar (Elaboración propia)

- **Entrada de la Señal Musical:** Modelada teóricamente por un generador de tensión sinusoidal. Típicamente una guitarra eléctrica posee como amplitud unos pocos cientos de milivoltios, por lo que la señal modelada seguirá esta proporción en amplitud. Su frecuencia puede ser desde 20Hz hasta 20kHz (rango audible) [19].
- **Filtro Paso Alto de Entrada y Divisor de Tensión:** Es necesario un bloque de filtro paso alto para eliminar cualquier componente continua que pueda poseer la señal de entrada, puesto que puede desestabilizar el funcionamiento del circuito. En su parte compleja estará conformado por un condensador, y en su parte resistiva por una impedancia que corresponderá con la impedancia equivalente de dos resistencias que forman un divisor de tensión, con la finalidad de definir la impedancia de entrada del sistema y fijar el punto de trabajo respecto a la tensión de alimentación suministrada.
- **Procesado:** Dependerá del circuito en cuestión. La funcionalidad más básica que estará presente en todos ellos es la de Buffer de entrada. Sin embargo, se irá extendiendo sobre esta funcionalidad para añadir más utilidad al pedal.
- **Filtro Paso Alto de Salida:** Con el fin de no desestabilizar el circuito del pedal contiguo, es sumamente importante filtrar la componente continua del punto de trabajo suministrada por el divisor resistivo. Por esta razón, se colocará un condensador de valor apropiado para conformar el filtro. Este estará completado al conectar el siguiente pedal, incorporándose la resistencia de carga correspondiente.

En un esquema circuital general, esto se vería de la siguiente manera, tomando el bloque de procesado como una caja negra genérica:

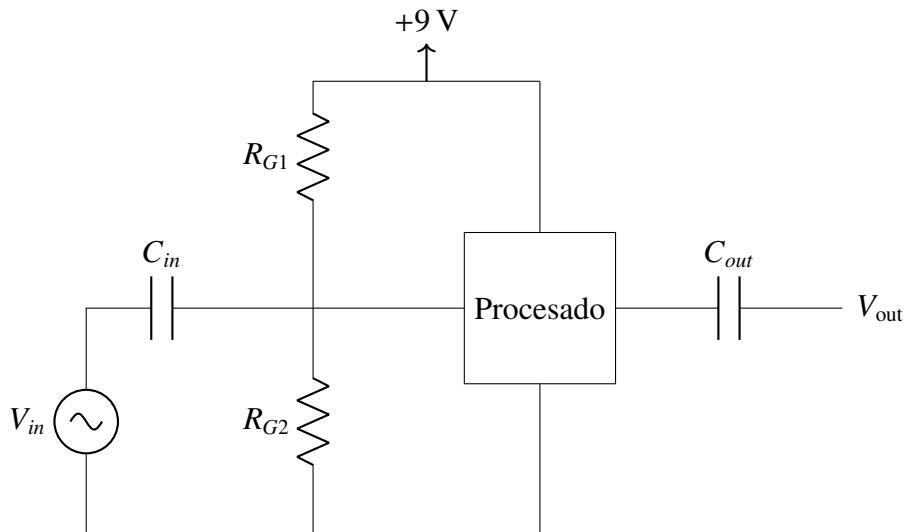


Fig. 3.2. Esquema circuital general de los dispositivos de audio a desarrollar (Elaboración propia)

Donde:

- $C_{in}$ : Desacopla la posible componente continua de la entrada, actuando como un filtro paso alto, en conjunto con  $R_{G1}$  y  $R_{G2}$ .
- $R_{G1}$  y  $R_{G2}$ : Forman el divisor de tensión que, primeramente, ajusta el punto de trabajo del circuito, define la impedancia de entrada de este, y que además completa el filtro paso alto junto a  $C_{in}$  en su parte resistiva.
- $C_{out}$ : Desacopla la componente continua de +4,5V de la señal a la salida del circuito.

Los requisitos que los circuitos deben cumplir son:

- Poseer una alta impedancia de entrada,  $Z_{in}$ .
- Poseer una baja impedancia de salida,  $Z_{out}$ .
- Alimentación de todo el circuito a +9V (alimentación estándar para pedales de guitarra)
- Rango frecuencial adaptado al rango audible, de 20Hz a 20kHz.
- Eliminar posibles componentes DC de la señal de entrada.
- Punto de trabajo a +4,5V para aprovechar todo el rango de 0v a +9V

Adicionalmente, se deberá tomar en cuenta:

- La impedancia de entrada de la etapa de procesado,  $R_i$ , y su conexión al circuito.
- La impedancia de salida de la etapa de procesado,  $R_o$ , y su conexión al circuito.
- Impedancias de entrada típicas de pedales de guitarra,  $R_L$ . Se deberá estudiar el peor caso.
- Impedancias de salida típicas de guitarras eléctricas,  $R_g$ . Se deberá estudiar el peor caso.

**Diseño de  $Z_{in}$**  : Es necesario analizar la conexión de la guitarra eléctrica al pedal.

En todos los diseños planteados en este proyecto, esta conexión se realiza en serie respecto al resto del circuito, con lo que puede modelarse como un divisor de tensión [20]. En él, el generador de tensión  $V_g$  es la señal de guitarra, la impedancia donde se mide la salida es  $Z_{in}$ , y la impedancia restante es la impedancia de salida de la guitarra,  $R_g$ .

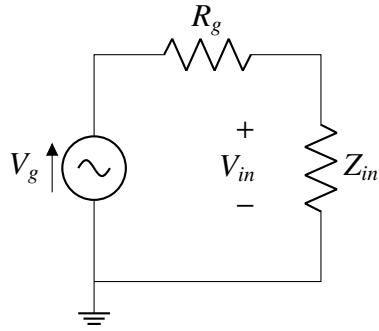


Fig. 3.3. Esquema circuital de la conexión entre la guitarra y la entrada del pedal (Elaboración propia)

La expresión matemática de la tensión que cae en  $R_{in}$  es la siguiente:

$$V_{in} = V_g \cdot \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_g} \quad (3.2.1)$$

Para que  $V_{in}$  sea lo más cercana posible a  $V_g$ ,  $Z_{in}$  debe ser considerablemente mayor a  $R_g$ , de manera que en proporción esta última sea despreciable. En otras palabras, la situación se vuelve desfavorable a partir de que  $R_g$  sea comparable o mayor a  $Z_{in}$ .

La impedancia de salida  $R_g$  varía según el tipo de pastilla (pickup) de la guitarra en cuestión. Aproximadamente, estos serían los valores:

- **Single Coil (bobina simple):** 4 kΩ - 10 kΩ [21]
- **Humbucker (bobina doble):** 8 kΩ - 20 kΩ [22]
- **Pastillas Activas:** 1 kΩ - 10 kΩ [21]
- **Pastillas Piezoelectricas:** 1 MΩ - 5 MΩ [23]

Aunque para las pastillas piezoelectricas se tiene un valor muy alto de  $R_g$ , de hasta 5 MΩ, estas no son de uso común. Las más empleadas son las Single Coil y las Humbucker, con lo que es más sensato tomar como peor caso la pastilla que tenga una  $R_g$  mayor de estas dos; es decir, las Humbucker. Por ello, se estimará  $Z_{in}$  con una  $R_g = 20$  kΩ para maximizar  $V_{in}$ .

Por esta razón, idealmente,  $Z_{in}$  será lo más alta posible. Es deseable minimizar al límite las pérdidas respecto a la entrada, por lo que se realizarán los cálculos con distintos valores de  $Z_{in}$  con el fin de comparar prestaciones. Para asegurar que  $R_{G1} \parallel R_{G2} \approx Z_{in}$  (se verá por qué esto es deseable en el apartado de diseño de  $R_{G1}$  y  $R_{G2}$ ), y por ende que  $R_{G1} \parallel R_{G2} \ll R_i$ , se calculará a partir de 10 veces menos el valor de  $R_i$  más bajo aceptable, que será 10 MΩ; es decir,  $Z_{in} = 1$  MΩ como valor más alto.

Es necesario evaluar cuánta pérdida en  $V_{in}$  es aceptable para un buffer musical de calidad, para decidir a partir de qué umbral no se considerarán valores menores de  $Z_{in}$ . A grandes rasgos y de manera empírica según discusiones en foros musicales en línea [24], se considerará que pérdidas del 1 % son imperceptibles, del 3 % apenas audible en situaciones críticas, del 5 % perceptible mas aceptable, y del 10 % o menor, perceptible y no aceptable. Es decir, el valor umbral para esta situación sería  $V_{in} \approx V_g \cdot 0,90$ .

- $Z_{in} = 1 \text{ M}\Omega$ :

$$V_{in} = V_g \cdot \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_g} = V_g \cdot \frac{1 \times 10^6}{1 \times 10^6 + 20 \times 10^3} \approx V_g \cdot 0,98 \quad (3.2.2)$$

- $Z_{in} = 500 \text{ k}\Omega$ :

$$V_{in} = V_g \cdot \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_g} = V_g \cdot \frac{500 \times 10^3}{500 \times 10^3 + 20 \times 10^3} \approx V_g \cdot 0,96 \quad (3.2.3)$$

- $Z_{in} = 200 \text{ k}\Omega$ :

$$V_{in} = V_g \cdot \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_g} = V_g \cdot \frac{200 \times 10^3}{200 \times 10^3 + 20 \times 10^3} \approx V_g \cdot 0,90 \quad (3.2.4)$$

- $Z_{in} = 100 \text{ k}\Omega$ :

$$V_{in} = V_g \cdot \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_g} = V_g \cdot \frac{100 \times 10^3}{100 \times 10^3 + 20 \times 10^3} \approx V_g \cdot 0,83 \quad (3.2.5)$$

El mejor caso es evidentemente cuando  $Z_{in} = 1 \text{ M}\Omega$ , con tan solo un 2 % de pérdidas. Se evaluará en cada implementación de la etapa de procesado si es viable conseguir este valor, según la  $R_i$  en cuestión y sus posibles efectos de carga.

**Diseño de  $Z_{out}$**  : Ha de considerarse en este caso, en cambio, la conexión entre la salida del circuito y la entrada del siguiente pedal.

Impedancias de entrada de pedal que no superen los 200 kΩ, 10 veces el valor de  $R_g = 20 \text{ k}\Omega$  como mínimo, se consideran como mal adaptadas y presentarán pérdidas significativas [24]. Incluso existen pedales, como el famoso Fulltone '69 Fuzz, con una impedancia de entrada de 40 kΩ, per que gracias al efecto de las perillas de volumen puede llegar a ser tan baja como 10 kΩ [25]; se tomará este como el peor caso.

Si se conecta directamente la guitarra eléctrica con  $R_g = 20 \text{ k}\Omega$  a un Fulltone '69 Fuzz, la situación es bastante precaria: Tan solo se transmitiría aproximadamente un tercio de la señal de guitarra.

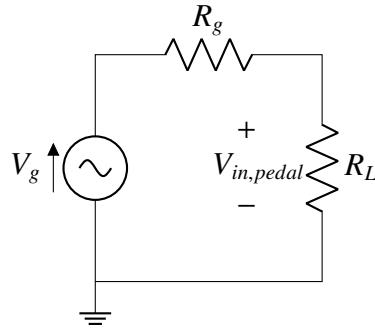


Fig. 3.4. Esquema circuital de conexión entre la guitarra y un pedal con adaptación de impedancias pobre (Elaboración propia)

$$V_{in,pedal} = V_g \cdot \frac{R_L}{R_L + R_g} = V_g \cdot \frac{10 \times 10^3}{10 \times 10^3 + 20 \times 10^3} \approx V_g \cdot 0,33 \quad (3.2.6)$$

Para mejorar esta situación, se colocaría el pedal a desarrollar de por medio. De nuevo, al colocarse en serie, la situación a la salida se modelaría con un divisor de tensión.

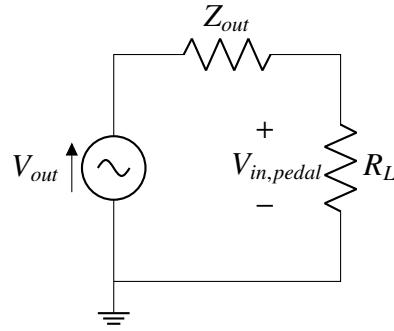


Fig. 3.5. Esquema circuital de la conexión entre la salida del pedal y la entrada del pedal con adaptación de impedancias pobre (Elaboración propia)

Interesa entonces que  $Z_{out}$  sea significativamente menor respecto a  $R_L$ , de manera que:

$$V_{in,pedal} = V_{out} \cdot \frac{R_L}{R_L + Z_{out}} \approx V_{out} \cdot \frac{R_L}{R_L} \approx V_{out} \quad (3.2.7)$$

Por esta razón,  $Z_{out}$  será lo más baja posible. Por muy alta que sea  $Z_{in}$ , si esto no se cumple, la transmisión de la señal al pedal siguiente presentará pérdidas no deseadas. Estas pérdidas siguen los mismos criterios vistos anteriormente en el apartado de  $Z_{in}$ , por lo que el valor umbral para esta situación sigue siendo  $V_{in,pedal} \approx V_{out} \cdot 0,90$ .

Se probarán valores de  $Z_{out}$  hasta llegar a su valor más alto aceptable, que será 1 kΩ; es decir, 10 veces menos el peor caso para  $R_L$ , que es 10 kΩ.

- $Z_{out} = 50\Omega$ :

$$V_{in,pedal} = V_{out} \cdot \frac{R_L}{R_L + Z_{out}} = V_{out} \cdot \frac{10 \times 10^3}{10 \times 10^3 + 50} \approx V_{out} \cdot 0,99 \quad (3.2.8)$$

- $Z_{out} = 250\Omega$ :

$$V_{in,pedal} = V_{out} \cdot \frac{R_L}{R_L + Z_{out}} = V_{out} \cdot \frac{10 \times 10^3}{10 \times 10^3 + 250} \approx V_{out} \cdot 0,98 \quad (3.2.9)$$

- $Z_{out} = 500\Omega$ :

$$V_{in,pedal} = V_{out} \cdot \frac{R_L}{R_L + Z_{out}} = V_{out} \cdot \frac{10 \times 10^3}{10 \times 10^3 + 500} \approx V_{out} \cdot 0,95 \quad (3.2.10)$$

- $Z_{out} = 1 \text{ k}\Omega$ :

$$V_{in,pedal} = V_{out} \cdot \frac{R_L}{R_L + Z_{out}} = V_{out} \cdot \frac{10 \times 10^3}{10 \times 10^3 + 1 \times 10^3} \approx V_{out} \cdot 0,90 \quad (3.2.11)$$

El mejor caso es evidentemente cuando  $Z_{out} = 50 \Omega$ , con tan solo un 1 % de pérdidas, seguido de  $Z_{out} = 250 \Omega$ , con 2 % de pérdidas. Se evaluará en cada implementación de la etapa de procesado si es viable conseguir estos valores, según la  $R_o$  en cuestión.

**Diseño de  $R_{G1}$  y  $R_{G2}$ :** Como se explicó anteriormente, estas dos resistencias forman un divisor de tensión con el cometido de ajustar el punto de trabajo a +4,5V, siguiendo la expresión:

$$4,5 = 9 \cdot \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} \quad (3.2.12)$$

Interesa que este punto sea la mitad de la tensión de alimentación de +9V, porque la etapa de procesado tendrá como alimentación positiva estos +9V, y como alimentación negativa tierra. Si el punto de trabajo fuese menor a +4,5V, habría partes de los semi-ciclos negativos de la señal que se recortarían a tierra; y, análogamente, si fuese mayor a este valor, partes de los semi-ciclos positivos quedarían recortados a +9V.

Idealmente, la corriente que a traviesa el cable que conecta este divisor de tensión al bloque de procesado será ínfima. Sin embargo, dependiendo del componente principal empleado en dicho bloque y su configuración (amplificador operacional, transistor), se evaluará qué tan pequeña es dicha corriente para ese caso, y si posee un efecto de carga significativo.

Ahora, para conseguir el punto de trabajo deseado debe ocurrir que ambas resistencias posean el mismo valor, con lo que:

$$4,5 = 9 \cdot \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} = 9 \cdot \frac{R_{G2}}{R_{G2} + R_{G2}} = 9 \cdot \frac{R_{G2}}{2 \cdot R_{G2}} = 9 \cdot \frac{1}{2} = 4,5 \quad (3.2.13)$$

Se debe tomar en cuenta que la impedancia equivalente de ambas, gracias a su configuración en paralelo y a que deben poseer el mismo valor, será la mitad de este. Es decir:

$$R_G = R_{G1} \parallel R_{G2} = R_{G1} \parallel R_{G1} = \frac{1}{\frac{1}{R_{G1}} + \frac{1}{R_{G1}}} = \frac{1}{\frac{2}{R_{G1}}} = \frac{R_{G1}}{2} = \frac{R_{G2}}{2} \quad (3.2.14)$$

Ya que  $R_G$  estará en paralelo con  $R_i$ , y se desea por practicidad que  $R_G$  sea lo más cercana posible a la impedancia de entrada efectiva del circuito  $Z_{in}$ , conviene que  $R_i$  sea lo más elevada posible. En los apartados de sus estudios en particular se especificarán exactamente qué valores de  $R_i$  están en juego. De momento, se asumirá simplemente que  $R_i$  es mucho mayor que  $R_G$ , de manera que:

$$Z_{in} = R_G \parallel R_i = \frac{1}{\frac{1}{R_G} + \frac{1}{R_i}} \approx R_G \quad (3.2.15)$$

En las secciones de los estudios de cada implementación particular de bloque de procesado se encuentran los desarrollos para fijar  $R_G$  como  $Z_{in}$  y  $Z_{out}$  como  $R_o$ .

Entonces, para averiguar el valor idóneo de  $R_G$ , la despejamos de la expresión:

$$Z_{in} = \left( \frac{1}{R_G} + \frac{1}{R_i} \right)^{-1} = \left( \frac{R_i + R_G}{R_G \cdot R_i} \right)^{-1} = \frac{R_G \cdot R_i}{R_i + R_G} \quad (3.2.16)$$

$$Z_{in} (R_i + R_G) = R_G \cdot R_i \quad (3.2.17)$$

$$Z_{in} \cdot R_i + Z_{in} \cdot R_G = R_G \cdot R_i \quad (3.2.18)$$

$$Z_{in} \cdot R_i = R_G (R_i - Z_{in}) \quad (3.2.19)$$

Tomando de nuevo como valor mínimo aceptable de  $R_i$  como  $10 \text{ M}\Omega$ , entonces:

$$R_G = \frac{Z_{in} \cdot R_i}{R_i - Z_{in}} = \frac{1 \times 10^6 \cdot 10 \times 10^6}{10 \times 10^6 - 1 \times 10^6} \approx 1,11 \text{ M}\Omega \quad (3.2.20)$$

En un escenario real, las corrientes de polarización a la entrada de un amplificador operacional o un transistor son bajas mas no nulas, con lo que se produce cierta caída de voltaje que afecta la polarización de los  $+4,5\text{V}$ . Hace falta evaluar si esta caída es lo suficientemente significativa como para afectar el punto de trabajo. Esto se estudiará tanto para el escenario con transistor como con amplificador operacional, en sus apartados pertinentes.

Por ello, para los próximos cálculos se asumirá que estas corrientes son lo suficientemente bajas como para considerar que el punto de trabajo se mantiene a  $+4,5 \text{ V}$ .

Entonces, recordando que, teóricamente:

$$R_{G1} = R_{G2} \quad (3.2.21)$$

Y retomando la expresión simplificada de  $R_G$ , tenemos que:

$$R_G = \frac{R_{G1}}{2} = 1,11 \text{ M}\Omega \quad (3.2.22)$$

$$\Rightarrow R_{G1} = R_{G2} = R_G \cdot 2 = 1,11 \times 10^6 \cdot 2 = 2,22 \text{ M}\Omega \quad (3.2.23)$$

Así, el valor diseñado tanto para  $R_{G1}$  como para  $R_{G2}$  es:

$$R_{G1} = R_{G2} = 2,22 \text{ M}\Omega \quad (3.2.24)$$

**Diseño de  $C_{in}$ :** Ahora que se ha obtenido el diseño de  $R_{G1}$  y  $R_{G2}$ , se procederá a desarrollar el del condensador  $C_{in}$ .

Este, como se mencionó anteriormente, conforma junto a  $R_G$  un filtro paso alto que desacopla la componente continua de la señal de entrada del instrumento. De esta manera se asegura el correcto funcionamiento del resto del circuito, puesto que es de suma importancia mantener el punto de trabajo estable para no recortar la señal de salida.

Es por ello que su inclusión en el circuito limita la respuesta en frecuencia del pedal en una primera instancia. Se desea que este recorte ocurra en una frecuencia lo más baja posible, siendo, en principio, la frecuencia máxima para ello los 20Hz que conforman la frecuencia mínima audible.

Podría ser una decisión de diseño tomar como frecuencia mínima la típica más baja de una guitarra eléctrica común, que ronda los 80Hz. Sin embargo, es interesante considerar que las pedaleras no son únicamente empleadas con guitarras eléctricas (aunque esto es lo usual), sino que se les puede conectar cualquier instrumento con salida jack, como bajos eléctricos, guitarras acústicas, micrófonos, sintetizadores y más. Por ello, para democratizar el diseño y que sea amplio en cuanto a su aplicación, se empleará finalmente la frecuencia de 20Hz como frecuencia mínima.

La frecuencia de corte del filtro alto sigue la siguiente expresión:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.2.25)$$

Donde, en este caso:

$$f_{c,in} = \frac{1}{2\pi R_G C_{in}} \quad (3.2.26)$$

Al despejar, se obtiene la expresión para el cálculo de  $C_{in}$ :

$$C_{in,min} = \frac{1}{2\pi R_G f_{c,max}} \quad (3.2.27)$$

$$C_{in} = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \times 10^6 \cdot 20} \approx 7,96 \text{ nF} \quad (3.2.28)$$

Este sería un valor mínimo, porque la frecuencia mínima de corte puede ser 20Hz o menor; lo importante es que no afecte el rango audible. Por esa razón, se puede decantar por un valor de frecuencia más baja, con una capacitancia de por ejemplo  $1\mu\text{F}$ , que es lo suficientemente grande para este cometido, y ampliamente utilizado en circuitos electrónicos.

$$f_{c,in} = \frac{1}{2\pi R_G C_{in}} = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \times 10^6 \cdot 1 \times 10^{-6}} \approx 0,16 \text{ Hz} \quad (3.2.29)$$

La frecuencia de corte obtenida es bastante menor a 20Hz, como es de esperar, por lo que es favorable.

Entonces, finalmente, el valor de  $C_{in}$  sería:

$$C_{in} = 1 \mu\text{F} \quad (3.2.30)$$

**Diseño de  $C_{out}$ :** Este capacitor conforma el filtro paso alto a la salida del amplificador, que busca eliminar la componente continua de +4,5v que fue suministrada a la señal para su procesado.

Este filtro será completado en su parte resistiva con la incorporación de la impedancia de carga, que será la impedancia de entrada del siguiente pedal. A grandes rasgos, como se vio anteriormente, la impedancia de entrada de un pedal cualquiera puede ir desde unos cuantos miles de ohmios, hasta el orden de los megaohmios, en el mejor de los casos. Preferiblemente, se deberá buscar un valor de  $C_{out}$  que análogamente a  $C_{in}$ , consiga una frecuencia de corte igual o inferior a los 20Hz para no afectar el rango audible.

El filtro paso alto en cuestión sigue la misma expresión 3.2.25 vista anteriormente.

Donde, en este caso:

$$f_{c,out} = \frac{1}{2\pi R_L C_{out}} \quad (3.2.31)$$

Siendo  $R_L$  la impedancia de carga a la salida del circuito; es decir, la impedancia de entrada del siguiente pedal.

Tomando en cuenta que  $R_L$  será, comúnmente, un valor entre  $10 \text{ k}\Omega$  y  $1 \text{ M}\Omega$ , al encontrarse este término en el denominador, mientras menor sea, mayor será el cociente. Es decir, el peor caso se da a  $10 \text{ k}\Omega$ . Con la frecuencia máxima de 20Hz, entonces:

$$C_{out,min} = \frac{1}{2\pi R_L f_{c,max}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \times 10^3 \cdot 20} \approx 795,77 \text{ nF} \quad (3.2.32)$$

De nuevo, este valor de  $C_{out}$  es mínimo. Por ello, por simplificación, es posible emplear para  $C_{out}$  el mismo valor diseñado para  $C_{in}$  de  $1\mu\text{F}$ . En este caso, las frecuencias de corte será:

$$f_{c,out} = \frac{1}{2\pi R_L C_{out}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \times 10^3 \cdot 1 \times 10^{-6}} \approx 15,91 \text{ Hz} \quad (3.2.33)$$

Entonces, finalmente, el valor de  $C_{out}$  sería:

$$C_{out} = 1 \mu\text{F} \quad (3.2.34)$$

De hecho, ahora que se ha obtenido su valor, se puede calcular la impedancia de carga a partir de la cual valores menores causarían un recorte no deseado en el rango audible, por encima de 20Hz.

$$R_{Lmin} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot C_{out}} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 1 \times 10^{-6}} \approx 7,96 \text{ k}\Omega \quad (3.2.35)$$

Es muy poco común que un pedal posea una impedancia de entrada por debajo de este valor. Así, este diseño cubriría con bastante seguridad la gran mayoría de impedancias de carga.

Ahora que se encuentran caracterizados los valores de los componentes comunes para las distintas propuestas, se procederá a detallar y analizar a profundad las particularidades de diseño de cada una.

### 3.2.1. Input Buffer

Puesto que la funcionalidad principal del pedal a desarrollar es precisamente adaptar eficazmente las impedancias de la señal de una guitarra eléctrica, en primer lugar se diseñará un circuito de tipo Input Buffer con este objetivo.

Como se mencionó anteriormente, se realizarán dos diseños: uno basado en amplificador operacional, y otro basado en transistor MOSFET, con la finalidad de comparar ambos frentes y sus prestaciones de cara a conseguir un pedal versátil y funcional.

La razón por la que se emplearán estos dos componentes activos es por sus altas impedancias de entrada y bajas de salida (en general), buena linealidad del sistema (salvo cuando intencionalmente se les lleva al límite de distorsión), sus buenas respuestas en frecuencia, y la estabilidad térmica que presentan [26]. Aún así, existen matices entre ambos en función del diseño empleado, por lo que es interesante realizar esta comparativa.

## Input Buffer basado en Amplificador Operacional

El diseño planteado es el siguiente:

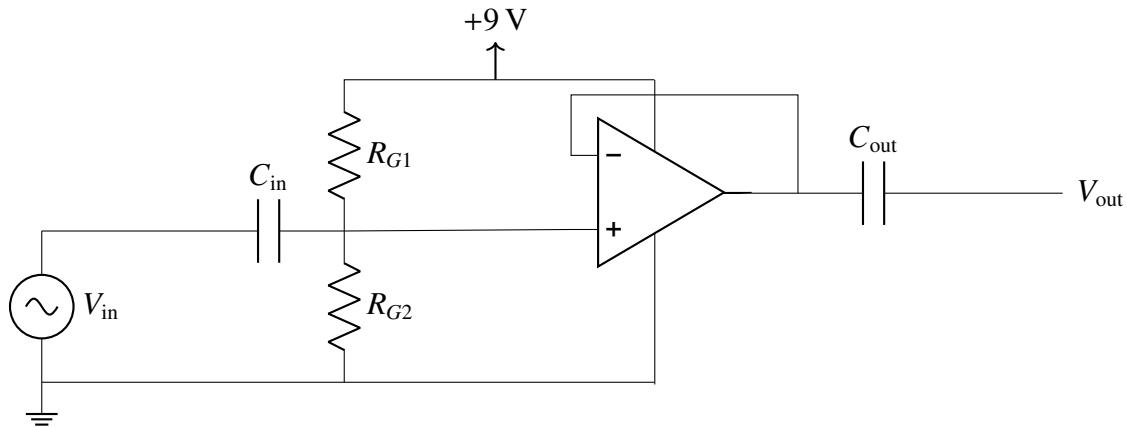


Fig. 3.6. Esquema circuital del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

El bloque de procesado en este caso consiste en un amplificador operacional configurado como seguidor de tensión [27], conseguido mediante la conexión de retroalimentación entre su entrada inversora y su salida.

**Especificación del Modelo:** A grandes rasgos, es importante que el amplificador tenga una impedancia de entrada alta, impedancia de salida baja, que suministre poco ruido, y que no coloree la señal. Se seleccionaron tres modelos de los típicos empleados para audio [26], que se ajustan a las necesidades de este proyecto. Son los siguientes:

- **TL072:** Amplificador ampliamente utilizado en pedales de efectos, mezcladores y ecualizadores. Estas son sus características [28]:
  - **Impedancia de entrada:**  $10 \text{ M}\Omega$
  - **Impedancia de salida:**  $200 \Omega$
  - **Ganancia en bucle abierto:**  $100 \text{ dB}$
  - **Ruido:**  $18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
  - **Voltaje de alimentación:**  $\pm 18 \text{ V}$  (máx)
  - **THD+N:**  $0.003 \%$
  - **Precio aproximado en el mercado:**  $0,65 \text{ €}$
- **NE5532:** Amplificador empleado principalmente en equipos de audio de alta fidelidad. Estas son sus características [29]:
  - **Impedancia de entrada:**  $300 \text{ k}\Omega$

- **Impedancia de salida:**  $50 \Omega$
  - **Ganancia en bucle abierto:**  $100 \text{ dB}$
  - **Ruido:**  $5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
  - **Voltaje de alimentación:**  $\pm 22 \text{ V}$  (máx)
  - **THD+N:**  $0.0003 \%$
  - **Precio aproximado en el mercado:**  $0,54 \text{ €}$
- **OPA2134:** Amplificador de muy alta calidad, ampliamente utilizados en muchos preamplificadores. Sus características son [30]:
- **Impedancia de entrada:**  $10 \text{ M}\Omega$
  - **Impedancia de salida:**  $40 \Omega$
  - **Ganancia en bucle abierto:**  $120 \text{ dB}$
  - **Ruido:**  $8 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
  - **Voltaje de alimentación:**  $\pm 18 \text{ V}$  (máx)
  - **THD+N:**  $0.00008 \%$
  - **Precio aproximado en el mercado:**  $7,95 \text{ €}$

El amplificador OPA2134 no se tomará en cuenta debido a que aunque se busca una buena calidad de procesado, su gama y precio es excesivamente elevado para el alcance de este proyecto.

El NE5532, a pesar de poseer una impedancia de salida y ruido menores a las del TL072, tiene una impedancia de entrada relativamente baja de  $300 \text{ k}\Omega$  respecto a las prestaciones que se desean para un buffer de entrada de calidad. Emplearlo implica colocar la impedancia equivalente de  $R_{G1}$  y  $R_{G2}$ , que se diseñará para ser suficientemente alta, en paralelo con  $300 \text{ k}\Omega$ , con lo que se obtendrán efectos de carga no deseados. Sin embargo, la impedancia de entrada de  $10 \text{ M}\Omega$  del TL072 facilita que los efectos de carga sean mínimos.

De estos tres, el amplificador operacional que se utilizará es el TL072, ya que representa un compromiso favorable entre sus prestaciones y su precio. Posee una impedancia de entrada de  $10 \text{ M}\Omega$  favorable por su alto valor, y una impedancia de salida lo suficientemente baja de  $200 \Omega$  como para adaptar correctamente impedancias con la carga del siguiente pedal. Además, presenta baja distorsión armónica. En general, tiene las características ideales para diseñar un equipo de muy buena calidad de audio, dentro del alcance del presente proyecto.

Con lo que, una vez instanciado el amplificador como el TL072, estas serán sus características principales:

$$R_i = 10 \text{ M}\Omega \quad R_o = 200 \Omega \quad A_o = 100 \text{ dB} = 1 \times 10^5 \quad (3.2.36)$$

Los  $200\Omega$  de salida del amplificador TL072 son muy favorables, puesto que en caso de conectarse antes de un pedal con impedancia de entrada de  $10\text{ k}\Omega$  como el Fulltone '69 Fuzz, consigue una mejora significativa:

$$V_{in,fuzz} = V_{out} \cdot \frac{R_{in,fuzz}}{R_{in,fuzz} + Z_{out}} = V_{out} \cdot \frac{10 \times 10^3}{10 \times 10^3 + 200} \approx V_{out} \cdot 0,98 \quad (3.2.37)$$

**Efecto de Carga:** Para un TL072, las corrientes de polarización  $I_{bias}$  rondan los  $65\text{ pA}$  típicos, con un valor máximo de  $200\text{ pA}$  [28]. Sin embargo, estos amplificadores también presentan una pequeña corriente de offset  $I_{offset}$ , que representa la diferencia entre la corriente de polarización de la patilla positiva  $I_{bias+}$  respecto a la de la negativa  $I_{bias-}$ , ya que no son exactamente iguales. Esta corriente offset tiende a valer  $5\text{ pA}$ . Aunque es bastante pequeña, se puede tomar en cuenta para ser conservadores en el cálculo.

Asumiendo una distribución de:

$$\pm \frac{I_{offset}}{2} = \pm \frac{5 \times 10^{-12}}{2} = \pm 2,5\text{ pA} \quad (3.2.38)$$

Entonces:

$$I_{bias+} = I_{bias} + I_{offset} = 65 \times 10^{-12} + 2,5 \times 10^{-12} = 67,5\text{ pA} \quad (3.2.39)$$

$$I_{bias-} = I_{bias} - I_{offset} = 65 \times 10^{-12} - 2,5 \times 10^{-12} = 62,5\text{ pA} \quad (3.2.40)$$

Ya que la señal entra por la patilla positiva, se utilizará  $I_{bias+}$  para el cálculo de la caída de tensión  $V_{bias}$ .

Según la Ley de Ohm:

$$V_{bias} = I_{bias+} \cdot R_G = 67,5 \times 10^{-12} \cdot 1,11 \times 10^6 = 74,93\mu\text{V} \quad (3.2.41)$$

Con lo que el punto de trabajo  $V_{op}$  real sería:

$$V_{op} = 4,5 - V_{bias} = 4,5 - 72,93 \times 10^{-12} \approx 4,5\text{ V} \quad (3.2.42)$$

Puesto que la caída de tensión es tan pobre, el punto de trabajo se mantiene igual, por lo que  $R_G = 1,11\text{ M}\Omega$  sigue siendo una muy buena opción de diseño en este escenario.

**Estudio en Pequeña Señal:** El circuito equivalente en este escenario es:

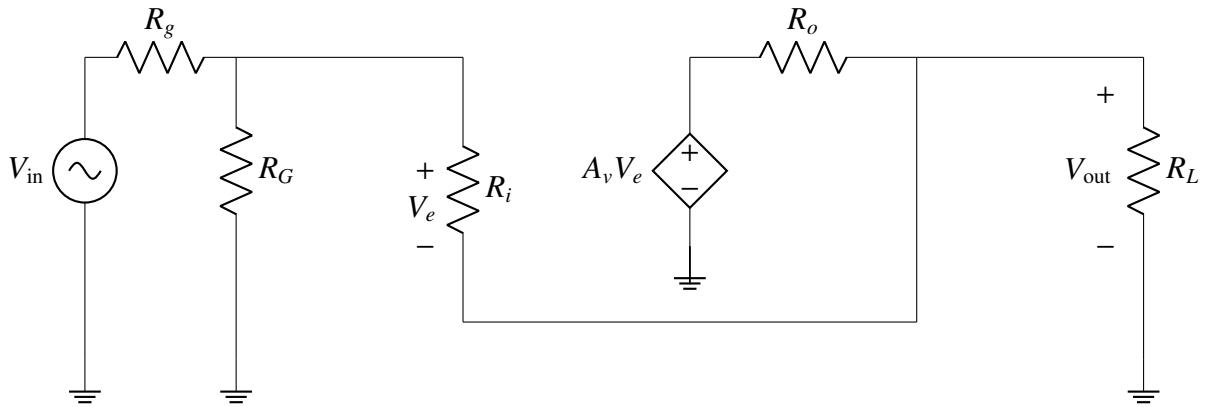


Fig. 3.7. Esquema circuital en pequeña señal del buffer basado en amplificador operacional  
(Elaboración propia)

La topología de retroalimentación de la red  $\beta$  es de tipo transtensión, puesto que la entrada del circuito se encuentra conectada en serie, mientras que la salida se mide en paralelo [19]. Esto significa que los parámetros privilegiados son de tipo  $h$  (híbridos).

Empleando la teoría de cuadripolos [19], entonces la retroalimentación queda como:

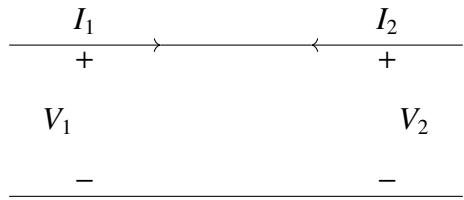


Fig. 3.8. Esquema circuital de la red de realimentación modelada como un cuadripolo, del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.2.43)$$

Siendo  $V_1$  la entrada del sistema, y  $V_2$  su salida.

El desarrollo de las ecuaciones correspondientes al sistema matricial es el siguiente:

$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \quad (3.2.44)$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \quad (3.2.45)$$

$$h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0} = 1 \quad h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2=0} = 1 \quad (3.2.46)$$

$$h_{11} = \frac{V_1}{I_1} \Big|_{V_2=0} = 0 \quad h_{22} = \frac{I_2}{V_2} \Big|_{I_1=0} \rightarrow \infty \quad (3.2.47)$$

Inlcuyendo los efectos de carga de la red en el circuito:

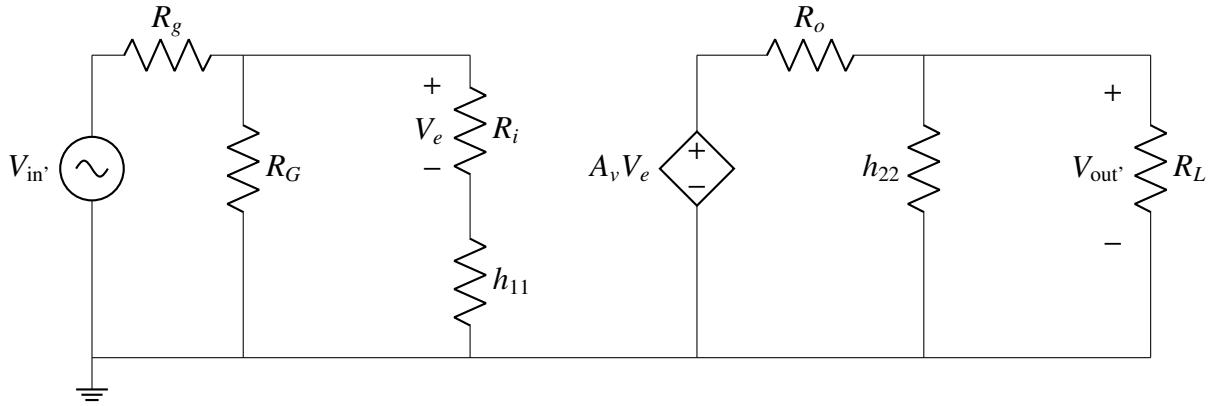


Fig. 3.9. Esquema en pequeña señal con inclusión de los efectos de carga de la red de retroalimentación, del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

Tomando en cuenta que  $h_{11} = 0$  y  $h_{22} \rightarrow \infty$ , el circuito queda como antes:

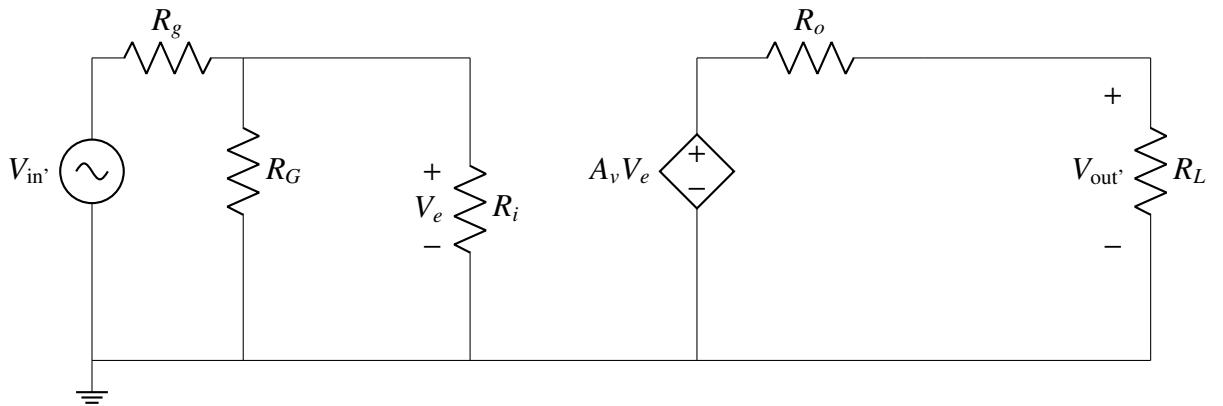


Fig. 3.10. Esquema en pequeña señal con inclusión de los valores de los efectos de carga de la red de retroalimentación, del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

**Ganancia:** Para calcular la ganancia del sistema, ha de hallarse la expresión de la ganancia en lazo cerrado,  $A_{v'}$  [19]. Para ello se analiza el circuito en lazo abierto, teniendo en cuenta que  $A_{v'}$  sigue la expresión:

$$A_{v'} = \frac{V_{out'}}{V_{in'}} \quad (3.2.48)$$

Esta se puede desglosar como un producto de cocientes de las tensiones del circuito:

$$\frac{V_{out'}}{V_{in'}} = \frac{V_{out'}}{V_e} \cdot \frac{V_e}{V_G} \cdot \frac{V_G}{V_{in'}} \quad (3.2.49)$$

Entonces, se desarrollan las expresiones de cada cociente:

$$\frac{V_{out'}}{V_e} = A_v \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o} \quad (3.2.50)$$

$$\frac{V_G}{V_{in'}} = \frac{R_G}{R_G + R_g} \quad (3.2.51)$$

$$\frac{V_e}{V_G} = 1 \quad (3.2.52)$$

Con lo que la expresión completa de la ganancia sería:

$$\frac{V_{out'}}{V_{in'}} = A_v \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o} \cdot \frac{R_G}{R_G + R_g} \quad (3.2.53)$$

Puesto que  $R_L \gg R_o$  y  $R_G \gg R_g$ :

$$\frac{R_L}{R_L + R_o} \rightarrow 1 \quad \frac{R_G}{R_G + R_g} \rightarrow 1 \quad (3.2.54)$$

Así:

$$\frac{V_{out'}}{V_{in'}} \approx A_{v'} \approx A_v \quad (3.2.55)$$

La ganancia del sistema sigue la expresión:

$$G_v = \frac{A_{v'}}{1 + A_{v'} \cdot h_{12}} \quad (3.2.56)$$

Con lo que, sustituyendo valores:

$$G_v = \frac{A_v}{1 + A_v \cdot 1} = \frac{1 \times 10^5}{1 + 1 \times 10^5} \approx 1 \quad (3.2.57)$$

Esto cumple con lo esperado. Una ganancia unitaria permite el funcionamiento del circuito como un Buffer.

### **Impedancia de Entrada:**

- **Impedancia de Entrada en Lazo Abierto:** Se trata de la impedancia vista por la fuente  $V_{in'}$  en el circuito en pequeña señal que incluye los efectos de carga de la red de alimentación [19]. Entonces:

$$Z_{in_{LA}} = R_g + R_G \parallel R_i \quad (3.2.58)$$

Puesto que  $R_G \ll R_i$ :

$$\Rightarrow R_G \parallel R_i \approx R_G \quad (3.2.59)$$

Puesto que  $R_g \ll R_G$ :

$$\Rightarrow R_g + R_G \approx R_G \quad (3.2.60)$$

Entonces:

$$Z_{in_{LA}} \approx R_G = 1 \text{ M}\Omega \quad (3.2.61)$$

- **Impedancia de Entrada en Lazo Cerrado:** Al incluir retroalimentación al amplificador operacional, su impedancia de entrada efectiva se eleva considerablemente respecto a la que tendría sin retroalimentación; esta impedancia efectiva sería la impedancia en lazo cerrado. Esto significa que la impedancia vista desde la resistencia  $R_G$  será aún mayor a la que originalmente se planteó, lo que es favorable.

Con retroalimentación negativa de tipo trans-tensión, esta impedancia sigue la expresión [19]:

$$Z_{in_{LC}} \approx Z_{in_{LA}} \cdot (1 + A_{v'} \cdot h_{12}) \quad (3.2.62)$$

Sustituyendo valores:

$$Z_{in_{LC}} \approx 1 \times 10^6 \cdot (1 + 1 \times 10^5 \cdot 1) \approx 100 \text{ G}\Omega \quad (3.2.63)$$

- **Impedancia de Entrada del Circuito:** Es la vista por la entrada  $V_{in}$  en gran señal, es decir, en señal completa. Entonces:

$$Z_{in} = R_g + Z_{C_{in}} + R_G \parallel R_i \quad (3.2.64)$$

Donde:

$$Z_{C_{in}} = \frac{1}{j\omega C_{in}} \quad (3.2.65)$$

Ya que  $C_{in}$  se determinó de manera que para frecuencias por encima de 20 Hz actúe como un corto, y de lo contrario, que actúe como un abierto, y ya que  $V_{in}$  se modela como un generador de alterna puro, entonces, a efectos prácticos:

$$Z_{C_{in}} = \frac{1}{j\omega C_{in}} \approx 0 \quad , \text{ si } f = \frac{\omega}{2\pi} > 20 \text{ Hz} \quad (3.2.66)$$

Por lo que puede estimarse  $Z_{in}$  como:

$$Z_{in} = R_g + R_G \parallel R_i \quad (3.2.67)$$

Ya que presenta la misma expresión que  $Z_{in_{LA}}$ , entonces:

$$Z_{in} = Z_{in_{LA}} \approx R_G = 1 \text{ M}\Omega \quad (3.2.68)$$

### Impedancia de Salida:

- **Impedancia de Salida en Lazo Abierto:** Se trata de la impedancia vista por  $R_L$ , en el circuito en pequeña señal que incluye los efectos de carga de la red de alimentación [19]. Puesto que la fuente dependiente no depende de la corriente de salida, entonces:

$$Z_{out_{LA}} = R_o = 200 \Omega \quad (3.2.69)$$

- **Impedancia de Salida en Lazo Cerrado:** De la misma manera que ocurre con la impedancia en lazo cerrado de un operacional, al incluir retroalimentación en el amplificador, su impedancia de salida disminuye drásticamente, lo que es muy favorable. Puesto que a la salida no hay más componentes que afecten su impedancia, más que el condensador de desacoplo final, esta impedancia de salida en lazo cerrado sí será la impedancia de salida efectiva del circuito [19].

Con retroalimentación negativa de tipo trans-tensión, la impedancia de salida en lazo cerrado sigue la expresión:

$$Z_{out_{LC}} \approx \frac{Z_{out_{LA}}}{1 + A_v \cdot h_{12}} \quad (3.2.70)$$

Sustituyendo valores:

$$Z_{out_{LC}} \approx \frac{200}{1 + 1 \times 10^5 \cdot 1} \approx 2 \text{ m}\Omega \quad (3.2.71)$$

- **Impedancia de Salida del Circuito:** Es la vista por la impedancia de carga en gran señal, es decir, en señal completa. Entonces:

$$Z_{out} = R_o + Z_{C_{out}} \quad (3.2.72)$$

Donde:

$$Z_{C_{out}} = \frac{1}{j\omega C_{out}} \quad (3.2.73)$$

Ya que la situación de desacoplamiento es análoga a la descrita para  $C_{in}$ , entonces:

$$Z_{C_{out}} = \frac{1}{j\omega C_{out}} \approx 0 \quad , \text{ si } f = \frac{\omega}{2\pi} > 20 \text{ Hz} \quad (3.2.74)$$

Por lo que puede estimarse  $Z_{out}$  como:

$$Z_{out} = Z_{out_{LC}} \approx 2 \text{ m}\Omega \quad (3.2.75)$$

Sin embargo, con la retroalimentación, como se mencionó anteriormente, la  $R_o$  disminuye significativamente, y corresponde con  $Z_{out_{LC}}$ . Entonces:

$$Z_{out} = R_o = 200 \Omega \quad (3.2.76)$$

Este valor, de igual manera que el de  $Z_{in}$ , coincide con lo esperado y es deseable, puesto que se maximiza la transferencia de la señal hacia el siguiente pedal.

### Input Buffer basado en MOSFET

El diseño planteado es el siguiente:

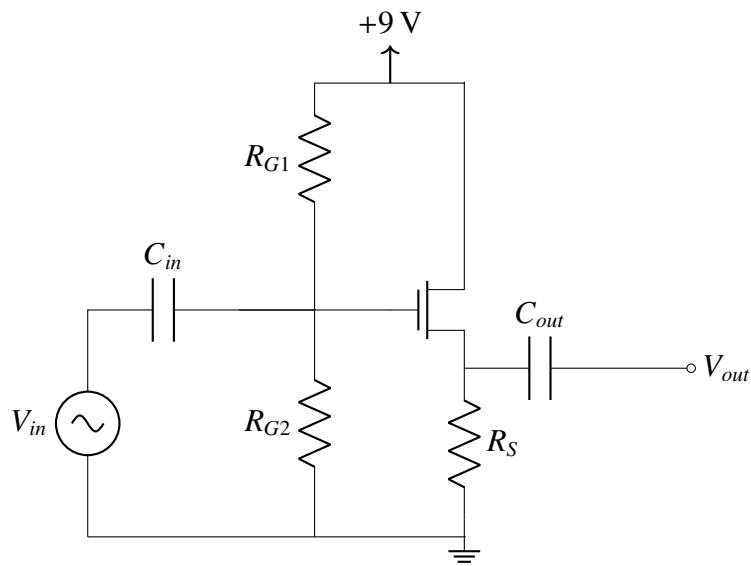


Fig. 3.11. Esquema circuital del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

Por la naturaleza interna de los MOSFET, no es necesario aplicar en este caso una retroalimentación explícita, ya que estos presentan de por sí una retroalimentación inherente que se aprovechará para simplificar el diseño.

La configuración del MOSFET es en Drenaje Común, canal N. De esta manera el circuito se comporta como un seguidor de tensión. Por ello la entrada se conecta a la compuerta del MOSFET, y la salida a la fuente, dejando libre el drenador [27] [26].

**Especificación del Modelo:** El MOSFET que se empleará será el modelo LND150, ampliamente utilizado en aplicaciones de audio por su elevada impedancia de entrada, bajo ruido y precio muy asequible. Este funciona en modo de deplexión (agotamiento), en lugar de enriquecimiento, por lo que incluso al no haber tensión en la compuerta, este puede estar funcionando. Sus características más importantes son [31]:

- **Voltaje umbral:**  $-3 \text{ V}$  a  $-1 \text{ V}$ . Se tomará por tanto un valor representativo de  $-2\text{V}$  para  $V_t$ .
- **Coeficiente de transconductancia:** Puede calcularse aproximando valores de las curvas características, tomando en cuenta que la corriente en el drenador al encontrarse en saturación, sigue esta expresión [27]:

$$I_D = k \cdot (V_{GS} - V_t)^2 \quad (3.2.77)$$

Al despejar se tiene:

$$k = \frac{I_{D_{ON}}}{(V_{GS} - V_t)^2} \quad (3.2.78)$$

De la curva característica de  $I_D$  respecto a  $V_{GS}$ , se sabe que cuando  $V_{GS}$  es nula,  $I_D$  es aproximadamente  $1,5 \times 10^{-3}$ , a una temperatura ambiente  $T_A = 25^\circ\text{C}$ :

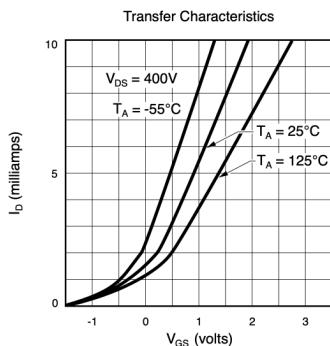


Fig. 3.12. Curva característica de  $I_D$  respecto a  $V_{GS}$  ([31])

Entonces, sustituyendo:

$$k = \frac{1,5 \times 10^{-3}}{(-(-2))^2} = 0,375 \text{ mA} \cdot \text{V}^{-2} = 0,375 \text{ m} \frac{\text{A}}{\text{V}^2} \quad (3.2.79)$$

La impedancia de entrada y de salida no se muestra puesto que depende de la polarización particular del circuito, pero de diseño esta tiende ser bastante elevada [32].

Se partirá del estudio en pequeña señal para trabajar las decisiones de los valores, especialmente de  $R_S$ , a partir de la condición de ganancia unidad que se debe cumplir.

**Estudio en Pequeña Señal:** El circuito equivalente para este escenario es el siguiente:

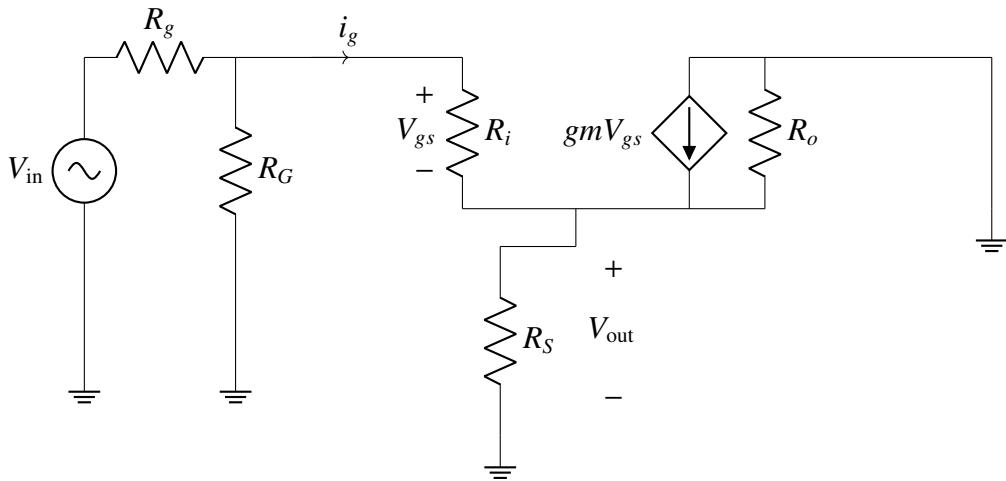


Fig. 3.13. Esquema circuital en pequeña señal del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

**Ganancia:** La condición que debe cumplirse es:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \approx 1 \quad (3.2.80)$$

Se tomará en consideración que al ser  $R_i$  tan elevada, la corriente a través de ella será prácticamente nula:

$$i_g = \frac{V_{gs}}{R_i} \rightarrow 0 \quad (3.2.81)$$

Entonces, de manera análoga al análisis en pequeña señal del circuito con el amplificador operacional, la expresión se puede desglosar como un producto de cocientes de las tensiones del circuito:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{V_{out}}{V_{gs}} \cdot \frac{V_{gs}}{V_{in}} \quad (3.2.82)$$

Desarrollando cada cociente:

$$\frac{V_{out}}{V_{gs}} = R_S \parallel R_o \cdot \left( g_m + \frac{1}{R_i} \right) \approx R_S \parallel R_o \cdot g_m \quad (3.2.83)$$

$$\frac{V_{in}}{V_{gs}} = 1 + R_S \parallel R_o \cdot \left( g_m + \frac{1}{R_i} \right) \approx 1 + R_S \parallel R_o \cdot g_m \quad (3.2.84)$$

$$\Rightarrow \frac{V_{gs}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + R_S \parallel R_o \cdot g_m} \quad (3.2.85)$$

Con lo que la expresión completa de sería:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_S \parallel R_o \cdot g_m}{1 + R_S \parallel R_o \cdot g_m} \quad (3.2.86)$$

Entonces, volviendo a la condición de ganancia unitaria:

$$\frac{R_S \parallel R_o \cdot g_m}{1 + R_S \parallel R_o \cdot g_m} \approx 1 \quad (3.2.87)$$

Idealmente,  $R_o$  será mucho mayor que  $R_S$ . Así:

$$R_S \parallel R_o \approx R_S \quad (3.2.88)$$

$$\Rightarrow \frac{R_S \parallel R_o \cdot g_m}{1 + R_S \parallel R_o \cdot g_m} = \frac{R_S \cdot g_m}{1 + R_S \cdot g_m} \approx 1 \quad (3.2.89)$$

Se va a evaluar el caso ideal para maximizar la ganancia y encontrar el punto de trabajo  $V_{GS_Q}$  para esa situación, para posteriormente estimar el valor de  $R_o$  para esa  $V_{GS_Q}$  en una simulación mediante LTSpice (esto se verá en su apartado pertinente). Entonces se comprobará si se cumple que  $R_o \gg R_S$ , y en caso negativo, se estudiará si es posible encontrar un compromiso entre los valores sin perjudicar excesivamente la ganancia (es decir, sin alcanzar pérdidas del 10 %).

Ahora, asumiendo que  $R_o \gg R_S$ :

Para acercar la ganancia a la unidad, el producto  $R_S \cdot gm$  debe ser mucho mayor a 1. Por ejemplo, si  $R_S \cdot gm = 100$ , entonces:

$$\frac{100}{1 + 100} \approx 0,99 \quad (3.2.90)$$

Para facilitar el estudio, se tomará el factor  $R_S \cdot gm$  como un parámetro ajustable de la ganancia, denominado  $K_o$ . De esta manera, la ganancia se puede reescribir como:

$$\frac{R_S \cdot g_m}{1 + R_S \cdot g_m} = \frac{K_o}{1 + K_o} \approx 1 \quad (3.2.91)$$

Mientras mayor sea  $K_o$ , menores pérdidas presentará la salida respecto a la entrada.

**Estudio en Tensión Continua** Ahora es necesario calcular el punto de trabajo de continua del circuito en gran señal. Para ello, se desconecta el generador de tensión sinusoidal y se consideran los condensadores como circuitos abiertos [27]. El circuito resultante es:

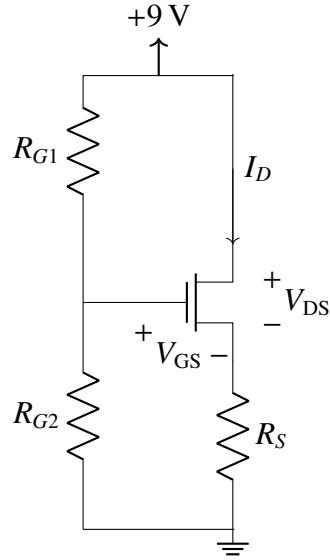


Fig. 3.14. Esquema circuital en tensión continua del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

Como ya se explicó anteriormente,  $R_{G1}$  y  $R_{G2}$  forman un divisor de tensión con el cometido de ajustar la tensión a la compuerta,  $V_G$ , a +4,5V, siguiendo la expresión:

$$V_G = 9 \cdot \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} = 4,5 \text{ V} \quad (3.2.92)$$

En el apartado del efecto de carga de esta implementación se estimará si este valor se verá significativamente afectado por la corriente real de la compuerta, aunque es sensato suponer de momento que su efecto será mínimo.

La tensión que cae en la resistencia de la fuente,  $R_S$ , se expresa como:

$$V_S = I_S \cdot R_S \quad (3.2.93)$$

Puesto que la corriente de la compuerta  $I_D$  es despreciable, la corriente del drenador,  $I_D$ , y la de la fuente,  $I_S$ , serán aproximadamente iguales. Por tanto:

$$V_S = I_S \cdot R_S \approx I_D \cdot R_S \quad (3.2.94)$$

Entonces, la tensión compuerta-fuente de punto de trabajo,  $V_{GSQ}$ , sigue esta expresión:

$$V_{GSQ} = V_G - V_S \quad (3.2.95)$$

Puede expresarse como:

$$V_{GS_Q} = 4,5 - I_D \cdot R_S \quad (3.2.96)$$

Por otro lado, ya que interesa que el transistor trabaje en saturación,  $I_D$  debe seguir la expresión:

$$I_D = k \cdot (V_{GS_Q} - V_t)^2 \quad (3.2.97)$$

Ahora, tomando en cuenta que la transconductancia del transistor,  $g_m$ , puede calcularse como [27]:

$$g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}} \quad (3.2.98)$$

Entonces, tomando la expresión de saturación de  $I_D$ , se tiene:

$$g_m = \frac{d(k \cdot (V_{GS_Q} - V_t)^2)}{dV_{GS}} = 2 \cdot k \cdot (V_{GS_Q} - V_t) \quad (3.2.99)$$

Con esta serie de expresiones es posible plantear un sistema de ecuaciones, con el fin de hallar el punto de trabajo en continua; especialmente el valor de  $V_{GS_Q}$ .

$$\begin{cases} I_D = k \cdot (V_{GS_Q} - V_t)^2 & (1) \\ g_m \cdot R_S = K_o & (2) \\ V_{GS_Q} = 4,5 - I_D \cdot R_S & (3) \\ g_m = 2 \cdot k \cdot (V_{GS_Q} - V_t) & (4) \end{cases} \quad (3.2.100)$$

Despejando  $g_m$  de (2):

$$g_m = \frac{K_o}{R_S} \quad (3.2.101)$$

Y sustituyendo en (4), se puede despejar  $R_S$ :

$$\frac{K_o}{R_S} = 2k(V_{GS_Q} - V_t) \Rightarrow R_S = \frac{K_o}{2k(V_{GS_Q} - V_t)} \quad (5) \quad (3.2.102)$$

Ahora, despejando  $I_D$  de (3), se tiene que:

$$I_D = \frac{4,5 - V_{GS_Q}}{R_S} \quad (3.2.103)$$

E igualando la expresión anterior a (1), entonces:

$$\frac{4,5 - V_{GS_Q}}{R_S} = k(V_{GS_Q} - V_t)^2 \quad (3.2.104)$$

$$(4,5 - V_{GS_Q}) \cdot \frac{2k(V_{GS_Q} - V_t)}{K_o} = k(V_{GS_Q} - V_t)^2 \quad \Rightarrow \quad (4,5 - V_{GS_Q}) \cdot \frac{2}{K_o} = (V_{GS_Q} - V_t) \quad (3.2.105)$$

$$4,5 \cdot \frac{2}{K_o} - V_{GS_Q} \cdot \frac{2}{K_o} = V_{GS_Q} - V_t \quad (3.2.106)$$

$$\Rightarrow V_{GS_Q} = \frac{4,5 \cdot \frac{2}{K_o} + V_t}{1 + \frac{2}{K_o}} \quad (3.2.107)$$

El caso límite para  $V_{GS_Q}$  sería cuando  $K_o \rightarrow \infty$ , puesto que así:

$$V_{GS_Q} = \frac{V_t}{1} = -2 \text{ V} \quad (3.2.108)$$

Aunque conviene que  $K_o$  sea lo más alta posible, que el punto de trabajo esté tan cercano al límite puede dar problemas en la práctica. Ello implica que  $I_D$  es extremadamente pequeña, al igual que la transconductancia  $gm$ , por lo que el transistor se encuentra en una zona muy inestable, puesto que no hay ganancia.

Una solución simple a esto es encontrar un compromiso en pérdidas, por ejemplo de un 5 %. Como se discutió anteriormente, estas pérdidas se consideran perceptibles mas aceptables para un Buffer.

Las pérdidas siguen la expresión:

$$P = 100 \cdot \left(1 - \frac{K_o}{1 + K_o}\right) \quad (3.2.109)$$

Entonces, despejando:

$$P = 100 \cdot \left(\frac{1 + K_o - K_o}{1 + K_o}\right) = 100 \cdot \left(\frac{1}{1 + K_o}\right) \quad (3.2.110)$$

$$P(1 + K_o) = 100 \quad (3.2.111)$$

$$P = \frac{100}{1 + K_o} \quad (3.2.112)$$

$$P \cdot K_o = 100 - P \quad (3.2.113)$$

$$K_o = \frac{100 - P}{P} \quad (3.2.114)$$

Entonces, para  $P = 5\%$ :

$$K_o = \frac{100 - 5}{5} = 19 \quad (3.2.115)$$

Entonces, para  $K_o = 19$ , la ganancia y el punto de trabajo, respectivamente, serían:

$$G = \frac{K_o}{1 + K_o} = \frac{19}{1 + 19} = 0,95 \quad (3.2.116)$$

$$V_{GSQ} = \frac{4,5 \cdot \frac{2}{K_o} + V_t}{1 + \frac{2}{K_o}} = \frac{4,5 \cdot \frac{2}{19} - 2}{1 + \frac{2}{19}} \approx -1,38 \text{ V} \quad (3.2.117)$$

Para comprobar que el transistor efectivamente está trabajando en saturación, se debe cumplir que [27]:

$$\begin{cases} V_{GS} > V_t \\ V_{DS} \geq V_{GS} - V_t \end{cases} \quad (3.2.118)$$

Para calcular  $V_{DS}$ , analizamos la malla del circuito que contiene la alimentación de +9 V,  $V_{DS}$  y  $V_S$ :

$$9 = V_{DS} + V_S = V_{DS} + I_D \cdot R_S \quad (3.2.119)$$

$$\Rightarrow V_{DS} = 9 - I_D \cdot R_S \quad (3.2.120)$$

Para hallar los valores de  $I_D$  y  $R_S$ , se emplean las ecuaciones (1) y (5) del sistema anterior:

$$I_D = k \cdot (V_{GS} - V_t)^2 = 0,375 \times 10^{-3} \cdot (-1,38 - (-2))^2 \approx 0,14 \text{ mA} \quad (3.2.121)$$

$$R_S = \frac{K_o}{2k(V_{GSQ} - V_t)} = \frac{19}{2 \cdot 0,375 \times 10^{-3} \cdot (-1,38 - (-2))} \approx 40,86 \text{ k}\Omega \quad (3.2.122)$$

Con esto, entonces  $V_{DS}$  viene siendo:

$$V_{DS} = 9 - 0,14 \times 10^{-3} \cdot 40,86 \times 10^3 \approx 3,28 \text{ V} \quad (3.2.123)$$

Por lo que, volviendo a las condiciones de saturación:

$$\begin{cases} V_{GS} > V_t \Rightarrow -1,87 > -2 \\ V_{DS} = 3,28 \geq V_{GS} - V_t = -1,38 - (-2) = 0,62 \text{ V} \end{cases} \quad (3.2.124)$$

Puesto que ambas se cumplen, el transistor está trabajando en zona de saturación, como es de esperarse.

Además, se puede calcular  $g_m$ :

$$g_m \approx \frac{K_o}{R_S} = \frac{19}{40,86 \times 10^3} \approx 0,47 \text{ m}\Omega^{-1} \quad (3.2.125)$$

**Efecto de Carga:** Para un transistor LND150, la corriente de fuga en la compuerta es de 100nA como máximo, según la hoja de datos. Entonces, la tensión que caerá debido a esta corriente es:

$$V_{bias} = I_{GSS_{max}} \cdot R_G = 100 \times 10^{-9} \cdot 1,11 \times 10^6 \approx 0,11 \text{ V} \quad (3.2.126)$$

Con lo que el punto de trabajo real,  $V_{op}$ , sería:

$$V_{op} = 4,5 - V_{bias} = 4,5 - 0,11 = 4,39 \text{ V} \quad (3.2.127)$$

Puesto que el punto de trabajo se desplaza muy poco por debajo del valor deseado, y además fue calculado con la corriente a la compuerta en el peor caso (la máxima),  $V_{op}$  será un valor entre 4,39V y 4,5V. Por ello,  $R_G = 1,11 \text{ M}\Omega$  sigue siendo una buena opción de diseño para este escenario.

**Impedancia de Entrada:** Es la vista por la entrada  $V_{in}$ . Entonces:

$$Z_{in} = R_g + Z_{C_{in}} + R_G \parallel R_i \quad (3.2.128)$$

Donde:

$$Z_{C_{in}} = \frac{1}{j\omega C_{in}} \quad (3.2.129)$$

El desarrollo es análogo al caso con amplificador operacional.  $C_{in}$  se determinó de manera que para frecuencias por encima de 20 Hz actúe como un corto, y de lo contrario, que actúe como un abierto. Además,  $V_{in}$  se modela como un generador de alterna puro. Por ende:

$$Z_{C_{in}} = \frac{1}{j\omega C_{in}} \approx 0 \quad , \text{ si } f = \frac{\omega}{2\pi} > 20 \text{ Hz} \quad (3.2.130)$$

Por lo que puede estimarse  $Z_{in}$  como:

$$Z_{in} = R_g + R_G \parallel R_i \quad (3.2.131)$$

Ya que  $R_g \ll R_G$ , y  $R_G \ll R_i$ :

$$Z_{in} \approx R_G = 1 \text{ M}\Omega \quad (3.2.132)$$

**Impedancia de Salida:** Es la vista por la impedancia de carga. Para hallarla se estudiará de nuevo el circuito en pequeña señal, eliminando el generador  $V_{in}$  y añadiendo un generador de tensión auxiliar donde se colocaría la carga. Puesto que  $V_{in}$  se coloca a tierra, la tensión que cae en  $R_G$  también va a tierra; por ello, tanto  $R_g$  como  $R_G$  desaparecen del esquema. Así, el circuito sería:

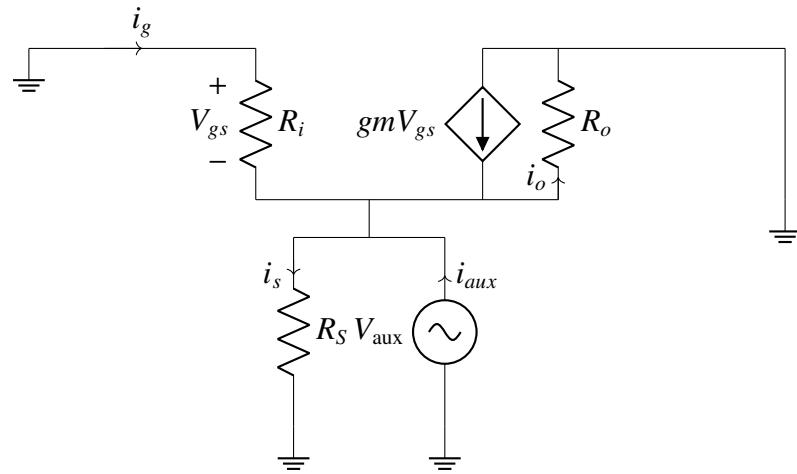


Fig. 3.15. Esquema circuital en pequeña señal con inclusión de generador de tensión auxiliar en carga, del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

Analizando la malla que contiene a  $R_i$  y  $R_S$ :

$$V_{gs} = -V_{aux} \quad (3.2.133)$$

También, puesto que  $V_{aux}$  está en paralelo con  $R_S$  y  $R_o$ , la tensión que cae en ambas resistencias es necesariamente igual a  $V_{aux}$ :

$$V_{aux} = V_{R_S} = V_{R_o} = R_S \parallel R_o \cdot (i_s + i_o) \quad (3.2.134)$$

Las corrientes que fluyen a través del nodo que une a todas las ramas siguen la expresión:

$$i_s + i_o = i_g + i_{aux} + g_m \cdot V_{gs} \quad (3.2.135)$$

Como se explicó anteriormente,  $R_i$  es muy elevada, por lo que la corriente  $i_g$  será despreciable:

$$i_g = \frac{V_{gs}}{R_i} \rightarrow 0 \quad (3.2.136)$$

$$V_{aux} = V_{R_S} = R_S \parallel R_o \cdot (i_{aux} + g_m \cdot V_{gs}) \quad (3.2.137)$$

$$\Rightarrow V_{aux} = R_S \parallel R_o \cdot i_{aux} + R_S \parallel R_o \cdot g_m \cdot V_{gs} = R_S \parallel R_o \cdot i_{aux} - R_S \parallel R_o \cdot g_m \cdot V_{aux} \quad (3.2.138)$$

$$\Rightarrow V_{aux} \cdot (1 + R_S \parallel R_o \cdot g_m) = R_S \parallel R_o \cdot i_{aux} \quad (3.2.139)$$

$$\Rightarrow Z_{out} = \frac{V_{aux}}{i_{aux}} = \frac{R_S \parallel R_o}{1 + R_S \parallel R_o \cdot g_m} \quad (3.2.140)$$

De nuevo, se estudiará la  $Z_o$  para el caso ideal en el que  $R_S \ll R_o$ .

Entonces, asumiendo que  $R_S \ll R_o$ :

$$\Rightarrow Z_o = \frac{V_{aux}}{i_{aux}} = \frac{R_S}{1 + R_S \cdot g_m} \quad (3.2.141)$$

Puesto que  $K_o = R_S \cdot g_m$ , la expresión se puede reescribir como:

$$\Rightarrow Z_{out} = \frac{R_S}{1 + K_o} \quad (3.2.142)$$

Entonces, para  $K_o = 19$  y  $R_S = 40,86 \text{ k}\Omega$  se tiene:

$$Z_{out} = \frac{40,86 \times 10^3}{1 + 19} \approx 2,04 \text{ k}\Omega \quad (3.2.143)$$

Según los criterios establecidos para  $Z_{out}$  en el apartado dedicado a este (donde se establecía como valor máximo  $1 \text{ k}\Omega$ ), puesto que el valor obtenido es superior a este, las pérdidas que presenta son inaceptables.

Para mejorar la situación, sería necesario aumentar el valor de  $R_S$ . Sin embargo, como se explicó anteriormente, esto reduciría considerablemente el margen de trabajo del transistor, ya que estaría al límite impuesto por su tensión de umbral.

Considerando entonces que, a pesar de las pérdidas, un valor para  $R_S$  de aproximadamente  $40 \text{ k}\Omega$  es el idóneo para el transistor, una posible mejora al diseño sería incluir una siguiente etapa de amplificación a modo de maximizar la transferencia de señal.

## Conclusiones teóricas para la implementación del Input Buffer

A vista de los estudios teóricos desarrollados para las dos implementaciones de Buffer, es evidente la ventaja que presenta la versión basada en amplificador operacional, debido a que, a diferencia de la versión basada en transistor, no necesita componentes adicionales distintos a  $C_{in}$ ,  $C_{out}$ ,  $R_{G1}$  y  $R_{G2}$ , y sus impedancias de entrada y salida para las condiciones establecidas son más que favorables.

Por esta razón, para los siguientes circuitos propuestos se empleará como componente activo el amplificador operacional, particularmente el seleccionado en el estudio anterior; es decir, el TL072. De esta manera, ya está garantizado que los requisitos para  $R_i$  y  $R_o$  ya se cumplen.

### 3.2.2. Input Buffer con Booster/Overdrive

Ahora, tras haber establecido la funcionalidad básica del pedal como Buffer y el componente activo a emplearse, se procederá a expandir esta funcionalidad de manera sencilla y modular. En este caso, la expansión consiste en añadir la opción de suministrar una ganancia a la señal, mediante una distorsión de tipo boost hasta overdrive.

El circuito propuesto es el siguiente:

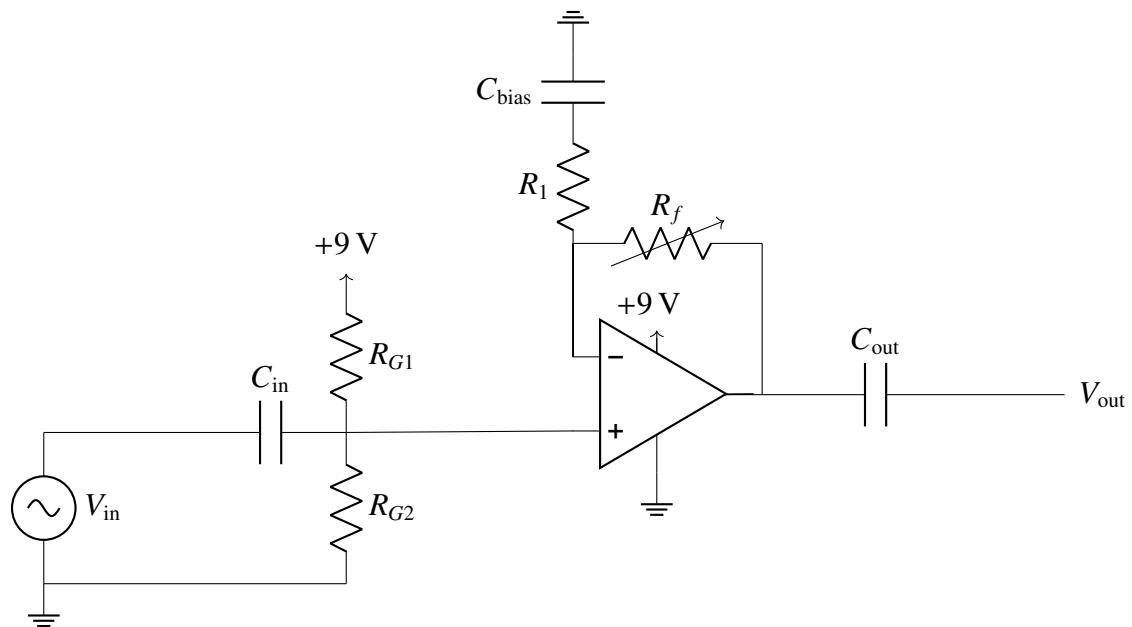


Fig. 3.16. Esquema circuital del buffer con distorsión (Elaboración propia)

En este caso, la red de retroalimentación está formada por la configuración en paralelo del potenciómetro  $R_f$  con la resistencia  $R_1$  y el condensador  $C_{bias}$ . De esta manera se puede suministrar ganancia significativa, sin amplificar el punto de trabajo de +4,5V.

Además, este circuito puede comportarse como un Input Buffer de colocarse el potenciómetro  $R_f$  a cero, lo que le permite ser un pedal versátil para suministrar distorsión y adaptar impedancias.

Los valores de  $R_{G1}$ ,  $R_{G2}$ ,  $C_{in}$  y  $C_{out}$  son los decididos anteriormente.

Para decidir los valores de los componentes nuevos, es necesario hallar la expresión de la ganancia, tomando en cuenta las particularidades del amplificador operacional.

Ha de tomarse en cuenta que tanto  $C_{in}$  como  $C_{out}$  se comportan como cortocircuitos para la banda frecuencial auditiva gracias a las consideraciones de diseño tomadas, por lo que para el siguiente estudio se tratarán de esta manera.

Gracias a las corrientes ínfimas de las patillas positiva y negativa del TL072, y a la diferencia mínima entre ellas, se puede considerar que son corrientes iguales y despreciables. Por ello, sus tensiones serán también iguales, y además, la tensión de la patilla positiva,  $V_+$ , será prácticamente igual a la tensión que cae en  $R_G$ . Gracias a la adaptación correcta de impedancias realizadas en el apartado de Input Buffer, esta tensión de  $R_G$  será muy cercana a la tensión de entrada.

Así, la situación simplificada es la siguiente:

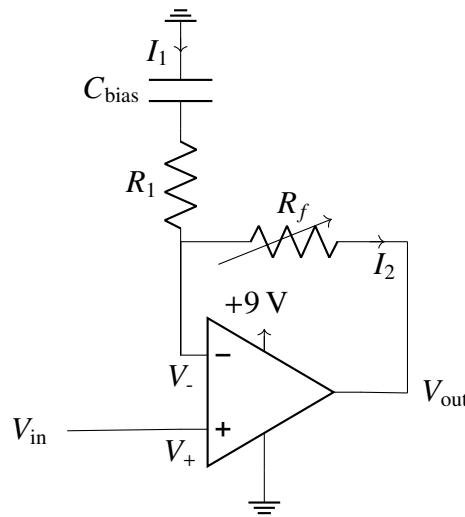


Fig. 3.17. Esquema circuital simplificado del buffer con distorsión (Elaboración propia)

Entonces:

$$V_+ = V_- = V_{in} \quad (3.2.144)$$

Tomando esto en cuenta, las expresiones de las corrientes que circulan por las ramas de la retroalimentación  $I_1$  e  $I_2$  también serán iguales, puesto que las corrientes a la entrada del amplificador son prácticamente nulas. Sus expresiones serían, respectivamente:

$$I_1 = -\frac{V_{in}}{R_1 + Z_{C_{bias}}} \quad (3.2.145)$$

$$I_2 = \frac{V_{in} - V_{out}}{R_f} \quad (3.2.146)$$

Donde:

$$Z_{C_{bias}} = \frac{1}{j\omega C_{bias}} = \frac{1}{j2\pi f C_{bias}} \quad (3.2.147)$$

Entonces:

$$I_1 = I_2 \quad (3.2.148)$$

$$-\frac{V_{in}}{R_1 + Z_{C_{bias}}} = \frac{V_{in} - V_{out}}{R_f} \quad (3.2.149)$$

Con lo que para hallar la expresión de la ganancia, ha de desarrollarse el cociente  $\frac{V_{out}}{V_{in}}$ . Despejando la expresión anterior:

$$\Rightarrow -V_{in} \cdot R_f = V_{in} \cdot (R_1 + Z_{C_{bias}}) - V_{out} \cdot (R_1 + Z_{C_{bias}}) \quad (3.2.150)$$

$$(R_1 + Z_{C_{bias}}) \cdot V_{out} = V_{in} \cdot (R_1 + Z_{C_{bias}} + R_f) \quad (3.2.151)$$

$$\Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_1 + Z_{C_{bias}} + R_f}{R_1 + Z_{C_{bias}}} = 1 + \frac{R_f}{R_1 + Z_{C_{bias}}} \quad (3.2.152)$$

Se procederá ahora a diseñar los valores adecuados para  $R_f$ ,  $R_1$  y  $C_{bias}$ .

- $R_f$ : Se trata de un potenciómetro, que definirá la cantidad de ganancia a suministrar por el usuario. Se puede hallar una expresión para decidir los valores de  $R_f$  y  $R_1$  en función del valor de ganancia en decibelios deseado:

$$\left. \frac{V_{out}}{V_{in}} \right|_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{V_{out}}{V_{in}} \right) \quad (3.2.153)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 10^{\frac{\left. \frac{V_{out}}{V_{in}} \right|_{dB}}{20}} \quad (3.2.154)$$

Entonces:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_f}{R_1 + Z_{C_{bias}}} \quad (3.2.155)$$

$$\Rightarrow R_f = (R_1 + Z_{C_{bias}}) \left( \frac{V_{out}}{V_{in}} - 1 \right) \quad (3.2.156)$$

$$\Rightarrow R_f = (R_1 + Z_{C_{bias}}) \left( 10^{\frac{|V_{out}|_{dB}}{20}} - 1 \right) \quad (3.2.157)$$

Un potenciómetro de valor máximo 500kΩ es común dentro del mundo del audio, especialmente de las guitarras, para suministrar distorsión [33]. Se empleará uno de este valor, a partir del cual podrá estimarse  $R_1$ .

- $R_1$ : Esta resistencia controla la ganancia suministrada, ya que al dividir el valor del potenciómetro, lo limita. Si es muy alto, la ganancia máxima se reduce; si es muy bajo, la ganancia se dispara a la mínima que el potenciómetro sea distinto de cero. Por esta razón ha de hallarse un valor que consiga un compromiso de este comportamiento según las prestaciones deseadas.

Puede calcularse cuál debe ser su valor para conseguir este compromiso, despejando de la expresión anterior. Se tomará en cuenta que  $Z_{C_{bias}}$  se diseñará para ejercer impedancia nula dentro de la banda de paso auditiva (de manera que no amplifique el punto de trabajo), por lo que puede despreciarse. Así:

$$R_f = (R_1 + 0) \cdot \left( 10^{\frac{|V_{out}|_{dB}}{20}} - 1 \right) = R_1 \cdot \left( 10^{\frac{|V_{out}|_{dB}}{20}} - 1 \right) \quad (3.2.158)$$

$$\Rightarrow R_1 = \frac{R_f}{10^{\frac{|V_{out}|_{dB}}{20}} - 1} \quad (3.2.159)$$

Una distorsión de tipo boost (es decir, de amplificación sin cambio de la onda de la señal), otorga una ganancia de hasta 20dB. A partir de este punto, la ganancia puede considerarse como distorsión tipo overdrive (distorsión suave para posterior distorsionado por otro dispositivo), hasta aproximadamente 40dB aproximadamente, que ya es una distorsión dura (no interesa en este diseño) [34]. Los 20dB deben alcanzarse en un punto razonable del potenciómetro, para tener definidos claramente las zonas de boost y de overdrive. Para mayor control de la distorsión generada por el pedal, se puede decidir que esto empiece a ocurrir a partir de que el potenciómetro esté a un cuarto de su recorrido. Entonces:

$$R_1 = \frac{\frac{R_f}{4}}{10^{\frac{|V_{out}|_{dB}}{20}} - 1} = \frac{\frac{500 \times 10^3}{4}}{10^{\frac{20}{20}} - 1} \approx 13,89 \text{ k}\Omega \quad (3.2.160)$$

Se tomará entonces para  $R_1$  un valor ligeramente superior, de 15 kΩ, para dar algo de margen a la señal limpia.

De esta manera, la ganancia máxima, en decibelios, dentro de la banda de paso sería:

$$\left. \frac{V_{out}}{V_{in}} \right|_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left( 1 + \frac{R_{f,\text{máx}}}{R_1} \right) \quad (3.2.161)$$

$$\left. \frac{V_{out}}{V_{in}} \right|_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left( 1 + \frac{500 \times 10^3}{15 \times 10^3} \right) \approx 30,71 \text{ dB} \quad (3.2.162)$$

Este nivel de ganancia máxima es ideal para un pedal de overdrive.

- $C_{bias}$ : Este capacitor tiene la finalidad de conformar junto a  $R_1$  un filtro paso alto, que consigue filtrar la componente continua, +4,5V, tan solo durante la amplificación de la señal, sin amplificar el punto de trabajo, lo que desestabilizaría el funcionamiento del TL072.

De la misma manera que ocurría con el estudio de  $C_{in}$  y  $C_{out}$ , se desea que la frecuencia de corte de este filtro sea inferior a los 20Hz mínimos del rango audible.

A modo de simplificar el circuito final, puede evaluarse si con un condensador del mismo valor que  $C_{in}$  y  $C_{out}$  de  $1\mu\text{F}$  se puede conseguir este cometido.

Recordando la expresión de la frecuencia de corte, y tomando en cuenta los componentes de esta situación, se tiene que:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_{bias}} \quad (3.2.163)$$

Para los valores estimados se obtiene:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot 15 \times 10^3 \cdot 1 \times 10^{-6}} \approx 10,61 \text{ Hz} \quad (3.2.164)$$

Puesto que se consigue este objetivo, se fija  $C_{bias}$  como  $1\mu\text{F}$ .

**Estudio en Pequeña Señal:** El circuito equivalente en pequeña señal es el siguiente:

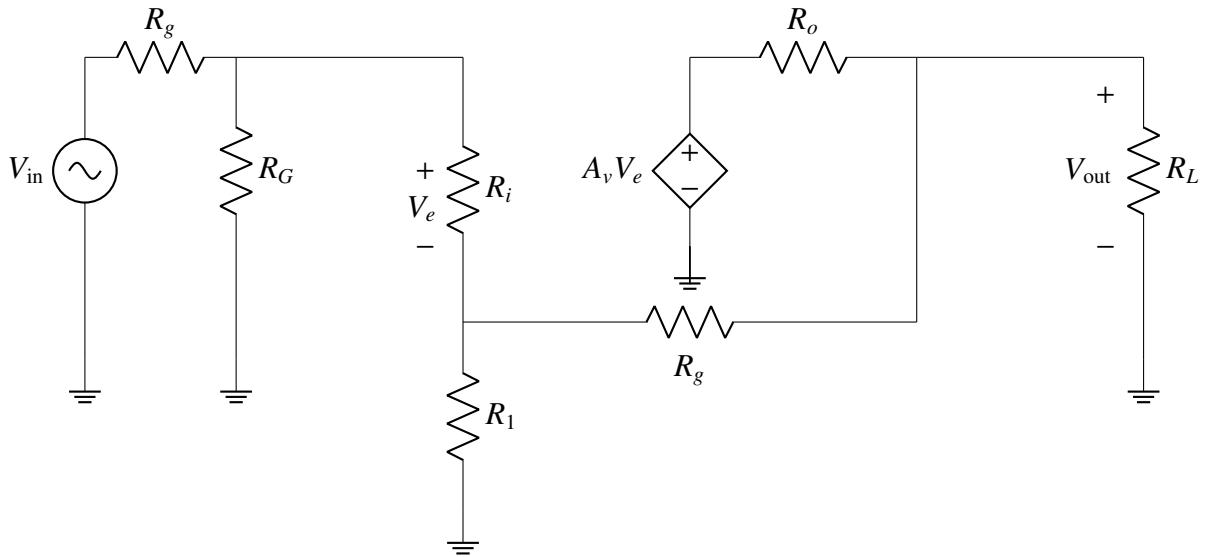


Fig. 3.18. Esquema circuital en pequeña señal del buffer con distorsión (Elaboración propia)

De manera análoga al estudio en pequeña señal del Input buffer basado en amplificador operacional, la topología de retroalimentación de la red  $\beta$  es de tipo transtensión: la entrada está conectada en serie, mientras que la salida se mide en paralelo. Esto significa que los parámetros privilegiados son de tipo  $h$  (híbridos) [19].

Empleando la teoría de cuadripolos, la red  $\beta$  viene siendo:

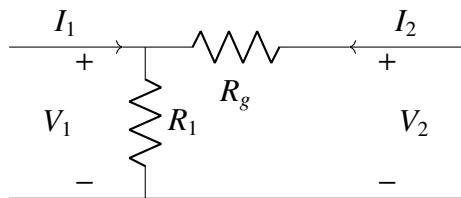


Fig. 3.19. Esquema circuital de la red de retroalimentación modelada como cuadripolo del buffer con distorsión (Elaboración propia)

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (3.2.165)$$

Siendo  $V_1$  la entrada del sistema, y  $V_2$  su salida.

El desarrollo de las ecuaciones correspondientes al sistema matricial es el siguiente:

$$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \quad (3.2.166)$$

$$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \quad (3.2.167)$$

Para los siguientes cálculos, se utilizará como valor del potenciómetro  $R_f$  su valor máximo; es decir, 500 kΩ.

$$h_{12} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0} = \frac{R_1}{R_1 + R_f} = \frac{15 \times 10^3}{15 \times 10^3 + 500 \times 10^3} \approx 0,029 \quad (3.2.168)$$

$$h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{V_2=0} = -\frac{R_1}{R_1 + R_f} = -\frac{15 \times 10^3}{15 \times 10^3 + 500 \times 10^3} \approx -0,029 \quad (3.2.169)$$

$$h_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0} = R_1 \parallel R_f = \frac{R_1 \cdot R_f}{R_1 + R_f} = \frac{15 \times 10^3 \cdot 500 \times 10^3}{15 \times 10^3 + 500 \times 10^3} \approx 15 \text{ k}\Omega \quad (3.2.170)$$

$$h_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{I_1=0} = \frac{1}{R_f + R_1} = \frac{1}{15 \times 10^3 + 500 \times 10^3} \approx 1,94 \times 10^{-6} \quad (3.2.171)$$

Inlcuyendo los efectos de carga de la red en el circuito:

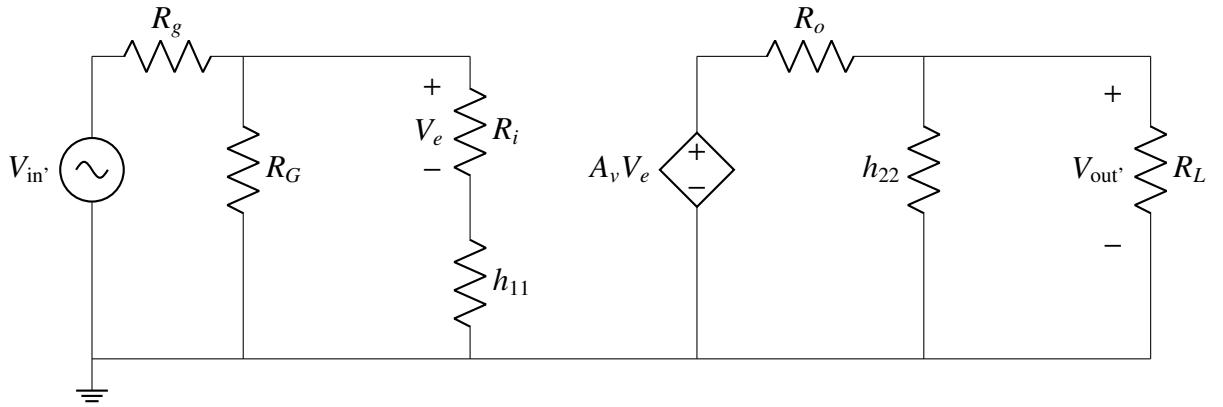


Fig. 3.20. Esquema circuital en pequeña señal con inclusión de los efectos de carga de la red de retroalimentación, del buffer con distorsión (Elaboración propia)

**Ganancia:** Ahora se desarrollará la expresión de la ganancia en lazo cerrado,  $A_{v'}$ . Se analiza el circuito en lazo abierto, teniendo en cuenta que  $A_{v'}$  sigue la expresión:

$$A_{v'} = \frac{V_{out'}}{V_{in'}} \quad (3.2.172)$$

Desglosándolo como un producto de cocientes de las tensiones del circuito, entonces:

$$\frac{V_{out'}}{V_{in'}} = \frac{V_{out'}}{V_e} \cdot \frac{V_e}{V_G} \cdot \frac{V_G}{V_{in'}} \quad (3.2.173)$$

Analizando cada uno:

$$\frac{V_{out'}}{V_e} = A_v \cdot \frac{R_L \| h_{22}}{R_L \| h_{22} + R_o} \quad (3.2.174)$$

$$R_L \| h_{22} = \frac{1}{\frac{1}{h_{22}} + \frac{1}{R_L}} = \frac{1}{R_f + R_1 + \frac{1}{R_L}} \quad (3.2.175)$$

Tomando en cuenta que en el peor caso,  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , y que además:

$$R_f + R_1 = 500 \times 10^3 + 15 \times 10^3 = 515 \text{ k}\Omega \quad (3.2.176)$$

Entonces  $R_L \ll R_f + R_1$ , con lo que:

$$R_L \| h_{22} \approx \frac{1}{R_f + R_1} = h_{22} \quad (3.2.177)$$

Además, recordando que  $R_o = 200\Omega$ , se tiene también que  $h_{22} \gg R_o$ . Así:

$$\frac{V_{out'}}{V_e} = A_v \cdot \frac{R_L \| h_{22}}{R_L \| h_{22} + R_o} \approx A_v \cdot \frac{h_{22}}{h_{22} + R_o} \approx A_v \quad (3.2.178)$$

Por otro lado:

$$\frac{V_G}{V_{in'}} = \frac{R_G}{R_G + R_g} \quad (3.2.179)$$

Puesto que  $R_G \gg R_g$ , entonces:

$$\frac{V_G}{V_{in'}} \approx 1 \quad (3.2.180)$$

Además:

$$\frac{V_e}{V_G} = \frac{R_i}{R_i + R_G + h_{11}} \quad (3.2.181)$$

Teniendo en cuenta que  $R_i = 10 \text{ M}\Omega$ ,  $h_{11} \approx 15 \text{ k}\Omega$ , y  $R_G = 1 \text{ M}\Omega$ , se tiene que  $R_i \gg R_G + h_{11}$ . Por ello:

$$\frac{V_e}{V_G} = \frac{R_i}{R_i + R_G + h_{11}} \approx 1 \quad (3.2.182)$$

De esta manera, la expresión completa de la ganancia en lazo abierto sería:

$$\frac{V_{out'}}{V_{in'}} \approx A_v \cdot 1 \cdot 1 = A_v \quad (3.2.183)$$

La ganancia del sistema sigue la expresión:

$$G_v = \frac{A_{v'}}{1 + A_{v'} \cdot h_{12}} \quad (3.2.184)$$

Con lo que, sustituyendo valores:

$$G_v = \frac{1 \times 10^5}{1 + 1 \times 10^5 \cdot 0,029} \approx 34,48 \quad (3.2.185)$$

Esto coincide con lo esperado, ya que cuando  $A_v \gg h_{12}$ , la expresión de la ganancia es aproximadamente:

$$G_v \approx \frac{1}{h_{12}} = \frac{R_1 + R_f}{R_1} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (3.2.186)$$

Que es precisamente la expresión hallada para la ganancia desde un principio.

### **Impedancia de Entrada:**

- **Impedancia de Entrada en Lazo Abierto:**

$$Z_{in_{LA}} = R_g + R_G \parallel (R_i + h_{11}) \quad (3.2.187)$$

Puesto que  $R_G \ll R_i$ , y  $h_{11} \ll R_i$ :

$$\Rightarrow R_G \parallel (R_i + h_{11}) \approx R_G \parallel R_i \approx R_G \quad (3.2.188)$$

Además, ya que  $R_g \ll R_G$ :

$$\Rightarrow R_g + R_G \approx R_G \quad (3.2.189)$$

Entonces:

$$Z_{in_{LA}} \approx R_G = 1 \text{ M}\Omega \quad (3.2.190)$$

- **Impedancia de Entrada en Lazo Cerrado:** Con retroalimentación negativa de tipo trans-tensión, la impedancia de entrada en lazo cerrado sigue la expresión:

$$Z_{in_{LC}} \approx Z_{in_{LA}} \cdot (1 + A_{v'} \cdot h_{12}) \quad (3.2.191)$$

Sustituyendo valores:

$$Z_{in_{LC}} \approx 1 \times 10^6 \cdot (1 + 1 \times 10^5 \cdot 0,029) \approx 29 \text{ G}\Omega \quad (3.2.192)$$

- **Impedancia de Entrada del Circuito:** Es igual a la impedancia de entrada del circuito Input Buffer basado en amplificador operacional. Entonces:

$$Z_{in} = Z_{in_{LA}} \approx R_G = 1 \text{ M}\Omega \quad (3.2.193)$$

### Impedancia de Salida:

- **Impedancia de Salida en Lazo Abierto:** Es la impedancia vista por la carga en pequeña señal con los efectos de carga de la red de realimentación. Por ello:

$$Z_{out_{LA}} = R_o \parallel h_{22} = \frac{1}{\frac{1}{R_o} + R_1 + R_f} \quad (3.2.194)$$

$$Z_{out_{LA}} \approx R_o = 200 \Omega \quad (3.2.195)$$

- **Impedancia de Salida en Lazo Cerrado:** Con retroalimentación negativa de tipo trans-tensión, la impedancia de salida en lazo cerrado sigue la expresión:

$$Z_{out_{LC}} \approx \frac{Z_{out_{LA}}}{1 + A_v \cdot h_{12}} \quad (3.2.196)$$

Sustituyendo valores:

$$Z_{out_{LC}} \approx \frac{200}{1 + 1 \times 10^5 \cdot 1} \approx 2 \text{ m}\Omega \quad (3.2.197)$$

**Impedancia de Salida del Circuito:** Es igual a la impedancia de salida del circuito Input Buffer basado en amplificador operacional. Entonces:

$$Z_{out} = R_o = 200 \Omega \quad (3.2.198)$$

Sin embargo, de nuevo, con la retroalimentación incluida la  $R_o$  coincide con la impedancia en lazo cerrado, por lo que:

$$Z_{out} = Z_{out_{LC}} \approx 2 \text{ m}\Omega \quad (3.2.199)$$

### Conclusiones teóricas para la implementación del Input Buffer con Booster/Over-drive

Este bloque de implementación de booster es robusto teóricamente y muy funcional. Es capaz de suministrar ganancia desde la considerada como tipo boost, hasta suficiente como para considerarse como overdrive.

A pesar de sus ventajas, su principal falta de diseño es un mayor grado de customización y de control sobre la señal musical, para su acondicionamiento más adecuado. Por esta razón, se ideó un circuito más amplio, que emplea el circuito booster/overdrive y el buffer, y que adicionalmente es capaz de capar este tema de mayor customización de una manera sencilla y eficaz. Este es el cometido del siguiente circuito a implementar, cuyo desarrollo teórico se encuentra a continuación.

### 3.2.3. Input Buffer con Booster/Overdrive Multibanda y Ecualizador

Este es el pedal final a desarrollar en este proyecto, y constituye el resultado de la suma progresiva de funcionalidades que se han ido estudiando con los demás pedales.

A nivel alto, se puede diagramar según los bloques y sus funcionalidades, de esta manera:

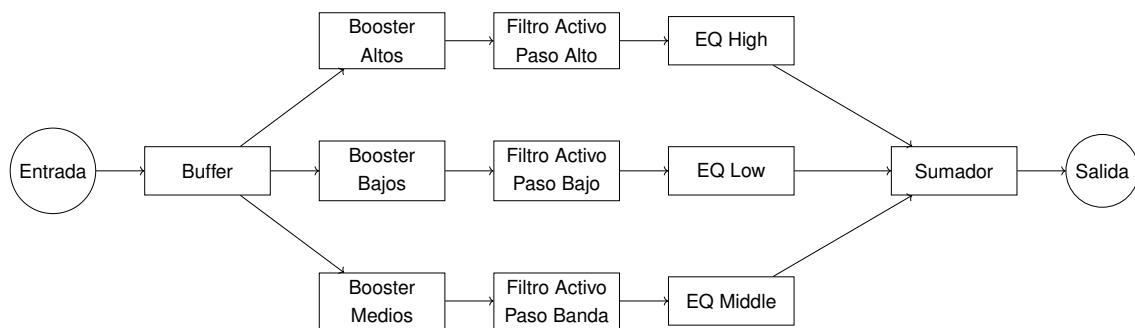


Fig. 3.21. Esquema general funcional del buffer con distorsión multibanda y ecualizador  
(Elaboración propia)

Del diagrama se obviaron los filtros paso alto de entrada y salida, y el divisor resistivo a la entrada.

Además, el diseño incluye una salida de buffer directa seleccionable por un switch para escoger entre una salida de buffer puro, o la salida del circuito de distorsión multibanda con el ecualizador. Puesto que tan solo supone la inclusión de un switch para el cambio, y la salida de solo buffer con amplificador operacional ya se estudió, por simplicidad solo se estudiará y probará el circuito de distorsión multibanda y ecualizador sin el switch.

El circuito planteado es el siguiente:

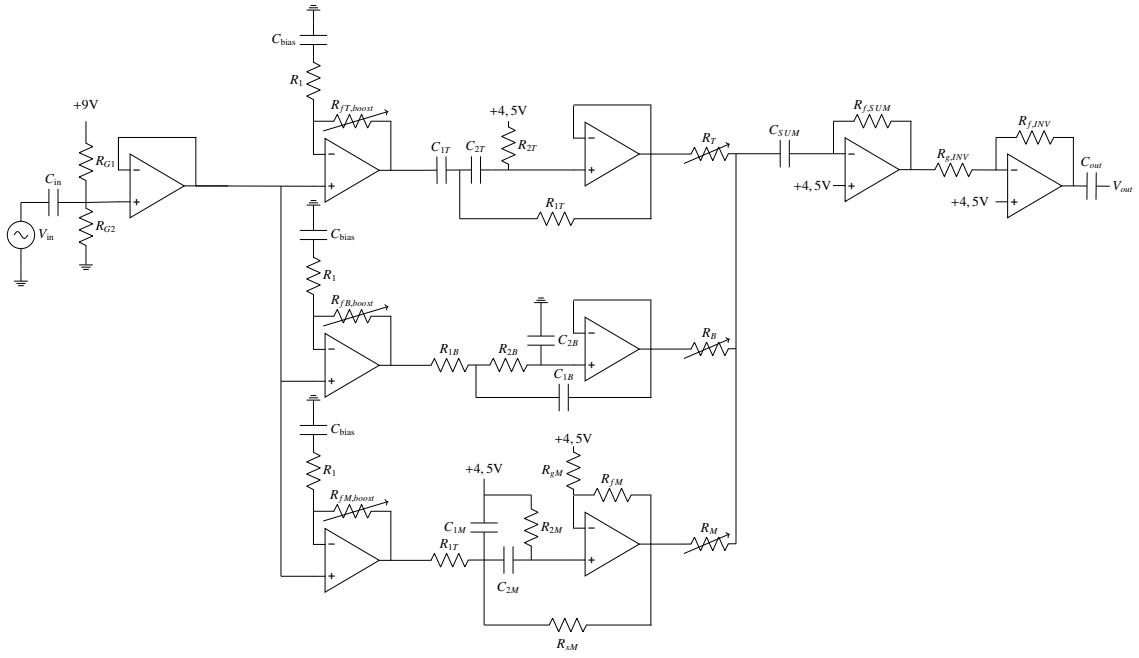


Fig. 3.22. Esquema circuital del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

Todos los operacionales son de modelo TL072, y están alimentados de 0V a +9V. No se incluye en el esquema por simplicidad.

Cada etapa está caracterizada con un amplificador operacional, con lo que las salidas y entradas quedan correctamente desacopladas, salvo por la etapa de sumador, a la que es necesario agregarle un condensador a la entrada  $C_{SUM}$  para no cargar la suma.

Se incluyó un bloque inversor entre el sumador y la salida, ya que la configuración del sumador es inversora.

Las distintas estapas son:

- **Buffer:** Para adaptar impedancias de entrada.
- **Booster/Overdrive Multibandas:** Suministran ganancia a cada rama frecuencial correspondiente, de manera independiente. Sus impedancias altas de entrada ayudan a desacoplar cada rama, consiguiendo dicha independización.
- **Filtros Activos:** Tienen la finalidad de separar el espectro en tres bandas representativas (frecuencias agudas, medias y bajas). Cada uno se compone de un filtro activo de tipo Sallen-Key, para conseguir mayor estabilidad y precisión en los cortes frecuenciales sin complicar excesivamente el diseño. Además, al usar TL072 para el filtro, las impedancias de salida de este bloque son extremadamente bajas, desacoplando entonces el filtro de los ecualizadores; así, cambiar los valores de los potenciómetros de la ecualización no modifica las frecuencias de corte de los filtros.
- **Ecualizadores:** Serán potenciómetros de control de nivel para cada banda.

- **Sumador:** Suma y balancea las señales filtradas para componerlas de nuevo.
- **Inversor:** Para recomponer la fase original de la señal tras el sumador inversor, y conseguir una impedancia de salida del pedal baja.

Las etapas de Buffer y Booster/Overdrive presentan exactamente las características estudiadas anteriormente. Se procederá a llevar a cabo el estudio de las demás etapas. Para ello se tomará en cuenta que las corrientes a la entrada de los operacionales son despreciables.

Las tensiones  $V_i$  y  $V_o$  en cada diagrama representan las señales de entrada y salida, respectivamente, dentro del contexto de cada bloque.

**Diseño de los Filtros Activos:** Consisten en filtros de tipo Sallen-Key de  $2^{do}$  grado, para limitar en lo posible el solapamiento entre bandas y conseguir más precisión en ellas. Presenta realimentación tanto positiva como negativa. Se estudiarán en el dominio de Laplace (por lo que las tensiones continuas se tomarán como tierra), mediante las expresiones de las corrientes que fluyen en cada nodo [20].

Aunque en el presente trabajo se mostrará el desarrollo de estos estudios de manera lineal, no fue así al diseñar los filtros. Se implementó un estudio que mezcló el análisis teórico con simulaciones en LTSpice en paralelo, a modo de corroborar y afinar los valores de componentes diseñados. De estas simulaciones se sabe, por ejemplo, que los filtros paso alto y bajo estarán perfectamente con una amplitud unidad, mientras que en paso banda sufre una leve atenuación. Otro aspecto decidido empíricamente mediante el diseño híbrido con estudio teórico y simulaciones fueron las frecuencias de corte de cada filtro. Se fueron tomando distintos valores de los mismos para evaluar su suma de espectros final, intentando en cada iteración que fuese lo más plana posible. A modo de no extender innecesariamente el análisis, se procederá a desarrollar el estudio teórico tomando en cuenta las decisiones de diseño afinadas con las simulaciones como los valores finales.

En cada caso se hallará la expresión de la función de transferencia; ésta se comparará con la función de transferencia canónica correspondiente, y de allí se extraerán las expresiones para la frecuencia de corte y el factor de calidad [20]. Se tomarán valores arbitrarios típicos y adecuados para ciertos componentes para poder desarrollar el diseño completo.

Por simplicidad, en los desarrollos no se utilizará la letra de identificación de la banda frecuencial, puesto que se conoce según el apartado. Así, por ejemplo, para la rama de agudos,  $R_{1T}$  sería sencillamente  $R_1$ .

Para la selección de las frecuencias de corte de cada filtro, se tomó en cuenta el rango frecuencial típico de una guitarra eléctrica [35]:

- **[0, 200] Hz: Bajos** Estas frecuencias, aunque menos sensibles para el oído humano, dan la sensación de fondo de la guitarra; qué tan *honda* o profunda suena.

- **[200, 1k] Hz: Medios** A grosso-modo, esta zona frecuencial constituye el *cuerpo* de la guitarra. Es la más amplia, y da la sensación de completitud sonora y de presencia.
- **[1k, 20k] Hz: Agudos** Representan la parte brillante del sonido de la guitarra, incluyendo la viveza, golpes agudos, el movimiento de los dedos por las cuerdas, y demás. Se le denomina el *aire* de la sonoridad de la guitarra.

Así, de manera representativa, para cada banda se seleccionaron empíricamente (mediante simulaciones paralelas) las siguientes frecuencias de corte, tomando en cuenta los solapamientos entre bandas:

- **Bajos**  $f_c = 150$  Hz
- **Medios**  $f_c = 400$  Hz (Frecuencia central)
- **Agudos**  $f_c = 1'1$  kHz

Se procederá a realizar los desarrollos necesarios de cada filtro para conseguir estos valores.

**Filtro Paso Alto:** El bloque correspondiente es el siguiente:

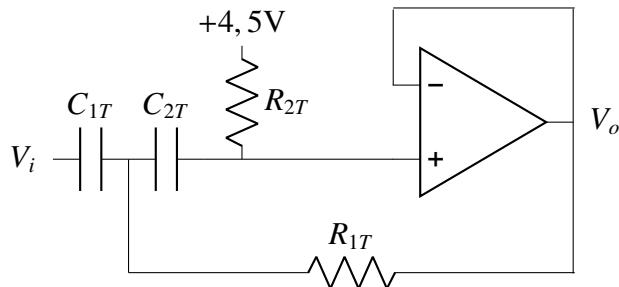


Fig. 3.23. Esquema circuital del bloque de filtro paso alto de segundo orden Sallen-Key, del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

Al nodo entre  $C_1$  y  $C_2$  se le llamará  $V_A$ . En este:

$$(V_i - V_A) \cdot sC_1 = (V_A - V_o) \frac{1}{R_1} + (V_A - V_o) \cdot sC_2 \quad (3.2.200)$$

Debido al cortocircuito virtual y a la realimentación directa:

$$V_+ = V_- = V_o \quad (3.2.201)$$

Ahora, para el nodo  $V_+$  se tiene:

$$sC_2 \cdot (V_A - V_o) = \frac{V_o}{R_2} \Rightarrow V_o \left( \frac{1}{R_2} + sC_2 \right) = sC_2 \cdot V_A \quad (3.2.202)$$

$$V_o = \left( \frac{1}{sC_2 R_2} + 1 \right)^{-1} V_A \quad (3.2.203)$$

$$V_i \cdot sC_1 - V_A \cdot sC_1 = \frac{V_A}{R_1} - \frac{V_o}{R_1} + V_A \cdot sC_2 - V_o \cdot sC_2 \quad (3.2.204)$$

$$V_A \left( \frac{1}{R_1} + sC_2 + sC_1 \right) - V_i \cdot sC_1 + V_o \left( \frac{1}{R_1} + sC_2 \right) = 0 \quad (3.2.205)$$

$$V_o \left( \frac{1}{R_2} + sC_2 \right) \left( \frac{1}{R_1} + sC_2 + sC_1 \right) + V_o \cdot \left( \frac{C_1}{C_2 R_2} \right) = V_i \cdot sC_1 \quad (3.2.206)$$

$$V_o \left( s^2 C_1 + \frac{1}{C_2 R_1 R_2} + \frac{s}{R_2} + \frac{s}{C_1 R_2} \right) = V_i \cdot s^2 C_1 \quad (3.2.207)$$

$$\frac{V_o}{V_i}(s) = \frac{s^2}{s^2 C_1 + \frac{1}{C_2 R_1 R_2} + \frac{s}{C_1 R_2} + \frac{s}{R_2}} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{s}{R_2} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (3.2.208)$$

Esta función de transferencia corresponde a un filtro paso alto de segundo orden, que puede expresarse en la forma canónica [20]:

$$\frac{V_o}{V_i}(s) = \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (3.2.209)$$

Comparando ambos numeradores y denominadores, se pueden identificar la frecuencia natural del filtro y su factor de calidad.

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{R_2} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \quad (3.2.210)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \quad (3.2.211)$$

Por simplicidad, se tomará  $C_1 = C_2 = C$ , con lo que las expresiones anteriores quedan de esta manera:

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{2}{CR_2} \quad (3.2.212)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C^2 R_1 R_2} \quad (3.2.213)$$

Se desea que la banda de agudos tenga una frecuencia de corte de 1,1 kHz.

El factor de calidad  $Q$ , al dividir la frecuencia natural del filtro, determina qué tan selectiva o precisa es la banda de paso [36]. Puede ir de 0 (nada selectivo, banda ancha) a 1 (perfectamente selectivo, mayor énfasis). Un valor de 0,7 con aproximación de Butterworth es suficiente para este cometido [20].

Se va a fijar un valor arbitrario para los condensadores, para calcular las resistencias. Se empleará un valor de 6,8nF para ellos.

A partir de las ecuaciones anteriores, se depejan las resistencias:

$$R_2 = \frac{2Q}{C\omega_0} \quad (3.2.214)$$

$$R_1 = \frac{1}{C^2\omega_0^2 R_2} = \frac{1}{2C\omega_0 Q} \quad (3.2.215)$$

Se calcula  $\omega_0$ :

$$\omega_0 = 2\pi f_c = 2\pi \times 1,1 \times 10^3 \approx 6911,5 \text{ rad/s} \quad (3.2.216)$$

Ahora, las resistencias:

$$R_2 = \frac{2 \times 0,7}{6,8 \times 10^{-9} \times 6911,5} \approx 30,09 \text{ k}\Omega \quad (3.2.217)$$

$$R_1 = \frac{1}{2 \times 6,8 \times 10^{-9} \times 6911,5 \times 0,7} \approx 15,06 \text{ k}\Omega \quad (3.2.218)$$

**Filtro Paso Bajo:** El circuito del filtro paso bajo es:

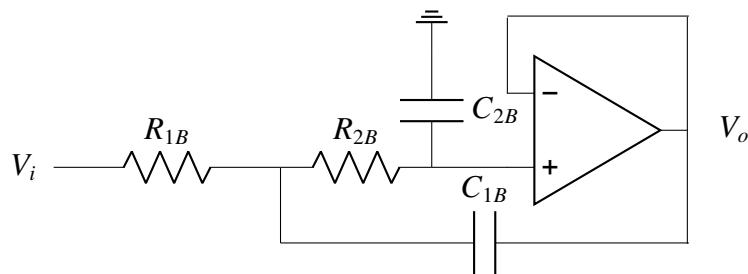


Fig. 3.24. Esquema circuital del filtro paso bajo de segundo orden Sallen-Key, del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

De manera análoga al caso Paso Alto, al nodo entre  $R_1$  y  $R_2$  se le llamará  $V_A$ . Así:

$$(V_i - V_A) \cdot \frac{1}{R_1} = (V_A - V_o) \cdot \frac{1}{R_2} + (V_A - V_o) \cdot sC_1 \quad (3.2.219)$$

$$(V_A - V_o) \cdot \left( \frac{1}{R_2} + sC_1 \right) = V_o \cdot sC_2 \quad (3.2.220)$$

Ahora, en el nodo  $V_+$  se tiene:

$$V_A \cdot \frac{1}{R_2} - V_o \cdot \frac{1}{R_2} = V_o \cdot sC_2 \quad (3.2.221)$$

$$V_A \cdot \frac{1}{R_2} = V_o \left( sC_2 + \frac{1}{R_2} \right) \Rightarrow V_A = V_o \cdot (sR_2C_2 + 1) \quad (3.2.222)$$

Sustituyendo la expresión anterior en el desarrollo del nodo  $V_A$ :

$$\frac{V_i - V_A}{R_1} = \frac{V_A - V_o}{R_2} + V_A \cdot sC_1 - V_o \cdot sC_1 \quad (3.2.223)$$

$$\frac{V_i}{R_1} + V_o \left( \frac{1}{R_2} + sC_1 \right) = V_A \left( \frac{1}{R_2} + sC_1 + \frac{1}{R_1} \right) \quad (3.2.224)$$

$$\frac{V_i}{R_1} + V_o \left( \frac{1}{R_2} + sC_1 \right) = V_o \cdot (sR_2C_2 + 1) \cdot \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} + sC_1 \right) \quad (3.2.225)$$

$$\frac{V_i}{R_1} = V_o \left( \frac{1}{R_2} + sC_1 + \frac{sR_2C_2}{R_1} + s^2C_1C_2R_2 \right) \quad (3.2.226)$$

$$V_i = V_o \left( 1 + sR_1C_2 + sR_1R_2C_2 + s^2C_1C_2R_1R_2 \right) \quad (3.2.227)$$

$$\frac{V_o}{V_i}(s) = \frac{1}{s^2C_1C_2R_1R_2 + sC_2(R_1 + R_2) + 1} \quad (3.2.228)$$

$$\frac{V_o}{V_i}(s) = \frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \cdot \frac{1}{s^2 + \frac{s}{C_1R_1R_2}(R_1 + R_2) + \frac{1}{C_1C_2R_1R_2}} \quad (3.2.229)$$

$$\frac{V_o}{V_i}(s) = \frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \cdot \frac{1}{s^2 + \frac{s}{C_1} \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right) + \frac{1}{C_1C_2R_1R_2}} \quad (3.2.230)$$

Esta función de transferencia corresponde a un filtro paso bajo de segundo orden, que puede expresarse en la forma canónica siguiente [20]:

$$\frac{V_o}{V_i}(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (3.2.231)$$

Comparando ambos modelos, de manera análoga al filtro paso alto, se identifican los siguientes parámetros:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \quad (3.2.232)$$

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{C_1} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \quad (3.2.233)$$

Por simplicidad, se tomará  $R_1 = R_2 = R$ . Así:

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{2}{C_1 R} \quad (3.2.234)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1 C_2 R^2} \quad (3.2.235)$$

Despejando ambos condensadores:

$$C_1 = \frac{2Q}{R\omega_0} \quad (3.2.236)$$

$$C_2 = \frac{1}{C_1 R^2 \omega_0^2} \quad (3.2.237)$$

Se desea que la frecuencia de corte sea baja, de unos 150Hz. De nuevo, un factor de calidad  $Q$  de 0,7 con aproximación Butterworth es favorable [20]. Además, se tomará un valor de diseño para  $R_1$  y  $R_2$  de 300 kΩ.

Así:

$$\omega_0 = 2\pi f_c = 2\pi \cdot 150 \approx 942,48 \text{ rad/s} \quad (3.2.238)$$

Calculando entonces los valores de  $C_1$  y  $C_2$ :

$$C_1 = \frac{2 \cdot 0,7}{300 \times 10^3 \cdot 942,48} \approx 4,95 \text{ nF} \quad (3.2.239)$$

$$C_2 = \frac{1}{4,95 \times 10^{-9} \cdot (300 \times 10^3 \cdot 942,48)^2} \approx 2,53 \text{ nF} \quad (3.2.240)$$

**Filtro Paso Banda:** El circuito correspondiente es:

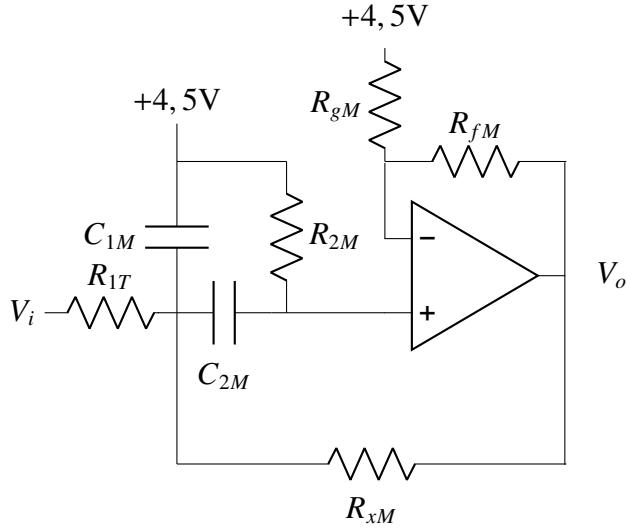


Fig. 3.25. Esquema circuital del filtro paso banda de segundo orden Sallen-Key, del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

De manera análoga a los filtros anteriores, al nodo que conecta  $R_1$ ,  $R_X$ ,  $C_1$  y  $C_2$  se le denominará  $V_A$ . Entonces:

$$\frac{V_i - V_A}{R_1} = \frac{V_A - V_o}{R_X} + V_A \cdot sC_1 + (V_A - V_+) \cdot sC_2 \quad (3.2.241)$$

Gracias al cortocircuito virtual, se tiene que:

$$V_+ = V_- \quad (3.2.242)$$

Por otro lado, gracias a la retroalimentación por parte de  $R_g$  y  $R_f$ ,  $V_+$  puede expresarse como un divisor de tensión respecto a  $V_o$  de esta manera:

$$V_+ = V_o \cdot \frac{R_g}{R_g + R_f} \quad (3.2.243)$$

Ahora, para el nodo  $V_+$ , las corrientes son:

$$(V_A - V_+) \cdot sC_2 = \frac{V_+}{R_2} + \frac{V_B}{R_g} + \frac{V_+ - V_o}{R_f} \quad (3.2.244)$$

$$V_A \cdot sC_2 - V_+ \cdot sC_2 = V_+ \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_f} \right) - \frac{V_o}{R_f} \quad (3.2.245)$$

$$V_A \cdot sC_2 = V_o \cdot \frac{R_g}{R_f + R_g} \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_f} + sC_2 \right) - \frac{V_o}{R_f} \quad (3.2.246)$$

$$V_A = V_o \cdot \left[ \frac{R_g}{sC_2(R_f + R_g)} \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_f} + sC_2 \right) - \frac{1}{R_f} \right] \quad (3.2.247)$$

Sustituyendo ahora en la expresión de las corrientes del nodo  $V_A$ :

$$\frac{V_i}{R_1} = \frac{V_A}{R_1} + \frac{V_A - V_o}{R_X} + V_A \cdot sC_1 + V_A \cdot sC_2 - V_+ \cdot sC_2 \quad (3.2.248)$$

$$\frac{V_i}{R_1} = V_A \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_X} + sC_1 + sC_2 \right) - \frac{V_o}{R_X} - V_o \cdot sC_2 \cdot \frac{R_g}{R_f + R_g} \quad (3.2.249)$$

$$\begin{aligned} \frac{V_i}{R_1} &= V_o \cdot \left[ \frac{R_g}{sC_2(R_f + R_g)} \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_f} + sC_2 \right) - \frac{1}{R_f} \right] \\ &\quad \cdot \left( \frac{1}{R_X} + \frac{1}{R_1} + sC_1 + sC_2 \right) - V_o \left( \frac{1}{R_X} + sC_2 \cdot \frac{R_g}{R_f + R_g} \right) \end{aligned} \quad (3.2.250)$$

$$\begin{aligned} \frac{V_i}{V_o \cdot R_1} &= \left[ \frac{R_g}{sC_2(R_f + R_g)} \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_f} + sC_2 \right) - \frac{1}{R_f} \right] \\ &\quad \cdot \left( \frac{1}{R_X} + \frac{1}{R_1} + sC_1 + sC_2 \right) - \frac{1}{R_X} - sC_2 \cdot \frac{R_g}{R_f + R_g} \end{aligned} \quad (3.2.251)$$

$$\Rightarrow \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{s \left( 1 + \frac{R_f}{R_g} \right) \cdot \frac{1}{R_1 C_1}}{s^2 + s \left( \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} - \frac{R_f}{R_g R_X C_1} \right) + \frac{R_1 + R_X}{R_1 R_2 R_X C_1 C_2}} \quad (3.2.252)$$

Esta función de transferencia corresponde a un filtro paso banda de segundo orden, de la forma canónica [20]:

$$\frac{V_o}{V_i}(s) = \frac{\frac{\omega_0}{Q}s}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (3.2.253)$$

Comparando ambas expresiones, se identifican los siguientes parámetros [20]:

- Término cuadrático:

$$\omega_0^2 = \frac{R_1 + R_X}{R_1 R_2 R_X C_1 C_2} \quad (3.2.254)$$

- Término lineal:

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} - \frac{R_f}{R_g R_X C_1} \quad (3.2.255)$$

- Término del numerador (ganancia en banda):

$$\frac{\omega_0}{Q} = \left( 1 + \frac{R_f}{R_g} \right) \cdot \frac{1}{R_1 C_1} \quad (3.2.256)$$

Se desea que la frecuencia central de este filtro sea de 400Hz, y que para mayor cobertura en banda, el factor de calidad sea menor a los escogidos en los filtros anteriores. Un valor de  $Q$  de 0,3 sirve para este cometido [20].

De manera análoga a los otros filtros, por simplicidad, se tomará el mismo valor arbitrario  $R$  para  $R_1$  y  $R_2$ , de  $200\text{k}\Omega$ .

Además, también, la resistencia de retroalimentación  $R_X$  puede escogerse con cierto grado de libertad. Conviene que sea relativamente elevado, puesto que los condensadores dependen inversamente de su valor, y mientras mayor sea, menores serán las capacitancias. Se escogerá un valor de  $1\text{M}\Omega$  de manera provisional para estudiar si los valores de capacitancia obtenidos son razonables.

Se calcula, entonces,  $\omega_0$ :

$$\omega_0 = 2\pi f_c = 2\pi \cdot 400 \approx 2513,27 \text{ rad/s} \quad (3.2.257)$$

Del término cuadrático, se despeja el producto  $C_1 \cdot C_2$ :

$$C_1 C_2 = \frac{R_1 + R_X}{R_1 R_2 R_X \omega_0^2} \quad (3.2.258)$$

Sustituyendo ahora los valores:

$$C_1 C_2 = \frac{200 \times 10^3 + 1 \times 10^6}{(200 \times 10^3 \cdot 2513,27)^2 \cdot 1 \times 10^6} \approx 4,75 \times 10^{-18} \text{ F}^2 \quad (3.2.259)$$

Por simplicidad, se puede tomar uno de los condensadores con un valor unitario en  $1\text{nF}$ , para tomar el valor resultante del producto como la capacitancia del otro condensador. De esta manera, por ejemplo:

$$C_1 = 1 \text{ nF} \quad (3.2.260)$$

$$C_2 = 4,75 \text{ nF} \quad (3.2.261)$$

Ahora, el pico de ganancia en amplitud en la frecuencia central no va a ser exactamente 0dB, sino que va a tener una atenuación que depende de la parte del numerador conformada por  $\frac{s}{R_1 C_1}$ . Para la frecuencia central,  $s$  sigue la expresión:

$$s = \frac{Q}{\omega_0} \quad (3.2.262)$$

Así, la atenuación, que se denominará arbitrariamente  $K$  por claridad del estudio, puede expresarse y calcularse con los valores tomados de la siguiente manera:

$$K = \frac{Q}{R_1 C_1 \omega_0} = \frac{0,3}{200 \times 10^3 \cdot 1 \times 10^{-9} \cdot 2513,27} \approx 0,59 \quad (3.2.263)$$

Con una ganancia adicional suplementada por el factor  $1 + \frac{R_f}{R_g}$  de la función de transferencia, se puede solventar esta caída.

Si  $R_f = R_g$ , de valor arbitrario, la ganancia es del doble. Así se consigue una compensación de la atenuación y un pequeño aumento por encima de la unidad en la función de transferencia, para capar las pérdidas ocurridas en la frecuencia central, donde también convergen las caídas de los espectros de la rama de agudos y bajos.

**Diseño de los Ecualizadores:** Serán tres potenciómetros del mismo valor. Este dependerá de la configuración del sumador, ya que conformarán las resistencias de entrada necesarias para sumar las señales.

Al aumentar los potenciómetros y por tanto su impedancia, más voltaje cae en este, por lo que en la suma resultante presenta menos peso, resultando en una atenuación en la banda correspondiente. Disminuir el potenciómetro consigue el efecto análogo contrario; es decir, consigue un realce en la banda frecuencial.

**Diseño del Sumador:** Se trata de un sumador inversor, que recompone la señal original y su espectro.

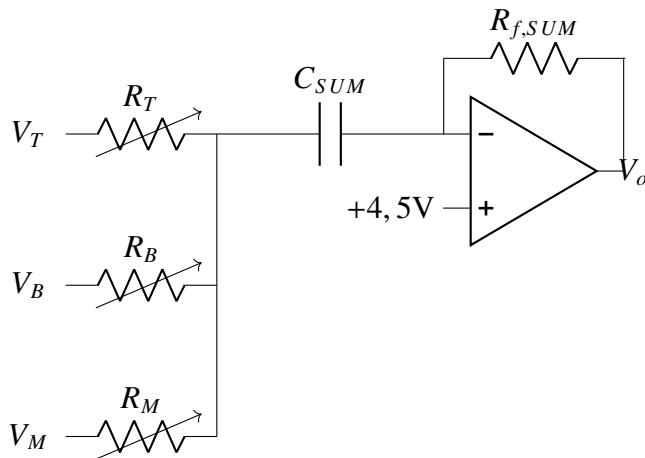


Fig. 3.26. Esquema circuital del sumador inversor, del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

El condensador  $C_{SUM}$  se diseñará de manera que solo afecte la componente continua. Así, el estudio se realizará tomándolo como un circuito.

Cada señal suministrada por las ramas frecuenciales se conecta a través de los potenciómetros correspondientes de manera independiente, puesto que sus corrientes no afectan

las demás fuentes. Además, el nodo inversor presenta tierra virtual gracias al lazo de retroalimentación, por lo que no hay acoplamiento entre señales de las bandas frecuenciales, resultando en una topología sencilla para sumar estas bandas [27]. Tan solo hace falta incluir un bloque inversor a su salida para recuperar la fase de la señal, aprovechable puesto que cada chip de amplificador operacional incluye dos de estos, por lo que no supone un aumento significativo de tamaño ni de espacio.

De esa manera, el nodo común entre los tres potenciómetros es directamente el nodo  $V_+$  del amplificador. En este, las corrientes son:

$$\frac{V_T - V_A}{R_T} + \frac{V_B - V_A}{R_B} + \frac{V_M - V_A}{R_M} = \frac{V_A - V_o}{R_f} \quad (3.2.264)$$

$$V_A = 0 \quad (3.2.265)$$

$$\Rightarrow \frac{V_T}{R_T} + \frac{V_B}{R_B} + \frac{V_M}{R_M} = -\frac{V_o}{R_f} \quad (3.2.266)$$

Si  $R_T = R_B = R_M = R_f$ , entonces:

$$V_T + V_B + V_M = -V_o \quad (3.2.267)$$

Para conseguir el efecto de ecualización, se toma un valor arbitrario de  $R_f$  que corresponda con el valor de la mitad del recorrido de los potenciómetros. Así, cuando los los potenciómetros están equilibrados, la suma es plana. Al moverlos, se producen los desbalances correspondientes en los pesos de las ramas frecuenciales correspondientes.

Se emplearán potenciómetros de valor máximo 1 MΩ, para colocarlos con posición por defecto a la mitad; de esta manera, el valor de  $R_f$  debe ser 500 kΩ.

**Diseño del Inversor:** Consiste en un operacional en configuración inversora [27].

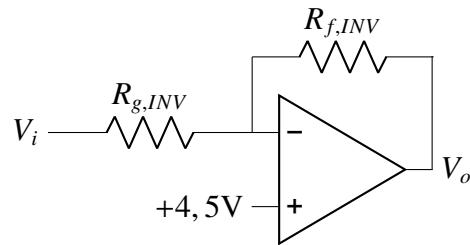


Fig. 3.27. Esquema circuital del inversor, del buffer con distorsión multibanda y ecualizador  
(Elaboración propia)

Este bloque, como se comentó en el apartado del sumador inversor, tiene el cometido de devolver la fase de la señal a su valor original. Su estudio según su retroalimentación es:

$$\frac{V_i - 4,5}{R_g} + \frac{4,5 - V_o}{R_f} = 0 \quad (3.2.268)$$

$$(V_i - 4,5) \cdot R_f + (4,5 - V_o) \cdot R_g = 0 \quad (3.2.269)$$

$$V_i \cdot R_f - 4,5 \cdot R_f + 4,5 \cdot R_g - V_o \cdot R_g = 0 \quad (3.2.270)$$

$$V_o \cdot R_g = V_i \cdot R_f - 4,5 \cdot (R_f - R_g) \quad (3.2.271)$$

$$V_o = \frac{R_f}{R_g} V_i - \frac{R_f - R_g}{R_g} \cdot 4,5 \quad (3.2.272)$$

$$V_o = -\frac{R_f}{R_g} \cdot (V_i - 4,5) + 4,5 \quad (3.2.273)$$

Finalmente, la expresión de la ganancia viene siendo:

$$\Rightarrow \frac{V_o - 4,5}{V_{in} - 4,5} = -\frac{R_f}{R_g} \quad (3.2.274)$$

La finalidad de este bloque es regresar la fase de la señal a  $0^\circ$  sin modificar la ganancia. Esto se consigue simplemente seleccionando el mismo valor para  $R_f$  y  $R_g$ . Se tomarán valores bajos para evitar suministrar ruido indeseado; por ejemplo,  $1 \text{ k}\Omega$  [26].

## 4. SIMULACIÓN DE LOS CIRCUITOS EN LTSPICE

En este capítulo, se detallan las simulaciones realizadas en el programa informático LTSpice, a modo de corroborar el funcionamiento de los circuitos de manera realista, antes de probarlos físicamente en un laboratorio.

### 4.1. Configuración del entorno Spice

Los circuitos fueron plasmados en sus respectivos esquemáticos virtuales. Cada implementación tiene su propio esquemático, de terminación .asc:

- **Input Buffer:** input\_buffer.asc
- **Input Buffer con Booster:** booster.asc
- **Input Buffer con Booster Multibandas y Ecualizador:** booster\_eq.asc

Para ello, dentro del mismo directorio de trabajo LTSpice para este proyecto, se incluyeron los archivos .txt correspondientes a estos modelos. Para emplearlos dentro de un esquemático, es necesario colocar una línea de inclusión del archivo .txt en forma de un Spice Directive, de esta manera:

*.inc TL072.txt*

*.inc LND150.txt*

Los modelos empleados pueden encontrarse en los anexos del presente trabajo. El del operacional TL072 fue adquirido de internet, y el del transistor LND150 fue otorgado por el tutor del proyecto, puesto que estos no forman parte de la librería por defecto del programa.

Para estudiar el comportamiento de los circuitos esquemáticos, se utilizaron tres tipos de análisis:

- **Análisis del punto de trabajo (Operating Point):** Corresponde al análisis en régimen estacionario de corriente continua, excluyendo las señales variables en frecuencia. Define el equilibrio de referencias de tensión continua del circuito, siendo fundamental para su correcto funcionamiento. Para ejecutarlo, basta con escribir un Spice Directive con la línea:

*.op*

- **Análisis Transitorio (Transient):** Se refiere al análisis de la respuesta del circuito en el dominio del tiempo. Evalúa la evolución de las señales de tensión y corriente variables en frecuencia a lo largo de una ventana temporal, arrojando información como la amplitud, la envolvente, retardos, variaciones frecuenciales, componente continua y demás; es decir, representa las ondas de las señales. Su Spice Directive es la siguiente:

```
.tran <paso inicial> <tiempo final>
```

Donde el paso inicial define la marca temporal a partir de la cual empieza el análisis, y el tiempo final indica cuándo acaba.

Dependiendo de la frecuencia de la señal de entrada en cuestión, se define el tiempo final, de manera que sean visibles suficientes ciclos de la misma según múltiplos del período. Por ejemplo, si la frecuencia de la señal es  $f = 1\text{k}\Omega$ , su período es  $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{1\times 10^3} = 1\text{ ms}$ ; con un tiempo final de 5ms se pueden visualizar 5 ciclos. De hecho, con esa configuración de línea se realizarán las simulaciones.

- **Análisis Frecuencial (AC Sweep):** Este se enfoca en el carácter frecuencial de las señales que circulan por el circuito. Muestra la respuesta en frecuencia tanto por magnitud como fase, y es de especial interés para aplicaciones de audio.

```
.ac <tipo> <puntos por década> <frecuencia inicial> <frecuencia final>
```

Donde el tipo define el barrido frecuencial a realizar (lineal o logarítmico, por ejemplo), los puntos por década la resolución, y las frecuencias inicial y final a partir de cuáles frecuencias se realiza el análisis.

Para este proyecto, se empleó siempre esta configuración de la línea:

```
.ac dec 100 20 20k
```

De manera que el barrido sea logarítmico (*dec*), se pintasen 100 puntos por década, y se barriera el rango de frecuencias audible, de 20Hz a 20kHz.

Cada directiva de simulación se comentó o descomentó en función del correspondiente análisis a realizar.

```
.tran 0 5m
```

```
.ac dec 100 20 20k
```

```
.op
```

(a) Directiva del Análisis Frecuencial activada

```
.tran 0 5m
```

```
.ac dec 100 20 20k
```

```
.op
```

(b) Directiva del Análisis del Punto de Trabajo activada

```
.tran 0 5m
```

```
.ac dec 100 20 20k
```

```
.op
```

(c) Directiva del Análisis Frecuencial activada

Fig. 4.1. Directivas Spice de los distintos análisis simulados (Elaboración propia)

El generador de tensión simulado tendrá una amplitud de 100 mVp, frecuencia de 1 k $\Omega$  y 1 V de offset (a modo de comprobar su filtrado a la salida) para el análisis transitorio, y una amplitud de 1 y fase 0° para el análisis en frecuencia, de esta manera:

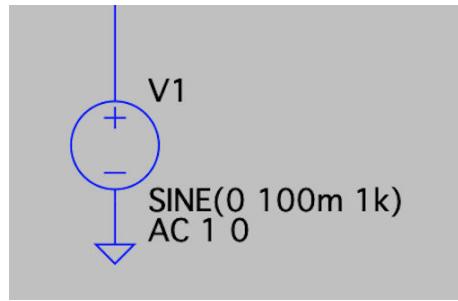


Fig. 4.2. Fuente de tensión sinusoidal simulada (Elaboración propia)

Además, en cada esquemático se incluyó un pequeño circuito para simular una fuente de tensión continua estable, a modo de suministrar los +9 V necesarios sin fluctuaciones. Este consiste en una tensión continua de +9 V en paralelo con un condensador de 1 $\mu$ F (filtrando altas frecuencias), y en paralelo también con otro condensador electrolítico de 1 mF (filtrando rizados lentos). Al nodo de salida se le establece una etiqueta llamada “+9 V”, que se coloca en los puntos de alimentación del circuito en cuestión para suministrarles la tensión.

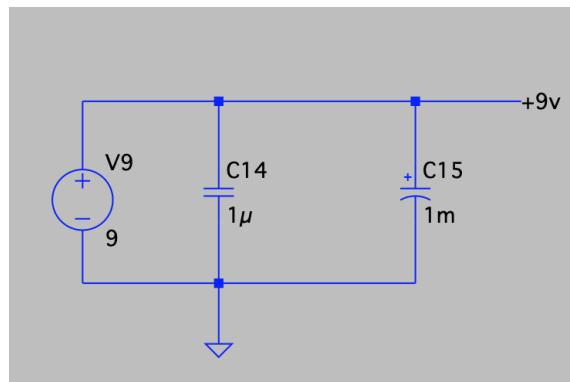


Fig. 4.3. Fuente de tensión continua simulada (Elaboración propia)

A modo de simular la conexión de la guitarra al pedal, se incluyó en serie entre el generador de tensión y la entrada del circuito, una resistencia  $R_g$ , que como se estudió en el marco teórico, representa la impedancia de salida de una guitarra eléctrica. El valor empleado fue de 20 k $\Omega$ , que supone su peor caso, correspondiente a una pastilla de guitarra típica Humbucker.

#### 4.2. Simulación y análisis de los esquemáticos

En esta sección se detallarán los análisis tanto del punto de trabajo, como temporal y frecuencial, a modo de caracterizar en medida de lo posible los circuitos representados

por sus esquemáticos Spice.

Los análisis transitorio y frecuencial descritos se realizarán tanto con la salida en abierto, como con la conexión de la carga en el peor caso,  $R_L = 10\text{k}\Omega$ , a modo de comparar prestaciones y alcanzar conclusiones más realistas.

Para el caso en abierto, se listarán los valores obtenidos para cada punto importante del circuito tras ejecutar los tres análisis. Para el análisis del punto de trabajo se apuntan las tensiones continuas; para el análisis transitorio se apuntan las tensiones de pico, y (de ser distinto a cero) los offsets; y finalmente, para el análisis frecuencial, se apuntan los valores de magnitud y fase más representativos del espectro para cada nodo.

Para el caso con conexión de la carga, solo se medirán los nodos de la entrada y de la salida a modo de comparación de pérdidas. Para facilitar la comparación entre las dos señales, adicionalmente se eliminará el offset de 1 V suministrado al generador de la señal de entrada.

El análisis del punto de trabajo se realizará solo para el caso en abierto, puesto que la carga no modifica el punto de trabajo. Para este último, se ha de comprobar que a la entrada la tensión continua sea igual al offset configurado para el generador de tensión, que sea nula a la salida, y que en el resto de puntos sea la tensión correspondiente; especialmente, la tensión de referencia +4,5 V del divisor resistivo a la entrada.

Las gráficas resultantes de todas las simulaciones se encuentran en el anexo del presente trabajo, en los apartados pertinentes de cada esquemático y análisis.

#### 4.2.1. Input Buffer

##### Input Buffer basado en Amplificador Operacional

El esquemático correspondiente es el siguiente:

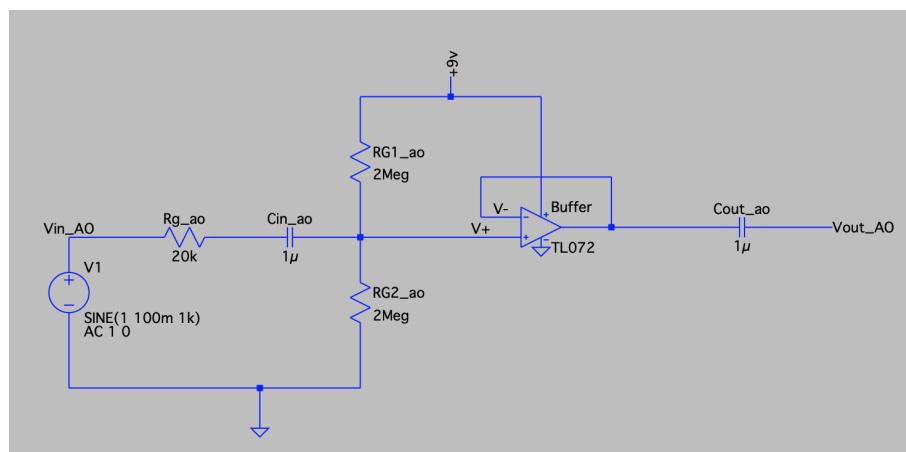


Fig. 4.4. Esquemático del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

**Análisis del punto de trabajo:** Se habilita la directiva de Spice correspondiente. Al ejecutarla, se procede a medir en los distintos puntos. Los valores de tensión continua de cada nodo son:

Variable	Valor
$V_{in,AO}$	1 V
$V_+$	4.5 V
$V_-$	4.5 V
$V_{out,AO}$	0 V

TABLA 4.1. VALORES SIMULADOS DE TENSIÓN CONTINUA  
PARA EL BUFFER BASADO EN AMPLIFICADOR OPERACIONAL  
(ELABORACIÓN PROPIA)

El punto de trabajo está correctamente simulado. Los resultados coinciden con las expectativas teóricas.

**Salida en abierto:** Manteniéndose el esquemático en su estado sin carga, se procederán a realizar las pruebas transitoria y frecuencial.

**Análisis transitorio:** Tras ejecutar la directiva, se mide la señal temporal en los distintos nodos.

Variable	Valor
$V_{in,AO}$	100 mVp 1 V DC
$V_+$	100 mVp 4.5 V DC
$V_-$	100 mVp 4.5 V DC
$V_{out,AO}$	100 mVp

TABLA 4.2. VALORES SIMULADOS DE TENSIÓN ALTERNA Y  
CONTINUA PARA EL BUFFER BASADO EN AMPLIFICADOR  
OPERACIONAL (ELABORACIÓN PROPIA)

Se mantienen constantes las amplitudes de las señales, sin alterar, por lo que la ganancia unidad se está cumpliendo correctamente.

**Análisis frecuencial:** Una vez ejecutada la línea, se miden los espectros de cada punto del circuito.

Variable	Valor
$V_{in,AO}$	0 dB 0°
$V_+$	$\approx -172$ m dB 0°
$V_-$	$\approx -172$ m dB 0°
$V_{out,AO}$	$\approx -172$ m dB 0°

TABLA 4.3. VALORES SIMULADOS EN AMPLITUD Y FASE DE LAS TENSIONES DEL BUFFER BASADO EN OPERACIONAL  
(ELABORACIÓN PROPIA)

Puede apreciarse en  $V_+$ ,  $V_-$  y  $V_{out,AO}$  una muy leve caída en bajas frecuencias, que corresponde al inicio del corte frecuencial realizado por los condensadores. Puesto que el corte ocurre por debajo de 20Hz, y esta es la frecuencia inferior del análisis, la respuesta puede considerarse como prácticamente plana, constante y de ganancia unidad; es decir, 0dB.

**Salida cargada:** Se conecta de la siguiente manera la carga a la salida del circuito:

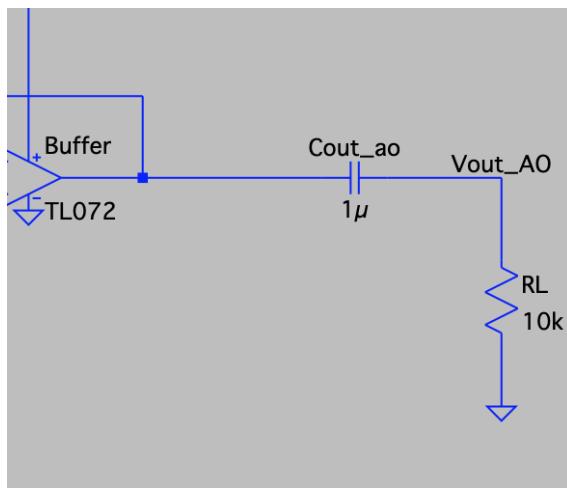


Fig. 4.5. Salida cargada del buffer basado en amplificador operacional. (Elaboración propia)

**Análisis transitorio:** La señal de salida en la carga es prácticamente la misma que la de entrada, por lo que la transferencia simulada al siguiente pedal fue satisfactoria.

Variable	Valor
$V_{in,AO}$	100 mVp
$V_{out,AO}$	98 mVp

TABLA 4.4. VALORES SIMULADOS EN AMPLITUD DE ENTRADA Y SALIDA CARGADA DEL BUFFER BASADO EN AMPLIFICADOR OPERACIONAL (ELABORACIÓN PROPIA)

**Análisis frecuencial:** La salida cargada presenta una sutil pérdida en ganancia, pero es despreciable. Además, puede apreciarse la caída causada por el filtro paso alto a la salida conformado por  $C_{out}$  y  $R_L$ . También, a fase varía de  $40^\circ$  a  $0^\circ$  en muy bajas frecuencias debido al filtro. Como era de esperarse, su frecuencia de corte cae por debajo de los 20Hz (ya que no se produce la caída de  $-3\text{dB}$  dentro del rango audible), con lo que la situación es favorable.

Variable	Valor
$V_{in,AO}$	0 dB $0^\circ$
$V_{out,AO}$	$\approx -140 \text{ mDB}$ $0^\circ$

TABLA 4.5. VALORES SIMULADO DE ENTRADA Y SALIDA CARGADA EN AMPLITUD Y FASE DEL BUFFER BASADO EN AMPLIFICADOR OPERACIONAL (ELABORACIÓN PROPIA)

### Input Buffer basado en transistor MOSFET

El esquemático correspondiente es el siguiente:

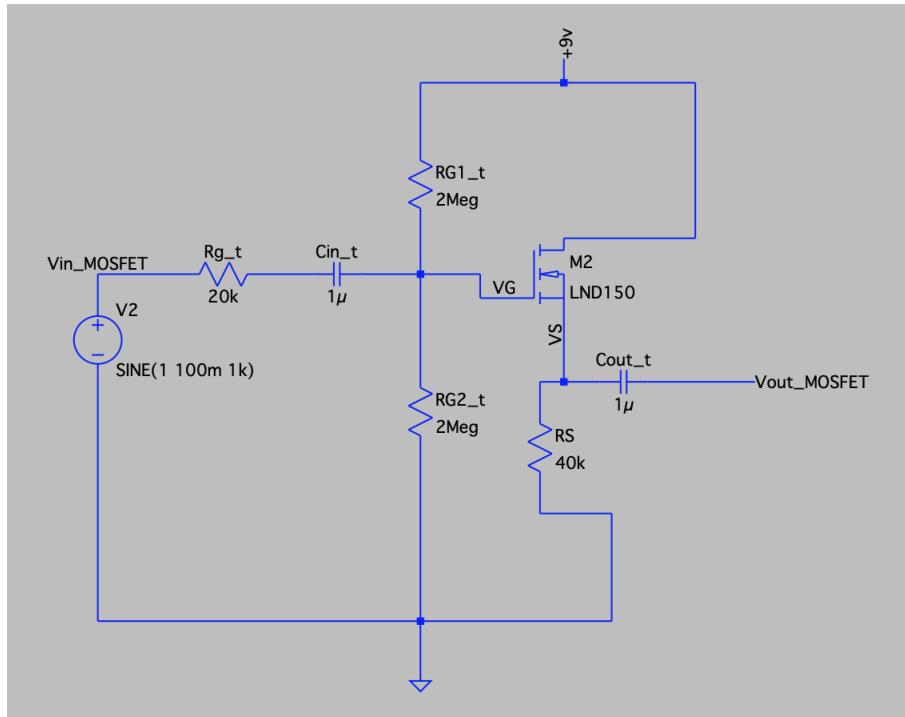


Fig. 4.6. Esquemático del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

**Análisis del punto de trabajo:** Los nodos están correctamente balanceados en tensión continua.

Variable	Valor
$V_{in,MOSFET}$	1 V
$V_g$	4.5 V
$V_s$	6.06 V
$V_{out,MOSFET}$	0 V

TABLA 4.6. VALORES SIMULADOS DE TENSIÓN CONTINUA PARA EL BUFFER BASADO EN MOSFET (ELABORACIÓN PROPIA)

Con esos valores de tensión a la compuerta y la fuente, se tiene:

$$V_{GS} = V_g - V_s = 4,5 - 6,06 = -1,56 \text{ V} \quad (4.2.1)$$

Este valor es mayor que la tensión de umbral requerida de  $-2 \text{ V}$ , lo que es correcto. Además:

$$V_{DS} = V_d - V_s = 9 - 6,06 = 2,94 \text{ V} \quad V_{GS} - V_t = -1,56 + 2 = 0,44 \text{ V} \quad (4.2.2)$$

Puesto que  $V_{DS} > V_{GS} - V_t$ , el transistor opera en saturación.

### Salida en abierto:

**Análisis transitorio:** Las señales a lo largo del recorrido circuital son tal y como se esperan, con sus respectivos offsets de tensión continua.

Variable	Valor
$V_{in,MOSFET}$	100 mVp 1 V DC
$V_g$	100 mVp 4.5 V DC
$V_s$	100 mVp 6.06 V DC
$V_{out,MOSFET}$	100 mVp

TABLA 4.7. VALORES SIMULADOS DE TENSIÓN ALTERNA Y CONTINUA PARA EL BUFFER BASADO EN MOSFET(ELABORACIÓN PROPIA)

**Análisis frecuencial:** Aunque las pérdidas a la salida son relativamente bajas, de  $-0,5 \text{ dB}$  aproximadamente, ya se aprecian prestaciones algo peores respecto al buffer basado en operacional, como se estimó en el apartado teórico.

Variable	Valor
$V_{in,MOSFET}$	0 dB 0°
$V_g$	$\approx -172$ mDB 0°
$V_s$	$\approx -502.71$ mDB 0°
$V_{out,MOSFET}$	$\approx -502$ mDB 0°

TABLA 4.8. VALORES SIMULADOS DE AMPLITUD Y FASE DEL BUFFER BASADO EN MOSFET (ELABORACIÓN PROPIA)

**Salida cargada:** Se le coloca la carga correspondiente a la salida, de la siguiente manera:

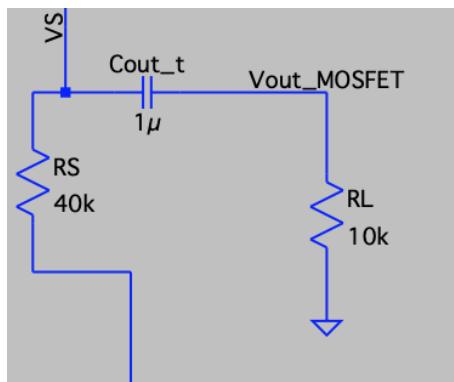


Fig. 4.7. Salida cargada del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

**Análisis transitorio:** Como era de esperar según la teoría desarrollada, este circuito conectado a la carga en el peor caso no es capaz de adaptar impedancias satisfactoriamente, puesto que presenta pérdidas de un 20 %.

Variable	Valor
$V_{in,MOSFET}$	100 mVp
$V_{out,MOSFET}$	80 mVp

TABLA 4.9. VALORES SIMULADOS DE AMPLITUD DE ENTRADA Y SALIDA CARGADA DEL BUFFER BASADO EN MOSFET (ELABORACIÓN PROPIA)

**Análisis frecuencial:** Se aprecia una caída de la ganancia de todo el espectro a unos  $-1,8$ dB respecto a la entrada.

Variable	Valor
$V_{in,MOSFET}$	0 dB $0^\circ$
$V_{out,MOSFET}$	$\approx -1.8$ dB $0^\circ$

TABLA 4.10. VALORES SIMULADOS DE AMPLITUD Y FASE DE ENTRADA Y SALIDA CARGADA DEL BUFFER BASADO EN MOSFET (ELABORACIÓN PROPIA)

### Conclusiones sobre las simulaciones de los Input Buffer

De cara a las simulaciones, previamente ya se esperaban prestaciones considerablemente mejores por parte de la implementación basa en operacional, respecto a las que presenta la implementación basada en transistor.

Esto se debe a la ganancia unitaria casi exacta que un amplificador operacional aporta con su configuración en retroalimentación, además de presentar impedancias ideales para la situación planteada por las impedancias de las guitarras eléctricas y los pedales contiguos. En especial su impedancia de salida ínfima en comparación a la que presenta el diseño con transistor es lo que marca la diferencia entre ambos, además de no requerir un ajuste fino del punto de trabajo, lo que es fundamental para el funcionamiento correcto de un transistor.

#### 4.2.2. Input Buffer con Booster/Overdrive

El esquemático correspondiente es el siguiente:

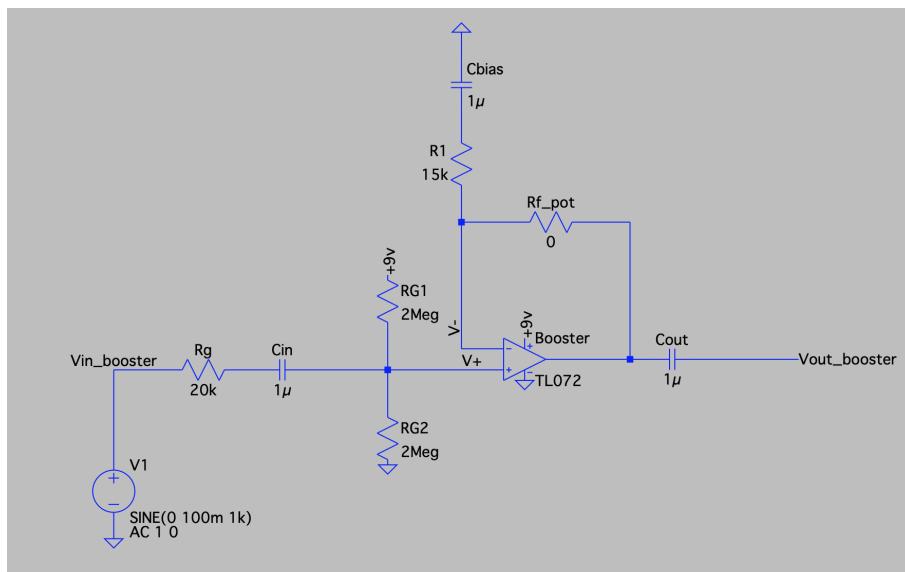


Fig. 4.8. Esquemático del buffer con distorsión (Elaboración propia)

**Análisis del punto de trabajo:** Se suministró la ganancia máxima con el potenciómetro, para demostrar que no se amplifica el punto de trabajo.

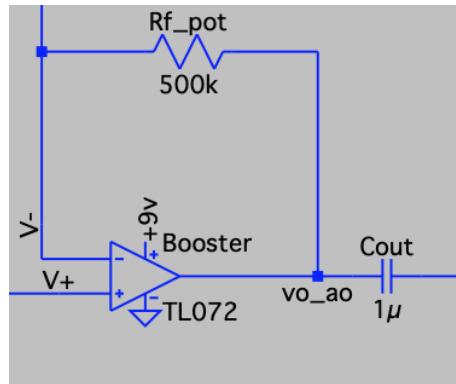


Fig. 4.9. Potenciómetro de distorsión al máximo para el buffer condistorsión (Elaboración propia)

También se comprobó, en esa misma línea, que la tensión en continua tras  $C_{bias}$  es nula.

Variable	Valor
$V_{in,BOOSTER}$	1 V
$V_+$	4.5 V
$V_-$	4.5 V
$V_{bias\beta}$	0 V
$V_{o,ao}$	4.5 V
$V_{out,BOOSTER}$	0 V

TABLA 4.11. VALORES SIMULADOS DE TENSIÓN CONTINUA DEL BUFFER CON DISTORSIÓN (ELABORACIÓN PROPIA)

El punto de trabajo se encuentra bien balanceado.

**Salida en abierto:** Se mantuvo para ambas pruebas el potenciómetro al máximo.

**Análisis transitorio:** Es evidente el aumento de ganancia a la salida.

Variable	Valor
$V_{in,BOOSTER}$	100 mVp
$V_{out,BOOSTER}$	$\approx 3 \text{ Vp}$

TABLA 4.12. VALORES SIMULADOS DE AMPLITUD DE ENTRADA Y SALIDA DEL BUFFER CON DISTORSIÓN (ELABORACIÓN PROPIA)

**Análisis frecuencial:** Se aprecia que la ganancia suministrada es constante para todo el espectro.

Variable	Valor
$V_{in,BOOSTER}$	0 dB $0^\circ$
$V_{out,BOOSTER}$	$\approx 30 \text{ dB} \quad 0^\circ$

TABLA 4.13. VALORES SIMULADOS DE AMPLITUD Y FASE DE ENTRADA Y SALIDA DEL BUFFER CON DISTORSIÓN  
(ELABORACIÓN PROPIA)

**Salida cargada:** Se cargó la salida de esta manera:

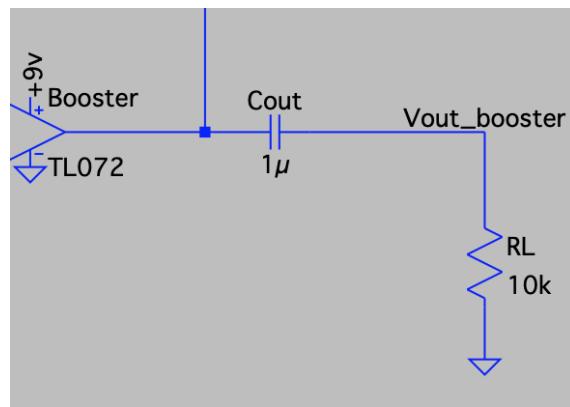


Fig. 4.10. Salida cargada del buffer con distorsión (Elaboración propia)

**Análisis transitorio:** La conexión con la carga no afecta el resultado, como es deseable.

Variable	Valor
$V_{in,BOOSTER}$	100 mVp
$V_{out,BOOSTER}$	$\approx 3 \text{ Vp}$

TABLA 4.14. VALORES SIMULADOS EN AMPLITUD DE ENTRADA Y SALIDA CARGADA DEL BUFFER CON DISTORSIÓN (ELABORACIÓN PROPIA)

**Análisis frecuencial:** Análogo a la situación con el análisis transitorio.

Variable	Valor
$V_{in,BOOSTER}$	0 dB $0^\circ$
$V_{out,BOOSTER}$	$\approx 30 \text{ dB } 0^\circ$

TABLA 4.15. VALORES SIMULADOS DE AMPLITUD Y FASE DE ENTRADA Y SALIDA CARGADA DEL BUFFER CON DISTORSIÓN (ELABORACIÓN PROPIA)

### Conclusiones sobre las simulaciones de los Input Buffer con Booster

Los resultados son todos favorables y coherentes con los estudios teóricos, puesto que al colocar el potenciómetro de distorsión al mínimo se comporta como un buffer, y al aumentarlo, incrementa el nivel de boost hasta conseguir también el efecto de overdrive deseado.

#### 4.2.3. Input Buffer con Booster/Overdrive Multibanda y Ecualizador

El esquemático correspondiente es el siguiente:

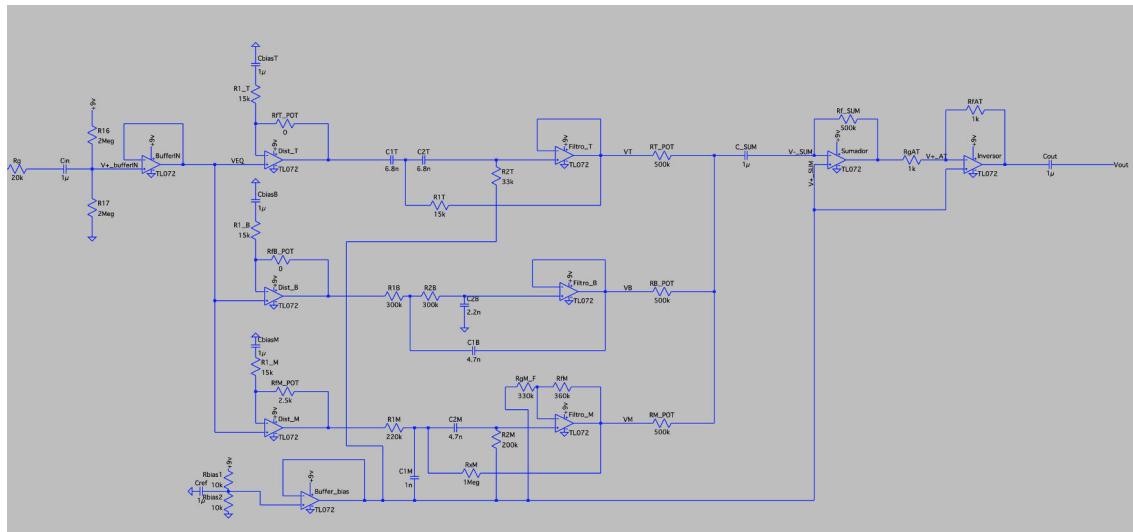


Fig. 4.11. Esquemático del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

No se muestra la fuente sinusoidal porque en este caso se empleó una variación de la misma para la simulación temporal.

Se incluyó una resistencia adicional de  $2,5\text{k}\Omega$  de base para el potenciómetro de distorsión de la rama de medios, ya que empíricamente se observó que se necesitaba algo más de ganancia en esta rama para conseguir la suma plana final de los espectros. Por lo que, a diferencia de los potenciómetros de distorsión de agudos y bajos, el de medios posee un valor mínimo de  $2,5\text{k}\Omega$  en lugar de  $0\Omega$ .

Para suministrar la tensión de +4,5V a los distintos puntos que la necesitan de manera fiable y estable, se añadió un pequeño bloque adicional conformado por un divisor de tensión resistivo, con un condensador para filtrar pequeñas perturbaciones posibles de la fuente. Les sigue un amplificador operacional de seguidor de tensión para asegurar que la impedancia de salida del bloque sea baja y no cargue a los componentes conectados a él.

**Análisis del punto de trabajo:** Las tensiones continuas se encuentran correctamente balanceadas.

Variable	Valor
$V_{in}$	1 V
$V_{+,buffer}$	4.5 V
$V_{+,at}$	4.5 V
$V_{bias,eq}$	0 V
$V_T$	4.5 V
$V_B$	4.5 V
$V_M$	4.5 V
$Nodo_{suma}$	4.5 V
$V_{out}$	0 V

TABLA 4.16. VALORES SIMULADOS DE TENSIÓN CONTINUA  
DEL BUFFER CON DISTORSIÓN MULTIBANDA Y  
ECUALIZADOR (ELABORACIÓN PROPIA)

### Salida en abierto:

**Análisis frecuencial:** Se pueden apreciar los espectros de las tres ramas de filtros, y la suma final de ellas. Puesto que las bandas están suficientemente separadas y balanceadas, el espectro resultante es prácticamente plano (en magnitud y fase), con unas ligeras atenuaciones y amplificaciones de  $\pm 2\text{dB}$  en los puntos donde los espectros se cruzan.

Variable	Valor	
$V_T$	-20 dB	$f_c \approx 1 \text{ kHz}$
$V_B$	-20 dB	$f_c \approx 170 \text{ Hz}$
$V_M$	20 dB	$f_{c_{inf}} \approx 120 \text{ Hz} \quad f_{c_{sup}} \approx 1.3 \text{ kHz}$
$V_{out}$		$\approx 0 \text{ dB} \quad 0^\circ$

TABLA 4.17. VALORES SIMULADOS DE AMPLITUD, FASE Y  
FRECUENCIA DE CORTE DEL BUFFER CON DISTORSIÓN  
MULTIBANDA Y ECUALIZADOR (ELABORACIÓN PROPIA)

Tras suministrar distorsión a cada rama, una a la vez, se aprecian los incrementos

en ganancia considerables dentro de la banda frecuencial correspondiente, tanto en el espectro de la rama en cuestión, como a la salida.

De igual manera se ve el efecto de modificar los valores de los ecualizadores, con aumentos y disminuciones en las bandas correspondientes.

**Análisis transitorio:** Se simuló la entrada de una guitarra eléctrica, sumando de manera balanceada distintas fuentes sinusoidales variadas en frecuencia y amplitud, de esta manera:

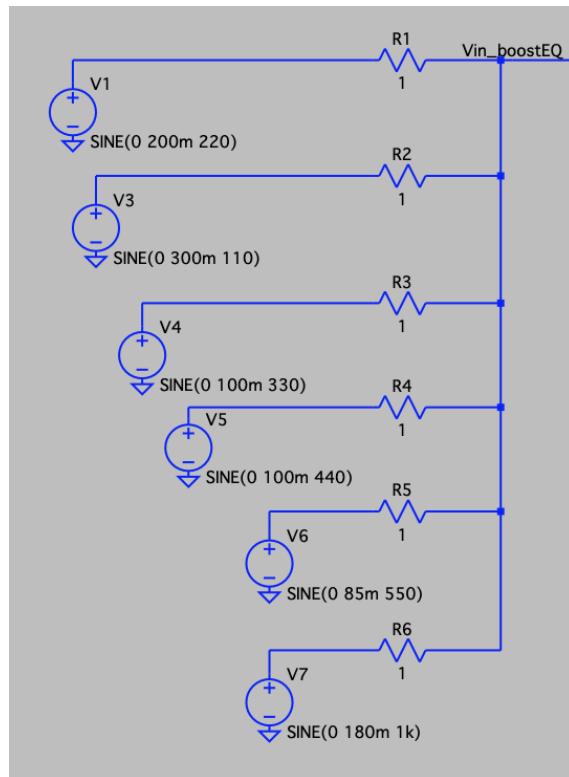


Fig. 4.12. Simulación del timbre de una guitarra (Elaboración propia)

Se incluyen resistencias de valor bajo en serie en cada rama de generador para evitar que impongan distintos valores de tensión en un mismo punto, lo que es físicamente imposible.

La frecuencia más baja de estas dicta el ciclo más largo de la señal. Esta corresponde a 110Hz. Así, para visualizar dos ciclos periódicos, el tiempo final de simulación debe ser de 20ms. Se modificó la línea de la siguiente manera:

.tran 0 20ms

Fig. 4.13. Modificación de la directiva de análisis transitorio (Elaboración propia)

Con todos los potenciómetros de distorsión en sus valores mínimos, y los potenció-

metros del ecualizador a la mitad (que será el punto de reposo), que constituye una salida plana, se aprecia que la entrada y la salida son prácticamente iguales, con unas despreciables atenuaciones y ganancias en algunas frecuencias.

Se midió la salida, adicionalmente, para cada rama frecuencial: Cuando una de ellas tiene la distorsión al máximo (con los ecualizadores a la mitad), y cuando una de ellas tiene el ecualizador al máximo y al mínimo (con distorsiones nulas).

Como es de esperar, al dotar de distorsión una de las ramas, se aprecia su efecto para las frecuencias que correspondan a su banda; y al aumentar o disminuir su ecualizador, se vio la alteración proporcional en las frecuencias correspondientes, a nivel de volumen.

**Salida cargada:** Tanto para el análisis transitorio como para el frecuencial, los resultados fueron casi exactamente los mismos a los obtenidos con la salida en abierto. Por lo tanto, se adaptaron correctamente las impedancias.

### **Conclusiones sobre las simulaciones de los Input Buffer con Booster/Overdrive Multibanda y Ecualizador**

El circuito se comporta correctamente, de acuerdo con el estudio teórico realizado. La salida sigue de una manera altamente cercana a la señal de entrada en todo el espectro, y las distorsiones suministradas afectan principalmente la banda de paso que le corresponde, igual que la mayoría de los ecualizadores.

Un ligero desvío de las expectativas respecto a los potenciómetros del ecualizador, es que al disminuir graves y agudos, la atenuación ocurre pero no de manera tan evidente como en el resto de casos. Esto ocurre debido a la suma de señales: al aumentar o disminuir una banda, se siguen sumando el resto por igual. Entonces, al aumentar esto favorece, pero al disminuir, provoca que la atenuación no se pronuncie demasiado.

También ocurre una atenuación al suministrar distorsión en una sola rama en los puntos en los que hay cruces entre bandas, pero es fácilmente balanceable aumentando ligeramente el nivel de las dos bandas restantes. Además, al ser una atenuación de ancho de banda reducido y por tanto altamente enfocado en torno a una sola frecuencia, en la práctica es imperceptible por el oído humano.

## 5. PRUEBAS EN LABORATORIO

En el presente capítulo, se detallan las pruebas realizadas a los cuatro circuitos, las herramientas utilizadas, el montaje físico de cada uno y los resultados obtenidos.

### 5.1. Herramientas empleadas

Los circuitos fueron montados en placas de prueba, protoboards, con sus componentes y cableado correspondientes. Se utilizaron resistencias de tolerancia  $\pm 5\%$  (y de  $\pm 1\%$  cuando fue necesario), condensadores electrolíticos y de poliéster, amplificadores operacionales TL072, transistor MOSFET LND150 y potenciómetros varios.

Las pruebas se realizaron en la sección de Electrónica del laboratorio MakerSpace, ubicado en la biblioteca Padre Soler de la Universidad Carlos III de Madrid, campus Leganés. El equipo empleado fue un osciloscopio para visualizar las señales, un generador de tensión sinusoidal para la señal de entrada, una fuente de tensión continua y un multímetro.

#### 5.1.1. Configuración del equipo

##### Fuente de tensión continua

Su tensión de salida fue en todo momento de +9V.



Fig. 5.1. Configuración de la fuente de tensión continua (Elaboración propia)

##### Generador de tensión

Para la mayoría de pruebas, se configuró para tener una frecuencia de 1kHz, amplitud de pico a pico de 200 mVpp (tensión en amplitud de salida típica de una guitarra), componente continua de 100 mVpp (para comprobar su filtrado a la salida), y fase nula.

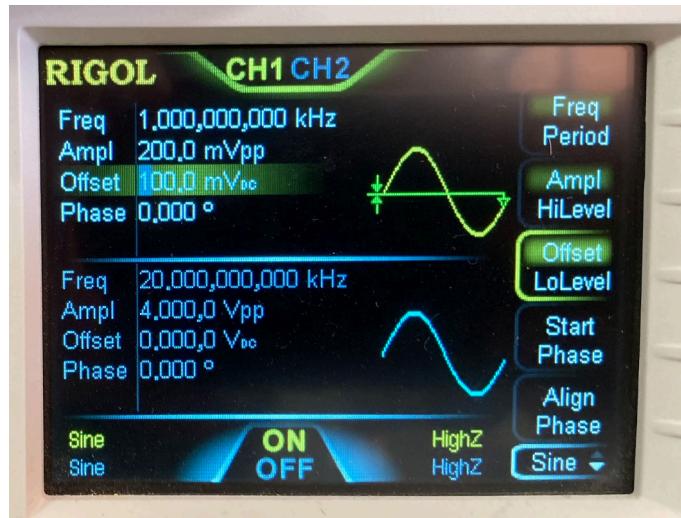


Fig. 5.2. Configuración del generador de tensión sinusoidal (Elaboración propia)

## Osciloscopio

Para facilitar la visualización y agilizar las pruebas, se empleó la funcionalidad del Autorange, que captura la frecuencia y la amplitud de la señal recibida y ajusta la rejilla automáticamente.



Fig. 5.3. Configuración y prueba del osciloscopio (Elaboración propia)

## Multímetro

Se utilizó para medir la tensión continua en diversos puntos del circuito. Puesto que el valor máximo a medir es de +9V, se seleccionó el modo de voltaje DC para el rango de hasta 20V. El cable VΩmA se colocó en la entrada para tensión.

### 5.2. Descripción de las pruebas

A modo de caracterizar cada circuito en sus parámetros más importantes, se realizaron las siguientes pruebas:

- **Medición del punto de trabajo:** Consiste en medir mediante el multímetro las tensiones en continua de los nodos críticos de cada circuito, colocando el cable VΩmA en el nodo en cuestión, y el cable GND a masa. En los extremos del circuito, a la entrada y a la salida, debe ser tensión nula, y entre medias debe ser un valor suficientemente cercano a +4,5V.

Cabe destacar que el multímetro posee una impedancia de entrada alta pero comparable a la del circuito, del orden de  $1M\Omega$ . Por ello, al medir el punto de trabajo en el divisor resistivo, el valor de tensión mostrado por el multímetro será menor al esperado. Esto por supuesto no supone ningún cambio en el circuito.

- **Medición de la salida:** Se posiciona la sonda de salida del generador de tensión sinusoidal en la entrada del circuito, y la sonda de entrada del osciloscopio en la salida del mismo, tomando nota de la señal resultante mostrada en el osciloscopio, en abierto.
- **Estimación de la impedancia de entrada:** Para ello, se debe emular el equivalente de Thévenin de la entrada colocando en serie con la entrada una resistencia,  $R_{test}$ , para medir la tensión que cae entre ella y el resto del circuito,  $V_{circ}$ . Para minimizar el error, esta  $R_{test}$  debe tener el mismo valor al esperado de la impedancia de entrada. Se ha de considerar la tensión de entrada [20].

Entonces, el valor de la impedancia se estima como:

$$Z_{in} = R_{test} \cdot \frac{V_{circ}}{V_{in} - V_{circ}} \quad (5.2.1)$$

- **Estimación de la impedancia de salida:** De manera análoga a la situación con la impedancia de entrada, se emula el equivalente de Thévenin de la salida colocando entre la salida y masa una resistencia de carga,  $R_L$ , para medir la tensión que cae en ella. De nuevo, para minimizar el error, esta  $R_L$  debe tener el mismo valor al esperado de la impedancia de salida. Se ha de considerar la tensión de salida en abierto,  $V_{oc}$  [20].

Entonces, el valor de la impedancia se estima como:

$$Z_{out} = R_L \cdot \frac{V_{oc} - V_{circ}}{V_{circ}} \quad (5.2.2)$$

- **Estimación de la ganancia:** Se trata del cociente entre la salida en abierto y la entrada. Se toma nota de estos dos valores, y se calcula.

$$\frac{V_{oc}}{V_{in}} \quad (5.2.3)$$

- **Medición de la respuesta en frecuencia:** Consiste en un barrido frecuencial por parte del generador, para observar la respuesta correspondiente en el osciloscopio.

Se tomarán estas frecuencias representativas del espectro audible para medir sus ganancias:

f [Hz]	20	50	100	200	500	1k	2k	5k	10k	20k
--------	----	----	-----	-----	-----	----	----	----	-----	-----

TABLA 5.1. TABLA DE VALORES DE FRECUENCIA PARA EL BARRIDO FRECUENCIAL (ELABORACIÓN PROPIA)

- **Estimación de transferencia a siguiente pedal:** Puesto que interesa maximizar la transferencia al siguiente pedal, como se estudió en el marco teórico, se emulará esta conexión con una carga en el peor caso; es decir,  $10\text{ k}\Omega$ . Se medirá la tensión que cae en esta carga para calcular la ganancia. Esta, de ser menor a 0,9, se considerará inaceptable.

$$\frac{V_{L,pedal}}{V_{in}} \quad (5.2.4)$$

Todas las fotografías con los resultados se encuentran en el anexo correspondiente al apartado de pruebas de laboratorio.

### 5.3. Input Buffer

#### 5.3.1. Input Buffer basado en Amplificador Operacional

El circuito montado es el siguiente:

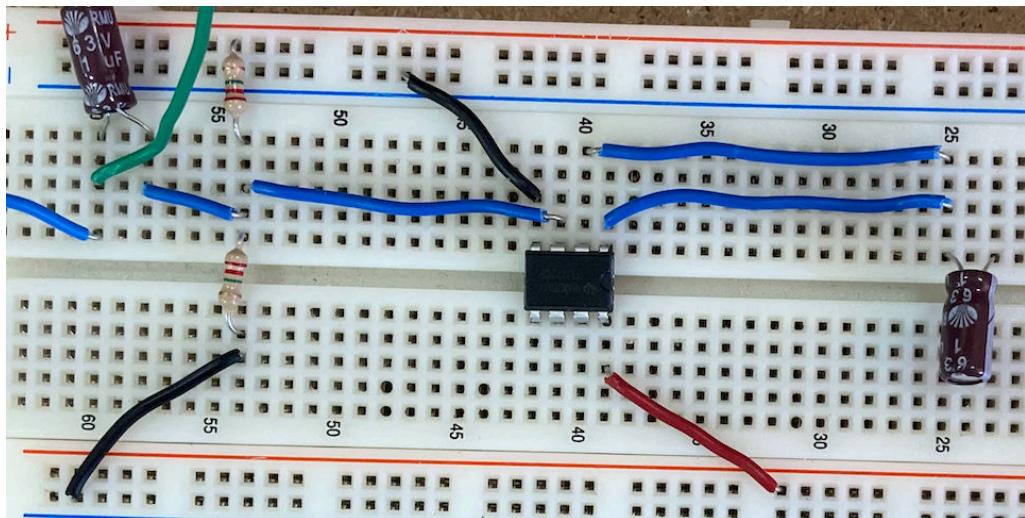


Fig. 5.4. Circuito de prueba del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

- **Medición del punto de trabajo:** Salvo a la entrada del condensador  $C_{in}$  y a la salida del  $C_{out}$ , en cada nodo se midió los +4,5V esperados para el punto de trabajo.

- **Medición de la salida:** Como es de esperarse, la señal de salida del circuito es casi exactamente igual a la de entrada. Además, el offset añadido de 100 mVpp fue eliminado satisfactoriamente.

$$V_{out} = 212 \text{ mV}_{\text{pp}} \quad (5.3.1)$$

- **Estimación de la impedancia de entrada:** Colocando la resistencia de prueba  $R_{test}$  de  $1\text{M}\Omega$  en serie con la entrada, se procedió a medir la caída de tensión de la señal provocada después de esta, antes del resto del circuito.

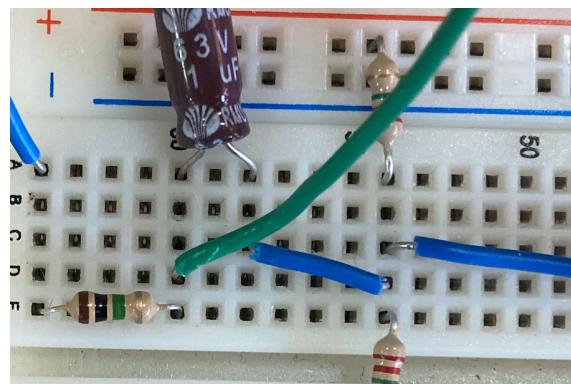


Fig. 5.5. Inclusión de resistencia de prueba de entrada en el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

$$V_{circ} = 88 \text{ mV}_{\text{pp}} \quad (5.3.2)$$

$$Z_{in} = R_{test} \cdot \frac{V_{circ}}{V_{in} - V_{circ}} = 1 \times 10^6 \cdot \frac{88}{200 - 88} \approx 0,78 \text{ M}\Omega \quad (5.3.3)$$

Debido al desbalance causado por las resistencias de  $\pm 5\%$ , este valor cae un poco por debajo del deseado; sin embargo, se acerca bastante a este.

- **Estimación de la impedancia de salida:** Se colocó la resistencia de carga  $R_L$  de  $220\Omega$  a la salida del circuito, de la siguiente manera:

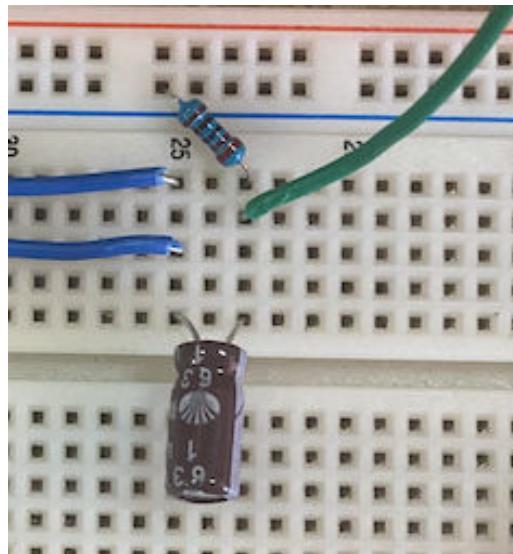


Fig. 5.6. Inclusión de la resistencia de prueba de salida para el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

$$V_L = 172 \text{ mV}_{\text{pp}} \quad (5.3.4)$$

$$Z_{out} = R_L \cdot \frac{V_{oc} - V_L}{V_L} = 220 \cdot \frac{200 - 172}{172} \approx 35,81 \Omega \quad (5.3.5)$$

Esto es lógico, puesto que con el lazo cerrado de la retroalimentación, la impedancia de salida real disminuye considerablemente, lo que es deseable.

- **Estimación de la ganancia:** Para ello se toma en cuenta la tensión de la entrada, y la tensión a la salida sin carga.

$$V_{oc} = 212 \text{ mV}_{\text{pp}} \quad (5.3.6)$$

$$\Rightarrow \frac{V_{oc}}{V_{in}} = \frac{212}{200} = 1,06 \quad \frac{\text{V}}{\text{V}} \quad (5.3.7)$$

Coincide con la ganancia unidad esperada.

- **Medición de la respuesta en frecuencia:** En el anexo se pueden ver el generador con las frecuencias y sus correspondientes gráficas de salida.

f [ Hz]	20	50	100	200	500	1k	2k	5k	10k	20k
V <sub>out</sub> [ mV <sub>pp</sub> ]	214	212	220	220	212	216	216	220	220	220
V <sub>out</sub> /V <sub>in</sub> [ V/V ]	1,07	1,06	1,1	1,1	1,06	1,08	1,08	1,1	1,1	1,1

TABLA 5.2. BARRIDO FRECUENCIAL PARA EL BUFFER  
BASADO EN AMPLIFICADOR OPERACIONAL  
(ELABORACIÓN PROPIA)

Efectivamente, la ganancia es constante con la frecuencia para el rango audible.

- **Estimación de transferencia a siguiente pedal:** El circuito con la carga de  $10\text{ k}\Omega$  queda:

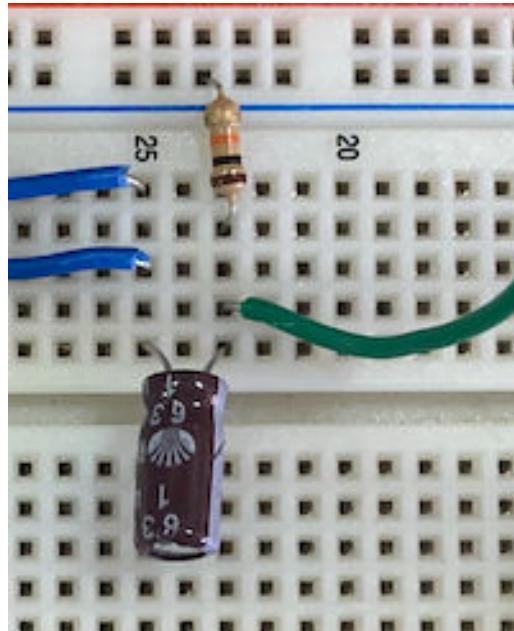


Fig. 5.7. Inclusión de carga en el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

$$V_{L,pedal} = 214 \text{ mV}_{\text{pp}} \quad (5.3.8)$$

$$\frac{V_{L,pedal}}{V_{in}} = \frac{214}{200} = 1,07 \quad (5.3.9)$$

La transferencia es satisfactoria, puesto que la tensión es prácticamente igual a la de la entrada. Presenta buenas prestaciones.

### 5.3.2. Input buffer basado en MOSFET

El circuito montado es el siguiente:

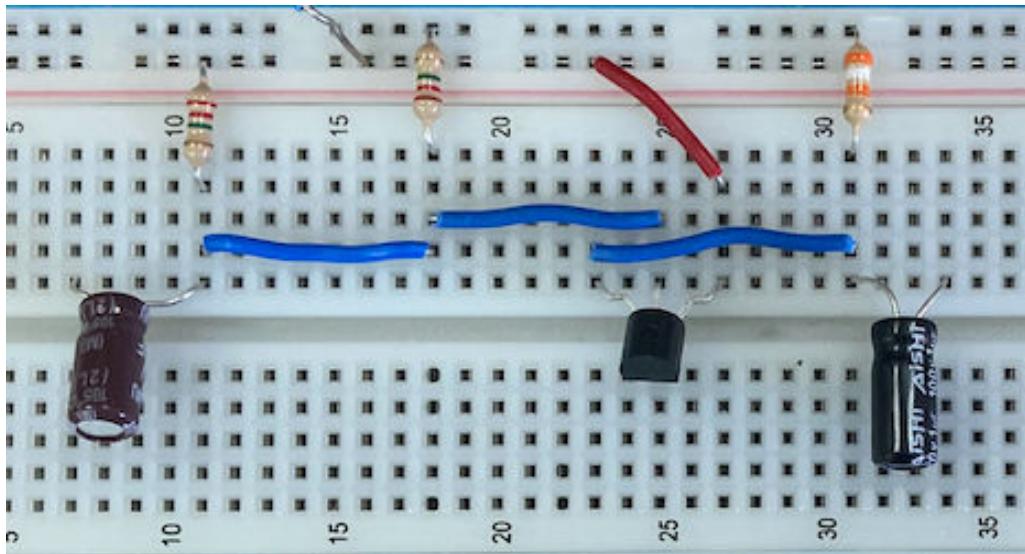


Fig. 5.8. Circuito de prueba del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

- **Medición del punto de trabajo:** Salvo a la entrada del condensador  $C_{in}$  y a la salida del  $C_{out}$ , en cada nodo se midió los +4, 5V esperados para el punto de trabajo. Con esos valores de tensión a la compuerta y la fuente, se tiene:

$$V_{GS} = V_g - V_s = 4,5 - 5,4 = -0,9V \quad (5.3.10)$$

Este valor es mayor que la tensión de umbral requerida de -2V, lo que es correcto. Además:

$$V_{DS} = V_d - V_s = 9 - 5,4 = 3,6V \quad (5.3.11)$$

$$V_{GS} - V_t = -0,9 + 2 = 1,1V \quad (5.3.12)$$

Puesto que  $V_{DS} > V_{GS} - V_t$ , el transistor opera en saturación.

- **Medición de la salida:** Como es de esperarse, la señal de salida del circuito es casi exactamente igual a la de entrada. Además, el offset añadido de 100 mVpp fue eliminado satisfactoriamente.

$$V_{out} = 206 \text{ mV}_{\text{pp}} \quad (5.3.13)$$

- **Estimación de la impedancia de entrada:**

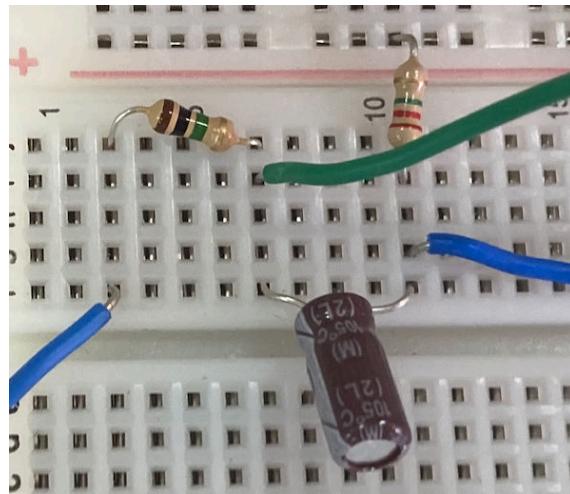


Fig. 5.9. Inclusión de la resistencia de prueba de entrada para el buffer basado en MOSFET  
(Elaboración propia)

$$V_{circ} = 96 \text{ mV}_{pp} \quad (5.3.14)$$

$$Z_{in} = R_{test} \cdot \frac{V_{circ}}{V_{in} - V_{circ}} = 1 \times 10^3 \cdot \frac{96}{200 - 96} \approx 923,08 \text{ k}\Omega \quad (5.3.15)$$

El valor resultante es bastante cercano al esperado.

- **Estimación de la impedancia de salida:** En este caso, la carga adecuada es de 2 kΩ. A falta de este valor en la práctica, se utilizaron dos resistencias de 1 kΩ en serie, desde la salida hasta masa.

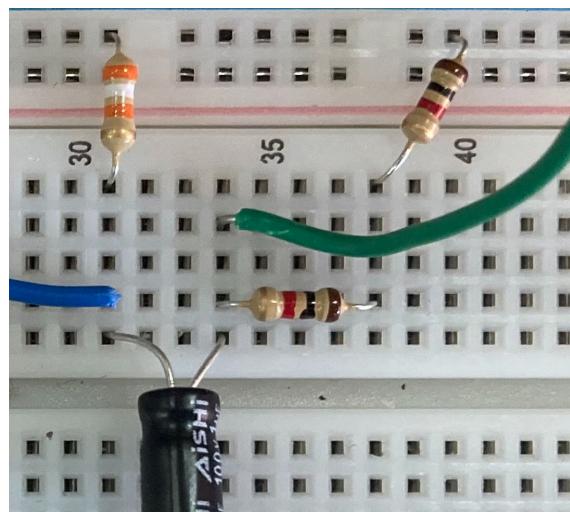


Fig. 5.10. Inclusión de la resistencia de prueba de salida para el buffer basado en MOSFET  
(Elaboración propia)

$$V_L = 124 \text{ mV}_{pp} \quad (5.3.16)$$

$$Z_{out} = R_L \cdot \frac{V_{oc} - V_L}{V_L} = 2 \times 10^3 \cdot \frac{200 - 124}{124} \approx 1,23 \text{ k}\Omega \quad (5.3.17)$$

Aunque cae considerablemente respecto al valor esperado del caso ideal, es incluso más favorable. Esto se debe al efecto de la  $R_o$  real del transistor, que aunque grande, no es infinita; por ello limita la impedancia de salida efectiva.

- **Estimación de la ganancia:** Para ello se toma en cuenta la tensión de la entrada, y la tensión a la salida sin carga.

$$V_{oc} = 206 \text{ mV}_{pp} \quad (5.3.18)$$

$$\Rightarrow \frac{V_{oc}}{V_{in}} = \frac{206}{200} = 1,03 \quad \frac{\text{V}}{\text{V}} \quad (5.3.19)$$

Coincide con la ganancia unidad esperada.

- **Medición de la respuesta en frecuencia:** En el anexo se pueden ver el generador con las frecuencias y sus correspondientes gráficas de salida.

f [Hz]	20	50	100	200	500	1k	2k	5k	10k	20k
$V_{out}$ [ mVpp]	204	206	204	202	206	204	204	204	202	202
$V_{out}/V_{in}$ [ V/V ]	1,02	1,03	1,02	1,01	1,03	1,02	1,02	1,02	1,01	1,01

TABLA 5.3. BARRIDO FRECUENCIAL PARA EL BUFFER  
BASADO EN MOSFET (ELABORACIÓN PROPIA)

Efectivamente, la ganancia es constante con la frecuencia para el rango audible.

- **Estimación de transferencia a siguiente pedal:** El circuito con la carga de  $10 \text{ k}\Omega$  queda:

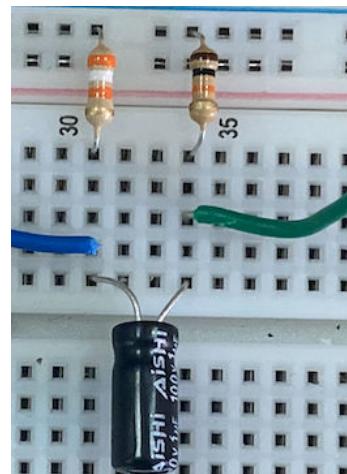


Fig. 5.11. Inclusión de carga para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

$$V_{L,pedal} = 178 \text{ mV}_{\text{pp}} \quad (5.3.20)$$

$$\frac{V_{L,pedal}}{V_{in}} = \frac{178}{200} = 0,89 \quad (5.3.21)$$

La transferencia es no satisfactoria, y por tanto no es aceptable, como era de esperarse por los cálculos teóricos, puesto que supera el umbral de 10 % de pérdidas.

#### 5.4. Input Buffer con Booster/Overdrive

El circuito montado es el siguiente:

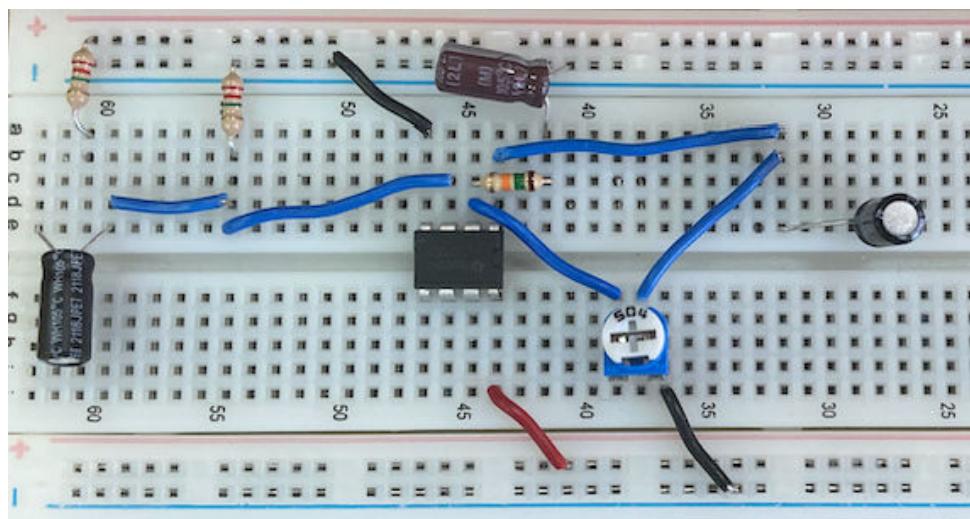


Fig. 5.12. Circuito de prueba del buffer con distorsión (Elaboración propia)

- Medición del punto de trabajo:** Salvo a la entrada del condensador  $C_{in}$  y a la salida del  $C_{out}$ , en cada nodo se midió los +4,5V esperados para el punto de trabajo.
- Medición de la salida:** De nuevo, como es de esperarse, la señal de salida del circuito es casi exactamente igual a la de entrada. El offset añadido de 100 mVpp fue eliminado satisfactoriamente.

Para distintos puntos del potenciómetro, incrementándolo progresivamente:

$$V_{out1} = 216 \text{ mV}_{\text{pp}}$$

$$V_{out2} = 1,32 \text{ V}_{\text{pp}}$$

$$V_{out3} = 3,44 \text{ V}_{\text{pp}}$$

$$V_{out4} = 4,88 \text{ V}_{\text{pp}}$$

Se puede apreciar el efecto del suministro de ganancia en la señal de salida.

- **Estimación de la impedancia de entrada:** Colocando la resistencia de prueba  $R_{test}$  de  $1\text{M}\Omega$  en serie con la entrada, se procedió a medir la caída de tensión de la señal provocada después de esta, antes del resto del circuito.

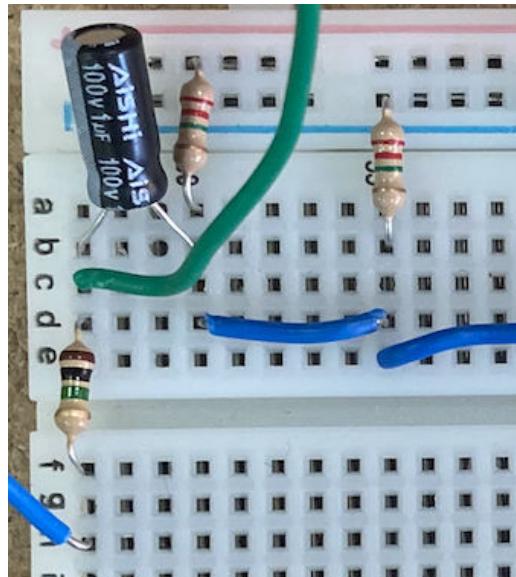


Fig. 5.13. Inclusión de la resistencia de prueba de entrada para el buffer con distorsión  
(Elaboración propia)

$$V_{circ} = 90 \text{ mVpp}$$

$$Z_{in} = R_{test} \cdot \frac{V_{circ}}{V_{in} - V_{circ}} = 1 \times 10^6 \cdot \frac{90}{200 - 90} \approx 0,82 \text{ M}\Omega$$

Debido al desbalance causado por las resistencias de  $\pm 5\%$ , este valor cae un poco por debajo del deseado; sin embargo, se acerca bastante a este.

- **Estimación de la impedancia de salida:** Se colocó la resistencia de carga  $R_L$  de  $220\Omega$  a la salida del circuito, de la siguiente manera:

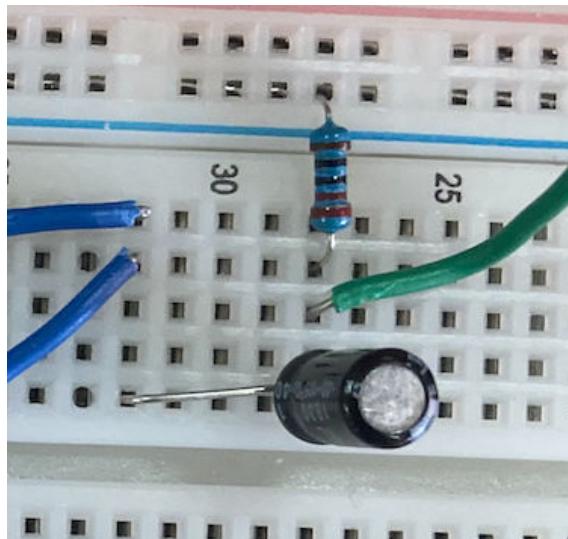


Fig. 5.14. Inclusión de la resistencia de prueba de salida para el buffer con distorsión  
(Elaboración propia)

$$V_L = 170 \text{ mVpp}$$

$$Z_{out} = R_L \cdot \frac{V_{oc} - V_L}{V_L} = 220 \cdot \frac{200 - 170}{170} \approx 38,82\Omega$$

De nuevo, esto es lógico, puesto que con el lazo cerrado de la retroalimentación, la impedancia de salida real disminuye considerablemente, lo que es deseable.

- **Estimación de la ganancia:** Para ello se toma en cuenta la tensión de la entrada, y la tensión a la salida sin carga.

$V_{oc}$ [Vpp]	0,216	1,32	3,44	4,88
$V_{out}/V_{in}$ [V/V]	1,08	6,6	17,2	24,4

TABLA 5.4. BARRIDO FRECUENCIAL DEL BUFFER CON DISTORSIÓN (ELABORACIÓN PROPIA)

Es evidente el efecto del boost y overdrive en la ganancia y que es constante en el espectro.

- **Medición de la respuesta en frecuencia:** En el anexo se pueden ver el generador con las frecuencias y sus correspondientes gráficas de salida.

Se midió para una ganancia distinta a la unidad, constante para todo el espectro.

f [Hz]	20	50	100	200	500	1k	2k	5k	10k	20k
$V_{out}$ [Vpp]	1,4	1,52	1,56	1,56	1,56	1,56	1,56	1,56	1,56	1,56
$V_{out}/V_{in}$ [V/V]	7	7,6	7,8	7,8	7,8	7,8	7,8	7,8	7,8	7,8

Efectivamente, la ganancia es aproximadamente constante con la frecuencia para el rango audible.

- **Estimación de transferencia a siguiente pedal:** El circuito con la carga de  $10\text{ k}\Omega$  queda:

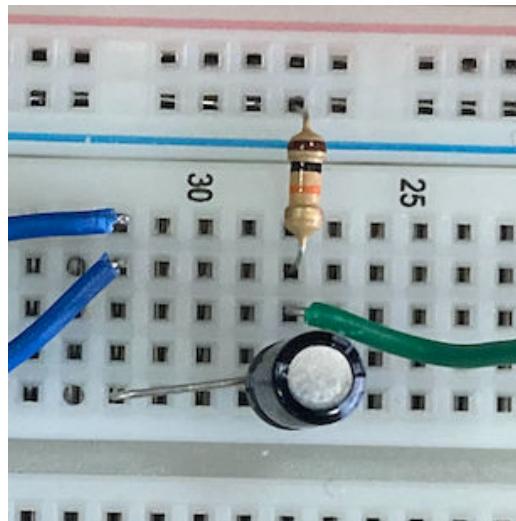


Fig. 5.15. Inclusión de carga para el buffer con distorsión (Elaboración propia)

$$V_{L,pedal} = \text{mVpp}$$

$$\frac{V_{L,pedal}}{V_{in}} = \frac{216}{200} = 1,08$$

La transferencia es satisfactoria, puesto que la tensión es prácticamente igual a la de la entrada. Presenta buenas prestaciones.

## 5.5. Input Buffer con Booster/Overdrive Multibandas y Ecualizador

El circuito montado es el siguiente:

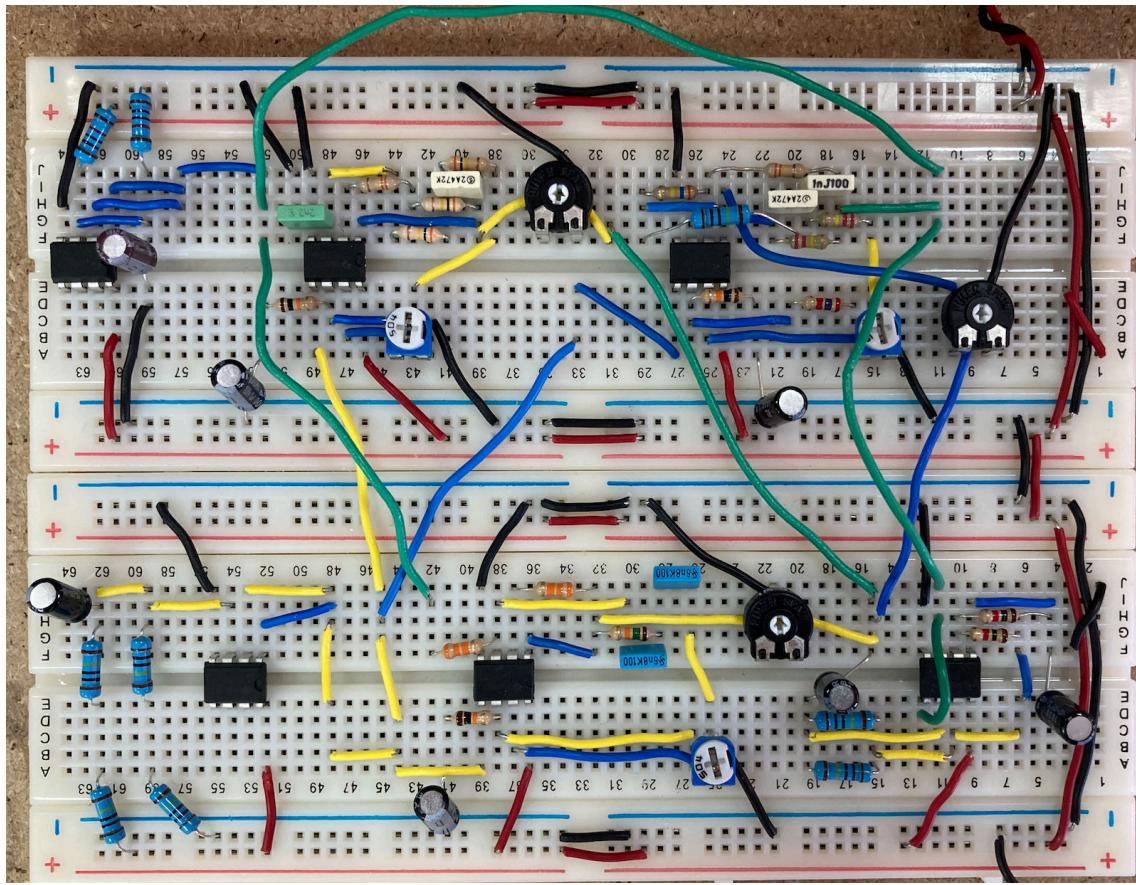


Fig. 5.16. Circuito de prueba del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

- **Medición del punto de trabajo:** Salvo a la entrada del condensador  $C_{in}$  y a la salida del  $C_{out}$ , en cada nodo se midió los +4, 5V esperados para el punto de trabajo.
  - **Medición de la salida:** Se realizó esta prueba para tres frecuencias; cada perteneciente a una de las tres bandas, a igualdad de potenciómetros. Las salidas medidas corresponden al estudio teórico: Todas son muy aproximadas a las entradas, con unas leves variaciones esperadas debido a los pequeños incrementos y atenuaciones presentes en el espectro de su respuesta en frecuencia.

También se midió la salida en cada caso tras suministrar algo de ganancia en la banda frecuencial correspondiente.

Además, el offset añadido de 100 mVpp fue eliminado satisfactoriamente.

$$V_{out}|_{f=90} = 252 \text{ mV } V_{out}|_{f=90,boost} = 936 \text{ mV}$$

$$V_{out}|_{f=450} = 248 \text{ mV} \quad V_{out}|_{f=450,boost} = 856 \text{ mV}$$

$$V_{out}|_{f=1k} = 192 \text{ mV } V_{out}|_{f=1k \text{ boost}} = 512 \text{ mV}$$

- **Estimación de la impedancia de entrada:** Colocando la resistencia de prueba  $R_{test}$  de  $1M\Omega$  en serie con la entrada. Se midió para 1kHz, como el resto de circuitos.

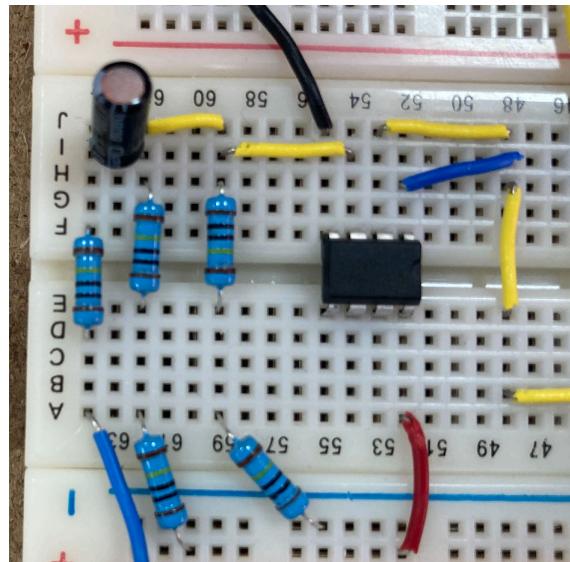


Fig. 5.17. Inclusión de la resistencia de prueba de entrada para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

$$V_{circ} = 91,2 \text{ mVpp}$$

$$Z_{in} = R_{test} \cdot \frac{V_{circ}}{V_{in} - V_{circ}} = 1 \times 10^6 \cdot \frac{91,2}{200 - 91,2} \approx 0,84M\Omega$$

El valor es bastante cercano al esperado.

- **Estimación de la impedancia de salida:** Se midió para 1kHz, como el resto de circuitos. Se colocó la resistencia de carga  $R_L$  de  $100\Omega$  a la salida del circuito, de la siguiente manera:

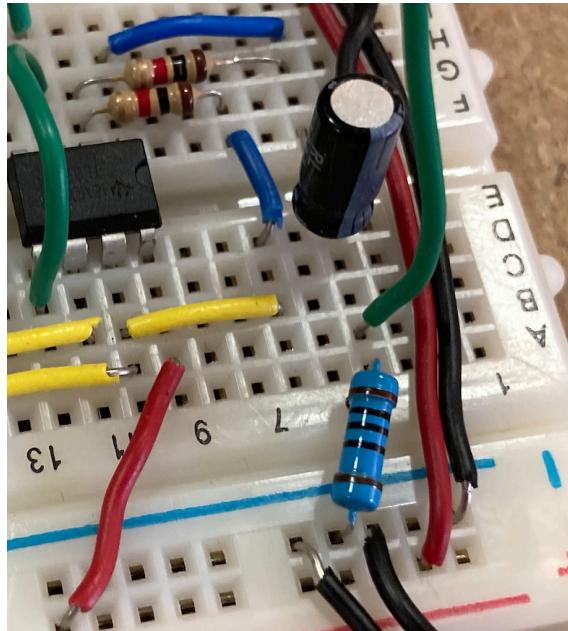


Fig. 5.18. Inclusión de la resistencia de prueba de salida para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

$$V_L = 100 \text{ mVpp}$$

$$Z_{out} = R_L \cdot \frac{V_{oc} - V_L}{V_L} = 100 \cdot \frac{192 - 100}{100} = 92\Omega$$

Esto es lógico, puesto que con el lazo cerrado de la retroalimentación, la impedancia de salida real disminuye considerablemente, lo que es deseable.

- **Estimación de la ganancia:** Para ello se toma en cuenta la tensión de la entrada, y la tensión a la salida sin carga.

$$V_{oc}|_{f=90} = 252 \text{ mVpp}$$

$$V_{oc}|_{f=450} = 248 \text{ mVpp}$$

$$V_{oc}|_{f=1k} = 192 \text{ mVpp}$$

f	$V_{oc} _{f=90}$	$V_{oc} _{f=450}$	$V_{oc} _{f=1k}$
$V_{oc}$ [mVpp]	252	248	192
$V_{out}/V_{in}$ [V/V]	1,26	1,24	0,96

TABLA 5.5. VALORES DE GANANCIA PARA LAS TRES FRECUENCIAS, PARA EL BUFFER CON DISTORSIÓN MULTIBANDA Y ECUALIZADOR (ELABORACIÓN PROPIA)

Como se mencionó anteriormente, las variaciones vistas en la ganancia corresponden a los ligeros picos y valles del espectro. Estos resultados son coherentes y satisfactorios.

- **Medición de la respuesta en frecuencia:** En el anexo se pueden ver el generador con las frecuencias y sus correspondientes gráficas de salida.

f [Hz]	20	50	100	200	500	1k	2k	5k	10k	20k
$V_{out}$ [ mVpp]	200	208	226	202	226	234	428	256	248	216
$V_{out}/V_{in}$ [ V/V]	1	1,04	1,13	1,01	1,13	1,17	2,14	1,28	1,24	1,08

TABLA 5.6. BARRIDO FRECUENCIAL PARA EL BUFFER CON DISTORSIÓN MULTIBANDA Y ECUALIZADOR (ELABORACIÓN PROPIA)

La ganancia es aproximadamente constante con la frecuencia para el rango audible. Hay un pico en 2kHz que probablemente se deba al efecto conjunto de las variaciones ya presentes en el espectro de la respuesta del circuito y la colocación no perfecta de todos los potenciómetros en su posición de equilibrio.

- **Estimación de transferencia a siguiente pedal:** Se midió para 1kHz, como el resto de circuitos. El circuito con la carga de 10 kΩ queda:

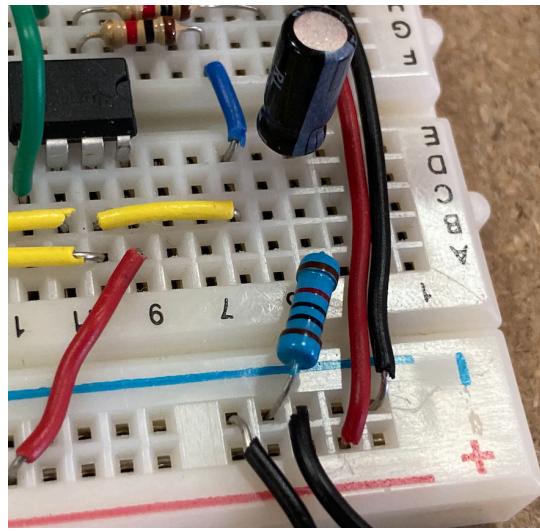


Fig. 5.19. Inclusión de carga para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

$$V_{L,pedal} = 214 \text{ mVpp}$$

La transferencia es satisfactoria, puesto que la tensión es prácticamente igual a la de la entrada.

## 6. CONCLUSIONES

Este capítulo está dedicado a recopilar las distintas conclusiones que se han conseguido a lo largo del desarrollo de este proyecto, para cada versión de pedal desarrollados. Se han de tomar en cuenta los distintos objetivos planteados, y evaluar en cada caso en qué grado se ha conseguido cumplirlos.

De ellos, el más importante es la adaptación de impedancias en el contexto de los pedales de efectos de guitarra. Ahora que se han diseñado los cuatro prototipos y se han probado tanto en simulaciones como en laboratorio, se puede estimar el grado de satisfacción de cada uno.

### 6.1. Prestaciones de cada pedal

#### 6.1.1. Input Buffer

Como se ha mencionado anteriormente, esta es la funcionalidad básica más importante que se debe cumplir. Los circuitos diseñados para este propósito se buscaba emplearlos como bloque básico diseño, y así se hizo, en particular con la versión basada en operacional. Ya se ha ahondado en esto a lo largo del presente trabajo, pero se retomarán las razones de ello en estos apartados a modo de concretizar el estudio.

En general, tanto con amplificador operacional como con transistor, se consigue una  $Z_{in}$  favorable, de  $1 M\Omega$ , gracias a las bajas corrientes de polarización a sus entradas. La diferencia clave está, entonces, en  $Z_{out}$ . Mientras que la versión con el operacional TL072 consigue una impedancia de salida tan baja como  $2 m\Omega$ , el diseño con transistor LND150 tiene una  $Z_{out}$  de  $2 k\Omega$ , que como se vio en el análisis teórico, no adapta suficientemente bien impedancias para el peor caso de carga del siguiente pedal, que es precisamente el problema que interesa tratar.

Esto se podría solucionar, como se mencionó, empleando más etapas para disminuir su valor efectivo, pero puesto que las prestaciones del diseño con TL072 son tan favorables, siendo tan sencillo, es preferible emplear esa versión como pedal Input Buffer, y sobre todo, como bloque de construcción para las expansiones del pedal; es decir, las versiones con Booster, y con Booster Multibanda con Ecualizador. Gracias a su alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida, es fácilmente acoplable a un sistema circuital más complejo, como es el caso del Booster Multibanda con Ecualizador.

Sin embargo, una posible mejora a futuro, dependiendo del presupuesto, sería emplear en su lugar operacionales del modelo OPA2134, que presenta mejores prestaciones; en particular, en lo que respecta al ruido suministrado, que es significativamente menor en comparación al ruido típico de un TL072.

### **6.1.2. Input Buffer con Booster/Overdrive**

Esta versión de pedal posee más versatilidad que el buffer sencillo, por supuesto, ya que puede suministrar ganancia de manera sencilla, sin modificar excesivamente el diseño de Input Buffer basado en operacional. Tan solo es necesario modificar la rama de realimentación de este.

Sobre todo es interesante verle, así como al Input Buffer, como un nuevo bloque de construcción para el diseño del pedal completo. Con el potenciómetro  $R_f$  y su resistencia de control  $R_1$  es capaz de suministrar suficiente boost como para considerarse incluso un pedal de distorsión tipo overdrive.

### **6.1.3. Input Buffer con Booster/Overdrive Multibanda y Ecualizador**

Ya para finalizar, este diseño corresponde con el más complejo de los anteriormente planteados, puesto que está conformado por una mezcla de ellos, sin contar la versión de transistor. Representa un diseño compacto y económico para acondicionar la señal musical según lo deseé el usuario, puesto que tiene la opción de emplearlo como buffer únicamente, o como un ecualizador bastante robusto capaz de suministrar boost en cada rama.

Gracias a la versatilidad del operacional TL072, se pudieron aprovechar lo más posible sus prestaciones dentro de los objetivos planteados, utilizándose con distintos fines y topologías a lo largo del circuito para conseguir esta funcionalidad más completa.

Incorpora en un solo diseño la funcionalidad de buffer (opcional con switch) y la de distorsión por tres bandas. Sin suministrar ganancia, el espectro de salida es lo suficientemente plano, y la separación frecuencial se consigue de manera satisfactoria.

Una posible mejora a futuro sería la incorporación de una etapa de clipping formada por diodos en cada sección de distorsión de bandas, para suavizar un tanto la distorsión y conseguir un sonido aún más musical, además de incorporar operacionales OPA 2134 en lugar de TL072 a modo de reducir el ruido, como se comentó en el apartado de conclusiones para Input Buffer. También, rediseñar un tanto los ecualizadores de manera que al atenuar bajos y altos, el efecto sea más notorio. Además, podría ser interesante acoplar los ecualizadores a los filtros para que estos modifiquen las frecuencias de corte.

Los pedales de distorsión multibandas, como se explicó anteriormente, existen, pero son muy pocos los que hay en el mercado, y a un precio alto. En parte, la novedad del pedal desarrollado son las buenas prestaciones que entrega sin ser un diseño de alta gama. Representa una opción económica, funcional y musical para cualquier músico que esté interesado en colorear a su gusto la sonoridad de su instrumento.

## **7. MARCO REGULADOR**

El presente trabajo de Fin de Grado se encuentra inscrito en el ámbito de la ingeniería electrónica para aplicaciones de audio. Por ello, se realizará un análisis de la legislación aplicable a este, además de los estándares técnicos en lo referente a las tecnologías empleadas y un estudio sobre la posibilidad de proteger el trabajo bajo patente o propiedad intelectual.

### **7.1. Legislación Aplicable**

En principio, este trabajo es de naturaleza académica, y su fin no es directamente la comercialización del mismo. Sin embargo, es pertinente estudiar qué normativas serían aplicables de industrializarse en un futuro.

#### **7.1.1. Directiva 2014/35/UE:**

Se trata de una directiva para bajo voltaje. Los umbrales de operación de dispositivos eléctricos para los que aplica, son:

- Corriente Alterna: 50 y 1000V AC
- Corriente Continua: 75 y 1500V DC

Aunque la alimentación de los circuitos desarrollados fue siempre de 9VDC, muy por debajo de los límites, y no es necesario cumplir con esta normativa, se siguieron los criterios de seguridad planteados en la misma por precaución. Estos son:

- Polarización correcta de componentes que lo requieran, como es el caso de los capacitores electrlíticos empleados en los circuitos del proyecto, a modo de evitar daños o fallos.
- Aislamiento de entrada y salida, mediante condensadores de desacoplo. Así, la señal de entrada de la guitarra y el circuito del pedal o amplificador contiguo no pueden dañar el circuito, ni ser dañados por él.

#### **7.1.2. Directiva 2014/30/UE:**

Engloba la compatibilidad electromagnética (CEM), por lo que haría falta realizar ensayos específicos para dar garantías de que el pedal no genera interferencias, ni es vulnerable a ellas. Esto sería una proyección a futuro del trabajo, de comercializarse.

### **7.1.3. Directiva 2011/65/UE (RoHS II):**

Esta legislación delimita el uso de sustancias peligrosas, como son el plomo o el mercurio, en componentes electrónicos. Por ello, solo se trabajó con componentes estándar que no presentan estas sustancias.

## **7.2. Estándares Técnicos**

Para el desarrollo de los distintos circuitos eléctricos, se atendió a las buenas prácticas establecidas en la ingeniería de audio analógico. Estas son:

### **7.2.1. Parámetros eléctricos adecuados:**

La impedancia de entrada del circuito debe ser elevada, superior a los  $500\text{k}\Omega$ , para garantizar la buena adaptación al resto de la cadena musical, además de, en la misma línea, procurar mantener una impedancia de salida baja.

### **7.2.2. Rendimiento del sistema:**

El diseño ha sido evaluado en términos de ganancia, distorsión armónica (según la configuración de cada banda), y respuesta en frecuencia, siguiendo criterios comunes en el sector de pedales de efectos. Estos parámetros fueron analizados mediante simulaciones en LTSpice.

### **7.2.3. Topologías de referencia:**

Las topologías utilizadas están inspiradas en circuitos ampliamente documentados, y se ha realizado una adaptación original para su combinación en los circuitos desarrollados en este proyecto.

## **7.3. Propiedad Intelectual e Industrial**

El diseño de los circuitos fue realizado por el autor del trabajo, combinando bloques funcionales tradicionales con una organización original, especialmente para el caso del diseño del pedal de distorsión multibanda. En este contexto, se contempla lo siguiente:

### **7.3.1. Derechos de autor:**

El esquema de circuitos, así como los diagramas y simulaciones, son de creación original y están protegidos automáticamente por derechos de autor. Su uso por terceros

requeriría autorización expresa.

### **7.3.2. Uso de diseños preexistentes:**

En el desarrollo se ha consultado bibliografía técnica y esquemas de dominio público. En todos los casos, se han citado las fuentes y se ha evitado la copia directa de diseños patentados o licenciados de manera restrictiva.

### **7.3.3. Consideraciones sobre patentabilidad:**

Aunque no se plantea una solicitud de patente en este momento, se ha verificado que el diseño no infringe ninguna patente activa conocida. En caso de evolución comercial, podrían considerarse formas de protección legal como el registro de modelo de utilidad o la publicación bajo una licencia open hardware.

## 8. ENTORNO SOCIO-ECONÓMICO

En el presente capítulo, se detalla el presupuesto monetario de la elaboración de este proyecto, además de su impacto social y económico, dando ejemplos de aplicaciones prácticas.

### 8.1. Presupuesto

Se subdividirá en costes materiales y costes de personal.

#### 8.1.1. Costes Materiales

La siguiente tabla detalla el estimado financiero material a invertir en los distintos componentes y equipos necesarios para el desarrollo del proyecto.

Concepto	Cantidad	Precio unitario (€)	Subtotal (€)	Financiado por
Amplificadores operacionales TL072	10	0,60	6,00	Autor
Resistencias (1/4 W, varios valores)	25	0,05	1,25	Universidad, Autor
Condensadores de poliéster y electrolíticos	16	0,20	3,20	Universidad
Potenciómetros	7	0,60	4,20	Autor
Protoboard	5	5,00	25,00	Autor
Cableado de prueba y jumpers	—	—	2,00	Autor
Fuente de alimentación DC (uso en laboratorio)	1	—	0,00	Universidad
Generador de tensión sinusoidal (uso en laboratorio)	1	—	0,00	Universidad
Osciloscopio (uso en laboratorio)	1	—	0,00	Universidad
Software de simulación (LTSpice)	1	0,00	0,00	Libre
Ordenador personal	1	—	0,00	Autor
Total estimado de material				41,65 €

TABLA 8.1. COSTES MATERIALES ESTIMADOS (ELABORACIÓN PROPIA)

#### 8.1.2. Costes de personal

En la estimación de este presupuesto, se toma en cuenta el número de horas invertidas al proyecto por parte de los involucrados.

Nombre	Puesto	Coste/Hora	Horas totales	Coste total
Jimena Díaz	Ingeniera Junior	12€/hora	487h	5844€
Jorge Pleite	Ingeniero Senior	25€/hora	40h	1000€
Total presupuesto				6844€

TABLA 8.2. COSTES DE PERSONAL ESTIMADOS (ELABORACIÓN PROPIA)

### **8.1.3. Presupuesto total**

Este constituye la suma final de los costes calculados anteriormente. De esta manera:

Recurso	Coste
Coste físico	41,65€
Coste de personal	6844€
<b>Total</b>	<b>6885,65€</b>

TABLA 8.3. PRESUPUESTO TOTAL ESTIMADO (ELABORACIÓN PROPIA)

## **8.2. Impacto Socio-Económico**

El trabajo en cuestión tiene potencial de generar un impacto económico y social favorable en distintos ámbitos, especialmente en lo que respecta a la demanda comercial musical a nivel tanto profesional como aficionado. Las tecnologías desarrolladas en este trabajo dotan al músico de un mayor grado de modelado del sonido a un coste accesible.

A pesar del desarrollo de este trabajo en un contexto académico, posee el potencial de evolucionarse a una producción a pequeña escala del sector de pedales, representando una oportunidad económica en el mundo del emprendimiento electrónico y musical.

El uso de componentes de bajo coste (TL072, resistencias, condensadores estándar, protoboards) permite mantener un precio de fabricación reducido, lo que lo convertiría en una opción de buena calidad a buen precio, en comparación con los pedales comerciales equivalentes de mayor coste. Además, esto implica un impacto reducido al medio ambiente. No se emplearon materiales peligrosos, y el consumo es extremadamente bajo.

El mercado de pedales de efectos musicales está en constante demanda por todo tipo de músicos, puesto que fomentan la creatividad musical y la experimentación. Esto enriquece enormemente el desarrollo artístico tanto personal como colectivo, gracias a la versatilidad que aportan al sonido; en el caso de los pedales desarrollados en el trabajo, sin implicar un coste elevado. Esto implica una democratización del acceso a los recursos tecnológicos en este ámbito, y una implicación ética positiva de las tecnologías desarrolladas.

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] Juan Ignacio Arribas. “Partes de una guitarra eléctrica.” [En línea]. Disponible en: [https://www.lpi.tel.uva.es/~nacho/docencia/ing\\_ond\\_1/trabajos\\_02\\_03/Guitarra/Web/partesguitarra.htm](https://www.lpi.tel.uva.es/~nacho/docencia/ing_ond_1/trabajos_02_03/Guitarra/Web/partesguitarra.htm).
- [2] Pedaltown. “A Brief History of Guitar Effects Pedals.” [En línea]. Disponible en: <https://pedaltown.nl/en/a-brief-history-of-guitar-effects-pedals>.
- [3] Electronics StackExchange. “Is the reason for guitar tone suck i.e. loss of high-end frequencies with impedance?” [En línea]. Disponible en: <https://electronics.stackexchange.com/questions/709727/is-the-reason-for-guitar-tone-suck-i-e-loss-of-high-end-frequencies-with-imp>.
- [4] Reddit /r/guitarpedals. “Are buffers ruining your tone?” [En línea]. Disponible en: [https://www.reddit.com/r/guitarpedals/comments/1gvyd2e/arent\\_buffers\\_ruining\\_your\\_signal\\_impedancewise/](https://www.reddit.com/r/guitarpedals/comments/1gvyd2e/arent_buffers_ruining_your_signal_impedancewise/).
- [5] Pedaltown. “A Brief History of Guitar Effects Pedals.” [En línea]. Disponible en: <https://pedaltown.nl/en/a-brief-history-of-guitar-effects-pedals>.
- [6] Stringjoy. “Guitar Pedal History: The Origins of Every Guitar Effect Pedal.” [En línea]. Disponible en: <https://stringjoy.com/guitar-pedal-history/>.
- [7] Jonathan S. / Electronics StackExchange. “Meaning of a buffer in electronics.” [En línea]. Disponible en: <https://electronics.stackexchange.com/questions/640422/meaning-of-a-buffer-in-electronics>.
- [8] Andertons Music Co. “Boost, Overdrive, Distortion & Fuzz: A Beginner’s Guide to Gain Pedals.” [En línea]. Disponible en: <https://blog.andertons.co.uk/learn/distortion-pedal-beginners-guide>.
- [9] A. desconocido, “A History of Audio Effects,” *Applied Sciences (MDPI)*, 2020. [En línea]. Disponible en: <https://www.mdpi.com/2076-3417/10/3/791>.
- [10] JHS Pedals. “Little Black Buffer.” [En línea]. Disponible en: <https://jhspedals.info/pages/understanding-buffers>.
- [11] Radial Engineering. “StageBug SB-15 Tailbone Signal Buffer.” [En línea]. Disponible en: <https://www.radialeng.com/wp-content/uploads/2018/05/StageBug-SB15-manual.pdf>.
- [12] TC Electronic. “BonaFide Buffer.” [En línea]. Disponible en: <https://www.tcelectronic.com/product.html?modelCode=0709-AHC>.
- [13] Xotic Effects. “EP Booster.” [En línea]. Disponible en: <https://xotic.us/effects/ep-booster/>.

- [14] Suhr Electronics. “Koko Boost.” [En línea]. Disponible en: <https://www.suhr.com/electronics/pedals/boost/suhr-koko-boost2/>.
- [15] Mesa Boogie. “Tone-Burst.” [En línea]. Disponible en: <https://www.mesaboogie.com/en-US/p/Pedal/FP.TONEBURST/FP-TONEBURST>.
- [16] Empress Effects. “Multidrive – Three-band drive pedal.” [En línea]. Disponible en: <https://empresseffects.com/products/multidrive>.
- [17] Source Audio. “L.A. Lady Overdrive.” [En línea]. Disponible en: <https://www.sourceaudio.net/la-lady-overdrive.html>.
- [18] Darkglass Electronics. “Microtubes X.” [En línea]. Disponible en: <https://www.darkglass.com/manual-microtubes-x/>.
- [19] J. A. Fernández, “Apuntes de la asignatura Sistemas Electrónicos,” Clase impartida en el Grado de Ingeniería de Sonido e Imagen, Universidad Carlos III de Madrid, 2022.
- [20] S. Llorente, “Apuntes de la asignatura Análisis y Diseño de Circuitos,” Clase impartida en el Grado de Ingeniería de Sonido e Imagen, Universidad Carlos III de Madrid, 2022.
- [21] Electrosmash. “EMG81 Pickup Analysis.” [En línea]. Disponible en: <https://www.electrosmash.com/emg81>.
- [22] Audio Interfacing. “Guitar Pickup Impedance: Understanding Pickup Output Characteristics.” [En línea]. Disponible en: <https://audiointerfacing.com/guitar-pickup-impedance/#impedance-vs-resistance>.
- [23] TalkBass Forum. “Magnetic vs Piezo Impedance.” [En línea]. Disponible en: <https://www.talkbass.com/threads/magnetic-vs-piezo-impedance.1607342/>.
- [24] DIYStompboxes Forum. “Input Buffer and BJT Biasing Discussion.” [En línea]. Disponible en: <https://www.diystompboxes.com/smfforum/index.php?topic=119353.0>.
- [25] Reddit /r/guitarpedals. “Fuzz pedal question.” [En línea]. Disponible en: [https://www.reddit.com/r/guitarpedals/comments/hlo7z7/fuzz\\_pedal\\_question/](https://www.reddit.com/r/guitarpedals/comments/hlo7z7/fuzz_pedal_question/).
- [26] D. Self, *Small Signal Audio Design*. Focal Press, an imprint of Elsevier, 2010.
- [27] A. I. Garcilópez, “Apuntes de la asignatura Componentes y Circuitos Electrónicos,” Clase impartida en el Grado de Ingeniería de Sonido e Imagen, Universidad Carlos III de Madrid, 2020.
- [28] Texas Instruments, *TL072 — Low-Noise JFET-Input Operational Amplifier*, s.f. [En línea]. Disponible en: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/28775/TI/TL072.html>.

- [29] Texas Instruments, *NE5532 — Dual Low-Noise Operational Amplifier*, s.f. [En línea]. Disponible en: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/27244/TI/NE5532.html>.
- [30] Texas Instruments, *OPA2134 — High Performance Audio Operational Amplifier*, s.f. [En línea]. Disponible en: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/603025/TI1/OPA2134.html>.
- [31] Microchip Technology Inc., *LND150 — High Voltage N-Channel Depletion Mode MOSFET*, s.f. [En línea]. Disponible en: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/1241330/MICROCHIP/LND150.html>.
- [32] Microchip Technology Inc., *LND150 High Voltage N-Channel Depletion Mode MOSFET (DirectIndustry)*, s.f. [En línea]. Disponible en: <https://www.directindustry.es/prod/microchip-technology-inc/product-23455-2074455.html>.
- [33] Fralin Pickups. “How To Choose Between 250K and 500K Pots.” [En línea]. Disponible en: <https://www.fralinpickups.com/2020/08/26/how-to-choose-between-250k-and-500k-pots/>.
- [34] Nick Bowcott. “Boost, Overdrive, Distortion, and Fuzz Pedals: What’s the Difference?” [En línea]. Disponible en: <https://www.sweetwater.com/insync/boost-overdrive-distortion-fuzz-pedals-whats-the-difference/>.
- [35] J. R. Encinas. “Tablas de ecualización.” [En línea]. Disponible en: <https://electrofante.com>.
- [36] B. Katz, *Mastering Audio: The Art and the Science*. Focal Press, 2007.
- [37] LTWiki. “File: TL072.sub.” [En línea]. Disponible en: <https://ltwiki.org/index.php?title=File:TL072.sub>.

## ANEXO A: SIMULACIONES

### Input Buffer basado en Amplificador Operacional

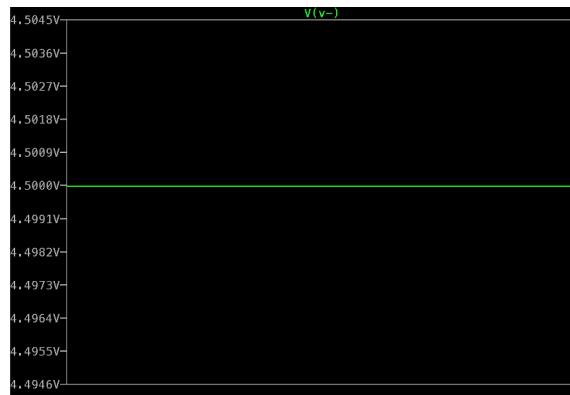


Fig. A.1. Tensión  $V_-$  en el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)



Fig. A.2. Tensión  $V_+$  en el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

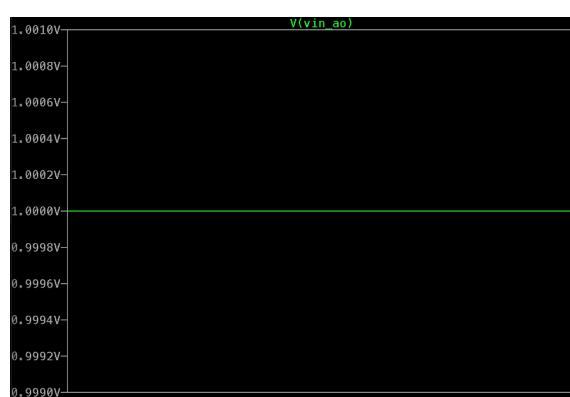


Fig. A.3. Tensión de entrada del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

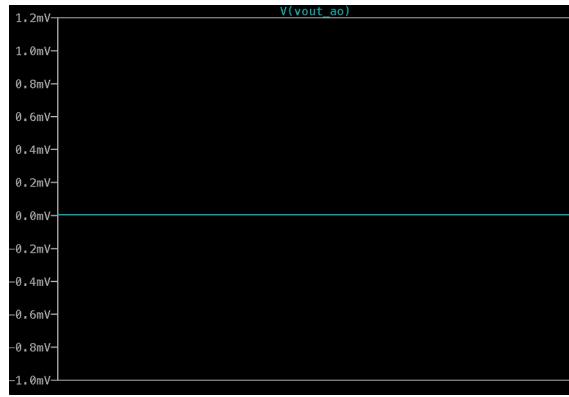


Fig. A.4. Tensión de salida del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

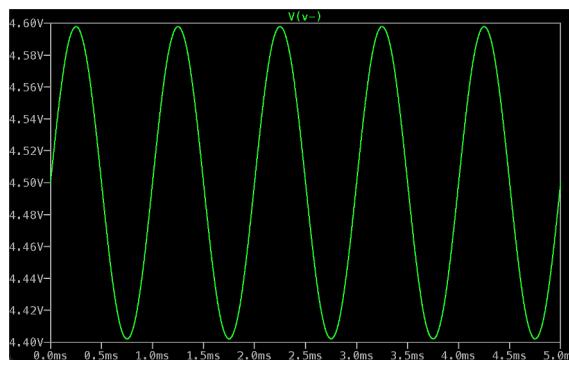


Fig. A.5. Onda de  $V_-$  en el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

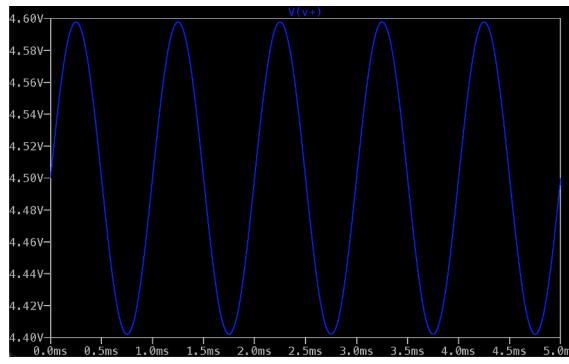


Fig. A.6. Onda de  $V_+$  en el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

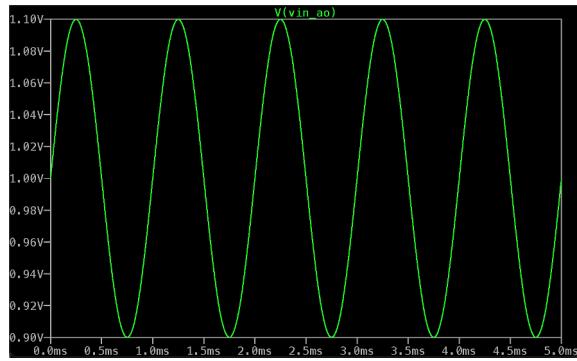


Fig. A.7. Onda de la tensión de entrada en el buffer basado en amplificador operacional  
(Elaboración propia)

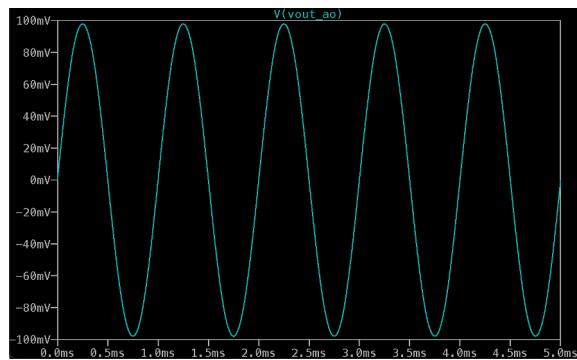


Fig. A.8. Onda de la tensión de salida en el buffer basado en amplificador operacional  
(Elaboración propia)

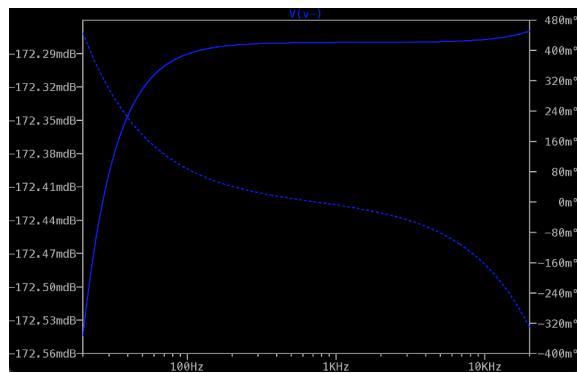


Fig. A.9. Espectro de  $V_-$  en el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

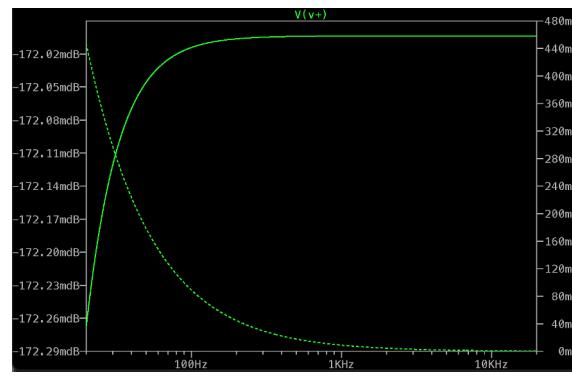


Fig. A.10. Espectro de  $V_+$  en el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

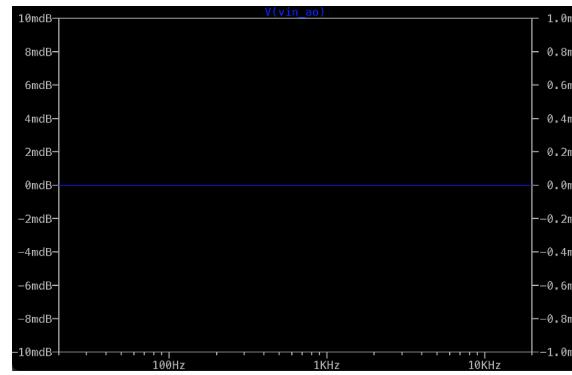


Fig. A.11. Espectro de la tensión de entrada en el buffer basado en amplificador operacional  
(Elaboración propia)

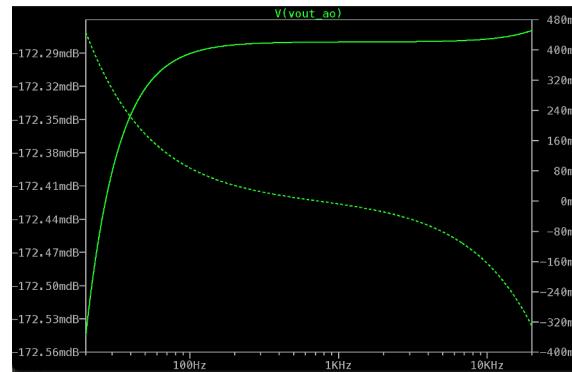


Fig. A.12. Espectro de la tensión de salida en el buffer basado en amplificador operacional  
(Elaboración propia)

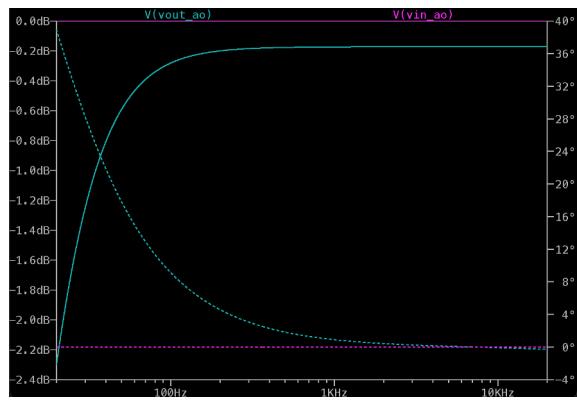


Fig. A.13. Espectros de entrada y salida con inclusión de carga para el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

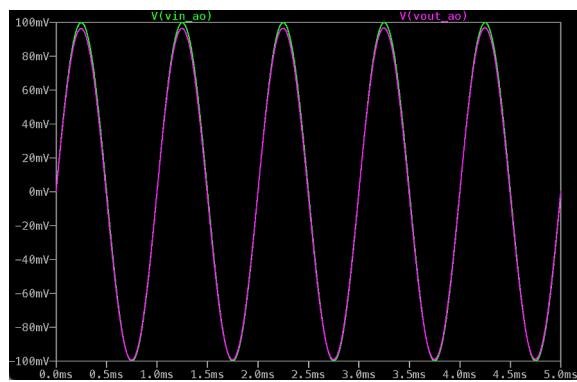


Fig. A.14. Ondas de entrada y salida con inclusión de carga para el buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

### Input Buffer basado en MOSFET

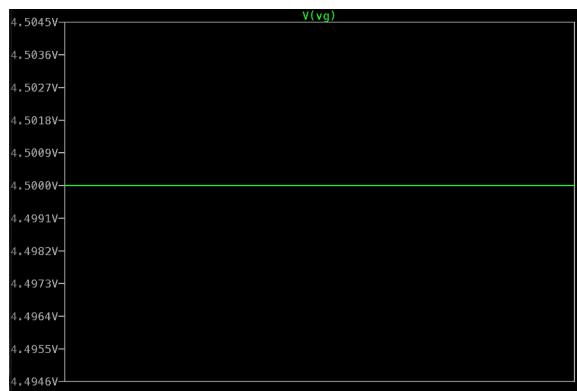


Fig. A.15. Tensión  $V_g$  del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

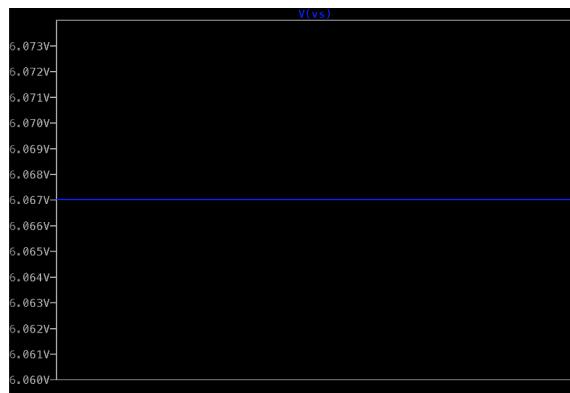


Fig. A.16. Tensión  $V_s$  del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

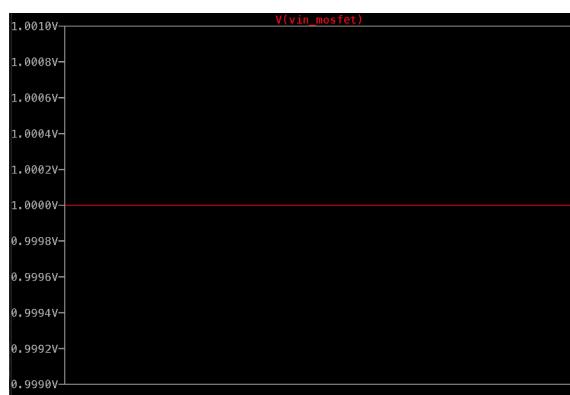


Fig. A.17. Tensión de entrada del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)



Fig. A.18. Tensión de salida del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

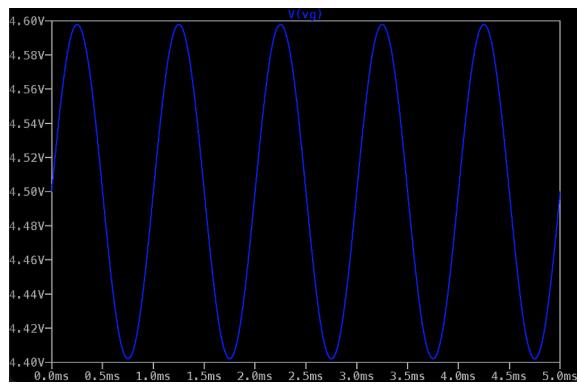


Fig. A.19. Onda de  $V_g$  para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

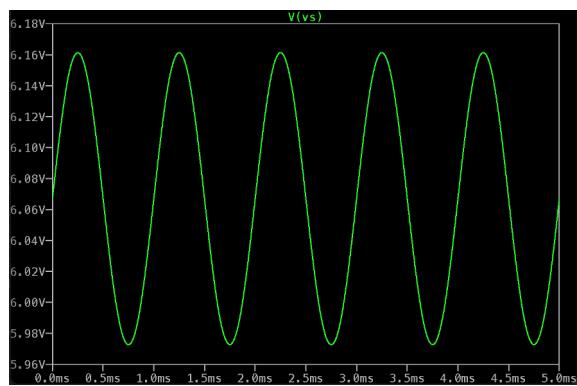


Fig. A.20. Onda de  $V_s$  para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

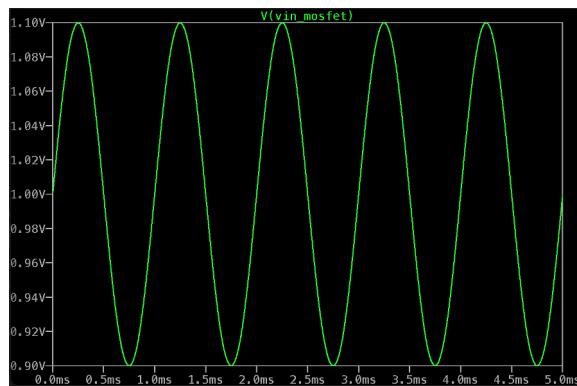


Fig. A.21. Onda de entrada para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

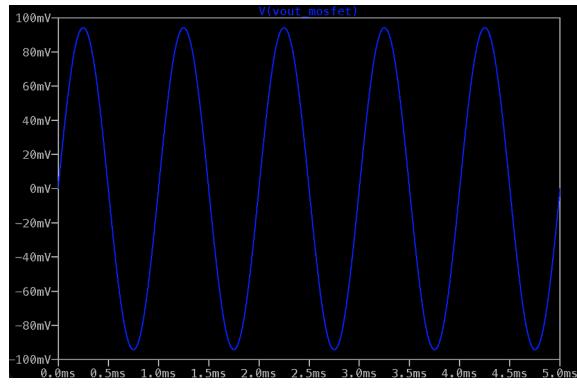


Fig. A.22. Onda de salida para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

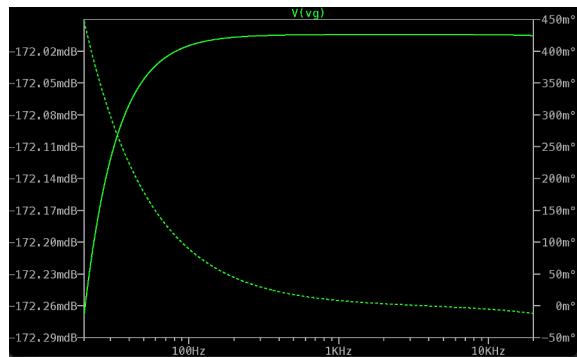


Fig. A.23. Espectro de  $V_g$  para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

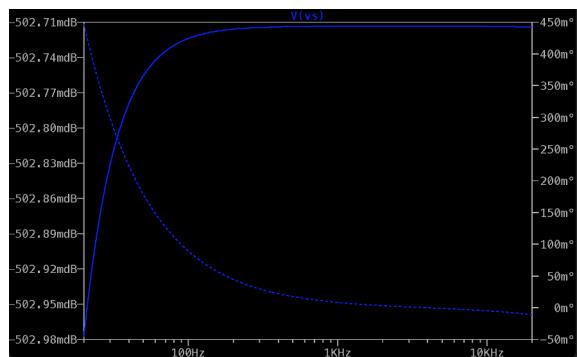


Fig. A.24. Espectro de  $V_s$  para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

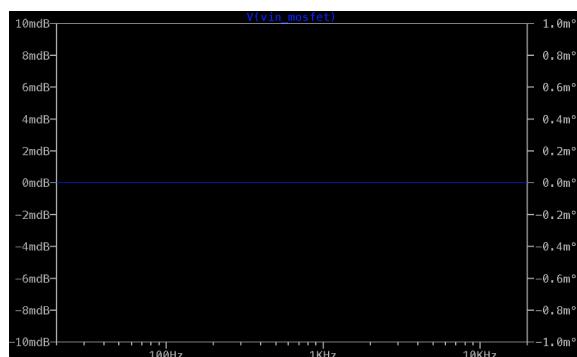


Fig. A.25. Espectro de entrada para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

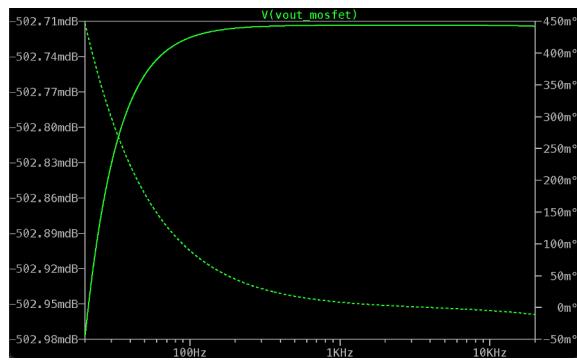


Fig. A.26. Espectro de salida para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

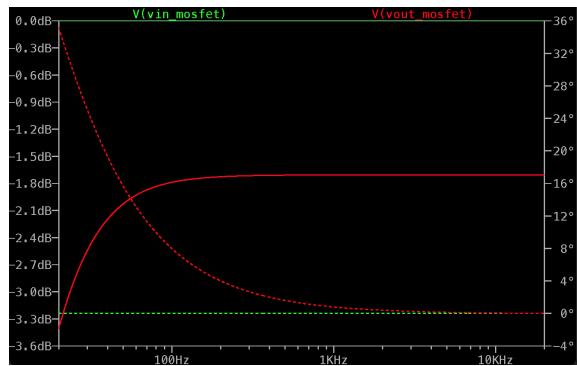


Fig. A.27. Espectros de entrada y salida con inclusión de carga para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

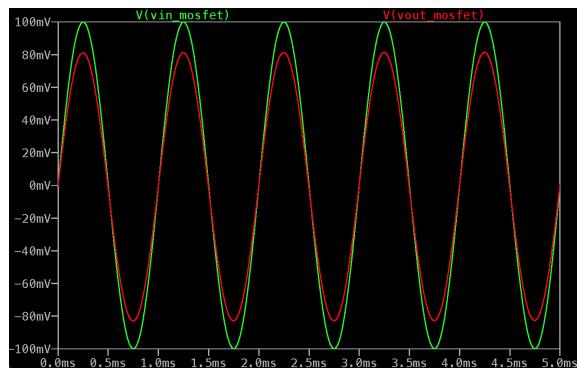


Fig. A.28. Ondas de entrada y salida con inclusión de carga para el buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

## Input Buffer con Booster/Overdrive

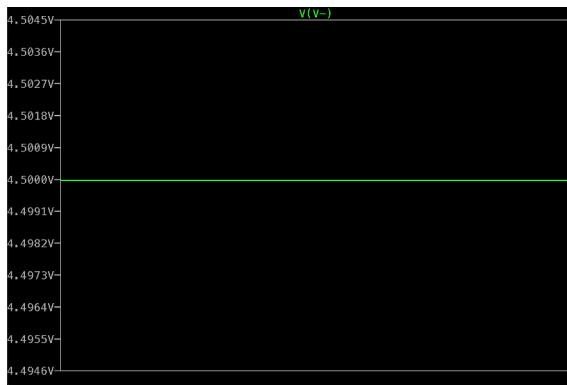


Fig. A.29. Tensión  $V_-$  del buffer con distorsión (Elaboración propia)

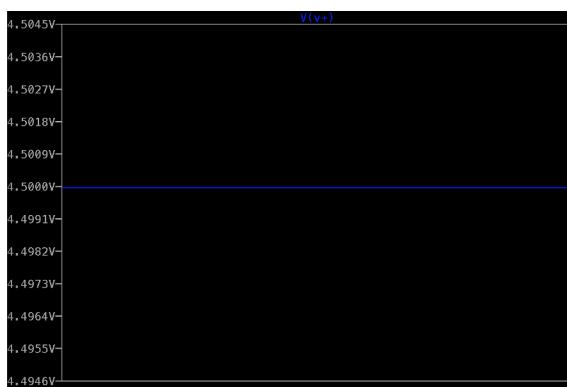


Fig. A.30. Tensión  $V_+$  del buffer con distorsión (Elaboración propia)

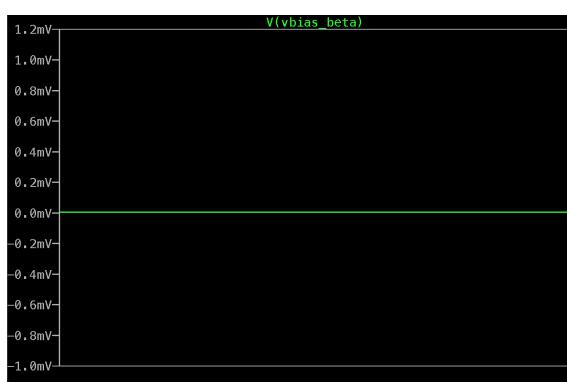


Fig. A.31. Tensión de referencia en la red de retroalimentación del buffer con distorsión  
(Elaboración propia)



Fig. A.32. Comparativa de las tensiones  $V_-$  y de salida del amplificador operacional para el buffer con distorsión (Elaboración propia)

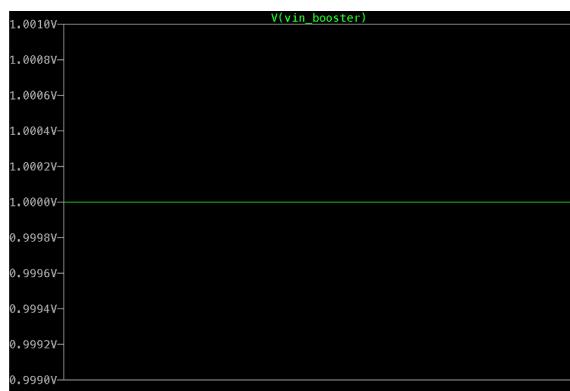


Fig. A.33. Tensión de entrada para el buffer con distorsión (Elaboración propia)



Fig. A.34. Tensión de salida para el buffer con distorsión (Elaboración propia)

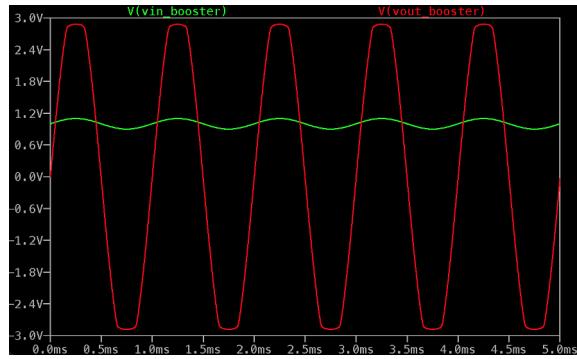


Fig. A.35. Ondas de entrada y salida con distorsión máxima para el buffer con distorsión  
(Elaboración propia)

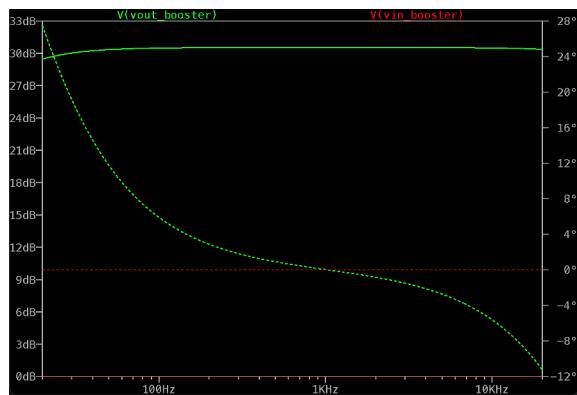


Fig. A.36. Espectros de entrada y salida para el buffer con distorsión (Elaboración propia)

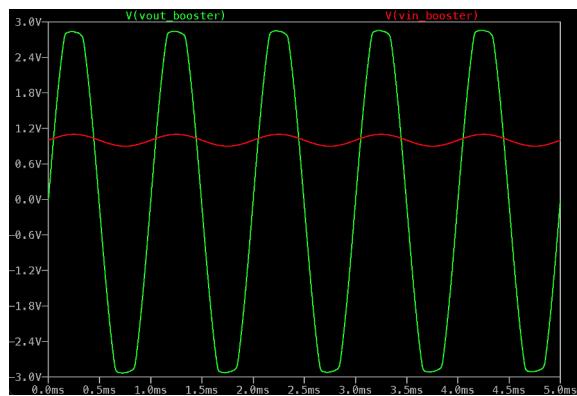


Fig. A.37. Ondas de entrada y salida con distorsión máxima con inclusión de carga para el buffer con distorsión (Elaboración propia)

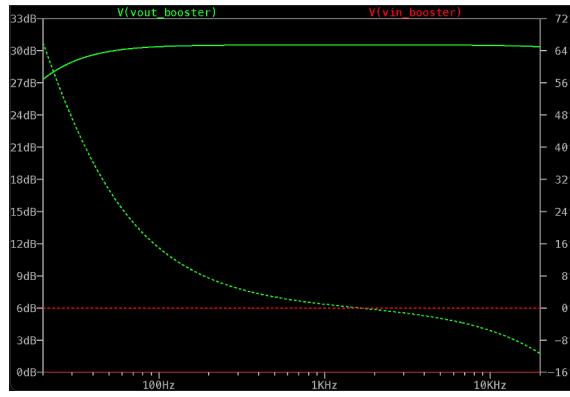


Fig. A.38. Espectros de entrada y salida con inclusión de carga para el buffer con distorsión  
(Elaboración propia)

### **Input Buffer con Booster/Overdrive Multibanda y Ecualizador**



Fig. A.39. Tensión  $V_+$  del bloque buffer de entrada para el buffer con distorsión multibanda y  
ecualizador (Elaboración propia)



Fig. A.40. Tensión del nodo de suma del bloque sumador para el buffer con distorsión multibanda  
y ecualizador (Elaboración propia)

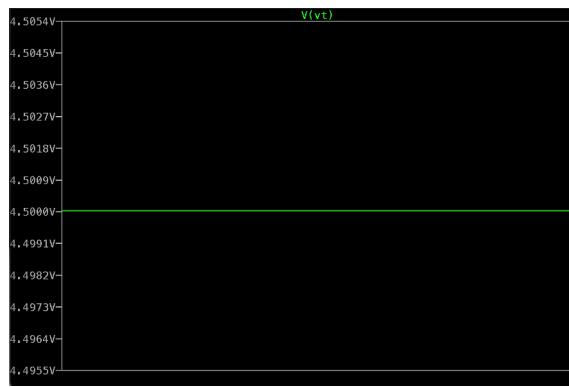


Fig. A.41. Tensión de la rama de frecuencias agudas del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

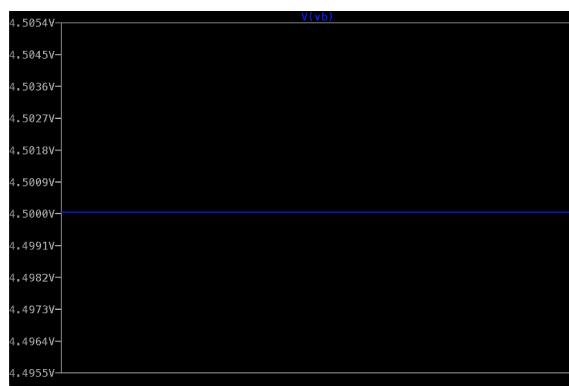


Fig. A.42. Tensión de la rama de frecuencias bajas del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

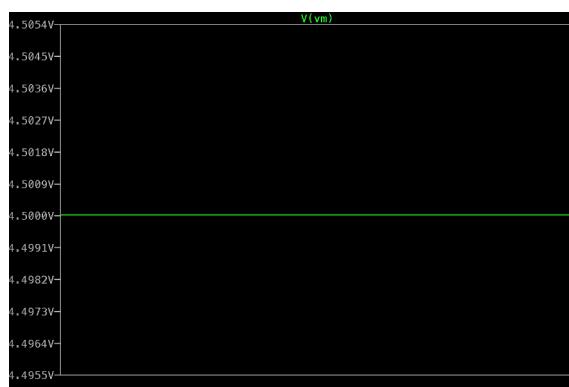


Fig. A.43. Tensión de la rama de frecuencias medias del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

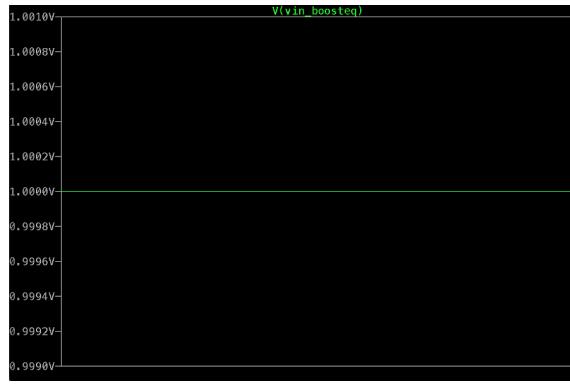


Fig. A.44. Tensión de entrada del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

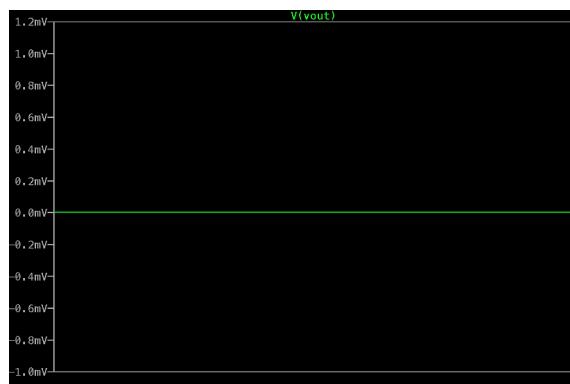


Fig. A.45. Tensión de salida del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

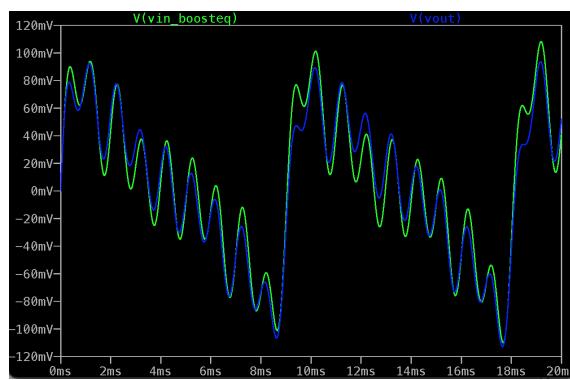


Fig. A.46. Ondas de entrada y salida del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

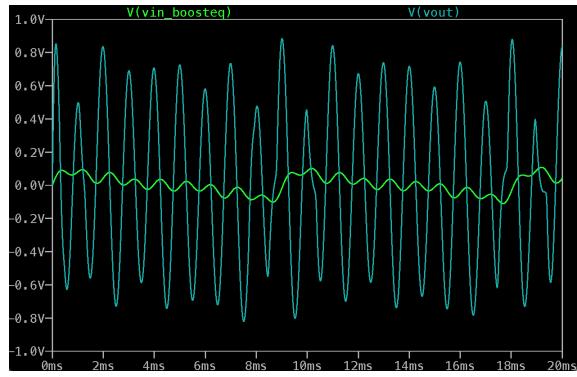


Fig. A.47. Ondas de entrada y salida con distorsión máxima en frecuencias agudas del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

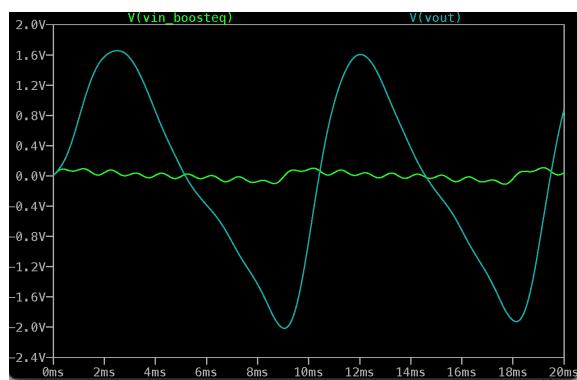


Fig. A.48. Ondas de entrada y salida con distorsión máxima en frecuencias bajas del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

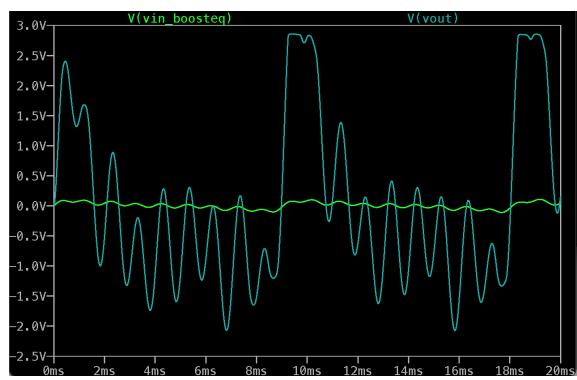


Fig. A.49. Ondas de entrada y salida con distorsión máxima en frecuencias medias del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia).

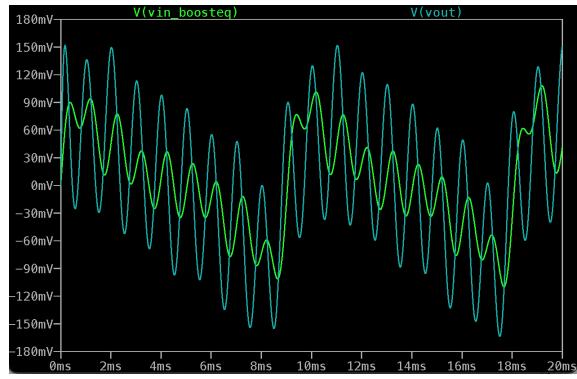


Fig. A.50. Ondas de entrada y salida con realce de frecuencias agudas para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

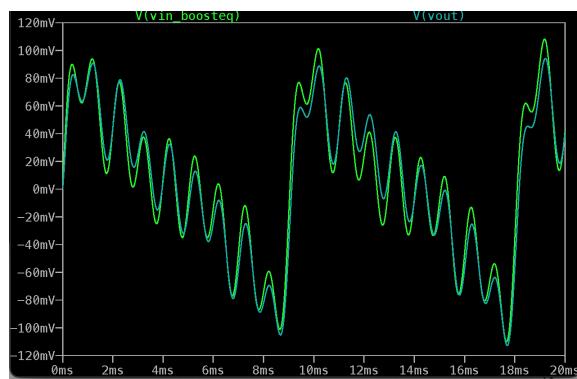


Fig. A.51. Ondas de entrada y salida con atenuación de frecuencias agudas para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

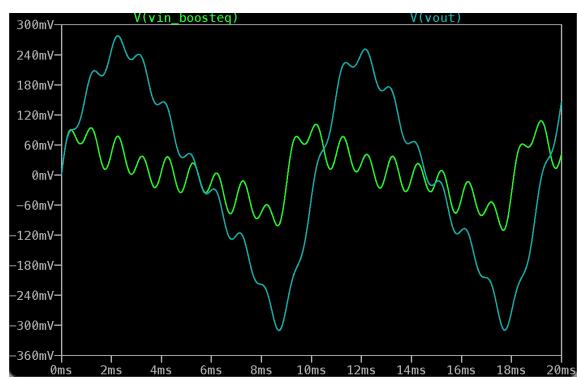


Fig. A.52. Ondas de entrada y salida con realce de frecuencias bajas para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

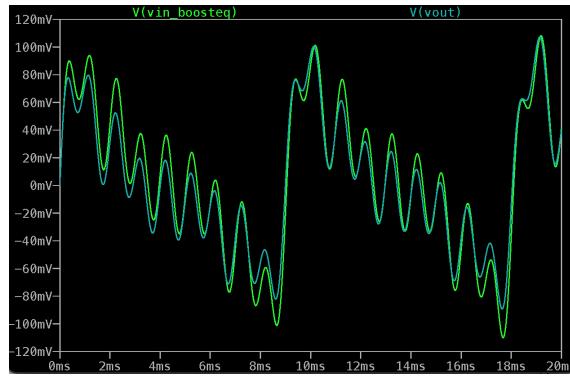


Fig. A.53. Ondas de entrada y salida con atenuación de frecuencias bajas para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

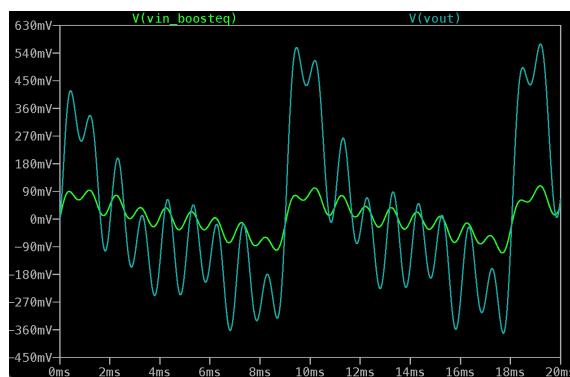


Fig. A.54. Ondas de entrada y salida con realce de frecuencias medias para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

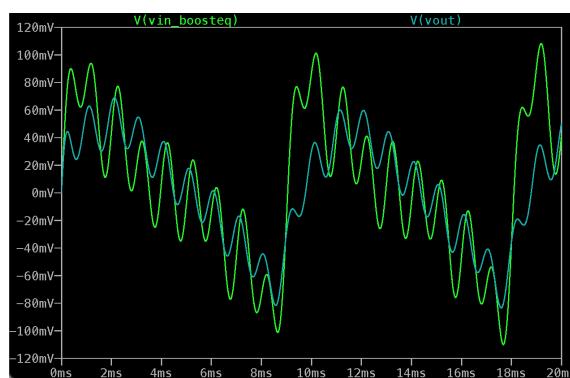


Fig. A.55. Ondas de entrada y salida con atenuación de frecuencias medias para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

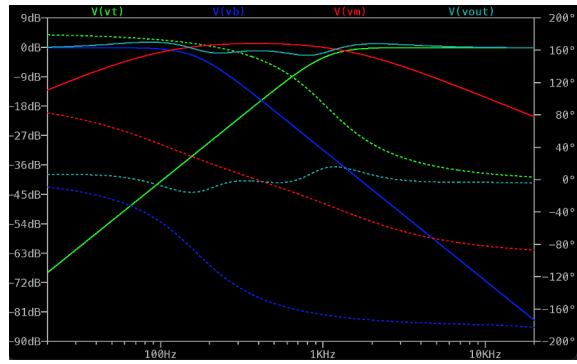


Fig. A.56. Espectros de las tres bandas frecuenciales y la salida para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

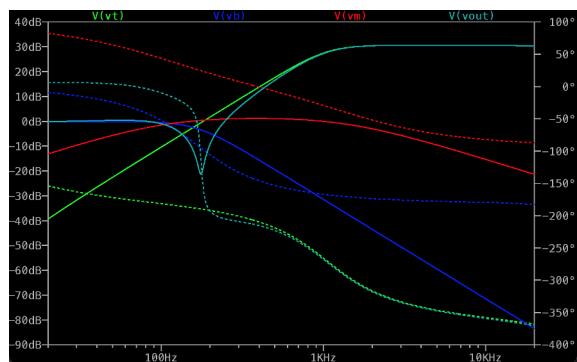


Fig. A.57. Espectros de las tres bandas frecuenciales y la salida con distorsión máxima en agudos para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

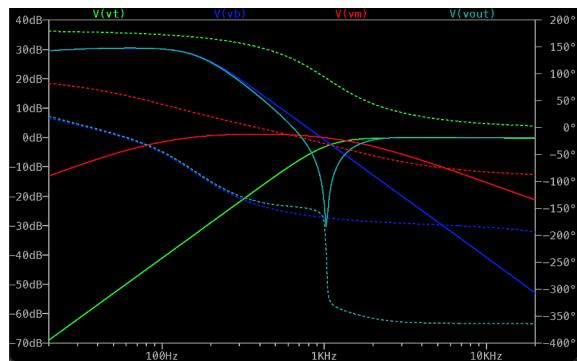


Fig. A.58. Espectros de las tres bandas frecuenciales y la salida con distorsión máxima en bajos para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

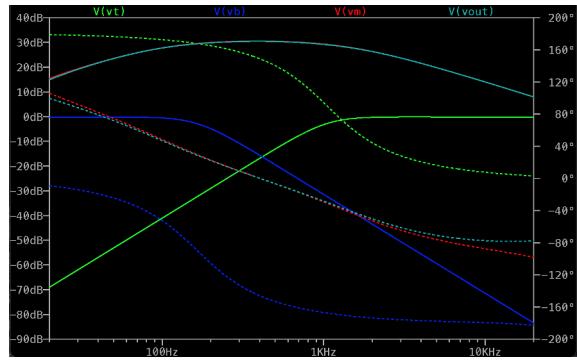


Fig. A.59. Espectros de las tres bandas frecuenciales y la salida con distorsión máxima en medios para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

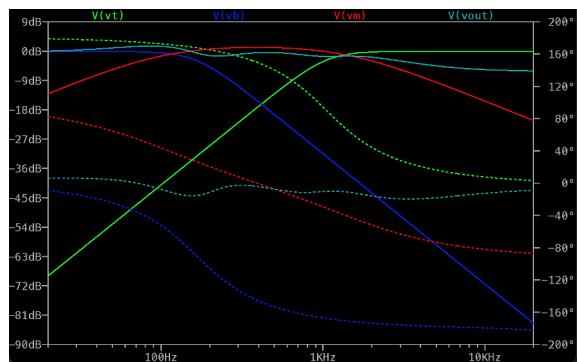


Fig. A.60. Espectros de las tres bandas frecuenciales y la salida con atenuación en agudos para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

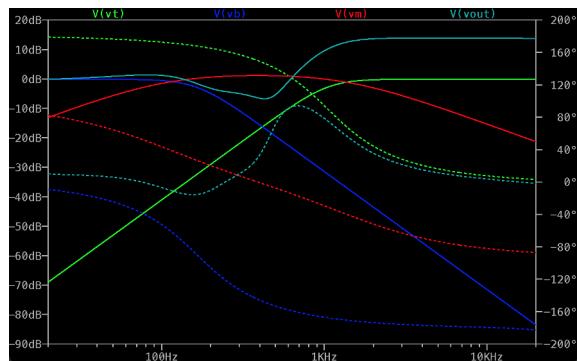


Fig. A.61. Espectros de las tres bandas frecuenciales y la salida con realce en agudos para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

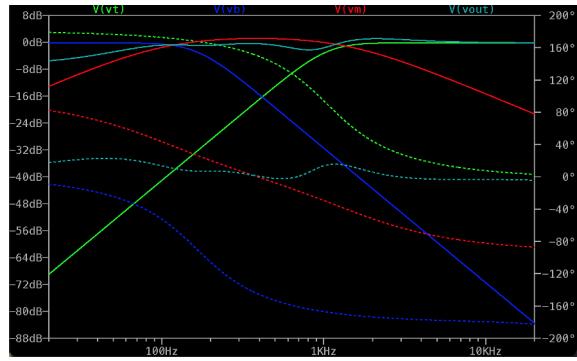


Fig. A.62. Espectros de las tres bandas frecuenciales y la salida con atenuación en bajos para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

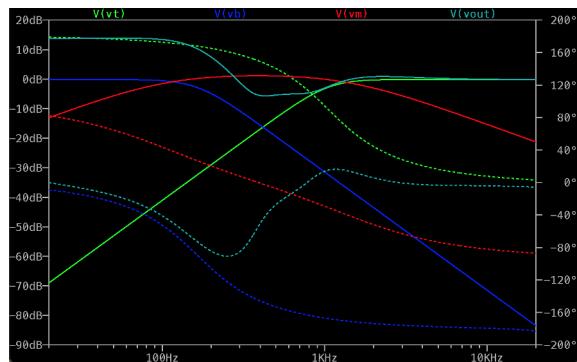


Fig. A.63. Espectros de las tres bandas frecuenciales y la salida con realce en bajos para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

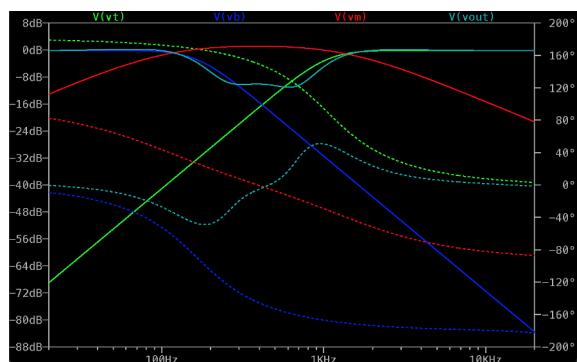


Fig. A.64. Espectros de las tres bandas frecuenciales y la salida con atenuación en medios para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

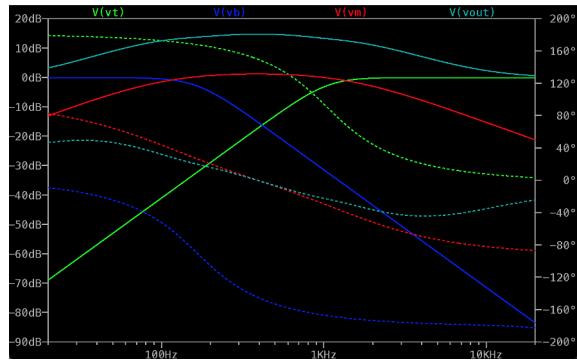


Fig. A.65. Espectros de las tres bandas frecuenciales y la salida con realce en medios para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

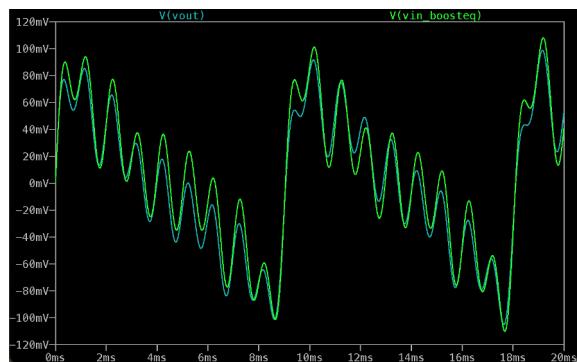


Fig. A.66. Ondas de entrada y salida con inclusión de carga para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

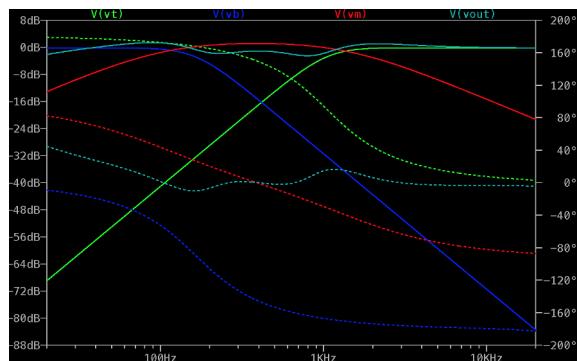


Fig. A.67. Espectros de las tres bandas frecuenciales y la salida con inclusión de carga para el buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

## ANEXO B: PRUEBAS EN LABORATORIO

### Input Buffer basado en Amplificador Operacional

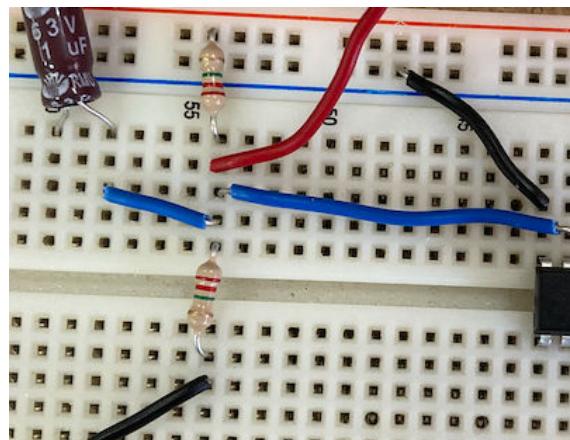


Fig. B.68. Medición de la tensión a la entrada del buffer basado en amplificador operacional  
(Elaboración propia)



Fig. B.69. Valor de la tensión a la entrada del buffer basado en amplificador operacional  
(Elaboración propia)

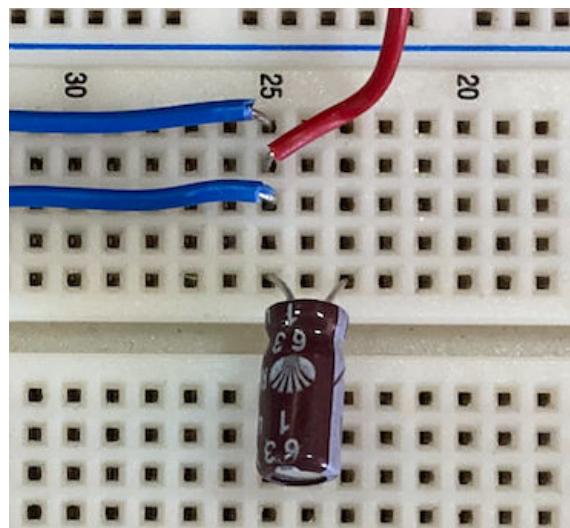


Fig. B.70. Medición de la tensión a la salida del operacional del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)



Fig. B.71. Valor de la tensión a la salida del operacional del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

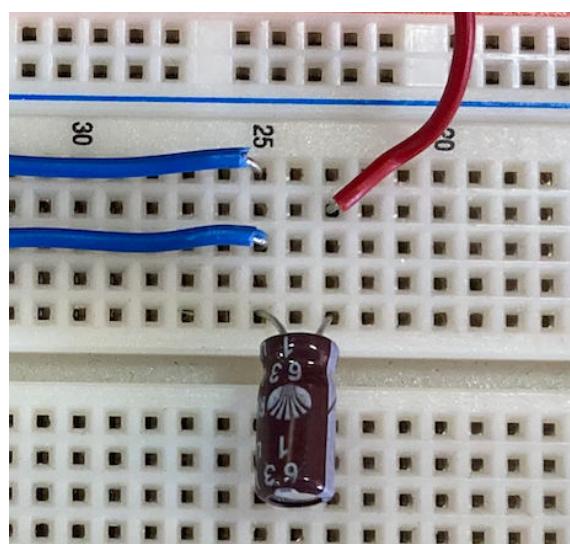


Fig. B.72. Medición de la tensión a la salida del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)



Fig. B.73. Valor de la tensión a la salida del buffer basado en amplificador operacional  
(Elaboración propia)

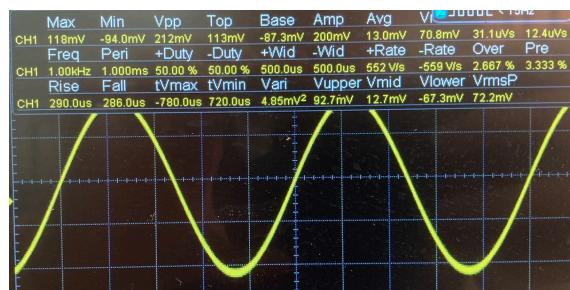


Fig. B.74. Onda a la salida del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

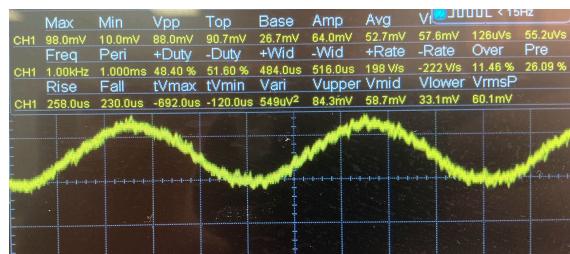


Fig. B.75. Onda a la salida con impedancia de prueba a la entrada del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

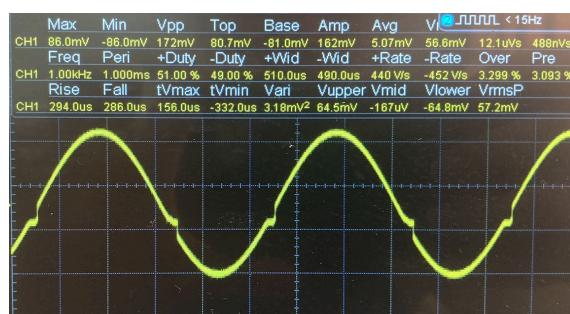


Fig. B.76. Onda a la salida con impedancia de prueba a la salida del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

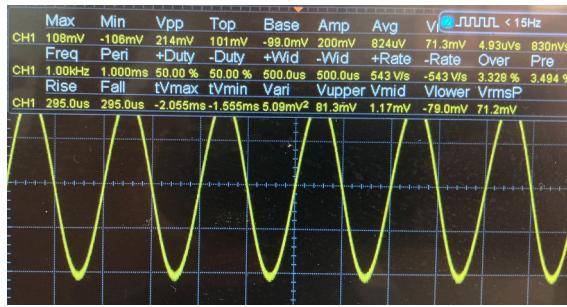


Fig. B.77. Onda a la salida con carga del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

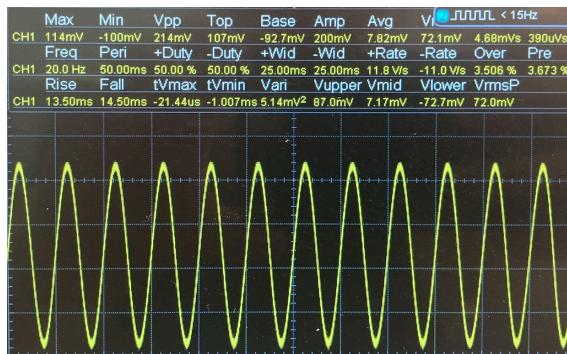


Fig. B.78. Onda a la salida a 20Hz del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

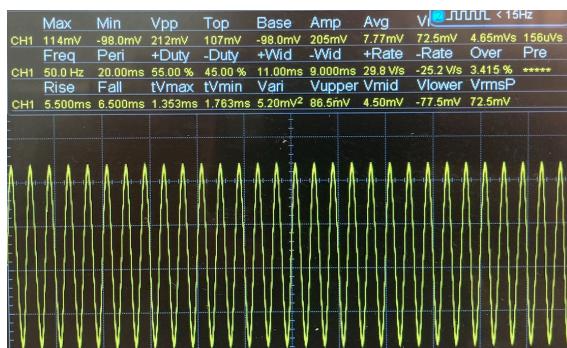


Fig. B.79. Onda a la salida a 50Hz del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

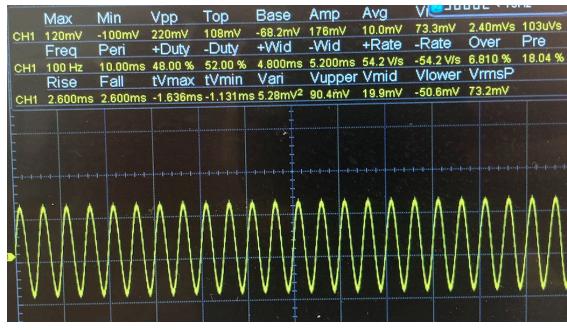


Fig. B.80. Onda a la salida a 100Hz del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

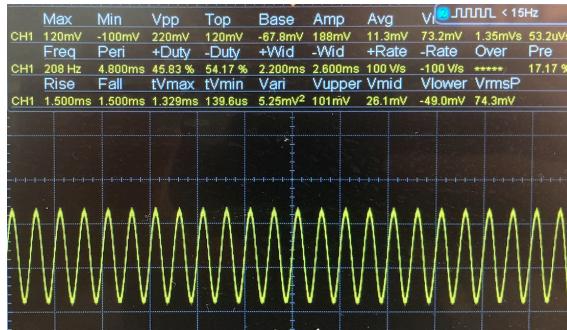


Fig. B.81. Onda a la salida a 200Hz del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

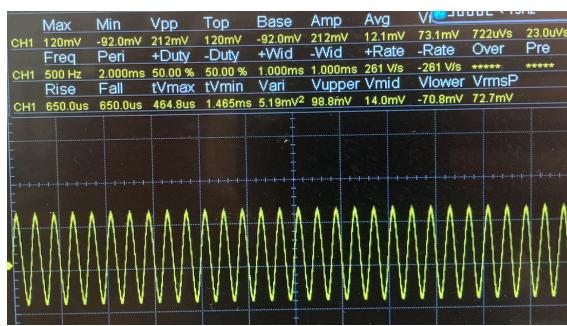


Fig. B.82. Onda a la salida a 500Hz del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

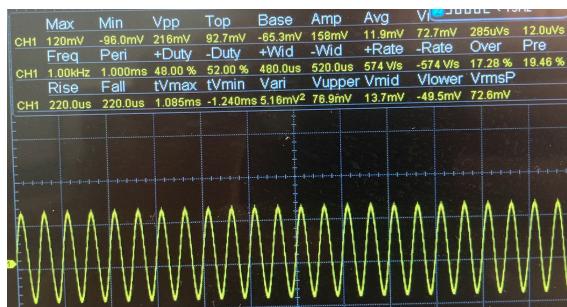


Fig. B.83. Onda a la salida a 1kHz del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

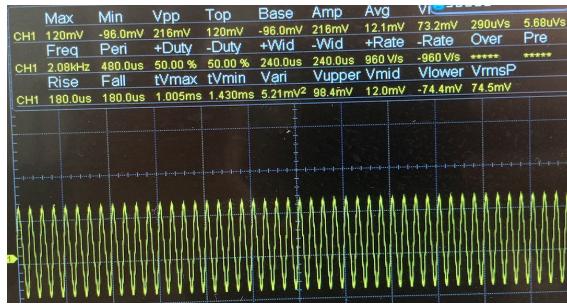


Fig. B.84. Onda a la salida a 2kHz del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

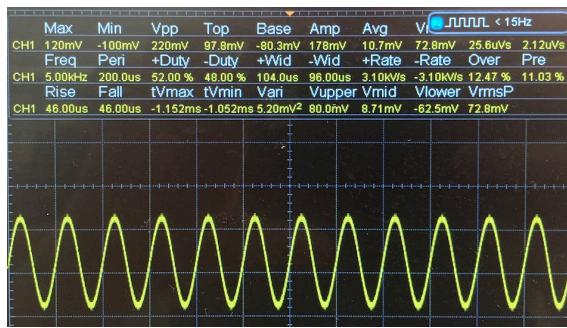


Fig. B.85. Onda a la salida a 5kHz del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

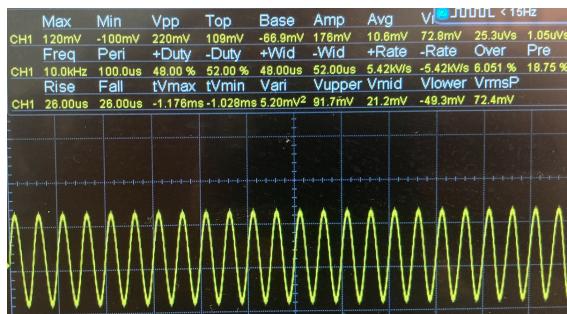


Fig. B.86. Onda a la salida a 10kHz del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

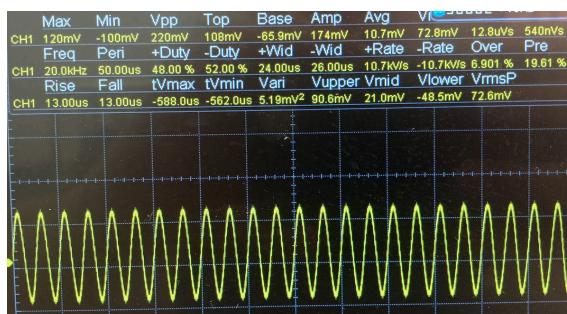


Fig. B.87. Onda a la salida a 20kHz del buffer basado en amplificador operacional (Elaboración propia)

### **Input Buffer basado en MOSFET**

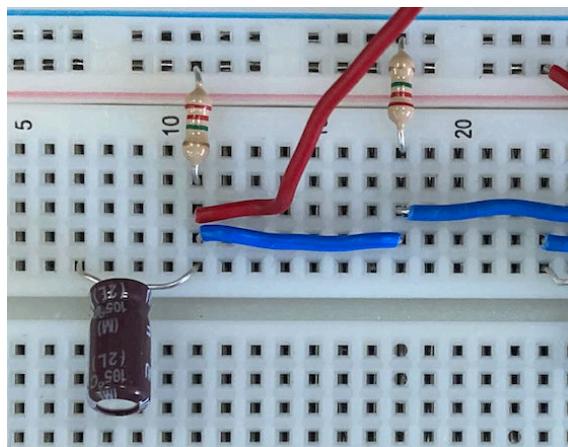


Fig. B.88. Medición de la tensión a la entrada del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)



Fig. B.89. Valor de la tensión a la entrada del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

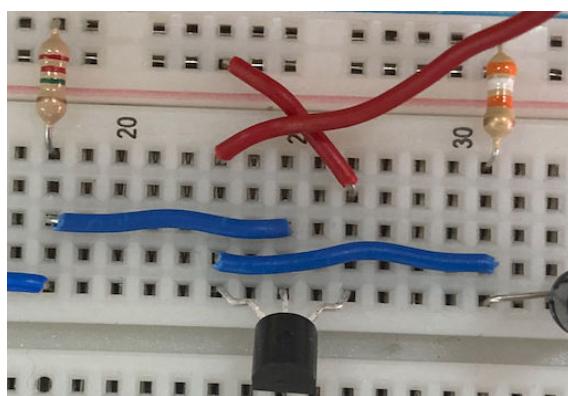


Fig. B.90. Medición de la tensión a la fuente del MOSFET del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)



Fig. B.91. Valor de la tensión a la fuente del MOSFET del buffer basado en MOSFET  
(Elaboración propia)

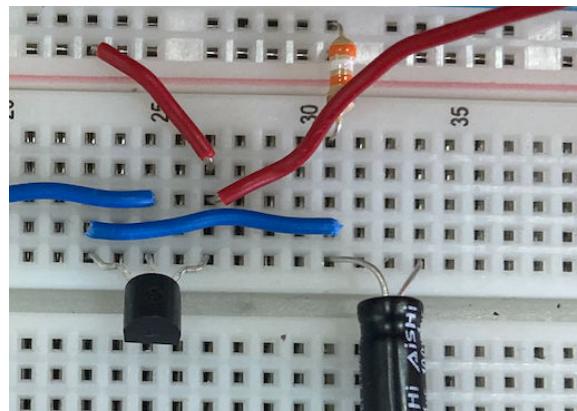


Fig. B.92. Medición de la tensión al drenador del MOSFET del buffer basado en MOSFET  
(Elaboración propia)



Fig. B.93. Valor de la tensión al drenador del MOSFET del buffer basado en MOSFET  
(Elaboración propia)

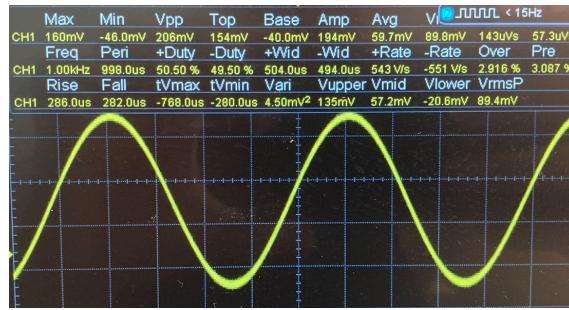


Fig. B.94. Onda a la salida del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

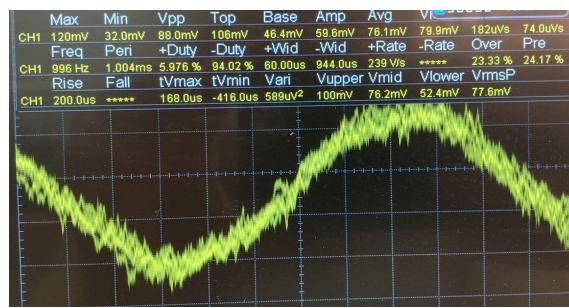


Fig. B.95. Onda a la salida con impedancia de prueba a la entrada del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

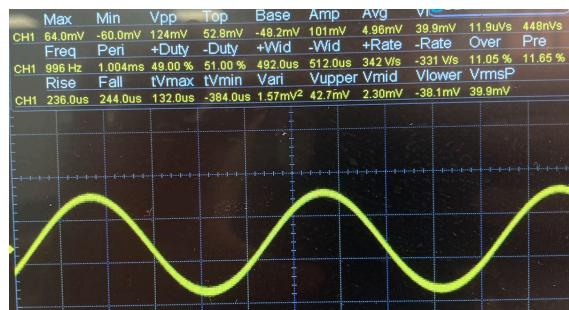


Fig. B.96. Onda a la salida con impedancia de prueba a la salida del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

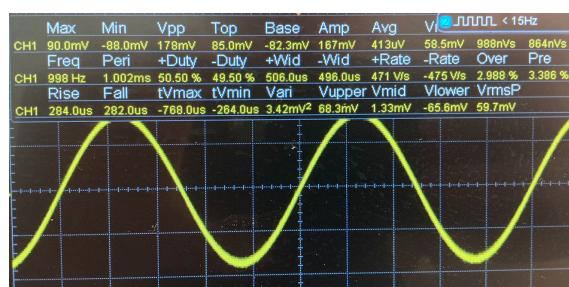


Fig. B.97. Onda a la salida cargada del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

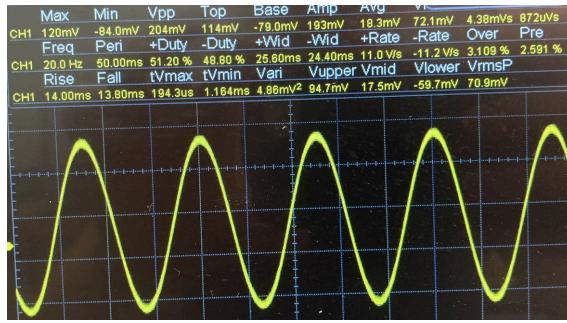


Fig. B.98. Onda a la salida a 20Hz del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

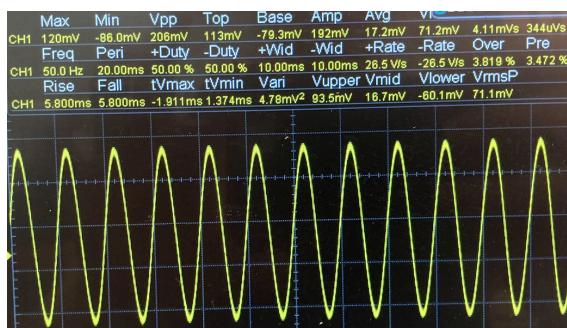


Fig. B.99. Onda a la salida a 50Hz del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)



Fig. B.100. Onda a la salida a 100Hz del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)



Fig. B.101. Onda a la salida a 200Hz del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

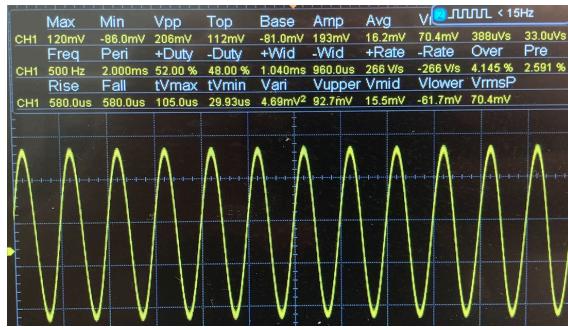


Fig. B.102. Onda a la salida a 500Hz del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

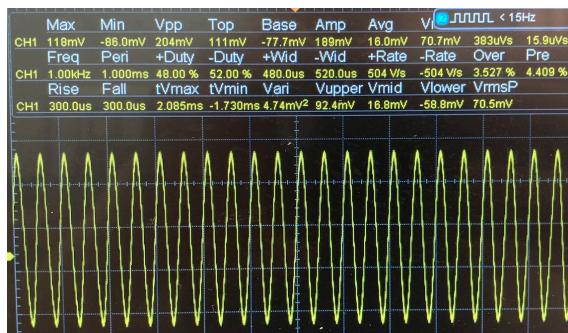


Fig. B.103. Onda a la salida a 1kHz del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

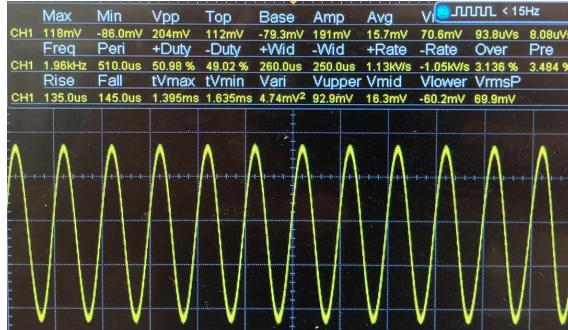


Fig. B.104. Onda a la salida a 2kHz del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia).



Fig. B.105. Onda a la salida a 5kHz del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

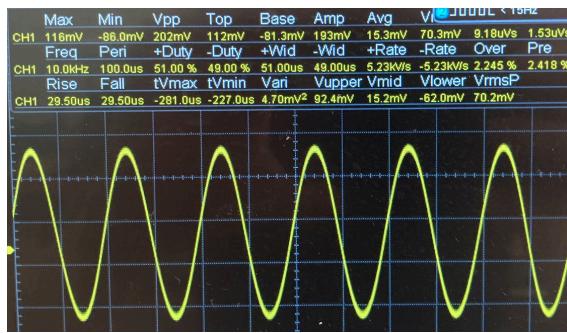


Fig. B.106. Onda a la salida a 10kHz del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia).

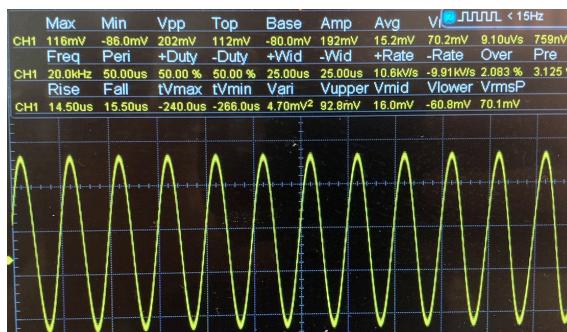


Fig. B.107. Onda a la salida a 20kHz del buffer basado en MOSFET (Elaboración propia)

### Input Buffer con Booster/Overdrive

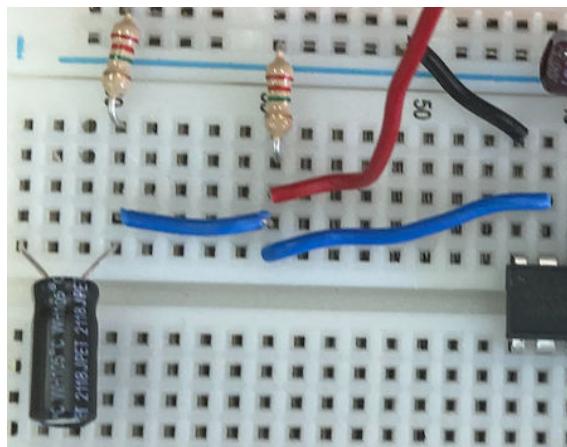


Fig. B.108. Medición de la tensión a la entrada del buffer con distorsión (Elaboración propia)



Fig. B.109. Valor de la tensión a la entrada del buffer con distorsión (Elaboración propia)

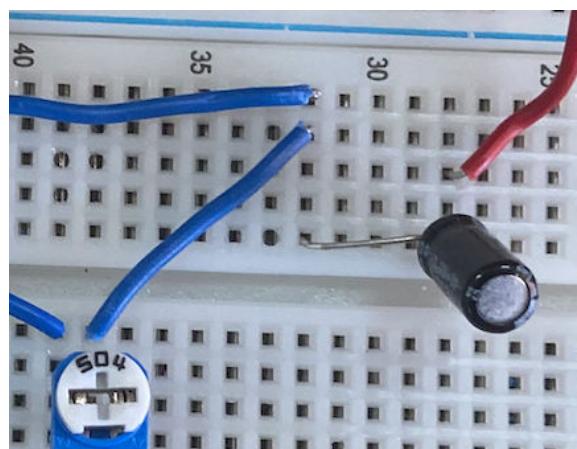


Fig. B.110. Medición de la tensión a la salida del buffer con distorsión (Elaboración propia)



Fig. B.111. Valor de la tensión a la salida del buffer con distorsión (Elaboración propia)

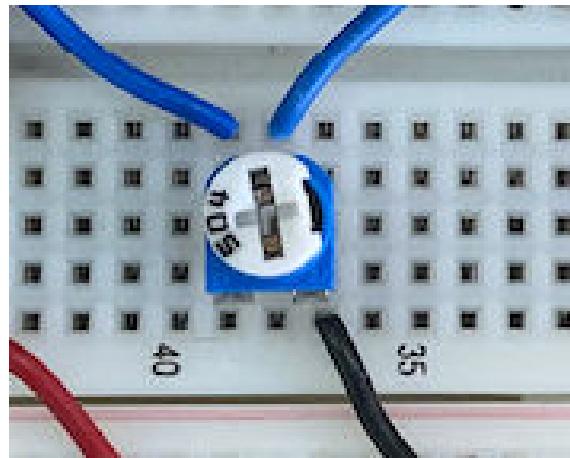


Fig. B.112. Primera posición (valor mínimo) del potenciómetro del buffer con distorsión  
(Elaboración propia)

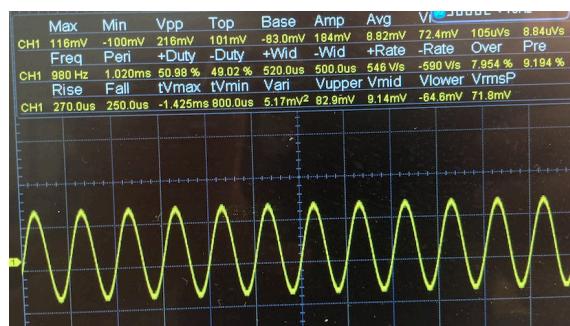


Fig. B.113. Onda de salida con la primera posición (valor mínimo) del potenciómetro del buffer con distorsión (Elaboración propia)

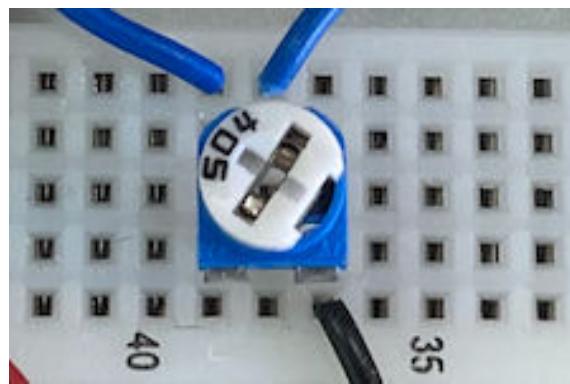


Fig. B.114. Segunda posición del potenciómetro del buffer con distorsión (Elaboración propia)

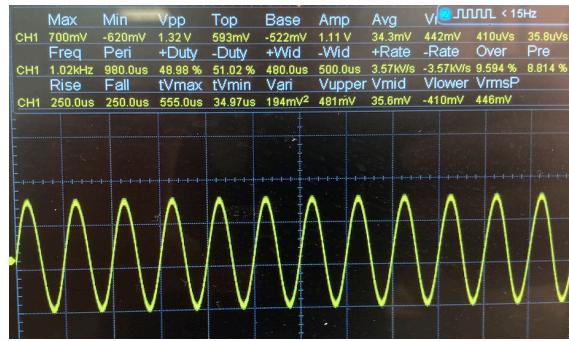


Fig. B.115. Onda de salida con la segunda posición del potenciómetro del buffer con distorsión  
(Elaboración propia)

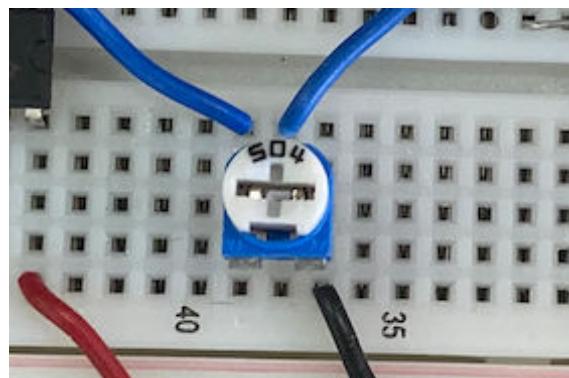


Fig. B.116. Tercera posición del potenciómetro del buffer con distorsión (Elaboración propia)

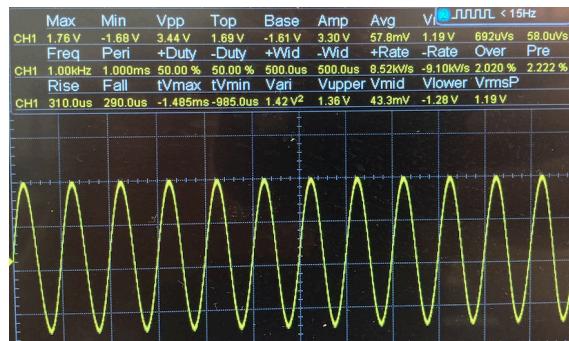


Fig. B.117. Onda de salida con la tercera posición del potenciómetro del buffer con distorsión  
(Elaboración propia)

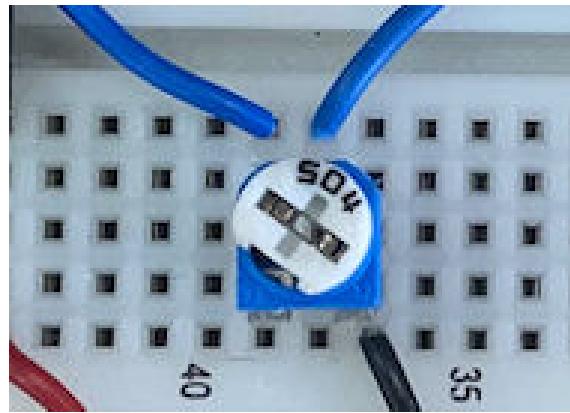


Fig. B.118. Cuarta posición del potenciómetro del buffer con distorsión (Elaboración propia)

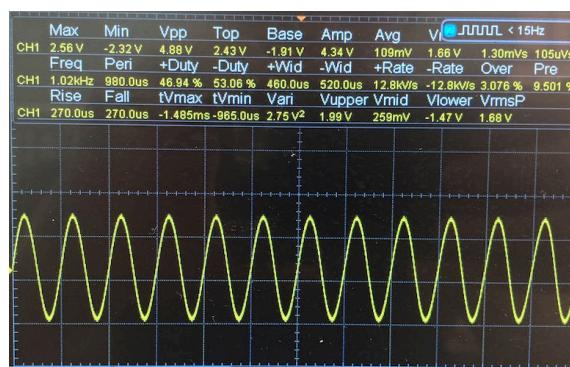


Fig. B.119. Onda de salida con la cuarta posición del potenciómetro del buffer con distorsión (Elaboración propia)

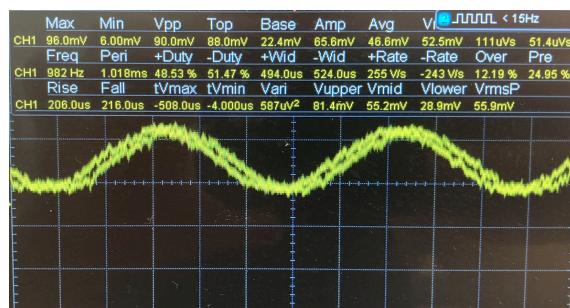


Fig. B.120. Onda de salida con la impedancia de prueba de entrada para el buffer con distorsión (Elaboración propia)

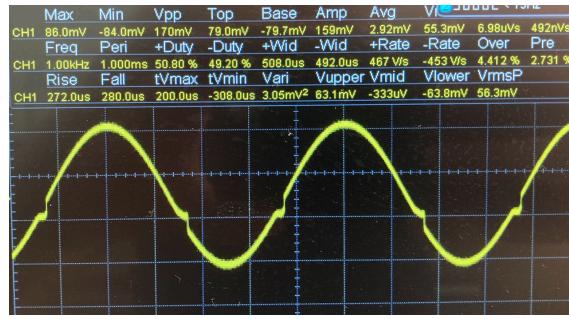


Fig. B.121. Onda de salida con la impedancia de prueba de salida para el buffer con distorsión  
(Elaboración propia)



Fig. B.122. Onda de salida cargada del buffer con distorsión (Elaboración propia)

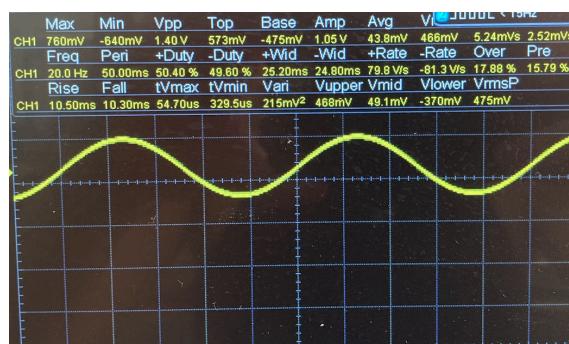


Fig. B.123. Onda de salida para 20Hz del buffer con distorsión (Elaboración propia)

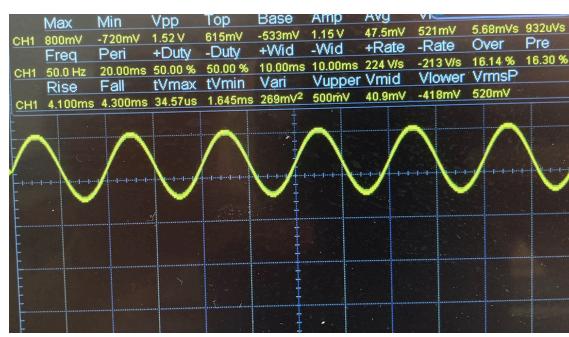


Fig. B.124. Onda de salida para 50Hz del buffer con distorsión (Elaboración propia)

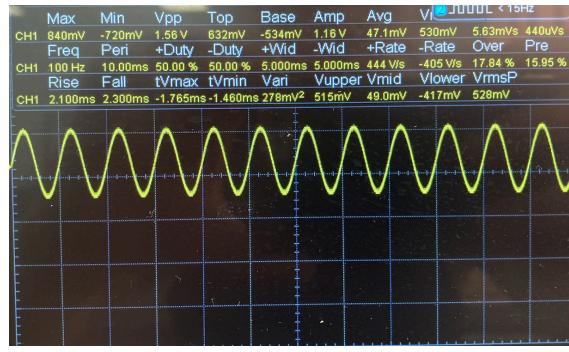


Fig. B.125. Onda de salida para 100Hz del buffer con distorsión (Elaboración propia)

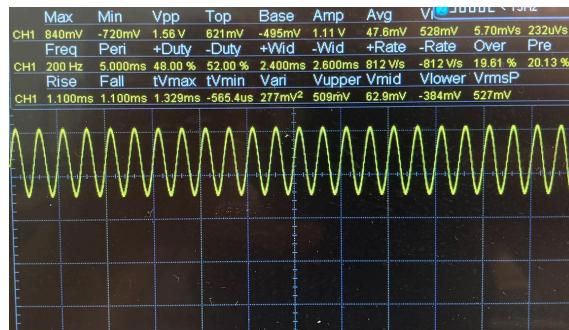


Fig. B.126. Onda de salida para 200Hz del buffer con distorsión (Elaboración propia)

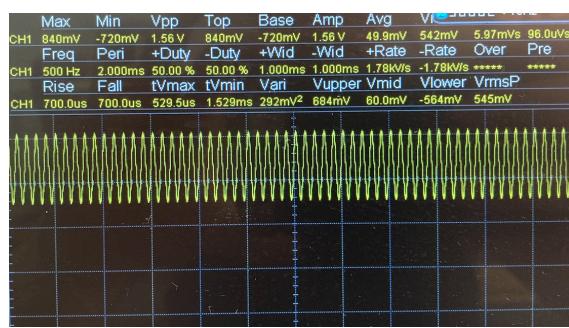


Fig. B.127. Onda de salida para 500Hz del buffer con distorsión (Elaboración propia)

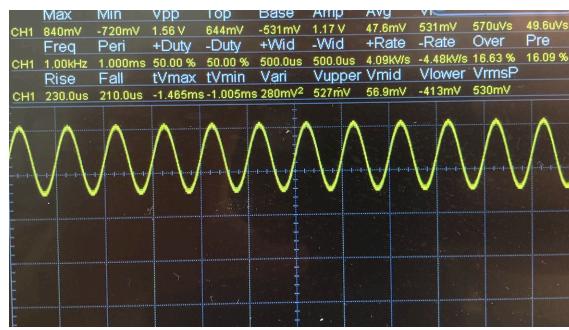


Fig. B.128. Onda de salida para 1kHz del buffer con distorsión (Elaboración propia)

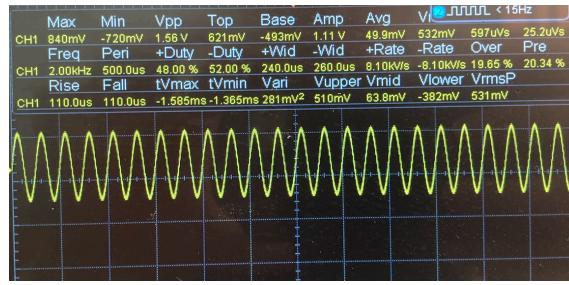


Fig. B.129. Onda de salida para 2kHz del buffer con distorsión (Elaboración propia)

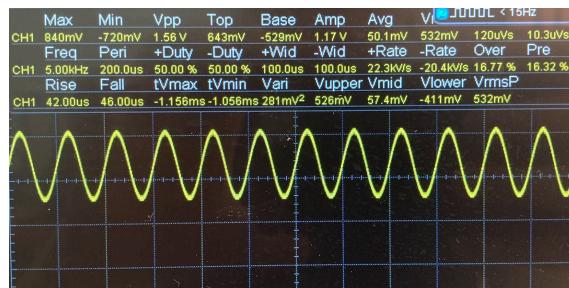


Fig. B.130. Onda de salida para 5kHz del buffer con distorsión (Elaboración propia)

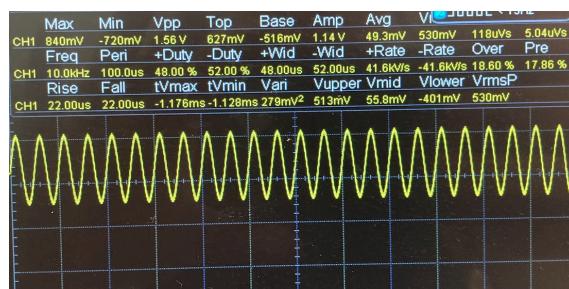


Fig. B.131. Onda de salida para 10kHz del buffer con distorsión (Elaboración propia)

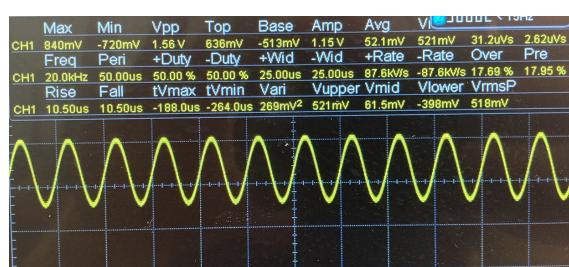


Fig. B.132. Onda de salida para 20kHz del buffer con distorsión (Elaboración propia)

## **Input Buffer con Booster/Overdrive Multibanda y Ecualizador**

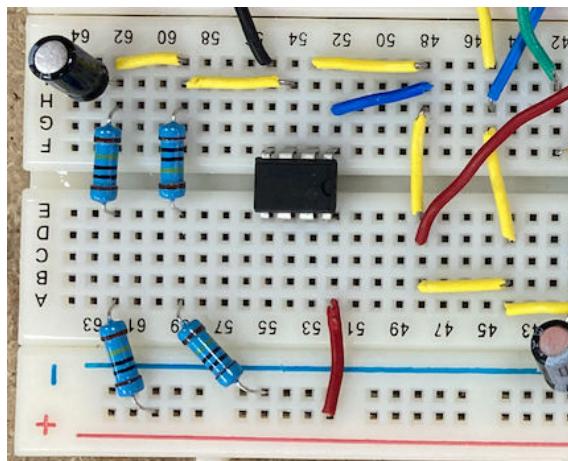


Fig. B.133. Medición de la tensión a la salida del buffer de entrada del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)



Fig. B.134. Valor de la tensión a la salida del buffer de entrada del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

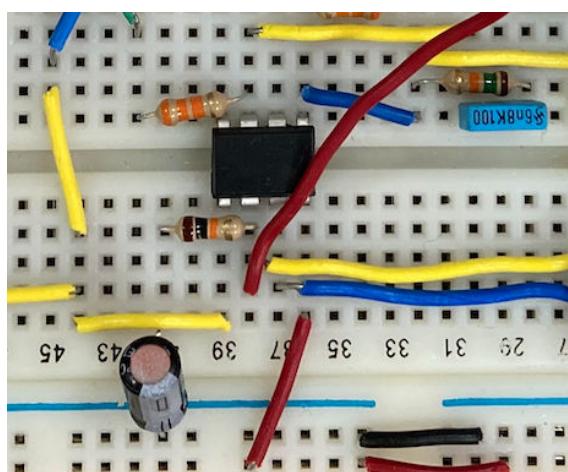


Fig. B.135. Medición de la tensión del bloque de distorsión para agudos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)



Fig. B.136. Valor de la tensión del bloque de distorsión para agudos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

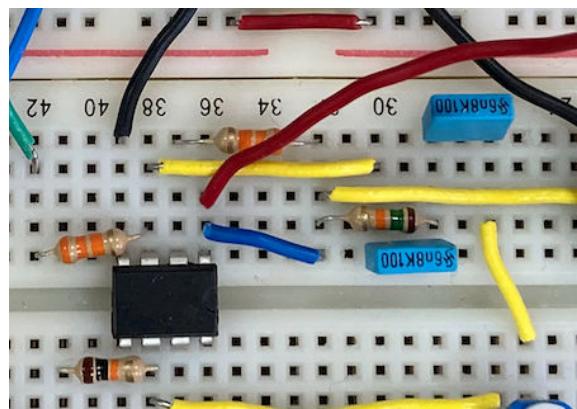


Fig. B.137. Medición de la tensión del operacional del filtro para agudos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)



Fig. B.138. Valor de la tensión del operacional del filtro para agudos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

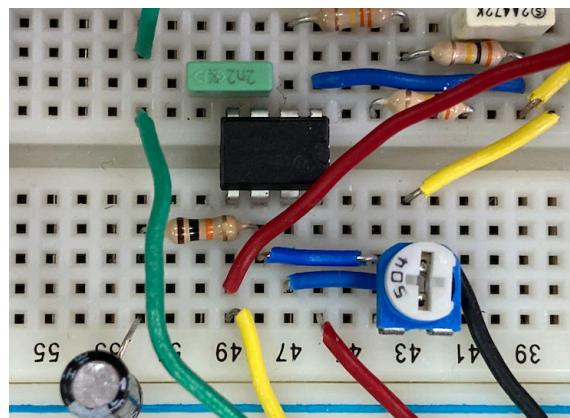


Fig. B.139. Medición de la tensión del bloque de distorsión para bajos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)



Fig. B.140. Valor de la tensión del bloque de distorsión para bajos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

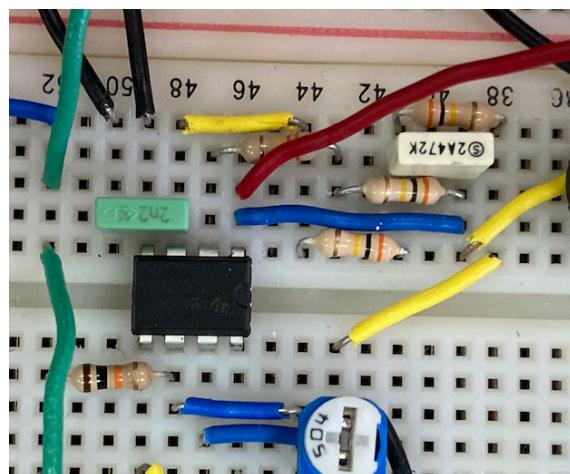


Fig. B.141. Medición de la tensión del operacional del filtro para bajos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)



Fig. B.142. Valor de la tensión del operacional del filtro para bajos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

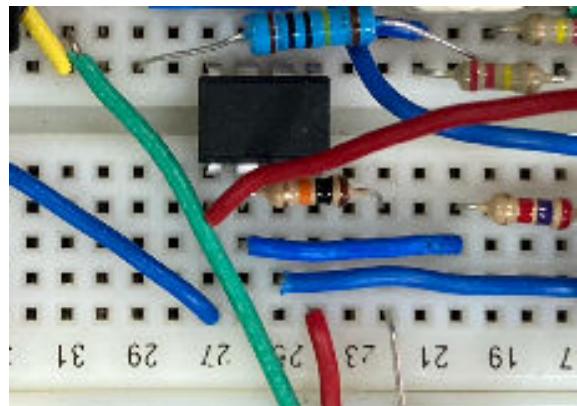


Fig. B.143. Medición de la tensión del bloque de distorsión para medios del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)



Fig. B.144. Valor de la tensión del bloque de distorsión para medios del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

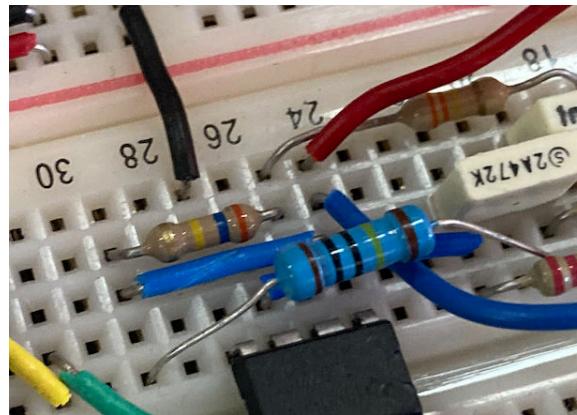


Fig. B.145. Medición de la tensión del operacional del filtro para medios del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)



Fig. B.146. Valor de la tensión del operacional del filtro para medios del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

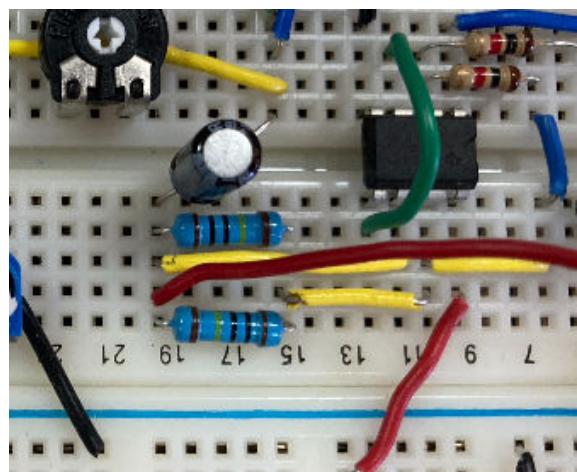


Fig. B.147. Medición de la tensión del operacional sumador del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)



Fig. B.148. Valor de la tensión del operacional sumador del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

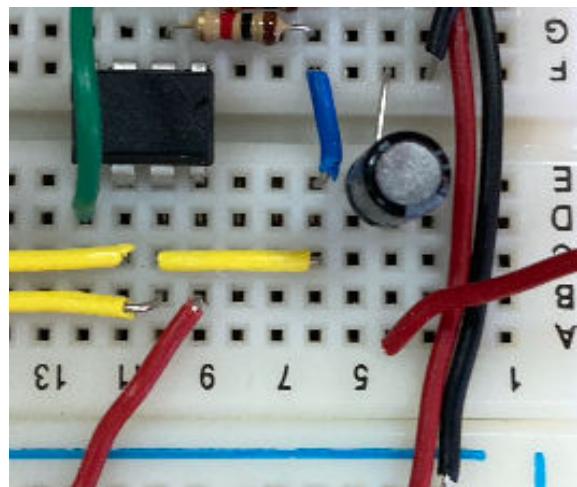


Fig. B.149. Medición de la tensión a la salida del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)



Fig. B.150. Valor de la tensión a la salida del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

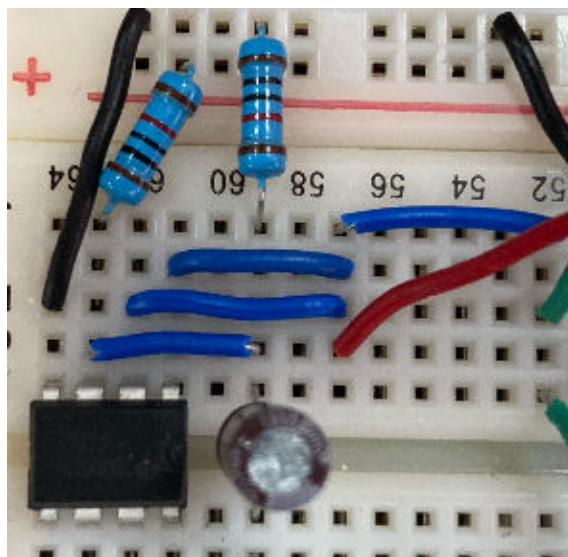


Fig. B.151. Medición de la tensión del operacional divisor de tensión del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)



Fig. B.152. Valor de la tensión del operacional divisor de tensión del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

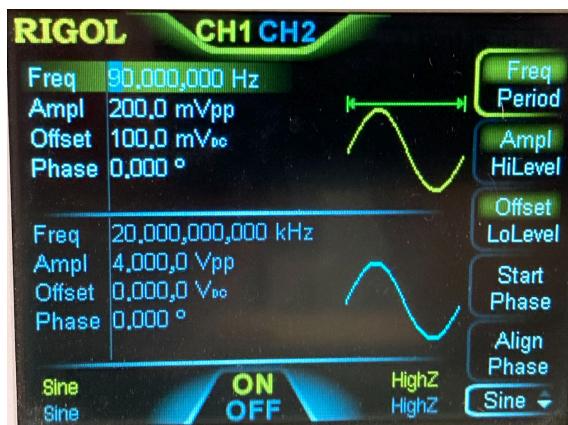


Fig. B.153. Configuración del generador de tensión sinusoidal para 90Hz (Elaboración propia).

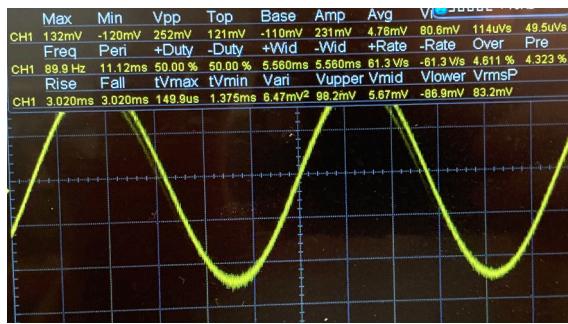


Fig. B.154. Onda de salida para 90Hz sin distorsión del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

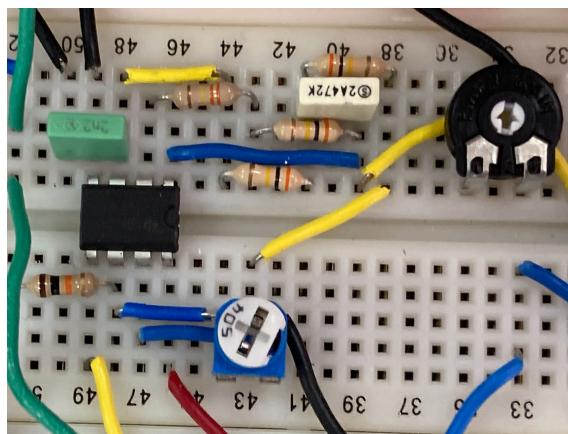


Fig. B.155. Aumento de la posición del potenciómetro de bajos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

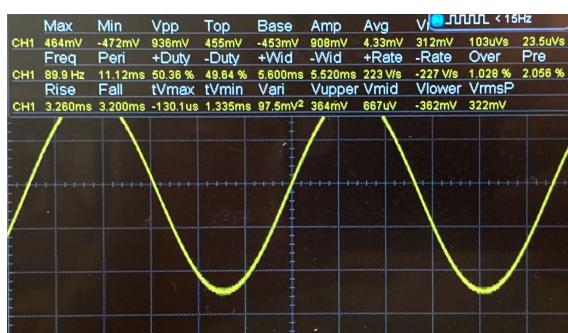


Fig. B.156. Onda de salida para el aumento de distorsión en bajos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

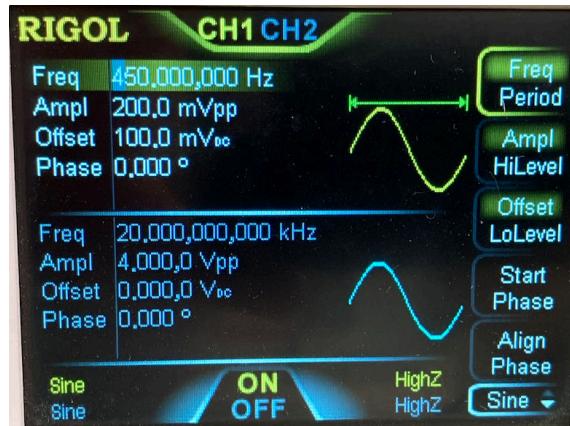


Fig. B.157. Configuración del generador de tensión sinusoidal para 450Hz (Elaboración propia)

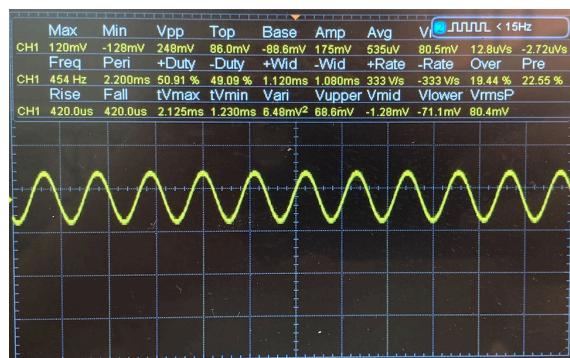


Fig. B.158. Onda de salida para 450Hz sin distorsión del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

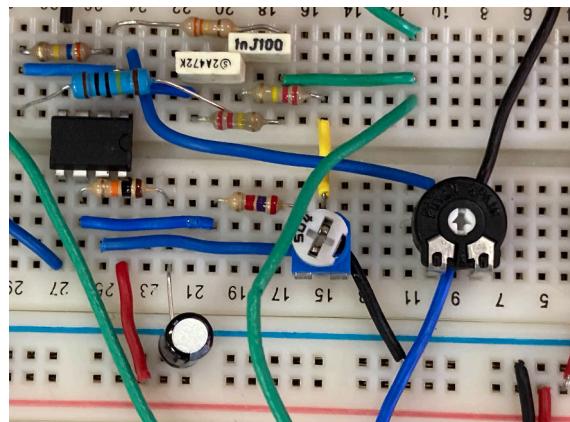


Fig. B.159. Aumento de la posición del potenciómetro de medios del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

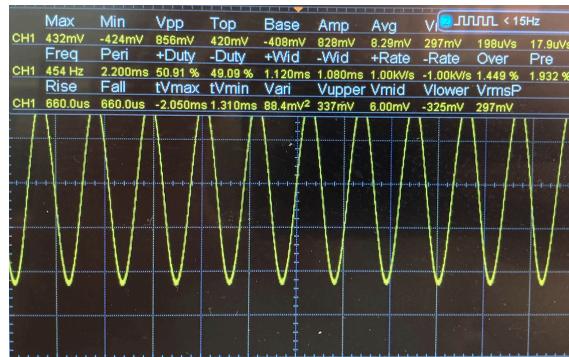


Fig. B.160. Onda de salida para el aumento de distorsión en medios del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

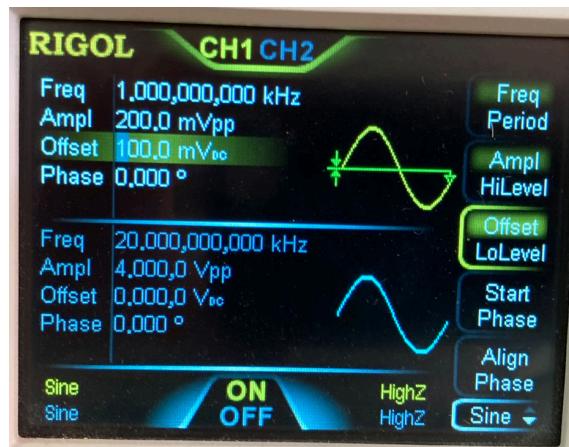


Fig. B.161. Configuración del generador de tensión sinusoidal para 1kHz (Elaboración propia)

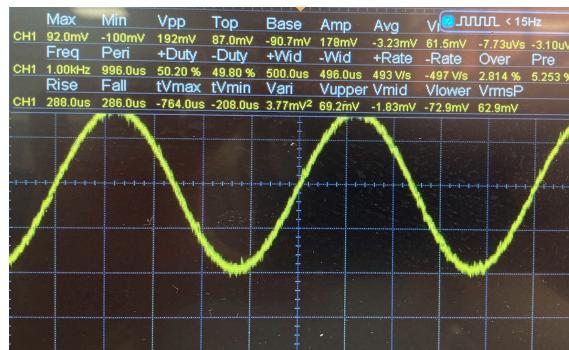


Fig. B.162. Onda de salida para 1kHz sin distorsión del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

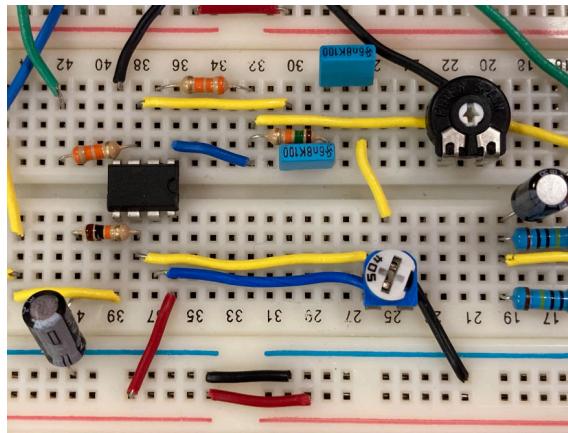


Fig. B.163. Aumento de la posición del potenciómetro de agudos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

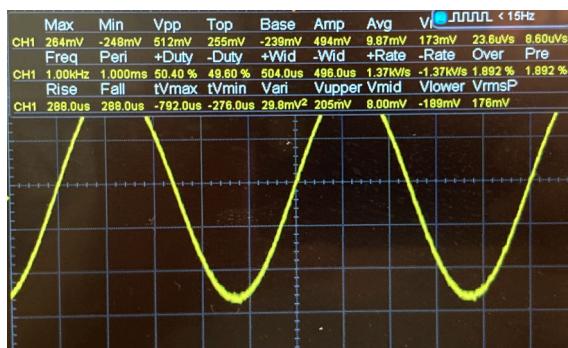


Fig. B.164. Onda de salida para el aumento de distorsión en agudos del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

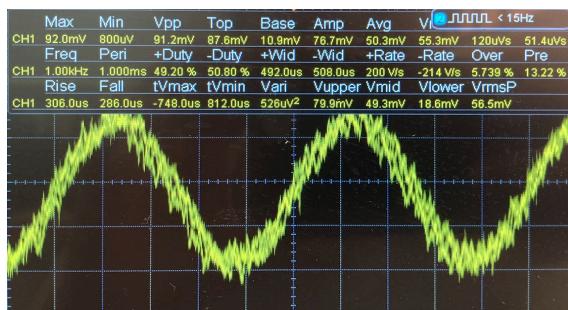


Fig. B.165. Onda de salida con impedancia de prueba de entrada del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

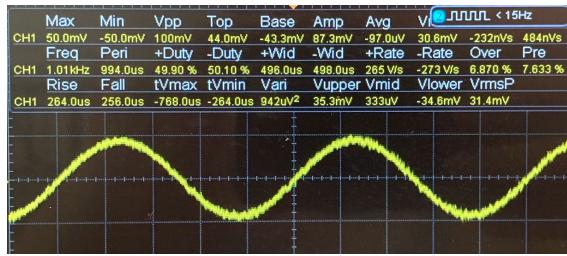


Fig. B.166. Onda de salida con impedancia de prueba de salida del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

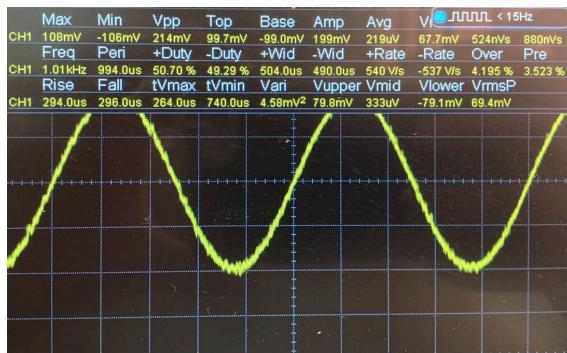


Fig. B.167. Onda de salida cargada del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

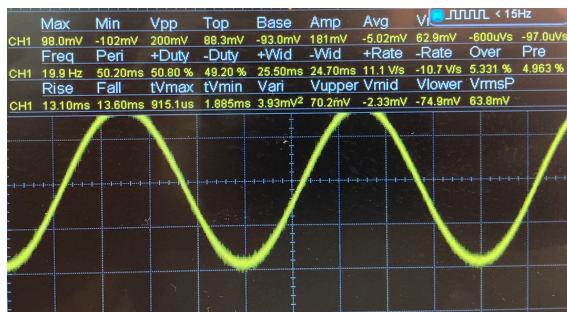


Fig. B.168. Onda de salida para 20Hz del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

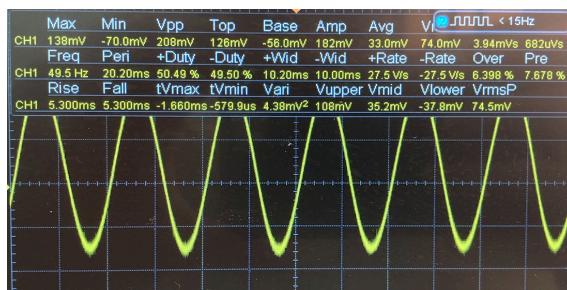


Fig. B.169. Onda de salida para 50Hz del buffer con distorsión multibanda y ecualizador (Elaboración propia)

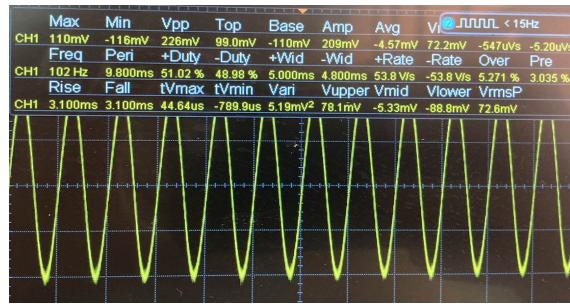


Fig. B.170. Onda de salida para 100Hz del buffer con distorsión multibanda y ecualizador  
(Elaboración propia)

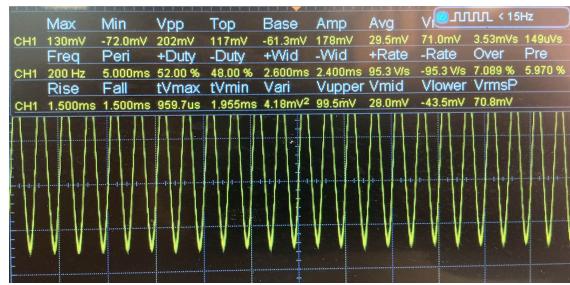


Fig. B.171. Onda de salida para 200Hz del buffer con distorsión multibanda y ecualizador  
(Elaboración propia)

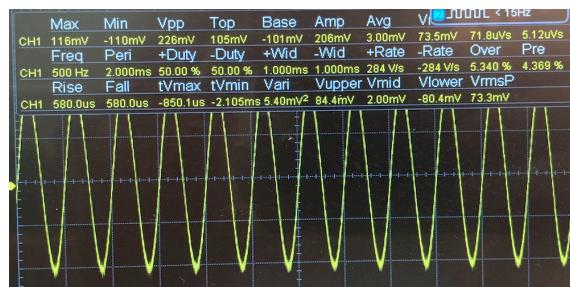


Fig. B.172. Onda de salida para 500Hz del buffer con distorsión multibanda y ecualizador  
(Elaboración propia)

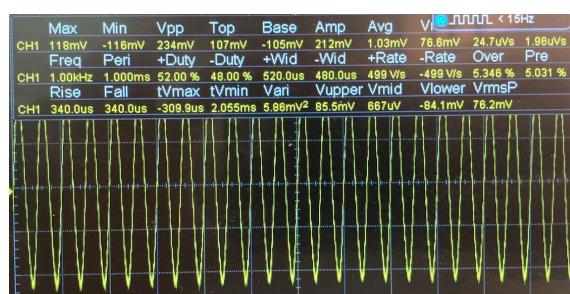


Fig. B.173. Onda de salida para 1kHz del buffer con distorsión multibanda y ecualizador  
(Elaboración propia)

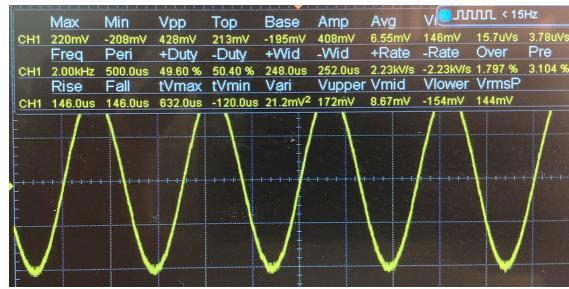


Fig. B.174. Onda de salida para 2kHz del buffer con distorsión multibanda y ecualizador  
(Elaboración propia)

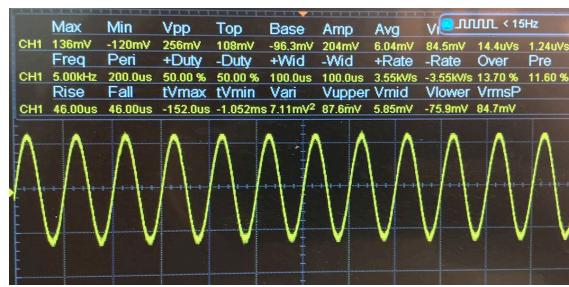


Fig. B.175. Onda de salida para 5kHz del buffer con distorsión multibanda y ecualizador  
(Elaboración propia)

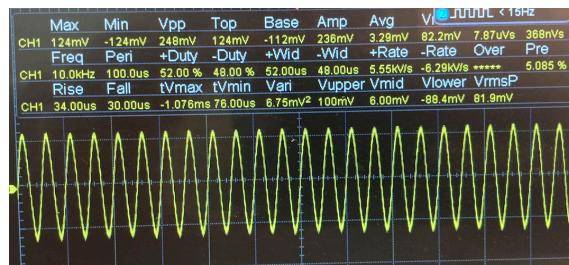


Fig. B.176. Onda de salida para 10kHz del buffer con distorsión multibanda y ecualizador  
(Elaboración propia)

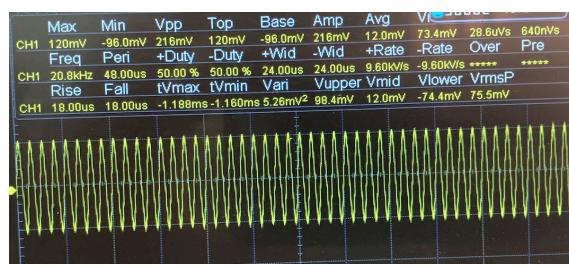


Fig. B.177. Onda de salida para 20kHz del buffer con distorsión multibanda y ecualizador  
(Elaboración propia)

## ANEXO C: MODELOS SPICE DE COMPONENTES

CÓDIGO 1. Modelo SPICE del TL072 ([37])

```
1 * TL072 OPERATIONAL AMPLIFIER "MACROMODEL" SUBCIRCUIT
2 * CREATED USING PARTS RELEASE 4.01 ON 06/16/89 AT 13:08
3 * (REV N/A)      SUPPLY VOLTAGE: +/-15V
4 * CONNECTIONS:   NON-INVERTING INPUT
5 *                   | INVERTING INPUT
6 *                   | | POSITIVE POWER SUPPLY
7 *                   | | | NEGATIVE POWER SUPPLY
8 *                   | | | | OUTPUT
9 *                   | | | |
10 .SUBCKT TL072    1 2 3 4 5
11 *
12     C1    11 12 3.498E-12
13     C2    6 7 15.00E-12
14     DC    5 53 DX
15     DE    54 5 DX
16     DLP   90 91 DX
17     DLN   92 90 DX
18     DP    4 3 DX
19     EGND  99 0 POLY(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
20     FB    7 99 POLY(5) VB VC VE VLP VLN 0 4.715E6 -5E6 5E6 5E6 -5E6
21     GA    6 0 11 12 282.8E-6
22     GCM   0 6 10 99 8.942E-9
23     ISS   3 10 DC 195.0E-6
24     HLIM  90 0 VLIM 1K
25     J1    11 2 10 JX
26     J2    12 1 10 JX
27     R2    6 9 100.0E3
28     RD1   4 11 3.536E3
29     RD2   4 12 3.536E3
30     R01   8 5 150
31     R02   7 99 150
32     RP    3 4 2.143E3
33     RSS   10 99 1.026E6
34     VB    9 0 DC 0
35     VC    3 53 DC 2.200
36     VE    54 4 DC 2.200
37     VLIM  7 8 DC 0
38     VLP   91 0 DC 25
39     VLN   0 92 DC 25
40     .MODEL DX D(IS=800.0E-18)
41     .MODEL JX PJF(IS=15.00E-12 BETA=270.1E-6 VT0=-1)
42     .ENDS
```

CÓDIGO 2. Modelo SPICE del LND150 (Otorgado por el tutor)

```
1 *LND150 MODEL
2 *
3 .MODEL LND150 NMOS (LEVEL=3 RS=150.00 NSUB=5.0E13
4 +DELTA=0.1 KAPPA=1.0 TPG=1 CGDO=2.1716E-12
5 +RD=40.0 VTO=-2.0 VMAX=1.0E8 ETA=0.1
6 +NFS=6.6E10 TOX=1.0E-7 LD=1.698E-9 UO=862.425
7 +XJ=6.4666E-7 THETA=1.0E-5 CGSO=5.09E-10 L=10.0E-6
8 +W=600E-6)
9 *.ENDS
```

**ANEXO D: DECLARACIÓN DE USO DE IA GENERATIVA EN EL  
TRABAJO DE FIN DE GRADO**

## DECLARACIÓN DE USO DE IA GENERATIVA EN EL TRABAJO DE FIN DE GRADO

**He usado IA Generativa en este trabajo**

*Marca lo que corresponda:*

SI     NO

*Si has marcado SI, completa las siguientes 3 partes de este documento:*

### Parte 1: reflexión sobre comportamiento ético y responsable

Ten presente que el uso de IA Generativa conlleva unos riesgos y puede generar una serie de consecuencias que afecten a la integridad moral de tu actuación con ella. Por eso, te pedimos que contestes con honestidad a las siguientes preguntas (*Marca lo que corresponda*):

Pregunta		
1. En mi interacción con herramientas de IA Generativa he remitido <b>datos de carácter sensible</b> con la debida autorización de los interesados.		
Sí, he usado estos datos con autorización	NO, he usado estos datos sin autorización	NO, no he usado datos de carácter sensible
2. En mi interacción con herramientas de IA Generativa he remitido <b>materiales protegidos por derechos de autor</b> con la debida autorización de los interesados.		
Sí, he usado estos materiales con autorización	NO, he usado estos materiales sin autorización	NO, no he usado materiales protegidos
3. En mi interacción con herramientas de IA Generativa he remitido <b>datos de carácter personal</b> con la debida autorización de los interesados.		
Sí, he usado estos datos con autorización	NO, he usado estos datos sin autorización	NO, no he usado datos de carácter personal

4. Mi utilización de la herramienta de IA Generativa ha **respetado sus términos de uso**, así como los principios éticos esenciales, no orientándola de manera maliciosa a obtener un resultado inapropiado para el trabajo presentado, es decir, que produzca una impresión o conocimiento contrario a la realidad de los resultados obtenidos, que suplante mi propio trabajo o que pueda resultar en un perjuicio para las personas.

SI	NO
----	----

Si **NO** has contado con la autorización de los interesados en alguna de las preguntas 1, 2 ó 3, explica brevemente el motivo (*por ejemplo, “los materiales estaban protegidos pero permitían su uso para este fin” o “los términos de uso, que se pueden encontrar en esta dirección (...), impiden el uso que he hecho, pero era imprescindible dada la naturaleza del trabajo”*.

## Parte 2: declaración de uso técnico

Utiliza el siguiente modelo de declaración tantas veces como sea necesario, a fin de reflejar todos los tipos de iteración que has tenido con herramientas de IA Generativa. Incluye un ejemplo por cada tipo de uso realizado donde se indique: *[Añade un ejemplo]*.

**Declaro haber hecho uso del sistema de IA Generativa ChatGPT para:**

### **Documentación y redacción:**

- *Soporte a la reflexión en relación con el desarrollo del trabajo: proceso iterativo de análisis de alternativas y enfoques utilizando la IA*

*Solicité una revisión del diseño de pedal final planteado en el trabajo, de posibles problemas que no haya abordado correctamente.*

- *Revisión o reescritura de párrafos redactados previamente*

Solicité algunas revisiones de párrafos redactados por mí, para corroborar la claridad de las ideas planteadas.

- *Búsqueda de información o respuesta a preguntas concretas*

*Las preguntas realizadas buscaban esclarecer conceptos y explicaciones de procesos y aspectos técnicos.*

- *Búsqueda de bibliografía*
- *Resumen de bibliografía consultada*
- *Traducción de texto consultados*

### ***Desarrollar contenido específico***

*Se ha hecho uso de IA Generativa como herramienta de soporte para el desarrollo del contenido específico del TFG, incluyendo:*

- *Asistencia en el desarrollo de líneas de código (programación)*

*Pedí explicaciones sobre código en lenguaje Latex para la escritura del documento, puesto que aprendí a escribir en Latex sobre la marcha para este trabajo.*

- *Generación de esquemas, imágenes, audios o videos*

No le pedí generación de esquemas, imágenes, audios o videos.

- *Procesos de optimización*

*Solicité ayuda para corregir y explicar errores de un código Latex que no funcionaba correctamente, y para corregir desarrollos matemáticos propios en búsqueda de errores no vistos por mí.*

- *Tratamiento de datos: recogida, análisis, cruce de datos...*

Le pedí principalmente resúmenes de ejemplos de circuitos en el mercado como los desarrollados en el trabajo.

- *Inspiración de ideas en el proceso creativo*

Solicité que me ayudara a encontrar la mejor manera de suministrar +4,5V mediante un divisor de tensión con condensador para alimentar varios componentes del circuito. Me sugirió emplear un buffer tras el divisor.

- *Otros usos vinculados a la generación de puntos concretos del desarrollo específico del trabajo*

Si crees necesario incluirlo, añade, en cada uno de los casos:

**empleando el prompt ...**

(escribe la petición realizada a la IAG)

**teniendo como interacción ...**

(describe qué interacción realizaste con la IAG tras la respuesta del prompt)

Ejemplo: **Declaro haber hecho uso del sistema de IA Generativa Chat GPT 3.5 para buscar información empleando el prompt: “Dime un ejemplo concreto que ilustre la aplicación de la propuesta urbanística de la Ciudad de los 15 minutos en España”** teniendo como interacción **la proposición del ejemplo concreto del distrito de Chamartín que se ha reflejado en la memoria.**

### Parte 3: reflexión sobre utilidad

Por favor, aporta una valoración personal (formato libre) sobre las fortalezas y debilidades que has identificado en el uso de herramientas de IA Generativa en el desarrollo de tu trabajo. Menciona si te ha servido en el proceso de aprendizaje, o en el desarrollo o en la extracción de conclusiones de tu trabajo.

La principal debilidad que encontré al utilizar la IA Generativa es, de hecho, lo que también considero como su fortaleza. Por sí sola, es un callejón sin salida. Muchas veces muestra respuestas claramente erróneas, y además las puede propagar una y otra vez aunque uno le corrija. Le pedí mayoritariamente chequeos de desarrollos matemáticos y redacción, y aún así era necesario que yo le chequeara de vuelta las correcciones. Si uno es realmente honesto con su uso, es evidente que la IA es tan solo una herramienta muy potente de aglomeración de información y acceso a ella, mas no un suplemento de inteligencia. Por ello, me parece que es bueno que actúe como un callejón sin salida, porque entonces sigue siendo la persona la que es responsable de encontrar la mejor solución.