

# 1 Pedal de Distorsión

## 1.1 Introducción

Se busca implementar un pedal de distorsión para guitarra eléctrica. La distorsión a implementar será de tipo clipping, utilizando diodos para efectuar tal distorsión. Las señales de audio se manejan con niveles de tensión, que representan directamente la onda de entrada, en nuestro caso proveniente de una guitarra eléctrica. Es luego de la conversión de esta onda sonora a una eléctrica que se realizan los cambios de tensión que darán los efectos distorsionantes deseados al sonido. La señal eléctrica será nuevamente convertida a audio y será la salida de cualquier dispositivo reproductor de audio de elección que caiga dentro de las consideraciones que se enumerarán en la subsección [Diseño del circuito](#).

A modo de delimitar un marco teórico y notacional a partir del cual se presentarán con mayor claridad y precisión los efectos del pedal, se procede a definir el concepto de distorsión a través de la ausencia de la misma:

- Un sistema con entrada  $x(t)$  y salida  $y(t)$  no distorsiona cuando  $y(t) = A x(t+\tau)$ , con  $A$  y  $\tau$  dos constantes. En caso de que esta relación entre entrada y salida no se cumpla, se dice que el sistema en cuestión distorsiona.

De la definición anterior se desprende que un amplificador operacional ideal cuya entrada  $V_d = V^+ - V^-$  no supere los valores de saturación característicos y que tenga comportamiento lineal en amplitud y en fase podrá ser clasificado como un amplificador puro y por lo tanto comprenderá un sistema no distorsionante.

La distorsión de tipo clipping consiste en el establecimiento de un valor de tensión "techo" o límite, el cual la señal de entrada no podrá sobrepasar en su forma original (sufrirá distorsión). En general, la distorsión será en amplitud, de modo que la salida del sistema  $y(t)$  tenderá a valores de tensión cercanos a los del valor techo en aquellos casos en los que la entrada  $x(t)$  supere dicho valor. Cabe destacar que en el caso del pedal implementado, el valor techo utilizado será una cota del módulo de la señal de entrada tal que si  $T$  es el valor techo,  $|x(t)| \leq T$ . Este tipo de clipping se llama clipping simétrico. De esta forma, se puede diferenciar entre dos tipos de clipping, a saber:

1. **Hard-Clipping:** El valor techo del clipping no podrá ser excedido por la señal de salida, y en caso de que la señal de entrada sea superior al valor techo, la señal de salida adoptará el valor constante del techo. Matemáticamente:

$$y(t) = \begin{cases} T & \text{si } x(t) \geq T \\ x(t) & \text{si } -T \leq x \leq T \\ -T & \text{si } x(t) \leq -T \end{cases} \quad (1)$$

De esta definición se muestra el efecto de clipping sobre una senoidal:

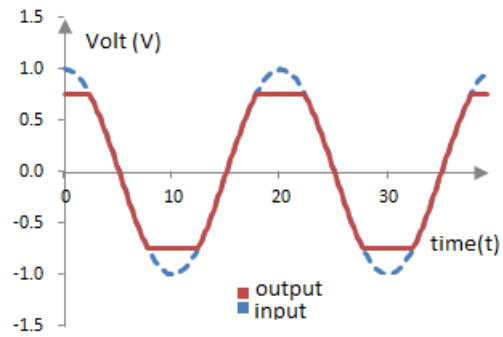


Figura 1: Ejemplo de hard-clipping

2. **Soft-Clipping:** El valor techo del clipping podrá ser levemente excedido de manera tal que la transición entre el valor que adoptaría la señal de entrada sin distorsión y el que deberá adoptar la señal de salida sea más suave.

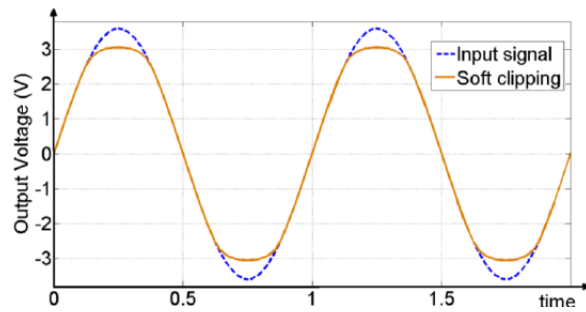


Figura 2: Ejemplo de soft-clipping

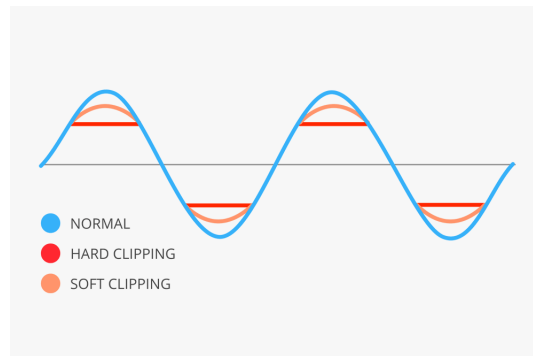


Figura 3: Soft-clipping vs. Hard-clipping

## 1.2 Consideraciones de diseño

Antes de comenzar con el diseño, se definen las asumpciones iniciales sobre las cuales se comenzará con el diseño del circuito. Estas asumpciones son elegidas de forma tal que se pueda abarcar un gran espectro de las guitarras y amplificadores comerciales.

- La entrada será una señal de audio (20Hz a 20KHz) de amplitud menor o igual a 300mV pico a pico (dentro de esta categoría caen la mayoría de los micrófonos de guitarra eléctrica). La entrada en principio tendrá offset nulo.
- La salida debe ser adecuada para un equipo de audio, por lo que tampoco tendrá tensión de offset continuo.
- La fuente de alimentación debe ser de 9V no partida. De usar un AC ADAPTER, se debe considerar que suele tener un ripple no deseado producto de la conversión no ideal de alterna a continua.
- La salida se conectará a un amplificador de guitarra con impedancia de entrada  $Z_{in}$  mayor o igual a  $200K\Omega$ . Esto es el caso en la mayoría de los amplificadores de guitarra, como por ejemplo la serie Mustang GT de Fender y la serie Cube de Roland, los cuales tienen  $Z_{in} = 1M\Omega$ , o el Fender Rumble para bajo, con  $Z_{in} = 202K\Omega$

## 1.3 Diseño del circuito

El circuito con el cual se impondrá la distorsión, con los valores todavía sin definir, es:

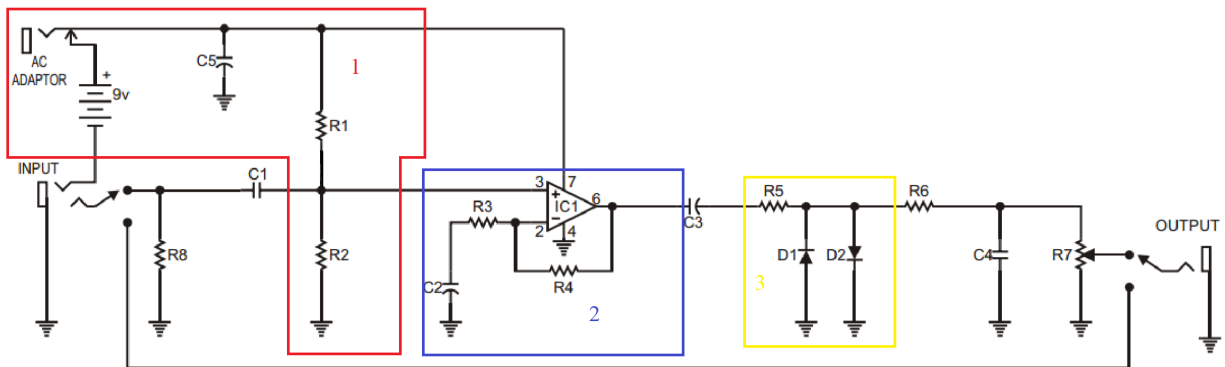


Figura 4: Circuito de distorsión de clipping a implementar para el pedal de guitarra.

Se identifica a la resistencia del principio del circuito R8 como un pull-down resistor, que se procederá a explicar a continuación:

El capacitor C1 se cargará y descargará según la señal de entrada en el momento en que el circuito se prenda (se conecte una entrada). Pero luego de que el circuito se vuelva a desconectar, el capacitor

C1 tendrá ahora un nivel de carga fijo no nulo. Este a su vez podrá comenzar a descargarse lentamente por no ser un capacitor ideal, pero en principio tendrá un valor de carga al momento de ser reconectado. Cuando es reconectado, el capacitor deberá volverse a cargar o descargar apropiadamente según la nueva señal de entrada, teniéndose en cuenta la carga que ya estaba acumulada previamente en C1, por lo que podrá haber cambios abruptos no deseados en la demanda y el flujo de corriente de entrada a su vez como también en la tensión.

Como solución a este problema se inserta la resistencia R8, que tendrá el objetivo de proveer un contacto directo con tierra cuando la entrada está desconectada, de esta manera descargando el capacitor C1 y así evitando los efectos de rebote no deseados al reconectar.

Se elige un valor grande de resistencia ( $1\text{ M}\Omega$ ) para R8 de forma tal que cuando el circuito esté conectado, la demanda de corriente a tierra sea poca y no afecte al correcto funcionamiento del equipo.

Este circuito cuenta además con tres secciones notables a saber:

1. Alimentación.
2. Amplificación.
3. Clipping.

La numeración de las secciones se corresponde con la imagen anterior. Cada una puede analizarse independientemente tomando los recaudos necesarios.

### 1.3.1 Sección de alimentación

Con el objetivo de minimizar tanto el espacio ocupado por el pedal como la cantidad de baterías requeridas por el usuario para utilizarlo, se busca que el amplificador operacional (opamp) requerido para amplificar la señal de entrada sea alimentado únicamente por una batería en el extremo  $V_{cc+}$ , mientras que el otro extremo de alimentación esté conectado directamente a tierra, de esta manera se "ahorra" una batería, que en este caso en particular será de 9 volts por el tipo de señal con el que se trata.

El problema de este tipo de alimentación es que si la señal de entrada oscila alrededor del 0V, el opamp saturará cuando se rodee estos valores, por lo que la señal será completamente distorsionada de una manera no deseada. Como solución, se plantea montar a la señal de entrada sobre una continua de 4.5 V, por lo que si la señal original cumple con las consideraciones de diseño mencionadas en la sección anterior, el opamp no se saturará si se lograra evitar amplificar la continua sobre la cual se la monta.

Es así como para la alimentación se propone el siguiente sub-circuito:

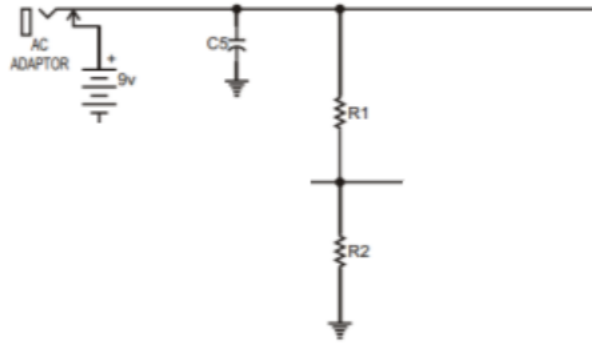


Figura 5: Esquemático sección de alimentación

En el caso en que  $R_1 = R_2$ , las dos resistencias crean un divisor resistivo con el cual se obtienen nodos 9V, 4.5V, y 0V. Esto funciona correctamente siempre que la corriente que circula por ambas resistencias no sea significativamente distinta, ya que en caso contrario la tensión que debería ser de 4.5V va a tomar otro valor.

La función del capacitor es eliminar cualquier ruido o ripple presente en la tensión de entrada. El ripple es producto del método de funcionamiento de los transformadores de alterna a continua.

Otra causa de ripple para la fuente de continua se dará en aquellos casos en los que el opamp demande corriente abruptamente, para lo cual, dado que la batería no es ideal, no podrá mantener la tensión completamente constante. Este problema se soluciona con el agregado del capacitor  $C_5$ , que acumulará carga podrá aportar tensión cuando aparezca el riple, manteniendo la tensión continua. Es claro ver que la impedancia del camino a tierra que produce  $C_5$  disminuye cuanto más alta sea la frecuencia, por lo que fluctuaciones más grandes en tensión irán directamente a tierra en vez de influir en el resto del circuito.

Dado que los cambios en la demanda de corriente por parte del opamp pueden ser significativamente abruptos, se busca un capacitor que pueda acumular una carga acorde (alta capacitancia, en nuestro caso  $1\mu\text{F}$ ).

### 1.3.2 Sección de clipping

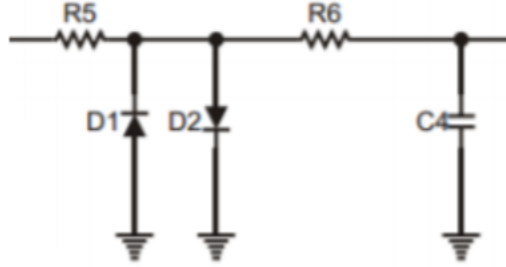


Figura 6: Esquemático sección de clipping

Esta sección del circuito distorsiona la señal recortando abruptamente cualquier pico que se exceda del rango  $\pm 0.6V$  (si no se excede, no se modifica). Este proceso, explicado en la introducción, se conoce como clipping (ver figura 8). El efecto de clipping genera un aumento en los armónicos de alta frecuencia ya que la señal tiende a la forma de una cuadrada en sus picos más altos. Como se mencionó en la introducción, se decidió usar clipping simétrico al elegir acotar el módulo de la señal de entrada por  $T = 0.6V$ .

Los diodos suelen ser representados por su curva característica:

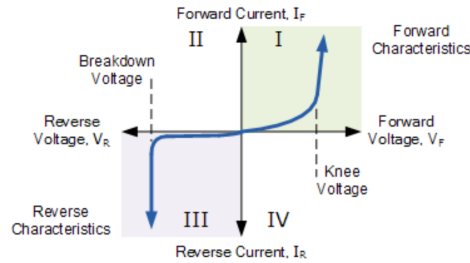


Figura 7: Curva característica del diodo

De esta curva se hace notar que al superar el valor de tensión  $V_f$  o al llegar a un nivel de tensión menor a  $V_R$ , la demanda de corriente por parte del diodo aumentará exponencialmente y, por no poder suplirla, el circuito mantendrá la tensión a ese nivel en caso de recibir una señal que deba sobrepasar los límites antes mencionados. Es así como los diodos suelen utilizarse para realizar clipping. En particular, la configuración elegida en el circuito es tal que el clipping será en los valores de  $V_f$  y  $-V_f$ , por lo que el clipping resultará simétrico.

Mientras mayor sea la amplificación de la señal de entrada, mayor va a ser la pendiente de los flancos, entonces al recortarla más parecida a una señal cuadrada va a ser la salida. Regulando la amplificación del op-amp se puede entonces regular la distorsión.

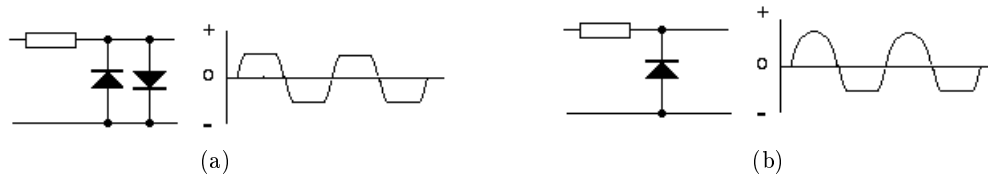


Figura 8: Dos tipos de clipping con diodos: simétrico (8a) y asimétrico (8b)

### 1.3.3 Sección de amplificación

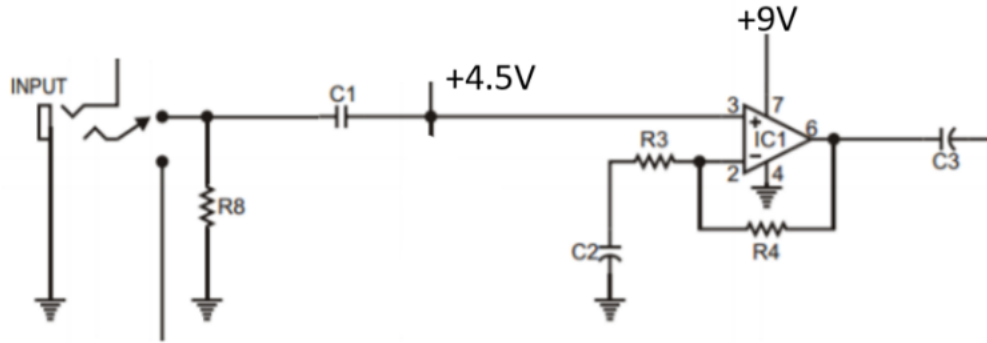


Figura 9: Esquemático sección de amplificación

Dado que la alimentación no es partida, se alimenta el amplificador con  $V_{cc}^- = 0V$  y  $V_{cc}^+ = 9V$ , lo cual genera la necesidad de montar la señal de audio sobre una continua de 4.5V para evitar que el opamp saturate. Para lograr esto, se conecta la entrada a 4.5V, poniendo el capacitor  $C_1$  para que solo pase la tensión alterna de la señal y no la continua de entrada. Dado que se quiere que este capacitor afecte lo mínimo posible a cualquier frecuencia que no sea continua (filtro pasa-altos de frecuencia de corte menor a 20Hz), se eligió un valor alto de capacidad:  $1\mu F$ .

Para no amplificar la componente continua agregada de la señal, se utiliza el capacitor  $C_2$ . Se puede ver el efecto analizando la función transferencia del no inversor resultante:  $H(s) = 1 + \frac{R_4}{R_3 + \frac{1}{s \cdot C_2}} = 1 + \frac{R_4 \cdot s \cdot C_2}{R_3 \cdot s \cdot C_2 + 1}$ , que en  $S = 0$  resulta ser una ganancia  $H(s) = 1$ , es decir la continua no se amplifica.

En cambio, cuando  $s \Rightarrow \infty$ ,  $H(s) \approx 1 + \frac{R_4}{R_3}$ , por lo que la transferencia sería independiente de la frecuencia a partir de cierto valor.

Sin embargo, este resultado viene de asumir un modelo de amplificador ideal en el cual no se considera el slew rate (SR), o máxima tasa de cambio de tensión de salida. Se considera el que amplificador tiene un comportamiento lineal si

$$SR \geq G \cdot A \cdot 2\pi \cdot f$$

siendo  $G$  la ganancia (en este caso  $1 + \frac{R_4}{R_3 + R_9}$  si despreciamos los efectos de  $C_2$ ),  $A$  la amplitud de la señal, y  $f$  su frecuencia. Para considerar el peor caso, basta tomar  $G = 1 + \frac{R_4}{R_3} = 11$  y  $A = 0.3V$  (ver sección

1.2), y sabiendo que  $SR = 0.5V/\mu s$  se puede obtener la máxima frecuencia en la cual el comportamiento se considera lineal:

$$5 \cdot 10^5 V/s \geq 11 \cdot 0.3V \cdot 2\pi f$$

$$\Rightarrow 24.1 KHz \geq f$$

El SR no afecta el desempeño del pedal como instrumento ya que sus efectos se notan solo en frecuencias fuera del rango audible.

$R_4$  y  $R_3$  controlan la máxima ganancia del amplificador.  $R_3$  tendrá un potenciómetro en serie cuya función es permitirle al usuario tener control sobre el nivel de distorsión variando la ganancia (explicado en profundidad más adelante) pero sin permitirle aumentarla tanto que el amplificador sature.

Otro factor a tener en cuenta es la corriente de bias. Como se mencionó anteriormente, la sección de alimentación puede proveer 4.5V al circuito siempre que al conectarlo no se modifique la corriente que pasa por alguna de las resistencias del divisor resistivo considerablemente. En este caso, la corriente  $I_B^-$ , la cual tiene valor típico de 80nA, va a circular por alguna de las resistencias. Esto genera una caída de tensión de  $30nA \cdot 47k\Omega = 3mV$ , valor que se puede despreciar.

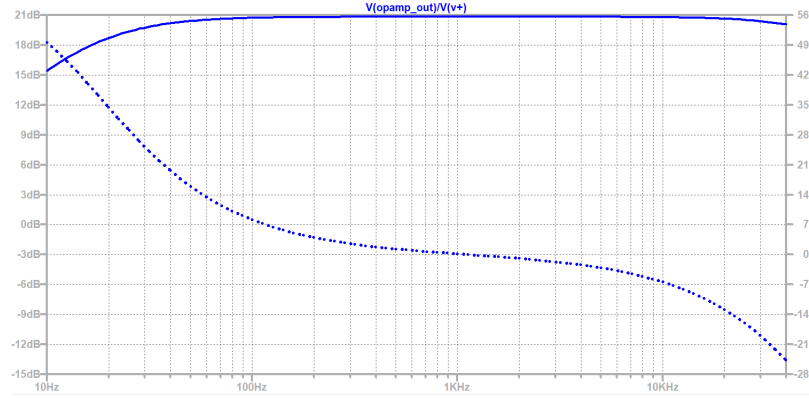


Figura 10: Transferencia a la salida del amplificador



## 1.4 Implementación del circuito y valores elegidos

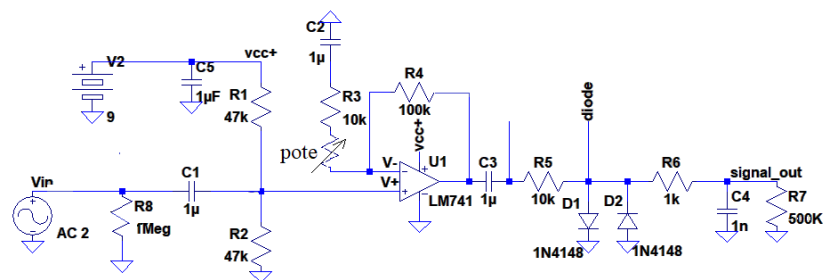


Figura 11: Circuito Final con valores

Donde pote es un potenciómetro que varía entre 0 y 50k, afectando la ganancia. De esta manera el usuario podrá regular el nivel de distorsión a utilizar.

Además como opamp se eligió al LM741 porque no necesita ser compensado y porque tiene una correcta respuesta en frecuencia para el rango audible.

## 1.5 Simulaciones

Se busca la respuesta en frecuencia del circuito cuando la amplificación antes de la distorsión es máxima. La amplificación o atenuación de las distintas frecuencias nos darán así una idea de qué tan cuadrada la onda resultante resultará. Esto se debe a que a mayor amplificación, el corte en tensión (que es a un valor fijo determinado por los diodos) se realizará en la parte más baja de la senoidal y por ende la parte con mayor pendiente.

En principio, el pedal debería tener una respuesta en frecuencia característica de un filtro pasabanda, siendo las frecuencias mayormente amplificadas aquellas que se encuentran dentro del rango audible (entre 20Hz y 20kHz).

Debe hacerse notar, sin embargo, que el rango de frecuencias fundamentales para una guitarra eléctrica es de 80 Hz a 1.2kHz, pero que sus armónicos más importantes llegan a los 8kHz. Es por esto que la prioridad del circuito diseñado para el pedal será la de amplificar completamente hasta los 10kHz y luego ya se podrá comenzar a atenuar. La frecuencia de corte del pasa-bajos de nuestro circuito, por ende, estará cerca de este último valor.

Para el pasa-altos, la frecuencia de corte estará dada por los 20Hz.

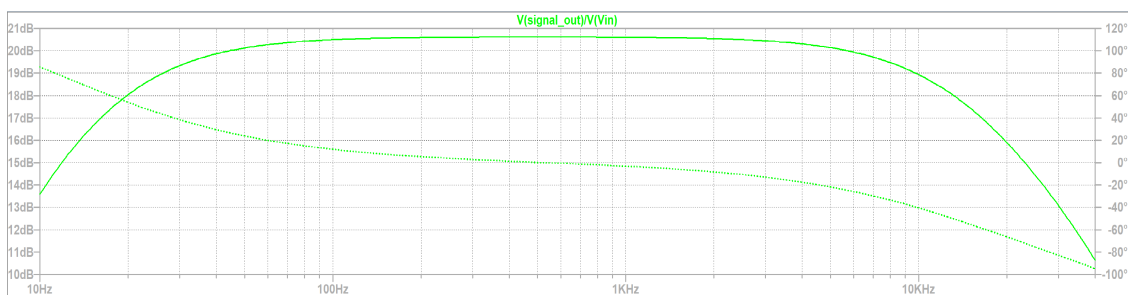


Figura 12: Bode simulado para la salida del circuito

Se hace notar que la fase permanece aproximadamente lineal en todo el rango de frecuencias de trabajo, por lo que no habrá desfasaje con la señal original para distintas frecuencias y el sonido se conservará "puro". Es decir, el sistema no distorsionará sin los diodos a las frecuencias que caen dentro del rango operativo de una guitarra.

Por otro lado, la salida del opamp antes de pasar por el pasabajos está dada por:

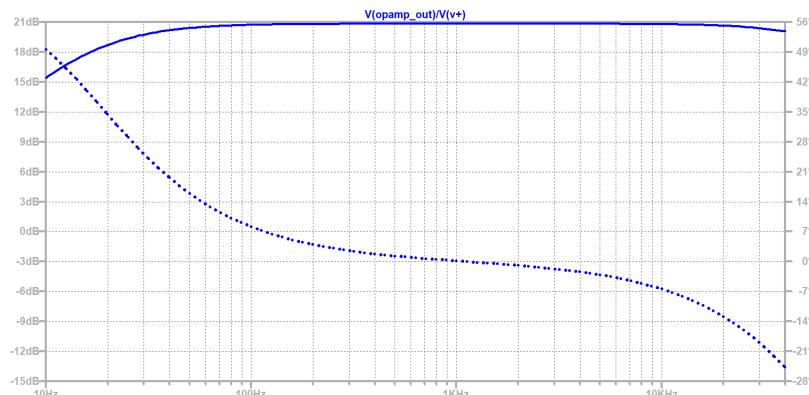


Figura 13: Bode simulado para la salida del opamp

## 1.6 Mediciones y contraste con simulación

Los datos a partir de los cuales se construyó el siguiente bode pueden encontrarse en el anexo. Estos últimos fueron tomados sin los diodos y con el potenciómetro que controla la ganancia configurado de manera tal que la ganancia del circuito sea máxima (la señal resultante al realizar el clipping será lo más parecida a una cuadrada que se pueda de esta manera).

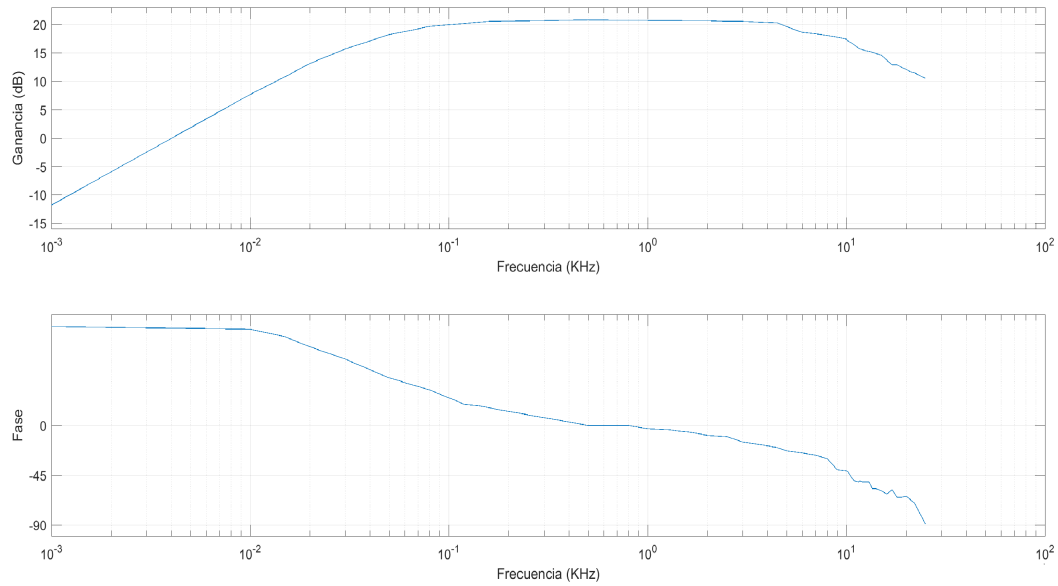


Figura 14: Bode medido en el rango audible

Se aprecia una respuesta en frecuencia muy similar a la simulada, con una ganancia máxima de 21 dB y un ancho de pasabanda que se corresponde con la simulación, pudiéndose notar que la frecuencia de corte del pasa-altos resulta ser efectivamente un valor no superior a los 80 Hz y para el pasa-bajos la frecuencia de corte está claramente en 10kHz o en un valor superior a esta.

Se realiza un análisis de montecarlo para verificar que los datos medidos concuerdan con lo esperado de los componentes y sus tolerancias.

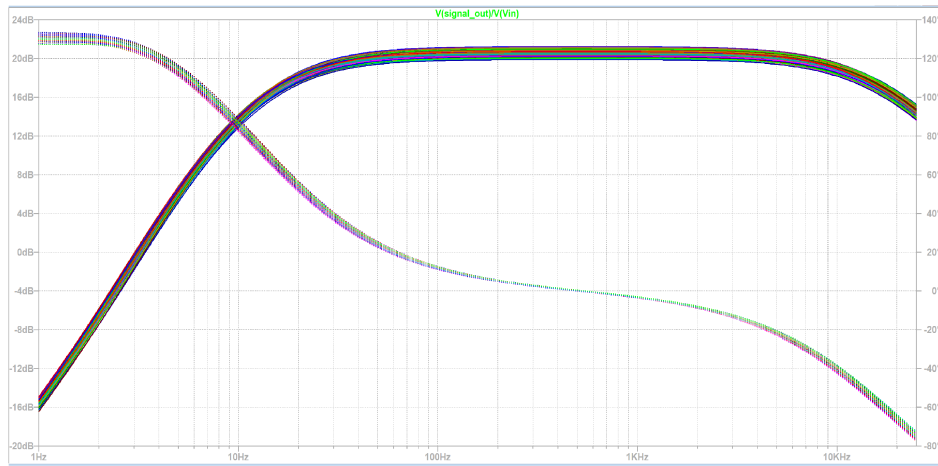


Figura 15: Análisis de Montecarlo en el rango audible

De aquí se observa que lo medido concuerda con lo esperado y por ende la confección del pedal resultó exitosa en cuanto a su respuesta en frecuencia. Para analizar el efecto de los diodos sobre la señal de entrada al realizar el clipping, se puede ver el [siguiente video](https://www.youtube.com/watch?v=qEJGnhPvxUg) (o visitar <https://www.youtube.com/watch?v=qEJGnhPvxUg>) en donde se visualizará en el osciloscopio la señal de entrada (en amarillo) y la salida del pedal (en verde), modificándose el potenciómetro que maneja la ganancia para poder observar los distintos niveles de distorsión que ofrece el pedal.