

1. Ejercicio 5: Distorsión

En esta sección se propone el diseño de un sistema de distorsión, donde para una señal de entrada se obtenga una salida con un efecto de saturación característico de los pedales de efecto de distorsión para guitarras eléctricas. Para lo cual, se requiere que dicho diseño pueda alimentarse con una batería de 9V, incluya conectores mono de entrada y salida, y que pueda funcionar para un rango de frecuencias de audio.

1.1. Introducción teórica

En términos generales, dada una señal senoidal a la cual se puede caracterizar mediante los parámetros de amplitud, frecuencia y fase, y si se considera una señal más compleja que se puede describir a través de una serie de Fourier, como suma de senoidales de frecuencias armónicas. Luego, se pueden aplicar diferentes tipos de transformaciones sobre tales senoidales en cualquiera de sus parámetros tal que cuando las modificaciones sean lineales o no lineales pero de forma diferente para cada armónico, luego tal proceso se denomina Distorsión. En particular, el análisis teórico a realizar a continuación emplea una distorsión no lineal que produce saturación en los armónicos.

1.2. Análisis teórico

El circuito que se analizará teóricamente está compuesto de diferentes etapas que cumplen con funciones específicas, y que bajo ciertas condiciones, se pueden analizar de forma independiente entre sí para simplificar el análisis propuesto.

Etapas Alimentación: el circuito de alimentación, como se puede observar en la figura 1 está compuesto por la batería de alimentación, una llave de encendido, y luego un diodo schottky 1N5819 que fue colocado a modo de protección para evitar dañar el circuito en caso de conexión de la batería en una polaridad opuesta. Este diodo de protección impide la circulación de corriente en el sentido opuesto, y se utiliza el tipo de diodo Schottky porque por estar construido con una juntura metal semiconductor posee una baja tensión de polarización lo cual implica pérdidas bajas en la alimentación del circuito respecto de la batería. Además, esta baja tensión de polarización y las pequeñas corrientes harán que el diodo disipe menor potencia que si fuera un diodo rectificador común.

Por otro lado, se agrega un capacitor en paralelo al diodo para compensar las variaciones de tensión de entrada sin importar de donde provenga la alimentación externa. Y por último, se coloca un diodo led con una resistencia en serie a modo de indicador de que el circuito se encuentra en funcionamiento. Partiendo de que para corrientes bajas el diodo schottky tendrá una tensión $V_{D_{ON}} \approx 0,4V$, considerando un diodo led estándar con $V_{LED} = 1,8$ mínima y que la corriente máxima es $I_{LED} = 20mA$, entonces:

$$R_1 > \frac{9V - 0,4V - 1,8V}{20mA} \Rightarrow R_1 = 1k\Omega \quad (1)$$

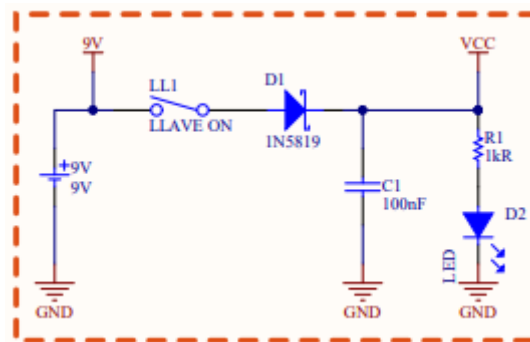


Figura 1: Circuito de alimentación del pedal

Etapla Offset: esta etapa es en la cual entra la señal de entrada, la cual a priori podría tener su propio nivel de continua del cual se requiere proteger al circuito porque luego se busca agregar un nivel de continua de 4,5V ya que de esa forma se puede emplear una etapa de amplificación con amplificador operacional sin utilizar una fuente partida. Por ende, la función de cada componente en esta etapa desde un punto de vista cualitativo es que, el capacitor C_2 bloquea la componente de corriente continua de la señal de entrada externa, luego las resistencias R_4 y R_5 buscan agregar el offset de continua mencionado antes, y finalmente la resistencia R_3 provee una malla cerrada a través de la cual el capacitor puede circular corriente para descargarse, además de incidir en la impedancia de entrada del circuito.

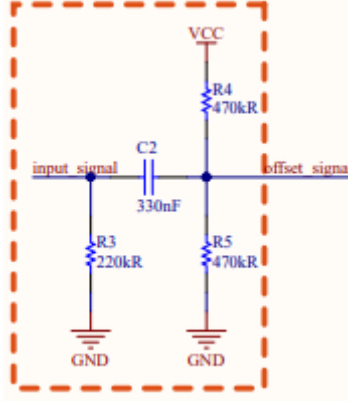


Figura 2: Circuito etapa de offset del pedal

Para el análisis cuantitativo, por ser un sistema compuesto por componentes lineales cuando se alcanza el régimen permanente, luego se aplica principio de superposición y se analiza el efecto de la parte de continua y alterna sobre la señal de salida de esta etapa. Considérese V_i y V_o la entrada y salida, respectivamente, de dicha etapa. En primer lugar, el efecto de la continua imponiendo que se quiere $V_o = \frac{V_{CC}}{2}$ da como resultado que:

$$V_o = \frac{V_{CC} \cdot R_5}{R_4 + R_5} = \frac{V_{CC}}{2} \Rightarrow R_4 = R_5 \quad (2)$$

Luego, desde el efecto de la alterna, si llamamos $R_p = R_4 // R_5 = \frac{R_4 \cdot R_5}{R_4 + R_5}$, entonces la transferencia del sistema la define un divisor de tensión compuesto por la R_p y la C_2 .

$$V_o = V_i \cdot \frac{R_p}{R_p + \frac{1}{s \cdot C_2}} \Rightarrow H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{s \cdot R_p \cdot C_2}{1 + s \cdot C_2 \cdot R_p}$$

Asumiendo un sistema LTI, causal y bipo-estable, se puede observar que el sistema se comporta como un filtro pasaaltos, donde la frecuencia de corte está ubicada en $f_o = \frac{1}{2\pi \cdot C_2 \cdot R_p}$ y considerando que antes se llegó a que las resistencias $R_4 = R_5$, entonces $R_p = \frac{R_4}{2}$. Se impone que la frecuencia de corte se encuentre de forma tal que la fase ya sea 0° para la espectro audible, por lo cual se pide que $10 \cdot f_o = 20Hz$ y se obtiene que:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot R_4} \quad (3)$$

Finalmente, para imponer condiciones sobre R_3 se propone analizar la impedancia de entrada del circuito. En este punto, se necesita suponer que aquellas etapas que vengan después de esta no implican una carga significativa y se desprecian las corrientes que se vayan por V_o .

$$Z_{in} = \frac{V_i}{I_i} = R_3 // \left(\frac{1}{s \cdot C_2} + \frac{R_4}{2} \right) \Rightarrow Z_{in} = R_3 \cdot \frac{1 + s \cdot \frac{C_2 \cdot R_4}{2}}{1 + s \cdot \frac{C_2 \cdot (R_4 + R_3 \cdot 2)}{2}}$$

Analizando la respuesta en frecuencia del resultado obtenido, se puede ver que hay un polo y un cero, donde la frecuencia del polo es más chica que la del cero, y además este cero se encuentra ubicado en la misma frecuencia de corte que el filtro pasaaltos analizado con anterioridad. En conclusión, para las frecuencias del

rango audible que se esperan que entren al circuito y pasen por el filtro, la impedancia de entrada se mantiene invariante en frecuencia y su valor se puede calcular considerando que $f \gg f_o = \frac{1}{2\pi \cdot C_2 \cdot R_p}$. Entonces:

$$|Z_{in}| \rightarrow \frac{R_4 \cdot R_3}{R_4 + 2 \cdot R_3} = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + \frac{R_4}{2}}$$

$$\Rightarrow |Z_{in}| \rightarrow R_p // R_3$$

De esta última expresión se puede ver que el valor óptimo para la impedancia de entrada del circuito, es decir donde su valor sea el más grande posible, es cuando se cumple que:

$$R_3 = R_p \Rightarrow R_3 = \frac{R_4}{2} \quad (4)$$

Finalmente, sólo es necesario definir un valor de R_4 y a partir de este mismo, se obtienen como resultado los demás para cumplir con los criterios tomados. Para definir su valor, se tiene en cuenta que no se puede emplear un valor muy grande ya que se convierte en una fuente de ruido, ni muy pequeño para que no haya un consumo de corriente elevado. Con lo cual se optó por utilizar un valor de $R_4 = R_5 = 470k\Omega$. Entonces se necesitan $C_2 = 338,62nF \approx 330nF$ y $R_3 = 235k\Omega \approx 220k\Omega$.

Etapla Amplificación: en esta etapa el objetivo es amplificar la componente alterna de la señal de entrada, sin amplificar o modificar la componente de continua de 4,5V, puesto que se desea que la señal de salida tenga suficiente amplitud que sea apreciable a los valores de polarización de los diodos que vendrán en la etapa posteriormente. En el circuito, R_6 , R_7 y R_8 definen la realimentación y ganancia del amplificador, pero también afectan a la ubicación del o los polos del sistema de esta etapa, ya que el capacitor C_3 deberá corresponderse con un circuito abierto para las corrientes continuas, para las cuales la etapa tendrá una ganancia unitaria.

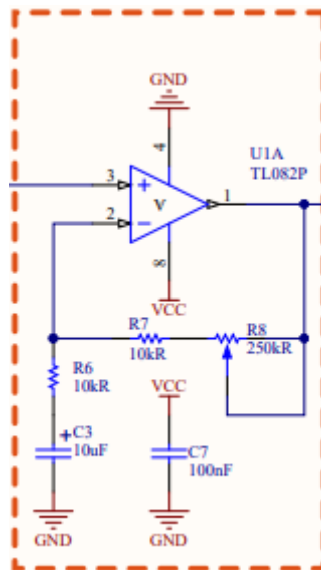


Figura 3: Circuito de amplificación del pedal

Para el diseño de esta etapa se propone hacer un análisis del amplificador operacional teniendo en cuenta un A_{vol} finito, donde luego se desarrolla planteando un conjunto de aproximaciones que idealizan el comportamiento del circuito para simplificar el cálculo de la etapa. Finalmente, se establecen condiciones para determinar cómo deben ser las características del amplificador operacional para que tales aproximaciones sean válidas y en función de ello realizar la selección del mismo, de forma tal que se pueda garantizar el correcto funcionamiento de la etapa. Sean V_i y V_o las respectivas entrada y salida de esta etapa, se analiza sin considerar el efecto de R_8 entonces:

$$\begin{aligned}
V^- &= V_i \\
V^+ &= V_o \cdot \frac{1 + s \cdot C_3 \cdot R_6}{1 + s \cdot C_3 \cdot (R_6 + R_7)} \\
V_o &= (V^+ - V^-) \cdot A_{vol}
\end{aligned}$$

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{A_{vol}}{1 + A_{vol}} \frac{1 + s \cdot C_3 \cdot (R_6 + R_7)}{1 + s \cdot \frac{C_3 \cdot (R_7 + R_6 \cdot (A_{vol} + 1))}{A_{vol} + 1}} \quad (5)$$

Nuevamente al igual que sucedió en la etapa de entrada, la transferencia de esta etapa tiene un polo y un cero, donde el polo se encuentra en una frecuencia superior que la del cero. Particularmente, esto implica que para frecuencias que se encuentren una década más grande que la frecuencia de dicho polo, luego el sistema tendrá una ganancia estable que se encuentra definida por la ganancia ideal, esta es:

$$|H(f \rightarrow \infty)| = 1 + \frac{R_7}{R_6} \quad (6)$$

Por otro lado, como se busca que la ganancia unitaria que afecta a las frecuencias que se encuentran una década inferior a la frecuencia del cero sólo afecte a la componente de continua y no a las frecuencias del espectro audible que se tendrán en la entrada, se diseña estableciendo que la frecuencia del polo f_p tiene que ser tal que $10 \cdot f_p = 20Hz$.

$$\begin{aligned}
f_p &= \frac{1 + A_{vol}}{2\pi \cdot C_3 \cdot [R_7 + R_6 \cdot (1 + A_{vol})]} = \frac{1 + A_{vol}}{2\pi \cdot C_3 \cdot (A_{vol} + 1) \cdot R_6 \cdot (1 + \frac{R_7}{R_6 \cdot [1 + A_{vol}]})} \\
A_{vol} &\gg \frac{R_7}{R_6} > 1 \Rightarrow f_p \rightarrow \frac{1}{2\pi \cdot C_3 \cdot R_6} \\
C_3 &= \frac{1}{4\pi \cdot R_6} \quad (7)
\end{aligned}$$

Finalmente, si consideramos el efecto de la resistencia R_8 , se obtienen 3 ecuaciones a partir de las cuales se pueden definir algunos parámetros según las condiciones de diseño planteadas:

$$R_7 = (A_{min} - 1) \cdot R_6 \quad (8)$$

$$R_8 \geq (A_{max} - 1) \cdot R_6 - R_7 = R_5 \cdot (A_{max} - A_{min}) \quad (9)$$

$$C_3 = \frac{1}{4\pi \cdot R_6} \quad (10)$$

Asumiendo que las condiciones y aproximaciones necesarias para la resolución anterior son alcanzadas, luego se propone que el valor de $A_{min} = 2$ y el valor de $A_{max} = 27$, entonces con un valor $R_6 = 10k\Omega$ se obtiene que el capacitor debe ser $C_3 = 7,95\mu F \approx 10\mu F$ dado que es lo que se pudo conseguir como capacitor. Y las resistencia $R_7 = 10k\Omega$ y el potenciómetro variable de $R_8 = 250k\Omega$

Por otro lado, es de interés realizar un análisis del circuito con menor idealidad para poder obtener un comportamiento más real del circuito con el cual pueda analizarse bajo qué condiciones la transferencia puede aproximarse a lo simplificado anteriormente, y de esta forma emplear tales condiciones como criterios de selección del amplificador operacional a utilizar. Para esto último se asignan a los términos característicos de la transferencia las siguientes denominaciones para no sobrecargar la escritura de la función:

$$\begin{aligned}
A_{ideal} &= 1 + \frac{R_7}{R_6} \\
\omega_A &= \frac{1}{C_3 \cdot R_6}
\end{aligned}$$

Entonces la forma simplificada con las condiciones y aproximaciones usadas, establece que la función transferencia está dada:

$$H_{ideal}(s) = \frac{1 + s \cdot \frac{A_{ideal}}{\omega_A}}{1 + \frac{s}{\omega_A}} \quad (11)$$

Por otro lado, reemplazando en la ecuación 5 el A_{vol} por su expresión con el polo dominante, se obtiene luego de unos pasos algebraicos una función menos aproximada que se muestra a continuación. Vale mencionar que se definen como A_o y ω_p como la ganancia en frecuencia $f = 0$ y el polo dominante del amplificador operacional.

$$H_{polo}(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{GBP}} \cdot \frac{1 + s \cdot \frac{1 + \frac{GBP \cdot A_{ideal}}{\omega_A}}{GBP} + s^2 \cdot \frac{A_{ideal}}{\omega_A \cdot GBP}}{1 + s \cdot \frac{1 + \frac{\omega_A}{GBP}}{GBP} + s^2 \cdot \frac{A_{ideal}}{\omega_A \cdot GBP}} \quad (12)$$

$$GBP = A_o \cdot \omega_p$$

Entonces, para conseguir que $H_{polo}(s) \rightarrow H_{ideal}(s)$, es necesario en primer lugar que la frecuencia de operación máxima sea mucho menor que el GBP del amplificador operacional, en segundo lugar que la frecuencia de corte del polo de esta etapa también sea mucho menor que el GBP, entonces:

$$GBP \gg \omega_{max} = 2\pi \cdot 20kHz > \omega_A > \frac{\omega_A}{A_{ideal}} \Rightarrow H_{polo}(s) \rightarrow H_{ideal}(s) \quad (13)$$

Además, considérese una guitarra eléctrica que fue medida y cuya tensión pico máxima es de $V_p = 600mV$, donde como peor caso la frecuencia máxima podría considerarse de $f_{max} = 20kHz$, con una ganancia máxima $A_{max} = 27$, luego realizando el siguiente cálculo se determina el valor del slew rate necesario para evitar efectos indeseados por limitación en la pendiente de crecimiento en la salida del amplificador operacional:

$$SR > V_p \cdot A_{max} \cdot 2\pi \cdot f_{max} = 2,035 \frac{V}{\mu s} \quad (14)$$

Luego, para el cálculo teórico de la etapa de offset se consideró que las etapas posteriores a esa no tenían una impedancia que cargara la salida y por ende se despreció las corrientes que pidiera la entrada del amplificador operacional, para cumplir con esta aproximación es necesario que dicho amplificador operacional tenga una impedancia de entrada grande, y como criterio se estima una impedancia mayor que la impedancia de salida de la etapa de offset, y como tal magnitud de esa etapa varía según la frecuencia, se toma como referencia su máximo valor posible dentro del espectro audible. Entonces que busca que $Z_{in} \gg 235k\Omega$.

Y finalmente, como último criterio, se puede analizar la influencia de las corrientes de bias y la tensión de polarización del amplificador operacional, a modo de analizar su efecto en la salida. Este efecto consiste en agregar una componente de continua adicional de pequeña magnitud puesto que el amplificador tiene una ganancia unitaria para bajas frecuencias, por esto mismo es que para minimizar el efecto de tal offset resultante, es necesario tener en cuenta el valor de los componentes periféricos al amplificador operacional y sus corrientes de bias según lo informa el fabricante. El efecto negativo de una componente de continua adicional implicaría una asimetría en la saturación producida por el amplificador operacional cuando se busque la distorsión, lo cual no produciría el efecto deseado.

Realizando tal análisis.

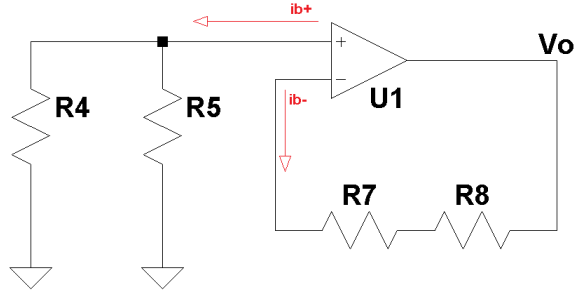


Figura 4: Etapa amplificación con el efecto de corrientes de bias

$$\begin{aligned}
 V^+ &= (R_4 / R_5) \cdot ib^+ \\
 \frac{V^- - V_o}{R_7 + R_8} &= ib^- \\
 \Rightarrow V_o &= V_{io} + \frac{ib^+ \cdot R_4}{2} - ib^- \cdot (R_7 + R_8)
 \end{aligned} \tag{15}$$

Esto demuestra que, el pero caso posible es cuando el potenciómetro se encuentra en su máximo punto, en cuyo caso la componente de continua será mayor. No obstante, salvo que el amplificador operacional tenga corrientes de bias muy grandes, no debería tener un efecto muy apreciable.

Modelo	GBP	SR	Z_{in}	V_{io}	I_b
TL082	4MHz	$4 \frac{V}{\mu s}$	$10^{12} \Omega$	20mV	8nA
LM833	15MHz	$7 \frac{V}{\mu s}$	175k Ω	5mV	1 μ A
LM358	1MHz	$0,5 \frac{V}{\mu s}$	No informa	5mV	150nA

Finalmente, tras haber comparado estos 3 modelos de amplificadores operacionales que se tenían en disponibilidad y con los cuales se estuvieron trabajando previamente, se optó por trabajar con el TL082 porque es aquel que cumple con todos los requisitos anteriormente mencionados.

Etapa Alinealidad: el objetivo de esta etapa es recortar o limitar el rango de tensiones de la señal introduciendo un efecto alineal en la variación de tensión, esto implica que la transferencia presenta un efecto no lineal introducido por algún componente, particularmente para ello se emplean diodos. En la figura 5 se puede observar que en principio hay un capacitor C_5 cuya función es la de bloquear el paso de la corriente continua, dejando únicamente la alterna sin ningún nivel de continua a la salida. Por otro lado, los diodos están para introducir un efecto alineal en la función transferencia limitando la senoidal de salida, y la resistencia R_9 está colocada de forma tal que limita la corriente y tensión del diodo cuando se encuentra en funcionamiento para evitar que se quemen, así como también establece el valor de la constante de tiempo con la cual la componente de continua deja de ser visible en la salida.

Teniendo en cuenta lo antes dicho, si se analiza el circuito temporalmente primero para la componente de continua, se puede observar que se polariza uno de los diodos que idealmente será un cable con una caída de potencial que puede aproximarse a $VD_{ON} \approx 0,7V$, donde luego circulará corriente hasta que el capacitor se termine de carga y para la continua se comporte como circuito abierto. Este último estado se alcanza luego que pase cierto tiempo controlado por la constante de tiempo del sistema que se define como $\tau = R_9 \cdot C_5$. Desde el enfoque de corriente alterna, considerando que el capacitor y la resistencia son vistos como una impedancia, luego la salida de esta etapa será la misma que la entrada siempre y cuando la magnitud se encuentre por debajo de la polarización de los diodos, y a partir de dicho punto la salida se verá recortada o saturada en VD_{ON} .

Para los diodos de corte se elijen los 1N4148 porque son diodos rectificadores rápidos, entonces pueden responder de mejor manera a las variaciones que se produzcan a la salida del amplificador operacional por el

efecto de señales de audio que sean complejas, lo cual no podría pasar quizá con un diodo rectificador común y agregaría distorsiones o efectos no deseados ni intencionados en la salida. Para este diodo la corriente máxima de circulación en polarización directa es de $I_{max} = 300mA$. Si además se impone un $\tau = 2ms$ se obtiene que $C_5 = 1\mu F$ y $R_9 = 2,2k\Omega$.

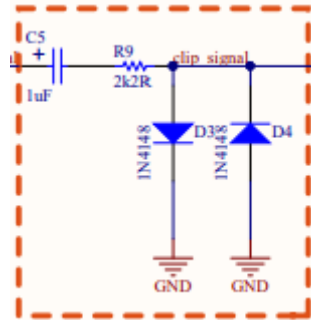


Figura 5: Circuito de etapa de alinealidad del pedal

Etapa Filtro: en esta etapa en principio debe asumirse que la resistencia variable R_{12} que está en paralelo al capacitor tiene una impedancia que no quita mucha corriente a la malla del circuito RC, de esta forma se desprecian sus efectos y se considera como si no estuviera conectado al capacitor, pues de esta forma se simplifica el análisis. Desde el punto de vista temporal, el circuito RC ante cambios en la entrada modifica la carga del capacitor que acompaña cualquier perturbación o cambio en tal entrada, de esta forma toda variación brusca o abrupta que se produzca se verá suavizada por esta etapa, como por ejemplo sucede con el corte de los diodos en la tensión de polarización. Desde el punto de vista en frecuencias, este filtro pasabajos limita las frecuencias altas eliminando tales armónicos que aparezcan por las alinealidades introducidas por la etapa anterior. Por esto último, se resuelve la función transferencia de esta etapa:

$$H(s) = \frac{1}{1 + s \cdot C_6 \cdot (R_{10} + R_{11})} \quad (16)$$

Entonces, considerando que R_{11} es una resistencia variable, se define una frecuencia máxima y una mínima para establecer el filtro. Considerando $f_{min} = 150Hz$ y $f_{max} = 15kHz$, donde la elección de estos valores se realiza asumiendo que verdaderamente el sonido audible de una guitarra no llega a frecuencias superiores a $15kHz$, luego se quiere poder no atenuar ninguna componente o atenuar la mayor parte de ellas como extremos del filtro, para tener un amplio rango de funcionamiento. Finalmente se obtiene que $C_6 = 10nF$, $R_{10} = 1k\Omega$ y $R_{11} = 100k\Omega$. Vale aclarar, que en análisis de esta etapa no se consideró la conexión con la etapa previa puesto que al igual que se viene haciendo con todas las etapas, se impusieron condiciones para independizarlas, principalmente por el hecho de que el filtro busca de cierta forma suavizar los cambios bruscos de la alinealidad y dicha función se requiere cuando se logran polarizar los diodos, en cuyo caso la salida de la etapa previa está gobernada por la caída en los diodos.

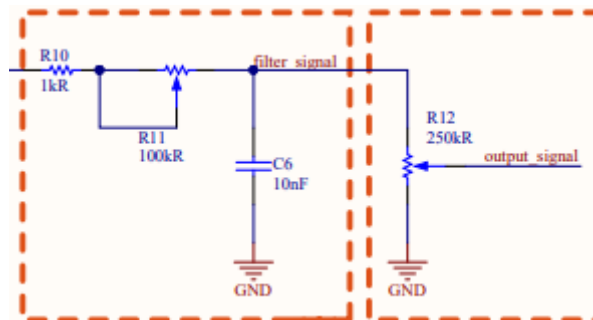


Figura 6: Circuito etapa de salida o filtro

Caracterización final del sistema: finalmente se busca utilizar el análisis ya desarrollado para cada etapa de forma independiente, y según los criterios empleados, llegar a una función transferencia que describa el funcionamiento del sistema en su conjunto, analizando desde un punto de vista teórico su comportamiento y rangos de operación. Para esto último, como se consideraron criterios que permitieran ver a cada etapa de forma tal que no se cargaran unas a otras, luego la función transferencia podría componerse del producto de las funciones transferencia de cada etapa por separado. No obstante, si se incluye el efecto de la saturación por el recorte de los diodos, no es posible modelizar correctamente la $H(s)$. Por esto último, se plantea la transferencia del sistema sin la presencia de los diodos y luego se añade tal efecto desde un enfoque cualitativo. Es necesario hacer una modificación a las simplificaciones teóricas que anteriormente se realizaron, puesto que sin la presencia de los diodos se interconectan las etapas de alinealidad y de filtro de la siguiente manera:

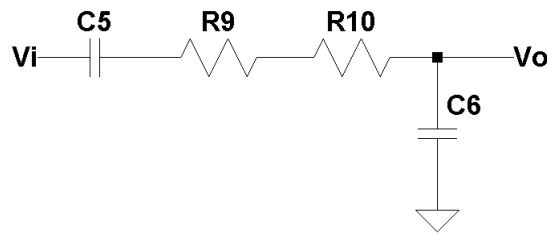


Figura 7: Circuito corregido de etapas sin diodos

Donde para obtener la función transferencia que caracteriza a esta etapa del sistema basta con realizar un divisor de tensión y luego operar algebraicamente para llegar a la expresión siguiente.

$$H_{etapa}(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{1}{s \cdot C_6}}{\frac{1}{s \cdot C_5} + \frac{1}{s \cdot C_6} + R_9 + R_{10}}$$

$$\Rightarrow C_p = C_5 // C_6 = \frac{C_5 \cdot C_6}{C_5 + C_6} \Rightarrow H_{etapa}(s) = \frac{C_5}{C_5 + C_6} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot C_p \cdot (R_1 + R_2)}$$

Por lo tanto, ahora sí se obtiene la transferencia total del sistema como el conjunto de las etapas.

$$H(s) = \frac{s \cdot R_p \cdot C_2}{1 + s \cdot C_2 \cdot R_p} \cdot \frac{1 + s \cdot (1 + \frac{R_7}{R_6}) \cdot C_3 \cdot R_6}{1 + s \cdot C_3 \cdot R_6} \cdot \frac{C_5}{C_5 + C_6} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot C_p \cdot (R_1 + R_2)}$$

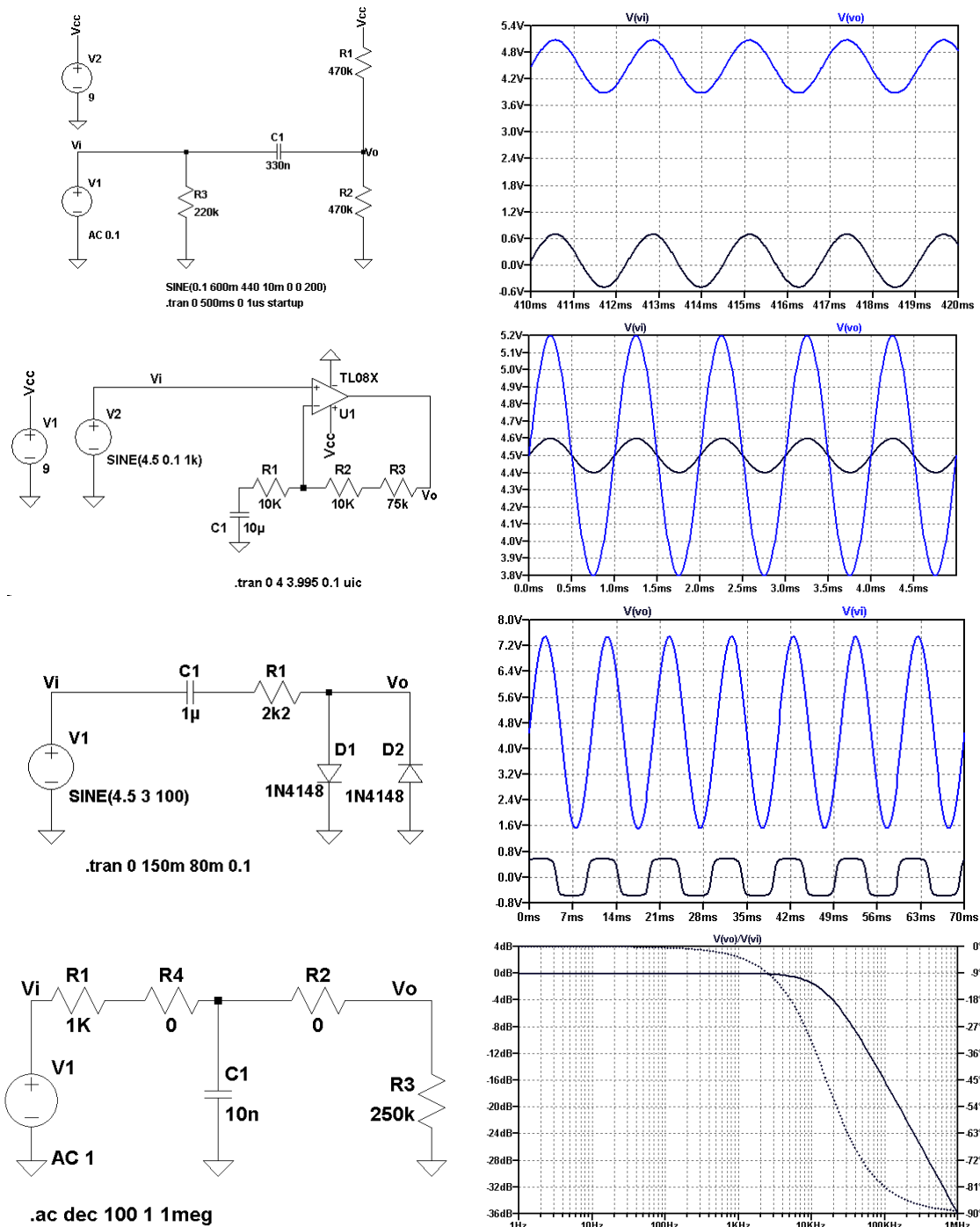
$$H(s) = \frac{\frac{s}{2\pi \cdot 2,05Hz}}{1 + \frac{s}{2\pi \cdot 2,05Hz}} \cdot \frac{1 + \frac{s}{2\pi \cdot 0,79Hz}}{1 + \frac{s}{2\pi \cdot 1,59Hz}} \cdot \frac{0,99}{1 + \frac{s}{2\pi \cdot 5,02kHz}} \quad (17)$$

Vale mencionar que este análisis no tiene en cuenta las posibles variaciones del sistema cuando se regula la distorsión y el tono con los potenciómetros agregados, puesto que bajo dichos casos se mueve la forma de la respuesta en frecuencia de la caracterización obtenida, tanto de forma vertical como horizontal. Esto se debe a que la variación de la distorsión implica modificar la ganancia de la banda pasante, y controlar el tono implica modificar la frecuencia de corte del filtro pasabajos utilizado en la última etapa. Esta regulación de ganancia y frecuencias fueron establecidas con el objetivo de permitir alcanzar un rango de operación amplio, ya que al poder elevar mucho la ganancia y modificar la frecuencia de corte, se puede ajustar según se prefiera la banda pasante, logrando un ancho de banda según se lo desea con amplitudes que pueden variar dentro de un rango grande respecto de lo que se esperaba a la salida de un instrumento. Esto último se tomo como criterio puesto que se esperaba que el resultado final fuera versátil a la hora de su manejo.

1.3. Simulación de etapas

Se simuló cada una de las etapas por separado para analizar su comportamiento, el cual puede ilustrarse de forma breve a continuación con las respuestas de dichos sistemas a una excitación. Vale aclarar, que la simulación del conjunto de las etapas es realizada en la subsección de Resultados donde se contrastan las respuestas en frecuencia de la medición y lo teórico, superponiendo tales curvas con la simulación en LTSpice habiendo empleado un montecarlo para incluir variación por tolerancia de componentes.

Figura 8: Simulación de etapas



1.4. Resultados

Análisis de rango se decidió tomar tres frecuencias diferentes para las cuales aplicar una señal senoidal en la entrada del circuito de distorsión y evaluar los valores de tensión pico a pico a partir de los cuales o bien el circuito era incapaz de saturar, o no había forma de evitar que el amplificador operacional se saturará, para de este forma, tener una noción representativa del rango de funcionamiento del dispositivo armado.

$f[Hz]$	V_{pp} donde no satura nunca	V_{pp} donde satura siempre
20	10mV	1,5V
440	20mV	1,4V
3600	25mV	1,3V

Cuadro 1: Mediciones para rango de operación

Respuesta en frecuencia: se mide la respuesta en frecuencia del circuito sin considerar los diodos, es decir, desconectándolos del mismo, puesto que el circuito dejaría de considerarse lineal y por ello no tendría sentido analizar tal respuesta en frecuencia. Desde este enfoque, se observan el bode resultante de la medición, la simulación y los cálculos teóricos, para esto último se consideraron las aproximaciones tomadas donde las etapas eran independientes unas de otras, es decir que no se cargaban entre sí y se multiplicaron para obtener una función transferencia resultante.

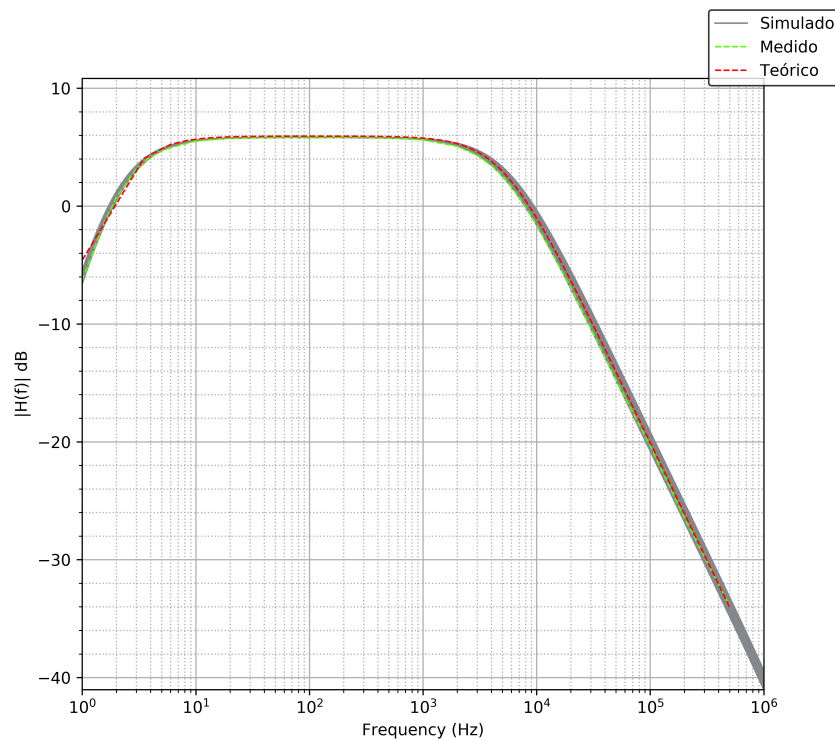


Figura 9: Diagrama de bode en módulo del pedal

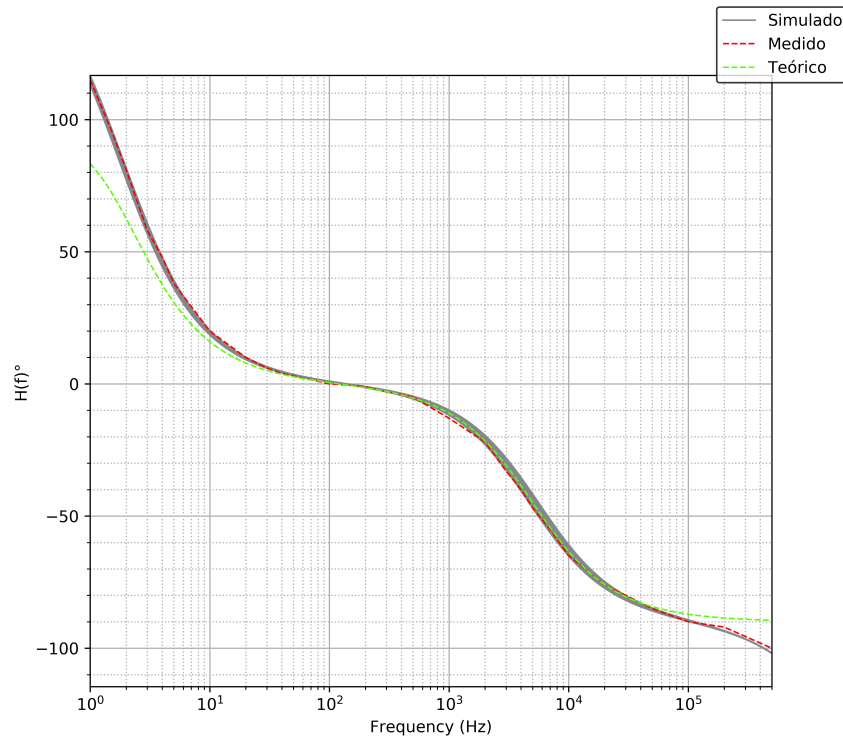


Figura 10: Diagrama de bode en fase del pedal

Es importante aclarar que para tales mediciones, simulaciones y cálculos, se consideran los potenciómetros que controlan la distorsión y el control de tonos al mínimo, pues de esta forma los efectos están minimizado, ergo, es por ello que se produce que en la respuesta en frecuencia obtenida se atenúan frecuencias que están dentro del espectro audible, puesto que si se aumentará la ganancia de la banda pasante luego se produciría una distorsión sin atenuar el espectro audible, tal y como fue consignado y diseñado.

Respuesta temporal: se utilizaron dos señales senoidales de frecuencias $f = 440Hz$ y $f = 3600Hz$, configurando dos casos distintos, donde los potenciómetros que regulan la distorsión y el tono se encontraban en su posición mínima, y luego donde se encontraban en un punto medio cualquiera donde se produjera una dada distorsión. Ante esto, se realizaron mediciones sobre cada una de las etapas del circuito para poder establecer los efectos que cada una de ellas producían sobre la señal. A continuación se presentan los resultados medidos, téngase en cuenta que en las mediciones los cuatro gráficos contienen una señal amarilla que corresponde a la entrada original y luego una verde correspondiente al resultado de cada etapa, donde el orden de los gráficos de izquierda a derecha y de arriba hacia abajo está dado como etapa de offset, etapa de amplificación, etapa de alinealidad y finalmente la etapa del filtro.

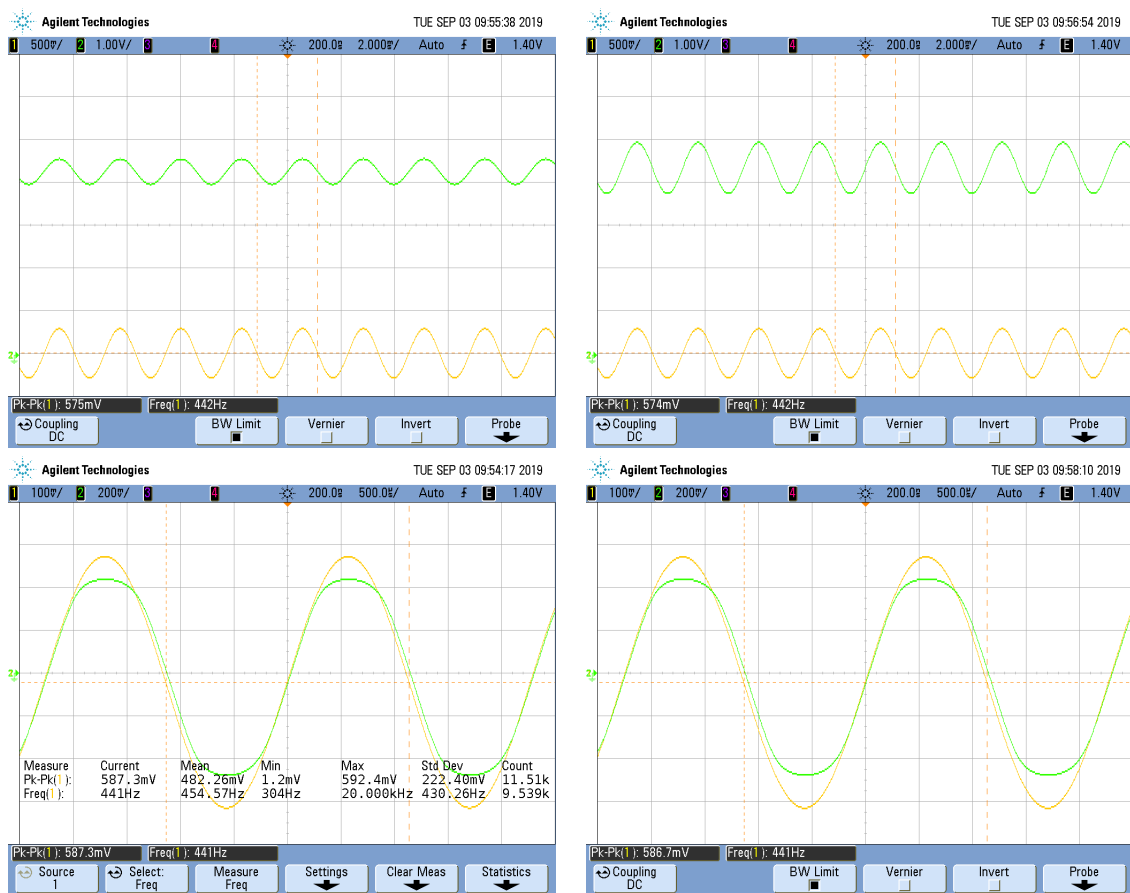


Figura 11: Casos para senoidal de 440Hz con potenciometros al mínimo

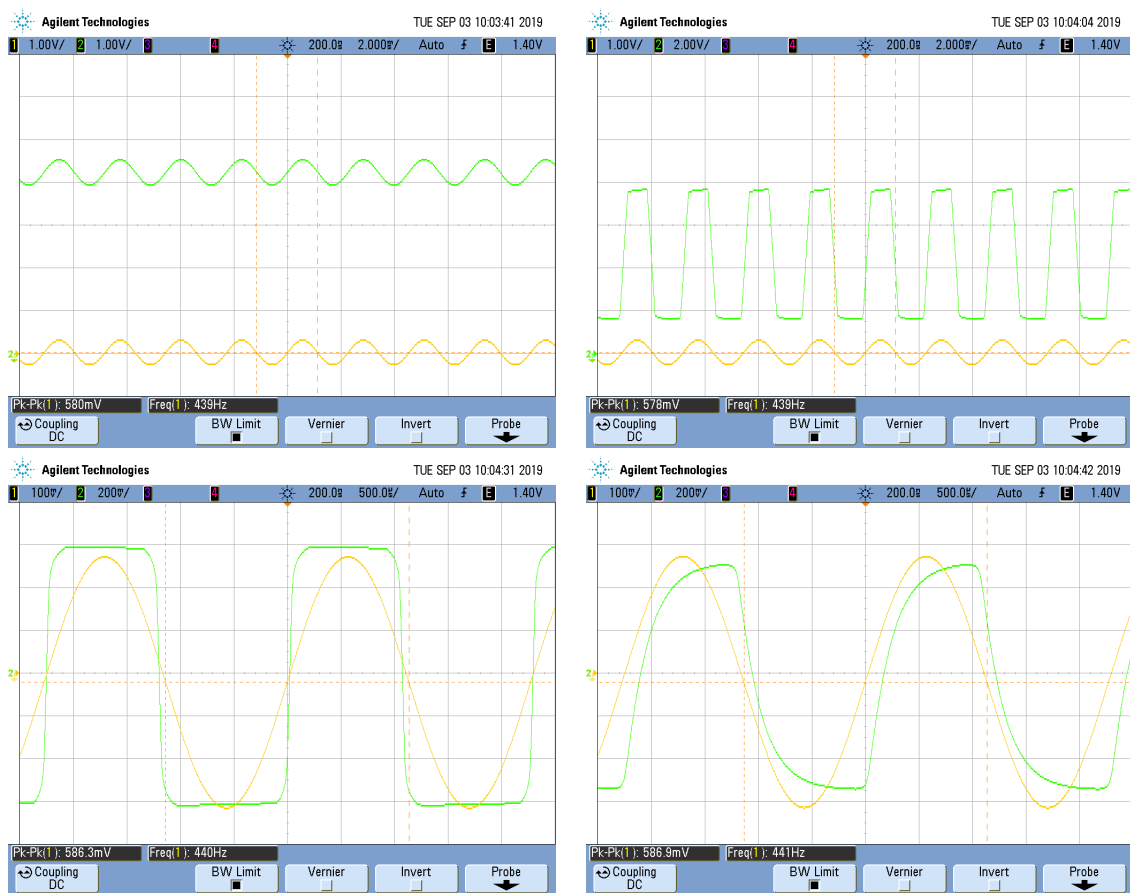


Figura 12: Casos para senoidal de 440Hz con potenciómetro en algún estado

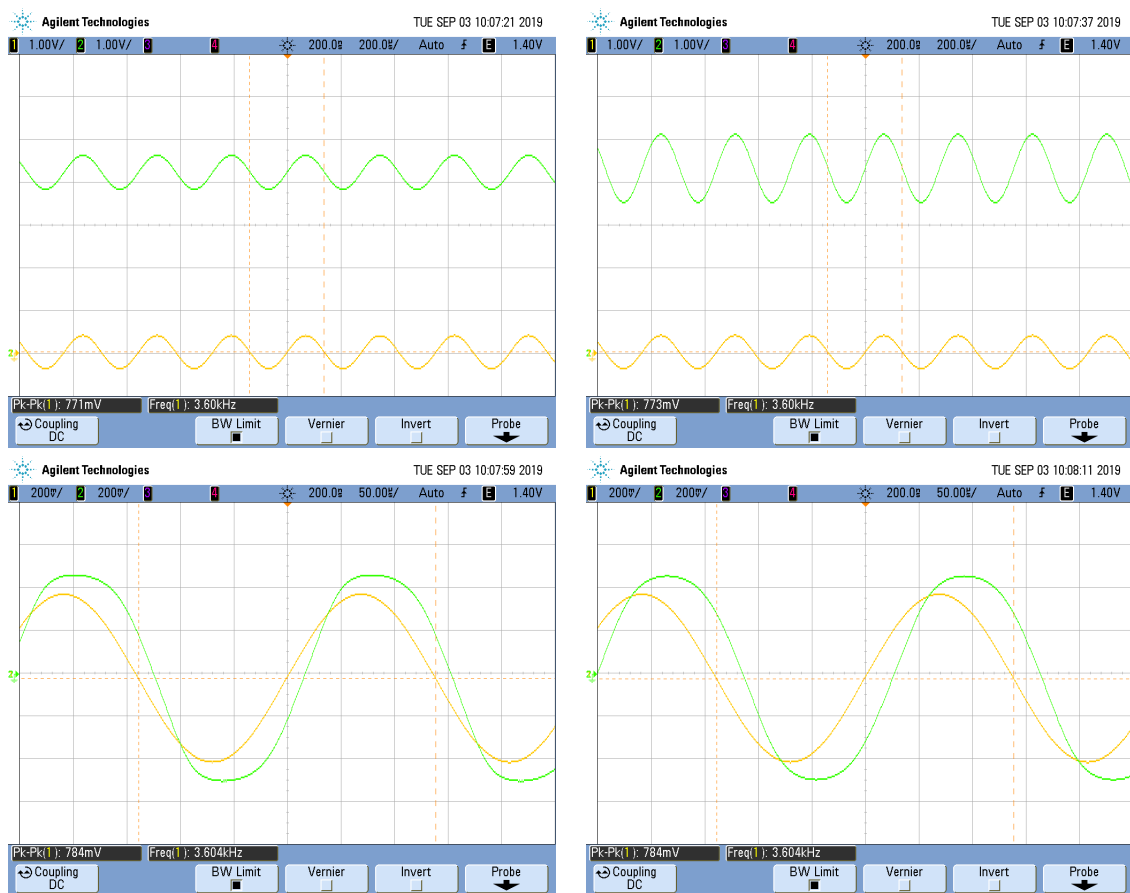


Figura 13: Casos para senoidal de 3600Hz con potenciometros al mínimo

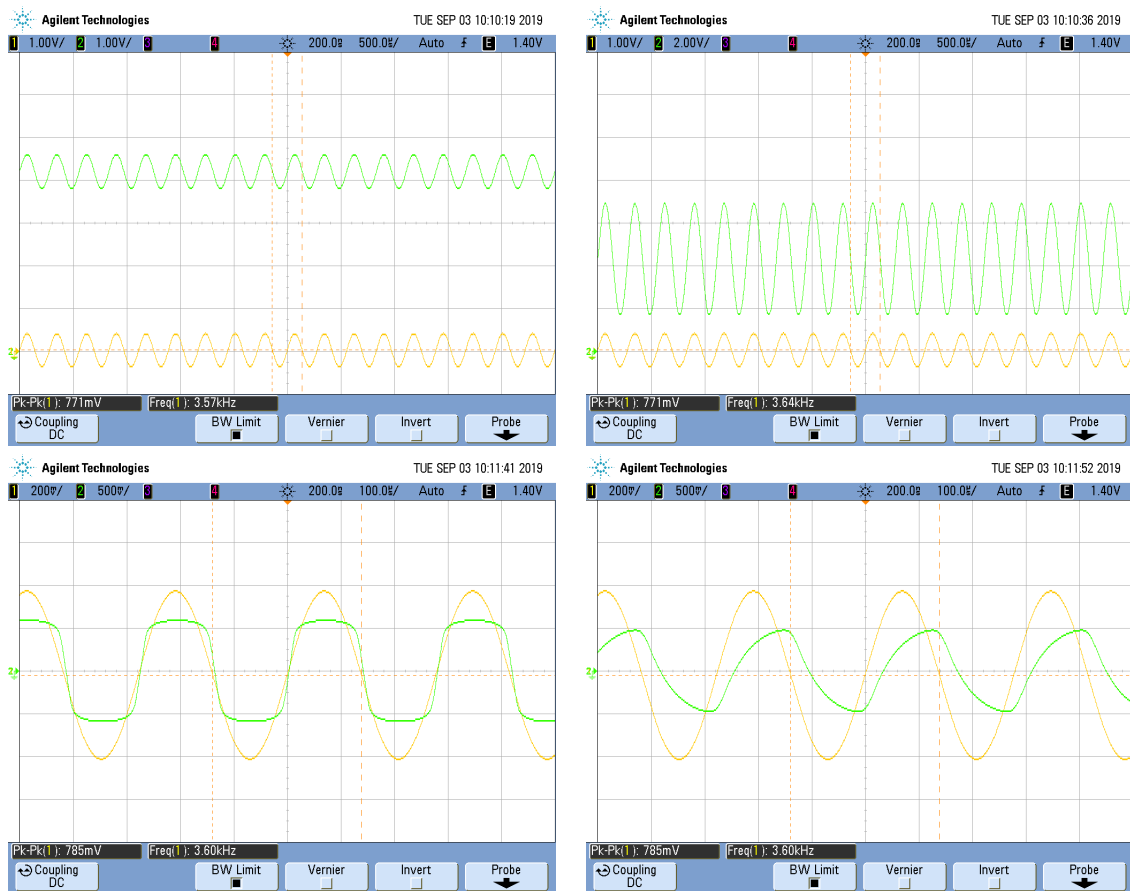


Figura 14: Casos para senoidal de 3600Hz con potenciómetros en algún estado

1.5. Implementación práctica

Esquemático: en el circuito se pueden observar cada una de las etapas ya mencionadas y analizadas en el apartado teórico de la presente sección, pero además, se incluyen consideraciones prácticas del diseño en PCB, como la conexión como buffer del amplificador operacional no utilizado para evitar que entre en un modo de oscilación que introduzca efectos no deseados al circuito, capacitor C_7 de desacople para el circuito integrador cuando se pide mucha corriente, los puntos de prueba para tener un acceso fácil y cómodo a las señales al momento de realizar mediciones con la punta de osciloscopio. Finalmente, se agrega un conector correspondiente a un switch doble con retención comunmente utilizado en los pedales de distorsión para controlar el efecto.

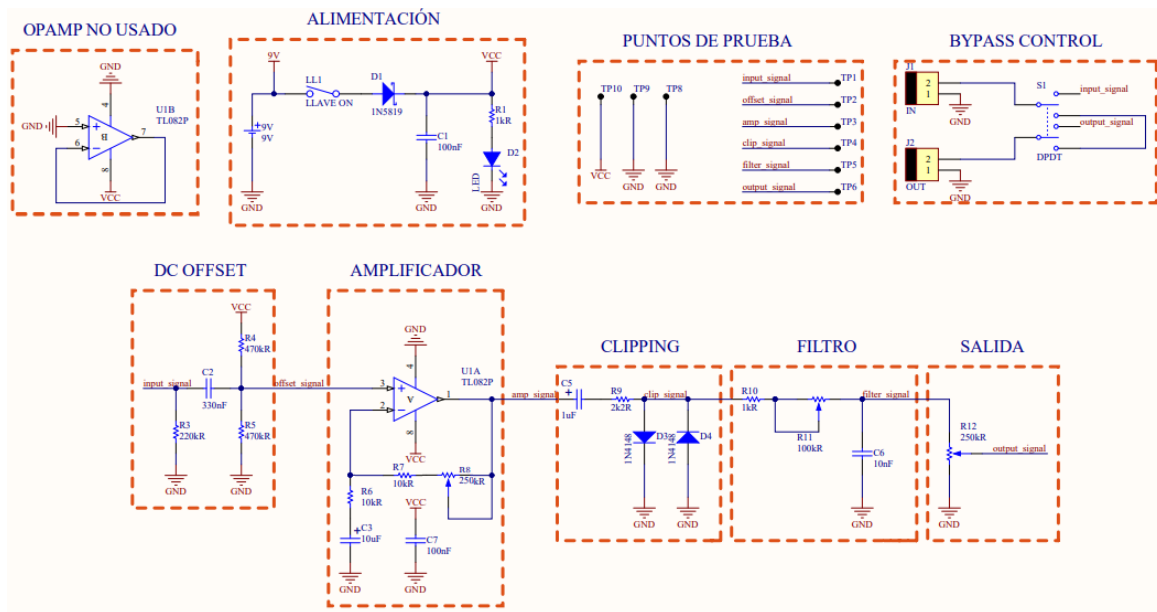


Figura 15: Esquemático del diseño en Altium

PCB: el diseño de las capas top y bottom de Altium para el PCB.

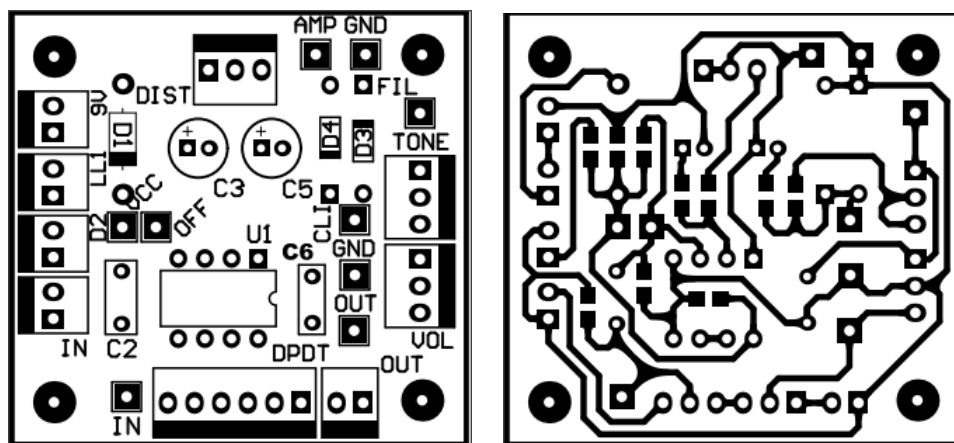


Figura 16: Diseño del PCB en Altium

Vista 3D y resultado: se presenta la visualización final en 3D del diseño del PCB en Altium, así como los resultados obtenidos en su confección pr'actica. Para esto último se decidió hacer la compra de un gabinete y montar el pedal sobre el mismo, realizando la conexión con conectores de alojamiento polarizado de la forma más prolija que se creyó posible.

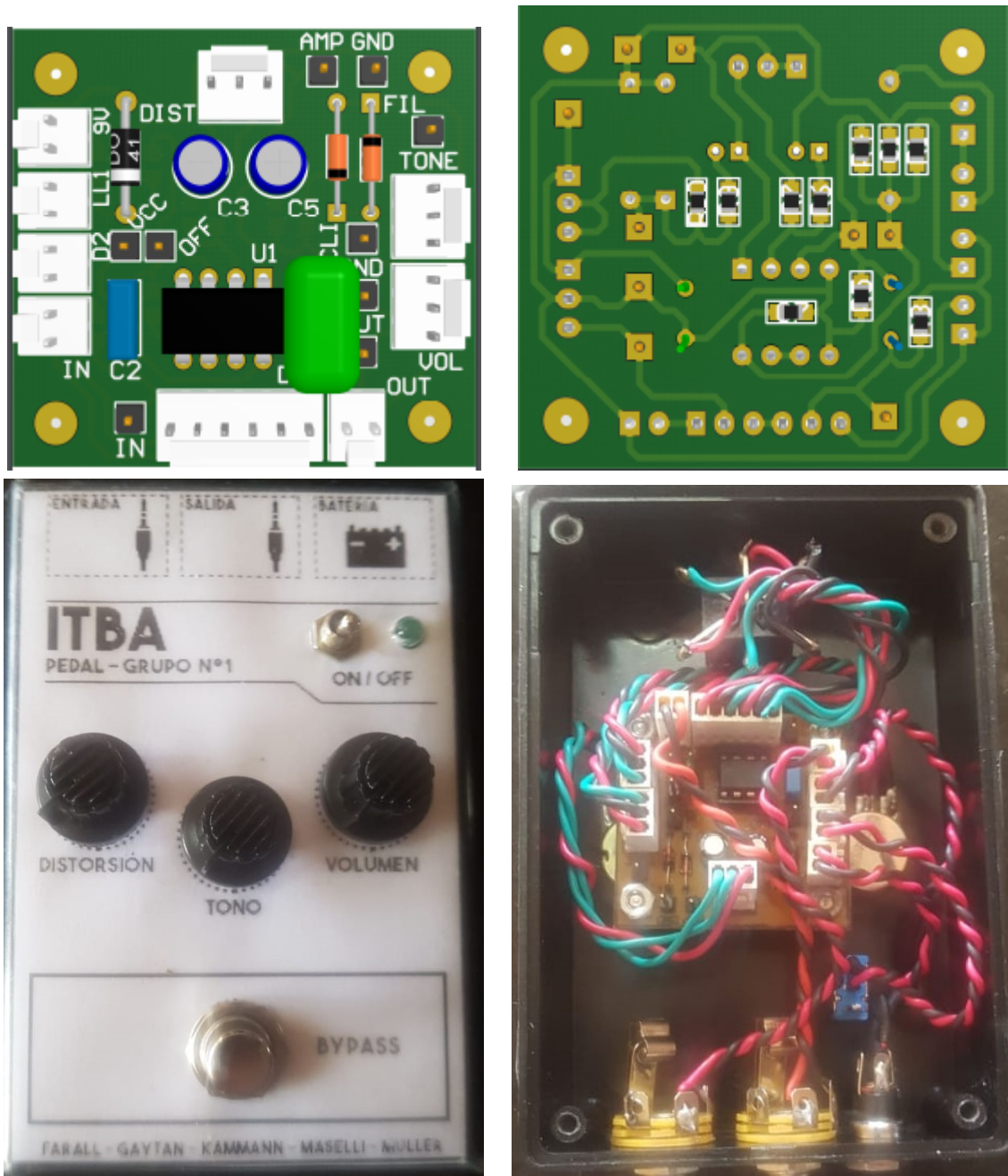


Figura 17: Vista 3D del diseño en Altium y resultados

1.6. Conclusiones

En el diseño de sistemas más complejos es necesario analizar los circuitos de una forma más simplificada enfocándose en el comportamiento aislado de etapas específicas, estudiando de forma independiente la incidencia que tienen sobre la señal y la forma en que se modelizan. Puesto que finalmente, el análisis menos simplificado servirá para imponer restricciones al circuito y lograr alcanzar las condiciones que determinan que el circuito se comporte según las leyes que dictan el análisis simplificado. Esto fue lo que se aplicó para poder analizar de una forma sencilla el circuito del pedal, dando resultados con muy poco error como se pudo observar en la sección de resultados, ya que el amplificador operacional elegido se obtuvo según un conjunto de criterios que contribuyen a la idealización de las expresiones utilizadas. No sólo esto, sino los valores de resistencias usados entre etapas para determinar cuando una cargaba a otra.