

Índice

1	Introducción	2
1.1	Modelo ideal	2
1.2	Otros modelos	3
1.3	Alimentación y saturación	3
1.4	Otros parámetros del <i>op amp</i>	4
2	Pedal de Distorsión	4
2.1	Introducción	4
2.2	Consideraciones de diseño	6
2.3	Diseño del circuito	7
2.3.1	Características del amplificador	7
2.3.2	Sección de alimentación	7
2.3.3	Sección de clipping	9
2.3.4	Sección de amplificación	10
2.4	Implementación del circuito y valores elegidos	11
2.5	Simulaciones	12
2.6	Mediciones	13
3	Sensor de Temperatura	14
3.1	Introducción	14
3.2	Análisis del LM35 y condiciones a tener en cuenta	14
3.3	Cambio de rango operacional	15
3.4	Protección del circuito a conectar	17
3.5	Calibración del sensor	18
3.6	Implementación del circuito	20
3.7	Mediciones y conclusión	20
3.8	Datasheet	21
4	Anexo	24

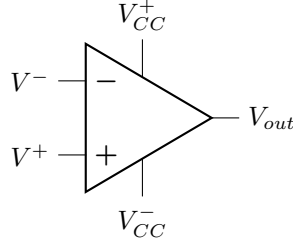


Figura 1: Amplificador operacional con entrada inversora V^- , entrada no inversora V^+ , salida V_{out} , alimentación positiva V_{CC}^+ y alimentación negativa V_{CC}^-

1 Introducción

En el presente informe se busca caracterizar el comportamiento de los amplificadores operacionales, tanto de forma analítica como empírica y con la ayuda de *software* de simulación. Se estudiará cómo su presencia afecta la respuesta en frecuencia e impedancia de entrada de varios circuitos, así como sus parámetros característicos. Por último, se diseñarán dos circuitos de aplicación que hacen uso de operacionales: un pedal de distorsión y un sensor de temperatura.

El amplificador operacional, comúnmente denominado *op amp*, es un componente activo que cumple la función de amplificar en su salida lo máximo posible la diferencia de potencial entre sus entradas positiva y negativa. Retroalimentando la salida al terminal positivo o negativo, pueden construirse circuitos que realicen operaciones matemáticas de gran utilidad como por ejemplo suma, multiplicación por una constante, derivación e integración. Otra aplicación que se puede mencionar de este componente es en diseño de filtros.

dibujito lindo de un opamp que tenga bien indicado que es cada terminal. Decir que así le vamos a decir a los terminales en todo el tp

La ecuación fundamental de un operacional ideal es:

$$V_{out} = A_0 \cdot (V^+ - V^-)$$

Como el propósito de este componente es amplificar la diferencia de potencial $V^+ - V^-$, la ganancia a circuito abierto del operacional A_0 debe ser lo más grande posible.

1.1 Modelo ideal

Si el objetivo de tener un *op amp* en un circuito es amplificar lo máximo posible la diferencia de potencial entre la entrada positiva y la negativa, entonces la primera aproximación que se puede hacer de su comportamiento es que la amplificación que se produce es infinita, es decir que $A_0 = \infty$. Para que V_{out} no diverja, surge de esta consideración que $V^- = V^+$.

Si bien en la mayoría de los casos estudiados en este trabajo este modelo no será suficiente para realizar un análisis en profundidad, puede resultar útil para tener una idea básica del comportamiento del circuito,

que en la práctica se cumplirá en un cierto rango de frecuencias (por consideraciones que se mencionarán luego).

Una consecuencia interesante de esta suposición es que si una de las entradas está conectada a tierra, en la otra entrada se replicará este potencial de referencia. De esta forma, se tendrá en el circuito lo que se conoce como tierra virtual, ya que existirá un punto que si bien no está conectado con tierra, tiene su mismo potencial.

dibujo de circuito con tierra virtual, el mas boludo de todos ya fue vieja no me importa nada aguantando el paco

Otra de las suposiciones necesarias para considerar al operacional como ideal es que no hay corriente entre V^+ y V^- , es decir, que la impedancia entre esos dos puntos es infinita. En general, esta suposición no se dejará de lado incluso cuando se admita que la diferencia de potencial no es nula, ya que el valor de esta impedancia está típicamente en el orden de los $M\Omega$.

1.2 Otros modelos

Si se quisiese mejorar el modelo anterior, la primera corrección que se podría hacer es tener en cuenta que la ganancia efectivamente no es infinita, si bien su valor suele ser considerablemente grande (típicamente alrededor de los $100dB$).

En algunos casos (por ejemplo, cuando se trabaja en frecuencias de cientos de kHz o superiores, o circuitos retroalimentados con ganancia alta), considerar a A_0 constante no llevará a resultados satisfactorios. Es más conveniente recurrir en este caso al modelo de polo dominante.

Si bien la respuesta en frecuencia de un *op amp* no presenta un único polo sino varios, en general existirá uno en particular que será el que más visiblemente altere el comportamiento del circuito. Si se quiere tener en cuenta el filtro pasabajos que impone el operacional, entonces se deberá reemplazar A_0 por $\frac{A_0}{s + \omega_p}$. En esta expresión, ω_p es la frecuencia angular del polo dominante. El valor que se puede encontrar en la hoja de datos es usualmente el del *bandwidth product*: $BWP = A_0 \cdot \omega_p$. Este parámetro permite obtener para una ganancia ideal G constante cuál será el valor de la frecuencia de corte ω'_p que imponga el operacional, ya que también se cumplirá que $G \cdot \omega'_p = BWP$.

Esto último es, sin embargo, una aproximación proveniente de asumir que el valor de A_0 es constante para todas las frecuencias, lo cual no siempre puede considerarse cierto. Esto se debe a que lo suele preocupar al fabricante de un operacional no es que este valor sea constante, si no que se mantenga lo suficientemente elevado como para que pueda considerarse infinito.

1.3 Alimentación y saturación

Como ya se mencionó, el amplificador operacional es un componente activo. Para que funcione se lo debe alimentar por V_{CC}^+ y V_{CC}^- con una tensión continua indicada en la hoja de datos del componente, que suele ser de alrededor de $\pm 15V$. En función del valor de V_{CC} , se determinará el rango de tensiones que puede tener V_{out} , fuera del cual el comportamiento del operacional deja de ser lineal. Este intervalo suele tomarse como (V_{CC}^-, V_{CC}^+) , con un cierto margen en ambos extremos (por ejemplo, si $V_{CC} = 15V$, no debería considerarse que el circuito tendrá un comportamiento lineal más allá de $12V$ o $13V$).

1.4 Otros parámetros del *op amp*

Si bien el modelo tratado hasta ahora es de gran utilidad para simplificar el comportamiento de un operacional, este componente posee también otras características que no están consideradas en el mismo, y que en ciertas circunstancias pueden afectar visiblemente la respuesta de un circuito.

Uno de ellos es el *slew rate* o velocidad de subida. Este parámetro indica la máxima $\frac{\partial V_{out}}{\partial t}$ que soporta el operacional. Si la señal que entra exige una tasa de cambio mayor que el *SR* del *op amp*, la salida estará deformada y no podrá considerarse que se cumple el comportamiento lineal del circuito. Si consideramos que V_{out} es una función senoidal de amplitud V_{max} y frecuencia f , derivando obtenemos que debemos asegurar en todo momento que se cumpla $SR > V_{max} \cdot 2\pi f$.

Otra información que proporciona el fabricante y que en algunos casos puede resultar relevante son la corriente de *bias* y la tensión de *offset*. Estos parámetros indican respectivamente la corriente que circula entre V^+ y V^- y la tensión entre ellos. Sus valores normalmente se encuentran en el orden de los *nA* y de los *mV*.

2 Pedal de Distorsión

2.1 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 "Consideraciones de diseño".

Malu acá podríamos tirar el link a la subsección mencionada que no se cómo ponerlo. Cuando leas esto please enseñame también.

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 τ 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:

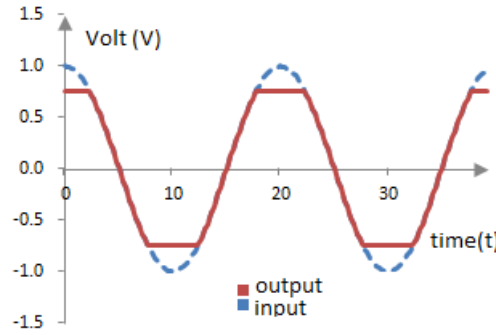


Figura 2: Ejemplo de hard-clipping

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.

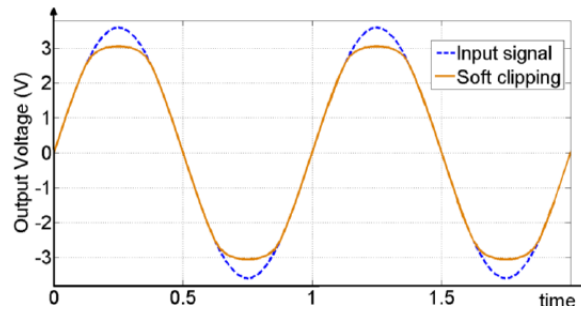


Figura 3: Ejemplo de soft-clipping

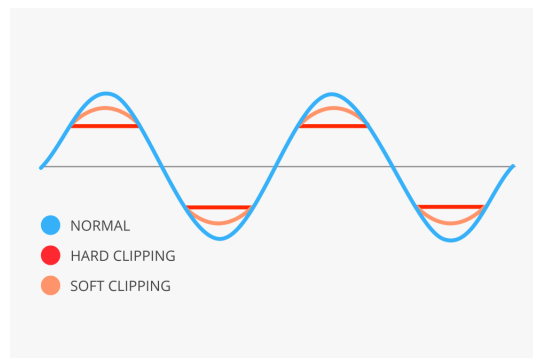


Figura 4: Soft-clipping vs. Hard-clipping

2.2 Consideraciones de diseño

Antes de comenzar con el diseño, se definen las asumpciones iniciales sobre las zcuales 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 aplicadores comerciales.

- La entrada será una señal de audio (20Hz a 20KHz) de amplitud menor o igual a 300mV pico a pico (dentro de esta categoria 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 $Z_{in} = 202K\Omega$

Zin: hay amplis con Zin mucho mas baja, tipo 44K. Nos falta hacer las cuentas que onda en ese caso, pero creo que nos jode

- La señal de entrada provendrá de una guitarra eléctrica con impedancia de salida menor a quinichimil millones de ohms.

Buscar Zout guitarras

2.3 Diseño del circuito

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

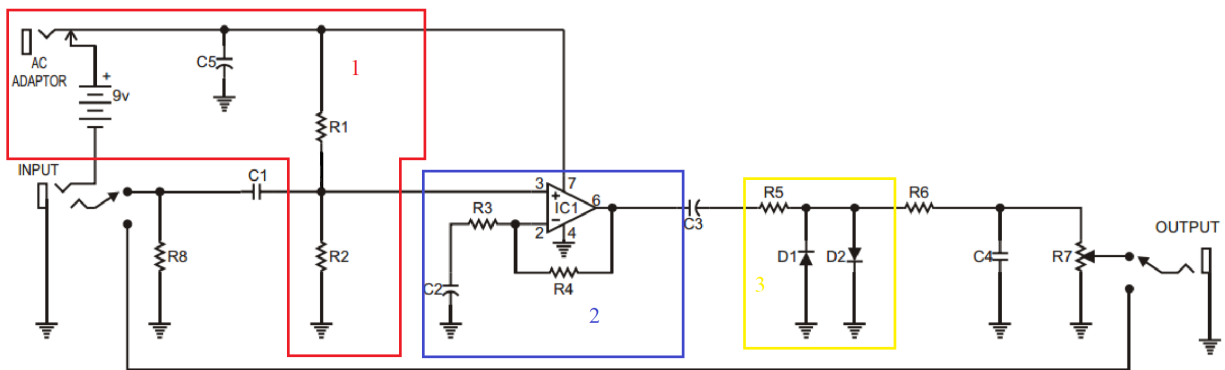


Figura 5: Circuito de distorsión de clipping a implementar para el pedal de guitarra.

Este circuito cuenta 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.

2.3.1 Características del amplificador

2.3.2 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:

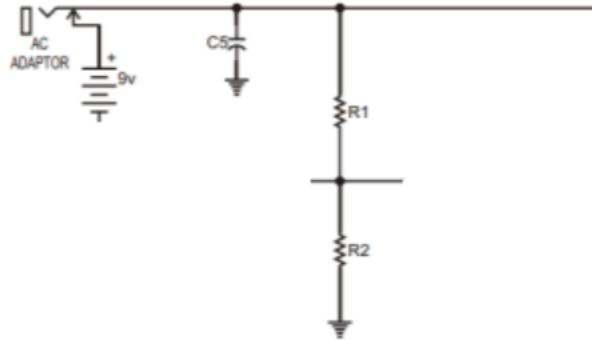


Figura 6: Esquemático sección de alimentación

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 (anexo). Una fuente de ruido es

Otra causa de ripple para la fuente de continua se dará en aquellos casos en los que el opamp demande corriente abruptamente, en cuyo caso, 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 $1\mu F$).

explicar un poquito mejor esto de las corrientes porque no es a prueba de dummies (no aprobó la prueba "Tommy entender")

describir mínimamente ac->dc y como genera ripple y poner en el anexo, y poner una fuente de ruido si amerita.

2.3.3 Sección de clipping

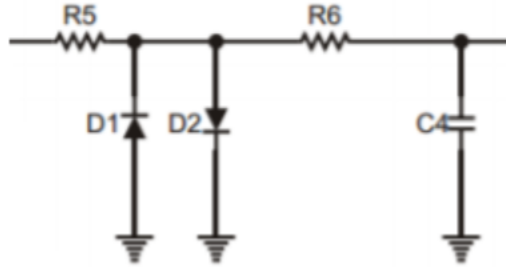


Figura 7: Esquemático sección de clipping

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 $T = 0.6V$.

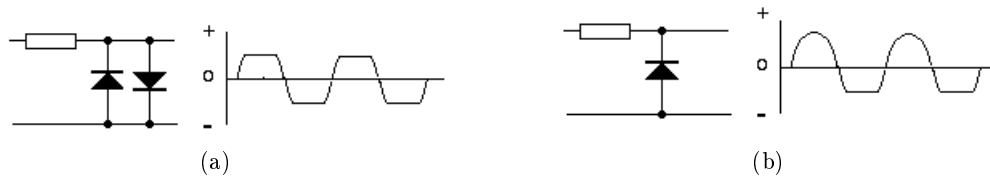


Figura 8: Dos tipos de clipping con diodos: simétrico (8a) y asimétrico (8b)

2.3.4 Sección de amplificación

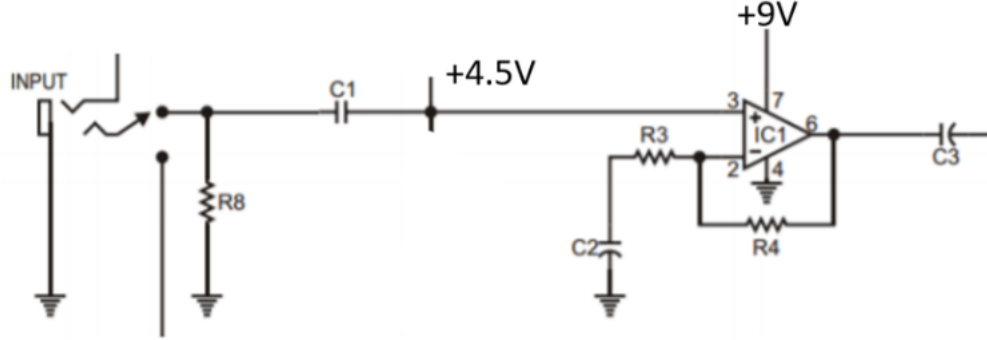


Figura 9: Esquemático sección de amplificación

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 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 que se le suma. Dado que se quiere que este capacitor afecte lo minimo posible a cualquier frecuencia que no sea continua, se eligió un valor alto de capacidad: $1\mu F$. En el peor de los casos, tiene un impedancia no despreciable (800Ω a $20Hz$), pero para XXXXXXXXXXXXXXX

Redaccion

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 amplificador:

$$H_{amp}(s) = \frac{V_B}{V_A} = 1 + \frac{R_4}{R_3 + R_9 + X_{C_2}} \quad (2)$$

en donde se consideró ideal al amplificador. Para continua, $X_{C_2} = \frac{1}{sC_2} = \infty \Rightarrow |H_{amp}(0)| = 1$, por lo tanto no se amplifica. Para alterna, idealmente $X_{C_2} \ll R_3 + R_9$, entonces:

$$|H_{amp}(s)| \approx 1 + \frac{R_4}{R_3 + R_9} \quad (3)$$

donde se ve que la transferencia queda determinada por R_4 , R_3 y R_9 y es independiente de la frecuencia entrante (ver figura 10).

Sin embargo, este resultado viene de asumir un modelo de amplificador ideal en el cual no se considera el slew rate (SR), o maxima 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

escribir deducción transferencia y mandar al anexo. esta bien considerarlo ideal en todos los casos en los que trabajamos? analizar BWP

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

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

$$\Rightarrow 24.1KHz \geq f$$

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. La función del potenciómetro R_9 es permitirle al usuario tener control sobre el nivel de distorsión variando la ganancia, pero sin permitirle aumentarla tanto que el amplificador sature.

agregar referencia a donde expliquemos que mas amplificación implica mas distorsión

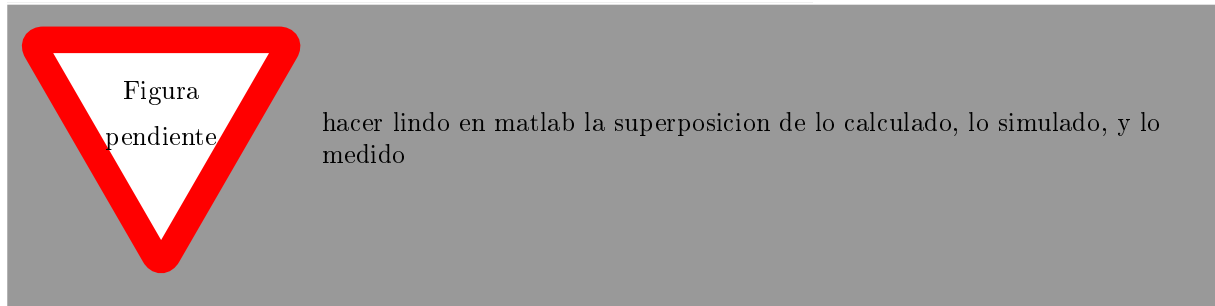
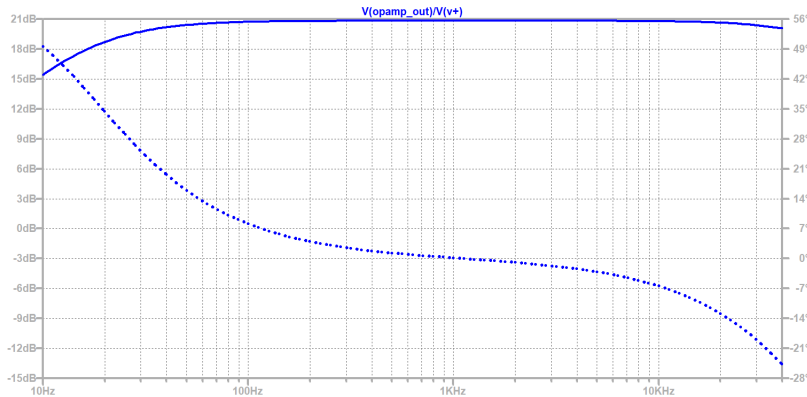


Figura 10: Transferencia del amplificador

2.4 Implementación del circuito y valores elegidos

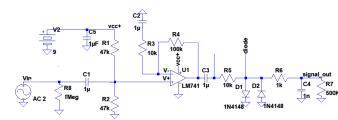


Figura 11: Circuito Final con valores

2.5 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 que 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 realizara 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.

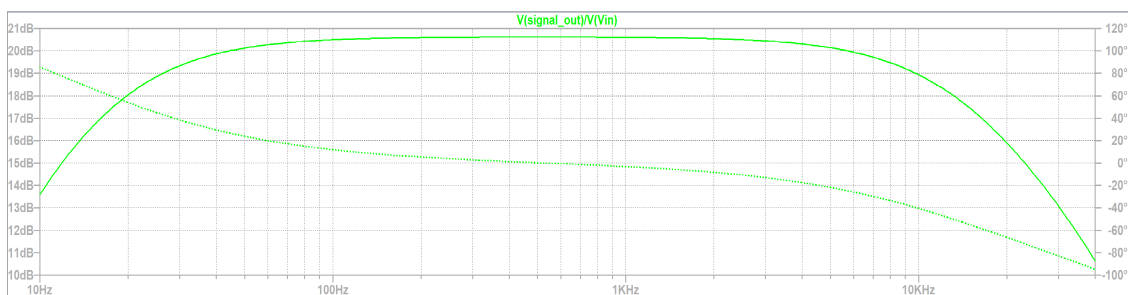


Figura 12: Bode simulado para la salida del circuito

Se hace notar que la fase permanece aproximadamente constante 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:

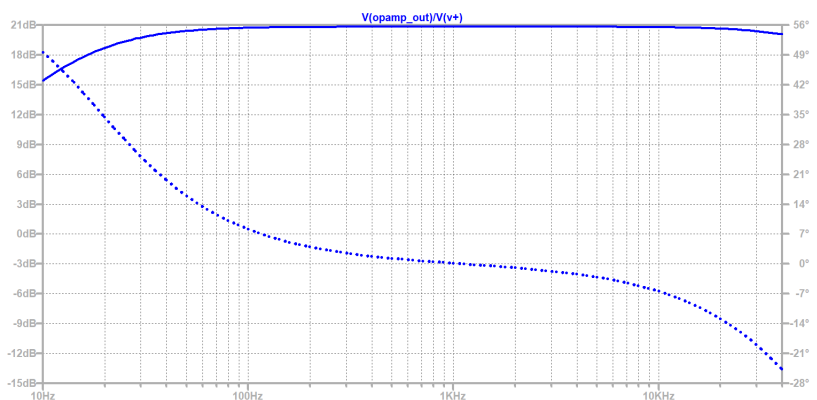


Figura 13: Bode simulado para la salida del opamp

2.6 Mediciones

Los datos a partir de los cuales se construyó el siguiente bode pueden encontrarse en el anexo.

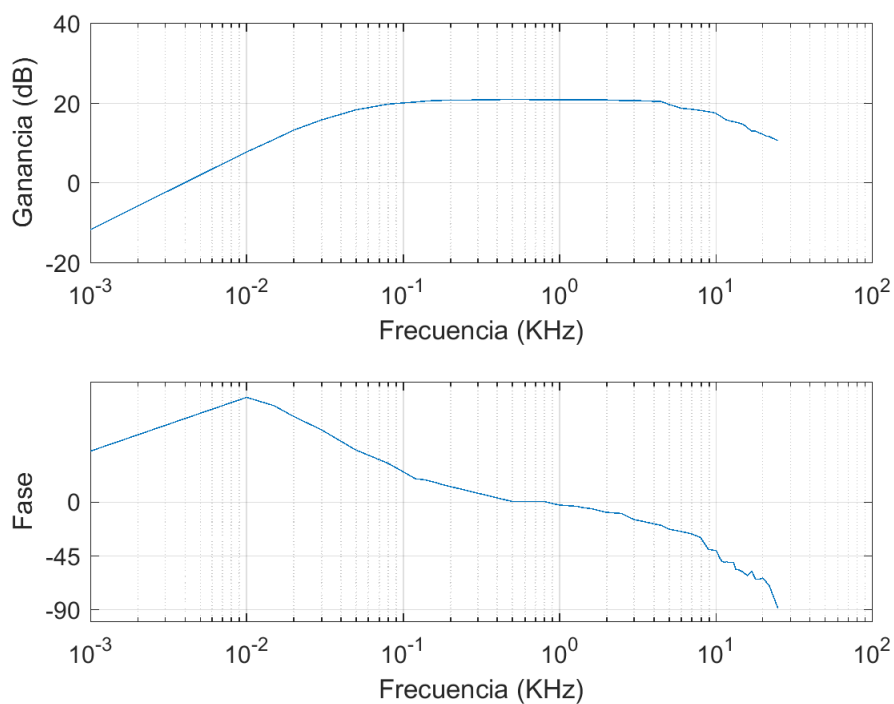


Figura 14: Bode medido

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.

Sin embargo, se puede observar que el desfase no resulta ser la constante aproximada que se había mencionado en las simulaciones, por lo que hay una distorsión en fase no deseada.

3 Sensor de Temperatura

3.1 Introducción

Se implementará un sensor de temperatura utilizando el circuito integrado LM35, un circuito integrado cuya tensión de salida varía linealmente con la temperatura.

Según la datasheet del integrado mencionado anteriormente del fabricante Texas Instruments "LM35 Precision Centigrade Temperature Sensors", con última revisión en diciembre de 2017, el integrado ofrece un rango de medición asegurada de entre -55°C y 150°C , con una variación de $10\text{mV}/^{\circ}\text{C}$, siendo el 0°C correspondiente a 0V.

Se busca implementar a partir de estos valores, un sensor de temperatura capaz de medir con máxima excursión entre 35°C y 45°C , con 0V correspondiendo a 35°C y 5V a 45°C .

A partir del circuito se podrá utilizar un conversor analógico-digital para lograr manipular la información de temperatura como se requiera.

Se tuvo como prioridad minimizar la cantidad de componentes utilizados, garantizar la confiabilidad y precisión de los valores que el circuito devuelva. Se tuvo en cuenta la protección del circuito receptor de la señal, haciendo que la señal de salida no sobrepase el intervalo $[-1;6]$ volts.

3.2 Análisis del LM35 y condiciones a tener en cuenta

Según la datasheet mencionada anteriormente, deben mencionarse ciertas consideraciones a tener en cuenta:

- El error máximo del LM35 para medir temperatura es de 0.5°C , por lo que el circuito derivado a partir de él no podrá asegurar un error menor a este mismo.
- La tensión de alimentación para el LM35 será de entre -0.2 V y 35 V como valores máximos, 4V y 30 V como valores típicos.
- La máxima temperatura de juntura es 150°C , la cual no se contradice con el rango de valores elegidos para el circuito implementado. La máxima temperatura de juntura es la máxima temperatura que la juntura del semiconductor interno puede tolerar manteniendo al LM35 en estado operativo.
- La corriente de entrada del LM35 será baja, de $60\mu\text{A}$ máximo.
- La corriente de salida del LM35 tomará un valor máximo de 10mA.

- El LM35 tiene una impedancia de salida baja, de 0.1Ω .

Es importante hacer notar que una baja impedancia de salida se corresponde con un circuito emisor de señal como es el caso de un sensor de temperatura. Esto es así porque si la señal emitida en tensión deberá ser recibida por otro circuito que interpretará o modificará la señal recibida, y si la impedancia de entrada del circuito receptor fuera más baja que la de salida del emisor, entonces siendo z_1 la impedancia de salida del emisor y z_2 la impedancia de entrada del receptor, basándonos en el teorema de Thevenin, se realiza un divisor de tensión: $V_o = \frac{z_2}{z_1 + z_2} V_i$

Donde V_i es la tensión de entrada y V_o la de salida. Si se asume que la potencia se mantiene constante en el traspaso entre los dos circuitos, se aprecia de aquí que si $|z_1| \ll |z_2|$ y $1 \ll |z_2|$, entonces $\frac{z_2}{z_1 + z_2} \approx 1$, con lo cual la tensión de salida del circuito emisor original sería equivalente a la tensión de entrada del circuito receptor, por lo que la señal sería recibida correctamente en valor.

Es por esto que se intentará obtener una impedancia de entrada de nuestro circuito adaptador mucho mayor a la impedancia de salida de 0.1Ω del LM35.

3.3 Cambio de rango operacional

El comportamiento del LM35 puede ser representado matemáticamente con una transformación lineal de grados celsius a tensión en volts

TL_{35} : $c \in [-55; 150] \rightarrow v \in [-0.55; 1.5] / TL_{35}(c) = 0.01 \cdot c$. El circuito a implementar pretende utilizar una transformación lineal

TL_{cambio} : $v_1 \in [0.35; 0.45] \rightarrow v_2 \in [0; 5]$ de forma tal que $TL_{cambio}(TL_{35}(c)) = TL_{sensor}(c)$ donde $TL_{sensor} : c \in [0.35; 0.45] \rightarrow v_2 \in [0; 5]$ será la transformación total del circuito.

Así, se deberá resolver el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\begin{cases} 0 = m \cdot 0.35 + b \\ 5 = m \cdot 0.45 + b \end{cases} \quad (4)$$

Que tiene como solución $m=50 \cap b = -17.5$.

Para realizar la transformación lineal sobre la salida del LM35, se decidió utilizar un opamp con realimentación negativa, dispuesto de la siguiente manera:

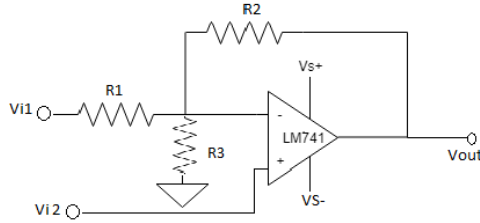


Figura 15: Cambio de rango operacional en circuito

El cual se resolverá por superposición (suponemos que el opamp está operando en su zona lineal) para mostrar que efectivamente realiza la transformación requerida:

- Pasivamos la fuente Vi1, dejando un no inversor:

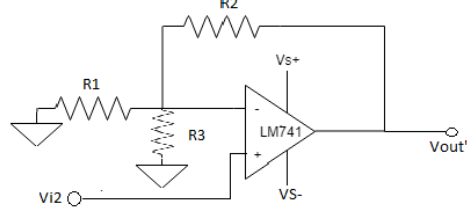


Figura 16: Vi1 pasivada

$$\text{Entonces } V_{out}' = \left(1 + \frac{R2(R1+R3)}{R1R3}\right) \cdot Vi2$$

- Pasivamos la fuente Vi2, dejando un inversor:

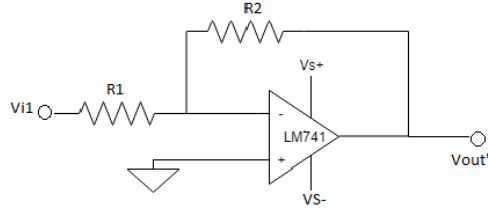


Figura 17: Vi2 pasivada

$$\text{Entonces } V_{out}'' = -\frac{R2}{R1} \cdot Vi1$$

- Obtenemos la salida como la superposición de los dos estados calculados anteriormente:

$$V_{out} = V_{out}' + V_{out}'' = \left(1 + \frac{R2(R1+R3)}{R1R3}\right) \cdot Vi2 - \frac{R2}{R1} \cdot Vi1$$

Si Vi1 es una entrada continua positiva de valor Vs+ y Vi2 es la salida del LM35, entonces, para cumplir tanto con $y = mx + b$ como con la solución al sistema de ecuaciones mencionada anteriormente:

$$\begin{cases} 50 = 1 + \frac{R2(R1+R3)}{R1R3} \\ -17,5 = -\frac{R2}{R1} \cdot V_{s+} \end{cases} \quad (5)$$

Por lo que si Vs+ es la alimentación del LM35 y, dado que el mismo se podrá alimentar con cualquier valor de tensión que caiga en el rango recomendado de entre 4V y 30V, si se elige $V_{s+} = 7V$,

El sistema queda definido como:

$$\begin{cases} R2 = \frac{35 R1}{2 V_{S+}} = \frac{5 \cdot R1}{2} \\ R3 = \frac{5 R1}{14 V_{S+} - 5} = \frac{5 \cdot R1}{93} \end{cases} \quad (6)$$

3.4 Protección del circuito a conectar

Dado que el nuevo sensor a implementar será utilizado para alguna aplicación en concreto, deberá ser conectado a un segundo circuito "receptor" que utilice la información de la temperatura actual, por ejemplo un conversor analógico-digital. Es por esta razón que se prohibirán tensiones de salida que puedan resultar peligrosas para el receptor. Se garantiza que la salida, por ende, no será superior a 6V ni inferior a -1V.

Para lograr lo anterior, se utilizará un diodo Zener, que hará clipping asimétrico a la señal de salida (ver pedal de distorsión o ej5 para mayor información sobre clipping).

Los diodos Zener suelen usarse para protección de circuitos y pueden ser representados por su curva característica:

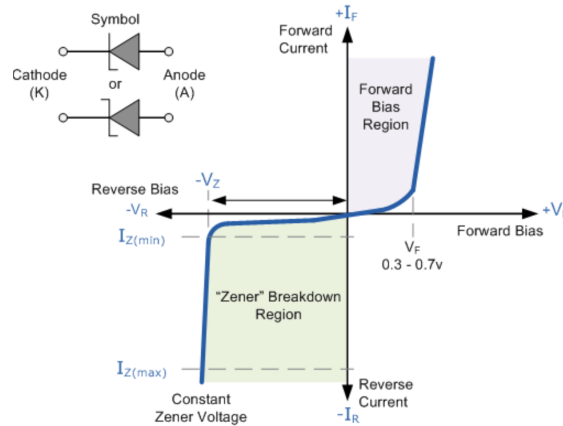


Figura 18: Curva característica del diodo Zener

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_z , la demanda de corriente por parte del diodo aumentará exponencialmente. Es aquí cuando recordamos una de las condiciones de la subsección Análisis del LM35 y condiciones a tener en cuenta: La corriente de salida del LM35 tomará un valor máximo de 10mA. Esto deberá ser tenido en cuenta cuando se presente la implementación final del circuito, junto con la salida de corriente máxima del opamp a utilizar para la transformación lineal.

De esta manera, se buscará que los valores de V_f y V_z sean tales que la demanda de corriente sea tan alta luego de los mismos que la tensión de salida no pueda estos valores para que se logre suplir. De esta manera, se muestra gráficamente la tensión de salida en función de la tensión de entrada:

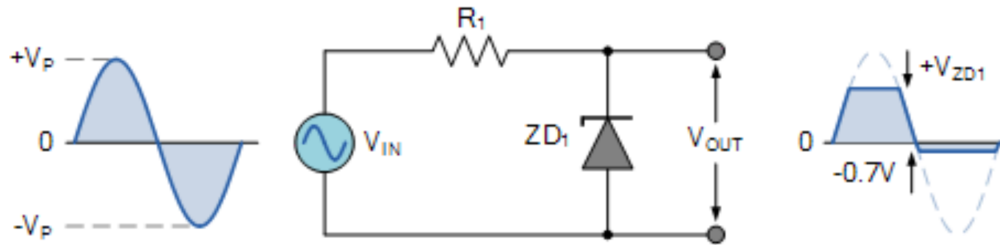


Figura 19: Efecto del diodo Zener sobre la entrada

Así es como se observa que $V_f = -0.7V$ y $V_z \approx 6V$. Cabe destacar que el valor de V_z es aproximado a $6V$ porque el valor no podrá ser excedido en absoluto como restricción de protección, por lo que $V_z < 6V$. Se elige un valor $V_z = 5.6V$.

3.5 Calibración del sensor

Debido al uso de fuentes no ideales y a los requerimientos de corriente de los opamps que generan ripple para la fuente, la tensión V_{s+} de alimentación para el LM35 no necesariamente administrará el valor fijo de tensión antes designado de $7V$, sino que será un valor cercano al anterior, y por lo tanto la relación entre resistencias mencionadas en la subsección Cambio de rango operacional que se elija previamente a la implementación no será exacta.

Además, se sabe que los valores de resistencia nominales no necesariamente coinciden con los valores de resistencias reales de los componentes a la hora de realizar el circuito, y caerán dentro de un cierto rango centrado en su valor nominal definido por su tolerancia.

Es por esto que los valores de resistencias que se elijan de antemano no convergerán precisamente al offset y a la escala requeridas previamente (valores de m y b). De aquí que es necesario un proceso de calibración del sensor para su correcto funcionamiento.

El proceso de calibración, por ende, requerirá de ajustar los valores de resistencia de la subsección Cambio de rango operacional.

Se observa que no se podrá ajustar los valores de offset y de escalamiento independientemente uno del otro, ya que si bien R_3 solo participa del escalamiento, tanto R_2 como R_1 afectan al offset como así también al escalamiento, por lo que no se podrá alterar a R_2 sin alterar al offset.

Es por esta razón que el método de calibración será necesariamente iterativo. Se obtiene así un método iterativo que converja al resultado esperado con el grado de error de calibración que requiera la persona que realice el ajuste.

Para lograr el calibrado y hacer R_2 y R_3 variables dentro de cierto rango, R_2 y R_3 ahora quedarán expresadas como la combinación de un potenciómetro y un valor fijo de resistencia en serie, de la siguiente manera:

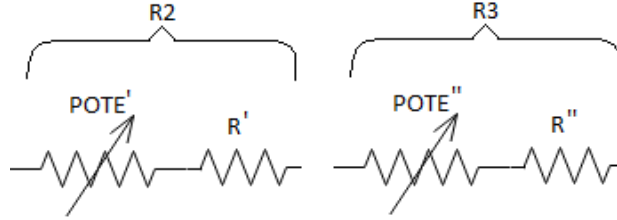


Figura 20: Expresión de $R2$ y $R3$ como combinación de potenciómetros en serie con resistencias fijas.

Una fuente externa se utilizará para calibrar el circuito, que simulará el input por parte del LM35. Se elige una fuente externa y no el LM35 para tener un rango de tensiones con el operar en vez de un único valor acorde a la temperatura actual determinada por el sensor. La señal a utilizar puede ser cualquiera que permita ajustar tanto la escala como la tensión de offset, pero se elige una rampa para la calibrar por su sencillez a la hora de determinar valor medio, amplitud y desplazamiento vertical.

Método de calibración:

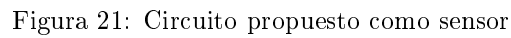
Se conecta la salida del circuito a un osciloscopio. Se posiciona al switch de calibración en aquella posición que permite imponer una señal distinta a la del LM35 para calibrar. La fuente deberá generar una rampa (sawtooth signal) con duty cycle del 100%, con LoLevel de 350mV y HiLevel de 450 mV. La frecuencia de esta señal deberá ser baja, eligiéndose a comodidad en un valor del orden de los 100 Hz. Se mide con el osciloscopio la señal de entrada, ajustando el trigger a comodidad.

El método de calibración propuesto buscará lograr una suerte de cuasi-independencia entre $R2$ y $R3$. Se tratará a $R2$ como la resistencia que maneja al offset y $R3$ como la que manejará al escalamiento. Para el caso en el cual no se pueda seguir recurriendo a $R2$ para modificar al offset (es decir, el preset de $R2$ ha llegado a su límite), se podrá utilizar a $R3$ para acomodar a la señal.

Se seguirán los siguientes pasos:

1. En el osciloscopio, se ajustará la escala vertical para lograr que se logren visualizar correctamente las dos señales. Tener en cuenta que la señal de salida estará finalmente situada entre los 0V y los 5V, por lo que si se tiene que ajustar la escala en cualquier momento de la calibración, se deberá hacerlo.
2. Se utilizará la base temporal del osciloscopio: La rampa de entrada y de salida se posicionarán de forma tal que las señales se corten en el extremo derecho de la pantalla y tengan su continuación en el extremo izquierdo de la pantalla sin saltos. Puesto de otra forma, se busca que el intervalo temporal del display de la señal sea un múltiplo natural del período de la señal.
3. Se pondrá en display el average de la señal usando las opciones de Quick Measure del osciloscopio.
4. Se modificará $R2$ (ajustando el preset) de manera tal que el valor medio o average de la señal de salida sea de 2.5V. En el caso en que esto sea imposible porque se ha llegado al límite del preset, se podrá utilizar $R3$ para lograr que el valor medio o average de la señal de salida sea de 2.5V.
5. Se modificará $R3$ (ajustando el preset) de manera tal que o el extremo inferior de la señal de salida termine en 0V o el extremo superior termine en 5V. Si no se puede seguir modificando a $R3$ porque se ha llegado al límite del preset, se da por terminado el paso.

- ### 3.6 Implementación del circuito



3.7 Mediciones y conclusión

20

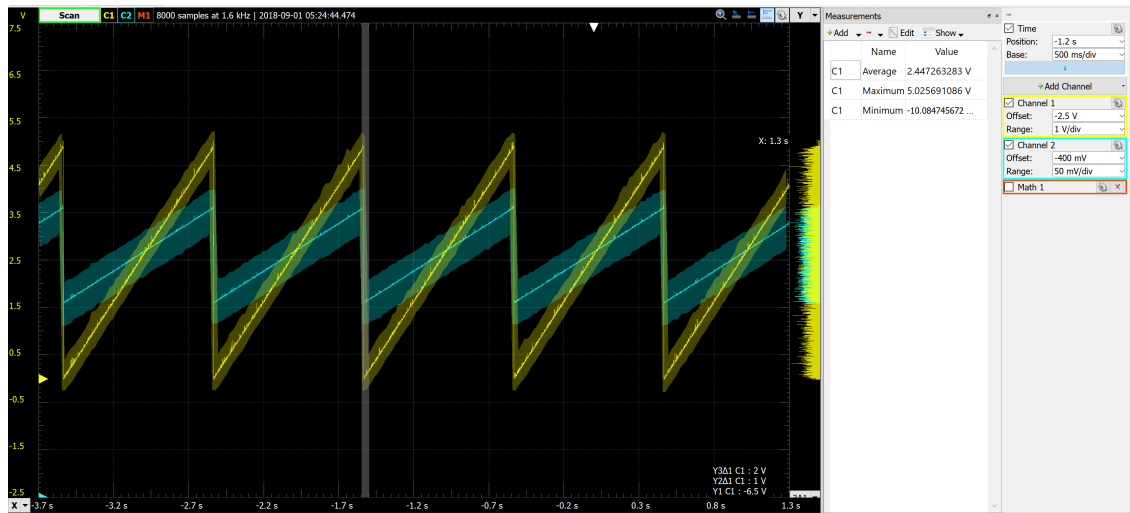


Figura 22: Circuito calibrado. CH2:Entrada del circuito con la rampa de calibracion. CH1: Salida del circuito calibrado.

De esta manera, se demuestra que el escalamiento $y = 50 * x - 17.5$ se cumple con el circuito obtenido y el método de calibración es adecuado.

Se procedió a medir la temperatura con un tester del paníol y el LM35 con el osciloscopio y se verificó que las salidas coincidían.

Las ventajas del circuito implementado son predominantes en su bajo coste, ya que se utilizan pocas resistencias y un sólo integrado, en detrimento de la falta de independencia entre los presets y el factor que ajustan a la hora de calibrar.

3.8 Datasheet

Se proporciona una datasheet del nuevo sensor con los datos más importantes. Esta datasheet fue basada en la datasheet del LM35 de Texas Instruments mencionada anteriormente:

3 Description

4.3 Electrical Characteristics

<u>PARAMETER</u>	<u>TEST CONDITIONS</u>	<u>MIN</u>	<u>MAX</u>	<u>Average</u>	<u>UNIT</u>
Accuracy	T in [35;45]		<u>0.7</u>		°C
Sensor gain (average slope)	T in [35;45]			0.5	V/°C

4 Anexo