

UNIVERSIDAD COMPLUTENSE DE MADRID

FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS

DEPARTAMENTO DE EMFTEL



TRABAJO DE FIN DE GRADO

Código TFG: ETE23

**Estudio teórico y experimental de modificadores de onda y
filtros multimodo analógicos.**

**Wave modifiers and analog multimode filters. Theoretical
and experimental study.**

Supervisor: Germán González Díaz.

Luis Gómez Gálvez.

Grado en Física

Curso académico 2020-2021

Convocatoria Junio

Resumen:

Actualmente, la electrónica digital ha tomado por completo la delantera a la analógica en prácticamente todos los ámbitos. No obstante, en el audio sigue teniendo un papel muy relevante, y para ciertas aplicaciones, superior al que tiene la electrónica digital. Pese a que los avances en grabación digital han dejado atrás problemas como la falta de calidad por la baja frecuencia de muestreo, habiéndose superado la capacidad del oído humano medio [1], y por lo tanto dejando atrás el mito de que la grabación analógica tenía más calidad que la digital. La discusión sigue presente cuando dejamos de un lado la calidad, o fidelidad, del sonido, y nos fijamos su 'timbre'. Es decir, el conjunto de armónicos que acompañan a la nota fundamental y le aportan al instrumento un sonido característico

Este TFG está motivado por un afán de entendimiento de la electrónica que se esconde tras los sintetizadores clásicos de los años 80 y cuyos sonidos marcaron un antes y un después. El trabajo de Serge Tcherepnin [2], Don Buchla [3] o Robert Moog [4], entre otros, marcaron ese punto de inflexión en la producción musical y a día de hoy, pese a los avances en el software de audio, sus instrumentos siguen siendo un paradigma, aparentemente, imposible de alcanzar con medios digitales.

Abstract:

In this day and age digital electronics have taken the complete forefront over analog in almost all fields. Nonetheless in audio, analog still has a highly relevant role and is superior to digital electronics for specific applications. Despite the fact that progress in digital recording has left behind problems such as the lack of quality due to low frequency sampling, overcoming the capacity of the average human hearing [1], thus leaving behind the myth that analog recording had a higher quality than digital. The debate is still present when we leave aside the quality or loyalty of sound and focus on the 'timbre'. In other words the harmonic group that goes with the fundamental note and gives each instrument it's particular sound.

This final research project is motivated by a desire to understand the electronics behind the synthesizers of the eighties whose sounds marked a before and after. The work of Serge Tcherepnin [3], Don Buchla [4] or Robert Moog [5] among others mark this point of inflection in musical production that to this day, in spite of the advances on audio software, the instruments are a paradigm seemingly impossible to reach digitally.

Índice:

Introducción.	4
Estructura.	4
Bloque 1. Requerimientos y selección de los circuitos.....	4
Requerimientos del modulo.	4
Sección de generación de armónicos.	5
Sección de filtrado de señal.....	6
Bloque 2. Estudio e implementación de los circuitos.....	7
Estudio del 'WaveFolder' y selección de componentes.	7
Diodo en corte 7	
Diodo en polarización directa..... 8	
Selección de componentes y simulaciones en PSPICE 8	
Estudio del filtro y selección de componentes..... 10	
Circuito integrador..... 11	
Circuito sumador de tensión 11	
Filtro de variable de estado. 11	
Selección de componentes y simulaciones en PSPICE 12	
implementación de control por tensión en el wavefolder..... 15	
Implementación del control por tensión en el filtro 15	
Bloque 3. Proceso de diseño de la PCB 17	
Adaptación de las entradas y salidas de señal. 17	
Consideración de alimentación. 17	
Asignación de 'footprints.' 18	
Generación de BOM y NETLIST..... 18	
Diseño del circuito impreso..... 19	
Bloque 4. Medidas experimentales 19	
'Wavefolder': Medidas experimentales. 20	
Filtro de variable de estado: Medidas experimentales 20	
Conclusiones:..... 21	
Bibliografía..... 22	

Introducción.

Este trabajo busca dar una visión del procedimiento llevado a cabo a la hora de realizar el diseño y fabricación de un módulo de modificación y filtrado de señales del rango audible. Este proceso, comienza estableciendo las necesidades en base a las que vamos a seleccionar los circuitos que integran nuestro sistema. Una vez seleccionados, hemos de comprender como se comportan estos y cómo podemos adaptarlos a nuestras necesidades. Realizaremos las simulaciones necesarias en *Orcad PSpice* para comprobar que todo tiene el comportamiento adecuado y finalmente pasaremos a implementarlo en una placa de circuito impreso. Para facilitar la integración del sistema que estamos diseñando con otros dispositivos de audio, este va a estar ceñido a los estándares de voltaje de 'Euro rack' [5], tanto para la señal de audio a procesar como para los posibles controles por tensión que implementemos en nuestro sistema y la alimentación de los circuitos.

Estructura.

El trabajo está estructurado en 4 bloques.

- En el bloque 1 se discuten las características que buscamos de nuestro sistema y se realiza la selección de los circuitos que vamos a emplear.

- En el bloque 2 se realiza un estudio de estos circuitos y se caracterizan para nuestras necesidades específicas. Además, se realizan las simulaciones necesarias para comprobar que la teoría corresponde con los resultados esperados.

- En el bloque 3 se realiza la implementación sobre la placa de circuito impreso y se discuten las consideraciones necesarias para esto.

- En el bloque 4 se estudian los resultados medidos experimentalmente en nuestro sistema y se comparan con las simulaciones realizadas en PSPICE.

Bloque 1. Requerimientos y selección de los circuitos

Requerimientos del modulo.

La principal ventaja del audio analógico sobre el digital radica en la calidez que aportan esta clase de circuitos. El carácter ligeramente impredecible de los componentes, debido a resistencias, inductancias y capacidades parasitas, las desviaciones de la idealidad y factores como la saturación de señal nos ofrecen un sonido con características difíciles de obtener con medios digitales.

Para poder estudiar estas características, nuestro circuito tiene que ser capaz de realizar dos tareas. La primera, generar armónicos de una forma predecible a partir de una señal sinusoidal pura. La segunda, tomar este conjunto de frecuencias y, mediante un sistema de filtrado de señal, aislar el conjunto de frecuencias que queremos emplear en nuestro sonido. En este último paso será de vital importancia el factor de calidad Q , definido por la relación entre la frecuencia central y el ancho de banda [6].

Asimismo, para hacer nuestro modulo más versátil, implementaremos entradas de control por tensión para modular tanto los armónicos que generamos, como la frecuencia de corte del filtro y el factor de calidad.

Finalmente, como ultimo requerimiento, vamos a realizar el diseño lo más disgregado posible. Así, si uno de los submódulos contiene algún error que impida el correcto funcionamiento del circuito, no afectará a los demás.

Sección de generación de armónicos.

El primer bloque funcional de nuestro sistema es el generador de armónicos. Este, ha de producir una señal rica en armónicos a partir de una sinusoidal, la forma más trivial de obtener este resultado es saturando la señal en un circuito de amplificación. De esta forma, sobrepasando el límite de amplitud del amplificador podemos conformar una onda sinusoidal en una señal similar a un pulso. Esta técnica de modificación de onda se comenzó a usar en la década de 1950 saturando los amplificadores a válvulas de las guitarras eléctricas [7]. No obstante, ese efecto se produce a raíz de sobrepasar los límites de nuestro circuito y no por un diseño enfocado a este fin.

Para nuestro caso de estudio, vamos a trabajar con los denominados 'wavefolders'. Este circuito es un tipo de amplificador no lineal muy popular en la síntesis estilo 'west coast' de la década de 1960 [8], caracterizada por las modulaciones en el timbre. El 'wavefolder', a diferencia de una distorsión 'clásica' por saturación, en la que una vez alcanzado el nivel de saturación la señal se mantiene a una tensión constante, invierte la señal que supera ese límite [9]. En la figura 1 [10] puede verse el efecto de ambas distorsiones sobre una señal sinusoidal.

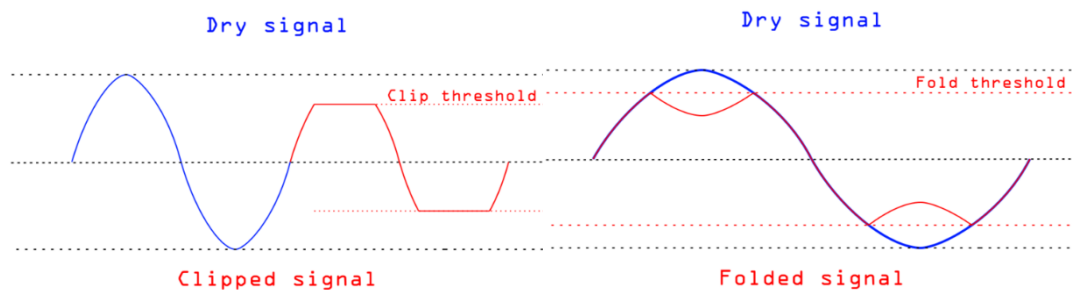


Ilustración 1: señal saturada(izq) y señal doblada(dcha) [10]

Dentro de los circuitos de 'folding', o doblado de señal, hay tres líneas de diseño que destacan.

- El 'Buchla 259 timbre circuit' diseñado para el 'Buchla 200 synthesizer'. Este, está compuesto por un conjunto de amplificadores operacionales dispuestos en paralelo y cuyas señales se mezclan posteriormente en un sumador de tensión. Cada uno de estos operacionales conforma una unidad de 'folding' [11].

- El 'Wavefolder' de Lockhart, basado en un diseño con transistores BJT NPN y PNP. Este, a diferencia del diseño de Don Buchla, tiene una topología en la que las sucesivas etapas de folding se añaden en serie [9].

- El 'Wavefolder' de Serge, cuyo funcionamiento se basa en un amplificador operacional cuya ganancia se varía entre ± 1 mediante un sistema de diodos. Este, al igual que el modelo de Serge, se dispone en serie para realizar dobles sucesivos a una señal [9].

Para el diseño de nuestro modulo nos vamos a basar en este último. En la figura 2, puede verse el esquema y la función de transferencia de la unidad más básica de folding.

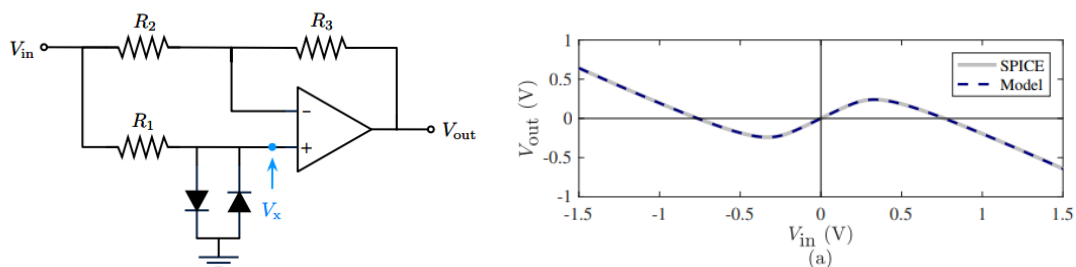


Ilustración 2: Serge wavefolder single cell (izq), función de transferencia del wavefolder (dcha) [9]

Sección de filtrado de señal.

A diferencia de los 'Wavefolder', donde la variedad de circuitos es muy reducida, el abanico de posibilidades que tenemos a la hora de seleccionar la topología del filtro es muy amplio. No obstante, no podemos pararnos a estudiar cada uno por separado, por lo que estableceremos nuestras necesidades y en función a ellas elegiremos en filtro que mejor se adapte. Los objetivos principales de la sección de filtrado de señal son:

- No atenuar la señal.
- Filtro paso bajo, paso banda y paso alto de 12db/oct o 40db/década.
- Salidas LP, BP y HP simultaneas.
- Frecuencia de corte ajustable dentro del rango audible.
- Factor de calidad Q grande y con posibilidad de ajuste.
- Posibilidad de implementar control por tensión en la frecuencia de corte y el factor Q.

En vista de los dos primeros criterios, hemos de ceñirnos a filtros activos bicuadráticos. Además, la condición de tener simultáneamente las 3 salidas elimina la posibilidad de usar el popular Sallen Key o el filtro de realimentación múltiple (*multiple feedback*). Finalmente, si queremos tener un filtro lo más preciso posible y con la posibilidad de llegar a valores altos Q, hemos de decantarnos por un filtro de variable de estado.

El filtro de variable de estado, pese a tener una topología más compleja, nos permite ajustar todos los parámetros, ganancia, factor de calidad y frecuencia de corte, de forma independiente. Además, puede tomarse la señal de las tres salidas de forma simultánea. No obstante, estas ventajas rivalizan con la complejidad del filtro, ya que este está compuesto de 3 etapas independientes, y con el hecho de que las salidas LP y HP tengan un desfase de 90° [12].

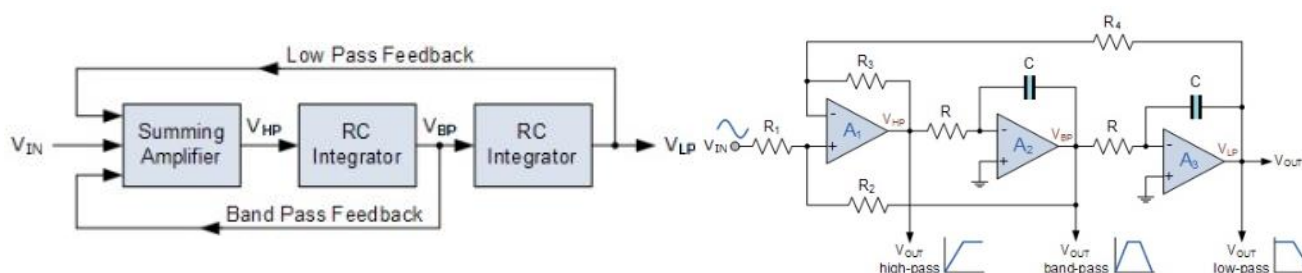


Ilustración 3: Diagrama de bloque del filtro de variable de estado (izq), Esquema del filtro de variable de estado (dcha) [29]

Aunque ya se discutirá el funcionamiento detallado en el siguiente bloque, podemos disgregar el filtro en tres bloques funcionales, véase ilustración 3, dos circuitos integradores y uno sumador. Los dos integradores actúan como filtros paso bajo de primer orden, que al disponerse en serie, conforman un filtro paso bajo de segundo orden. Además, la salida de 1º y 2º orden son realimentadas al circuito sumador junto con la señal sin modificar.

Pese a no ser de un uso tan generalizado como la topología Sallen Key, este filtro ha sido implementado en gran cantidad de sintetizadores. Un ejemplo, es el circuito propuesto por Ray Wilson [13], fundador de 'Music From Outer Space' [14] en el libro 'Make: Analog synthesizers' [15]. En este, se plantea un diseño mas simple al omitir la implementación del filtro paso alto, pero que incluye control por tensión de la frecuencia mediante amplificadores operacionales de

transconductancia, concretamente con el LM13700. Además, este tipo de filtro ha sido incluido en sintetizadores comerciales como el 'Oberheim SEM' [16].

Bloque 2. Estudio e implementación de los circuitos.

Estudio del 'WaveFolder' y selección de componentes.

Para estudiar el funcionamiento de una celda unidad de 'folding', como la mostrada en la ilustración 4, vamos a realizar dos suposiciones. La primera, es que el diodo se comporta idealmente, es decir, que no tiene corriente en polarización inversa y que en polarización directa se comporta como una fuente de tensión V_d constante. La segunda, es que nuestro amplificador operacional se comporta de forma ideal, es decir que no fluye corriente por sus entradas. Con estas dos suposiciones es relativamente sencillo entender el funcionamiento de wavefolder.

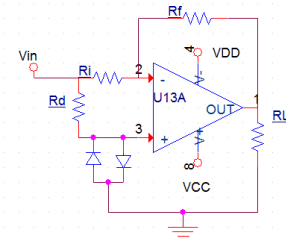


Ilustración 4: unidad de folding

Vamos a dividir el estudio del circuito de la ilustración 4 en dos partes, según el estado de polarización de los diodos.

- Diodo en corte.
- Diodo en polarización directa.

Diodo en corte

En esta situación, la tensión aplicada al diodo es menor a la necesaria para que se polarice en directa y por lo tanto el diodo se comporta como un circuito abierto. Si suponemos el comportamiento del diodo ideal, podemos emplear el circuito equivalente de la ilustración 5.

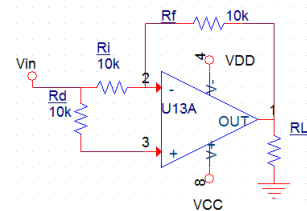


Ilustración 5: Circuito equivalente 1

Asimismo, si suponemos que el amplificador operacional se comporta idealmente, se añade la condición de que la corriente que fluye en las entradas V_+ y V_- es nula. Al no haber corriente fluyendo a través de ninguna de las resistencias, no hay caída de tensión en estas y por lo tanto el circuito se comporta como el seguidor de tensión de la ilustración 6.

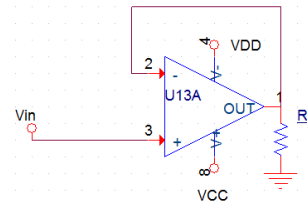


Ilustración 6: Circuito seguidor de tensión.

Recordemos que un amplificador operacional ideal configurado como seguidor de tensión tiene ganancia 1 e impedancia de entrada infinita [12]. Por lo tanto, mientras el diodo se encuentre en situación de corte, tenemos un amplificador no inversor de ganancia 1, cuya función de transferencia es:

$$V_{out} = V_{in}$$

Diodo en polarización directa.

Cuando la tensión aplicada al diodo, a través de la señal V_{in} , que pasa por R_d , es lo suficientemente grande como para polarizar uno de los dos diodos en directa, podemos sustituir al diodo polarizado en directa por una fuente de tensión V_d , y al polarizado en inversa por un circuito abierto. De esta forma, podemos representar nuestro circuito con el equivalente de la ilustración 7, donde el valor de V_d , se obtendrá más adelante al seleccionar las resistencias que vamos a emplear, pero cualitativamente podemos aproximarlo $V_d = 0.6V$ [17].

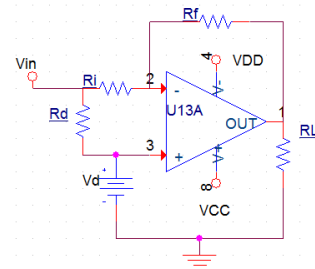


Ilustración 7: Circuito equivalente 2.

Al tratarse de un circuito lineal, podemos emplear el principio de superposición para resolverlo. Dicho principio, establece que la tensión entre dos nodos de un circuito eléctrico se puede obtener como la suma de las tensiones generadas por cada una de las fuentes de voltaje independientes. Para calcular las tensiones generadas por cada una de las fuentes, se conserva solo aquella que está siendo estudiada y las demás se sustituyen por su impedancia equivalente [18]. apoyándonos en la resolución por superposición que se realiza en la asignatura ‘*Electrónica Analógica y Digital*’ [19] podemos expresar la tensión de salida en función de las entradas V_+ y V_- según:

$$V_{out} = \left(\frac{R_f}{R_i} + 1\right) V_+ - \left(\frac{R_f}{R_i}\right) V_-$$

Donde la tensión V_+ en la entrada no inversora del amplificador es la caída de tensión en el diodo, aproximadamente 0.6V. Consecuentemente, si ponemos varios diodos en serie podemos variar el offset y el punto de inflexión de la función de transferencia.

Selección de componentes y simulaciones en PSPICE

Ahora que entendemos el funcionamiento del wavefolder, podemos caracterizarlo en función de nuestras necesidades y realizar las simulaciones necesarias en PSPICE para comprobar que todo funciona como es debido.

Recordemos, que hemos dividido el comportamiento del circuito en dos regiones, una que actúa como seguidor de tensión y otra como amplificador diferencial. Para que la ganancia en ambas regiones sea igual a la unidad, tomamos $R_i = R_f = 10k\Omega$. Además, la resistencia R_d sirve para regular la corriente que fluye a través del diodo y por lo tanto la diferencia de potencial entre sus bornes. Si analizamos el conjunto resistencia diodo de la Ilustración 8 para una resistencia de $R_d = 10k\Omega$, vemos que para valores de bajos de tensión, tendemos a 0,6V.

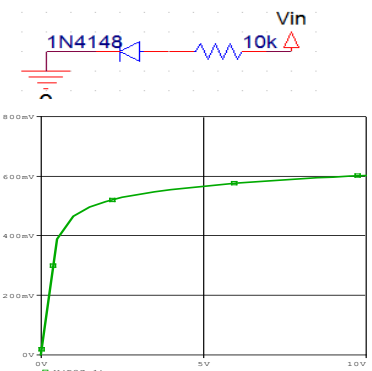


Ilustración 8: Arriba: Circuito diodo y resistencia en serie. Abajo: Análisis DC (1-8V)

Sabiendo la diferencia de tensión en nuestro diodo, podemos pasar a comparar el comportamiento ideal del circuito con la respuesta del modelo PSPICE. Para ello, simulamos los tres circuitos de las ilustraciones 4, 6 y 7, asignando a la fuente de tensión un voltaje igual al que proporciona el diodo y medimos la tensión de salida del amplificador operacional. En la ilustración 9, podemos ver la función de transferencia de los dos circuitos equivalentes y la simulación del circuito real.

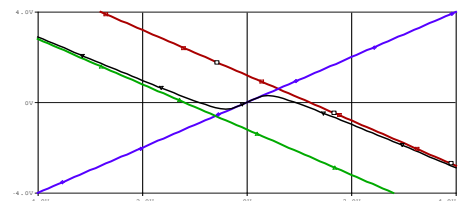


Ilustración 9: simulación de los circuitos equivalentes y una unidad de ‘folding’. Trazo azul: circuito seguidor de tensión. Trazo verde y rojo: amplificador y fuente de tensión. Trazo rojo: Unidad de ‘folding’

A lo largo de todo el proyecto, vamos a emplear la serie de amplificadores operacionales TL07x. Estos operacionales, fabricado por 'Texas Instrument' tienen una entrada con transistores FET y por lo tanto una impedancia de entrada muy elevada, del orden de $10^{12}\Omega$. Además, están diseñados como amplificadores de bajo ruido y su producto ganancia-ancho de banda es de 5.2Mhz con una ganancia de 125db [20]. Por lo que nos permitirá amplificar sin ningún problema señales del rango audible y minimizar el ruido en la señal de salida.

Conocido el funcionamiento de una unidad de folding, comenzamos a implementar el circuito generador de armónicos. Para aumentar la versatilidad del módulo, vamos a realizar dos subgrupos de 'folding', cada uno de ellos constituido por dos unidades. De esta forma, mediante cables externos, podremos encadenar hasta 4 unidades de folding. En la ilustración 10 puede verse el circuito completo del 'wavefolder' que hemos empleado para realizar las simulaciones. Como puede observarse en el esquema, hemos dispuesto dos o tres diodos en serie en cada unidad de 'folding', de esta forma aumentamos el offset generado y el punto de inflexión.

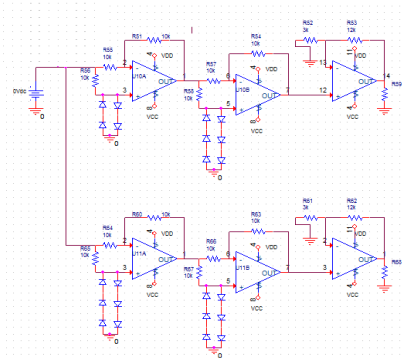


Ilustración 10 circuito completo de 'wavefolding' empleado en las simulaciones

Si realizamos las simulaciones y medimos la tensión en los bornes de cada una de las etapas de 'folding', obtenemos las funciones de transferencia de la ilustración 11. En ellas, podemos ver la diferencia entre las unidades de 'folding' con 2 o 3 diodos, los trazos amarillo y azul corresponden al 'Wavefolder' con dos diodos, y los trazos verde y rojo a la que tiene tres diodos. Como se ha comentado previamente, al variar el número de diodos, variamos el punto de inflexión de la función de transferencia y el offset generado por los diodos. Así, la etapa de con dos diodos cambia de polaridad en 1V y 3.5V, aproximadamente, y la de tres en 1.5V y 4.5V.

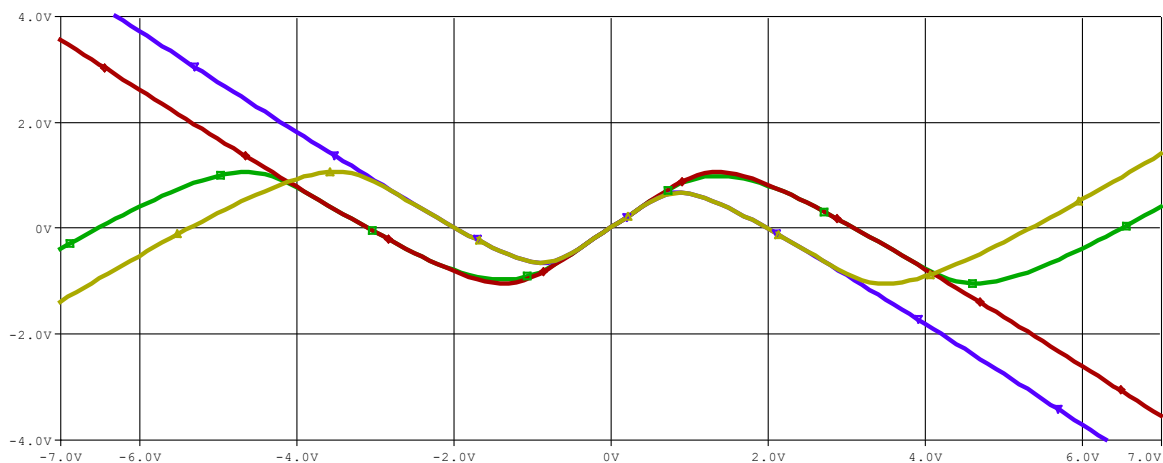


Ilustración 11: Trazo rojo: 1 fold. Trazo azul 1 fold. Trazo verde: 2 folds. Trazo amarillo: 2 folds.

Finalmente, a la salida de cada uno de los wavefolders situamos un amplificador no inversor de ganancia $A=5$ para recuperar la amplitud de entrada. Este, se ha diseñado siguiendo la guía de 'Texas Instrument' [21].

Tras analizar la topología y función de transferencia de las diferentes etapas de 'folding' de nuestro modulo, podemos pasar a la cuestión que nos atañe, la generación de armónicos como resultado de "doblar la onda". Para realizar este estudio vamos a partir de una señal sinusoidal de 1kHz y realizaremos simulaciones paramétricas en las que vamos a variar la

amplitud entre 0V y 5V. En la ilustración 12, la señal de entrada (arriba) y la de salida (abajo).

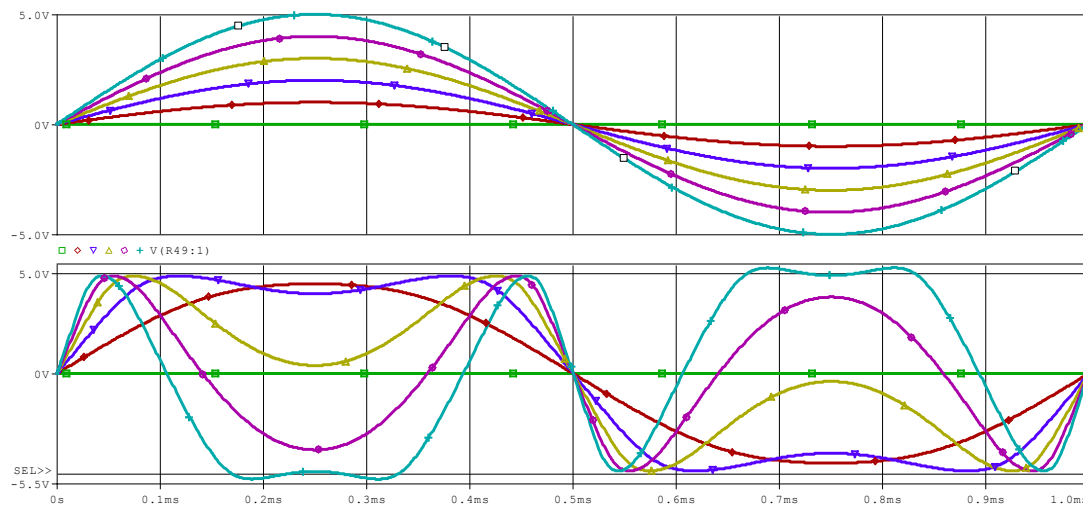


Ilustración 12 Señal original (superior) y señal modificada por el wavefolder (inferior)

Como podemos ver en la ilustración 12, el 'Wavefolder' realiza correctamente la función de 'folding'. Al tratarse de dos unidades de 'folding' en serie, vemos que la señal llega a realizar dos cambios de polaridad cuando la amplitud de entrada es lo suficientemente grande como para superar los dos puntos de inflexión de la función de transferencia. Finalmente, antes pasar a la implementación de control por tensión, vamos a realizar una desarrollada rápida de Fourier en PSPICE para ver los armónicos generados. Como se puede ver en la ilustración 13, los armónicos generados son múltiplos impares de la frecuencia fundamental y el peso de cada uno de los armónicos depende directamente de la amplitud de la señal de entrada.

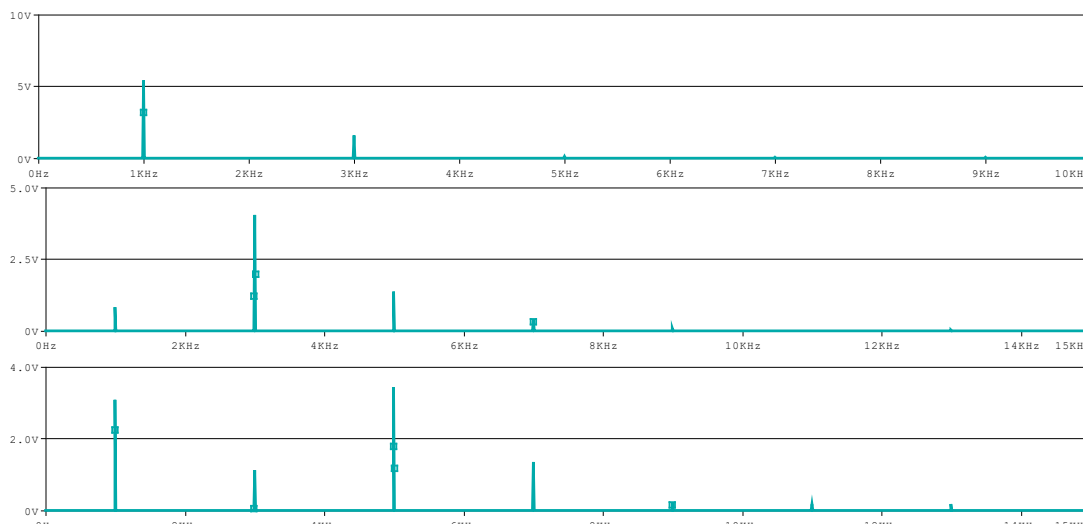


Ilustración 13: FFT de la señal de salida del wavefolder para amplitudes: 2V (arriba), 4V (en medio) y 6V (abajo).

Esta dependencia del peso de los armónicos generados con la amplitud de entrada será la base sobre la que implementaremos el control por tensión en el circuito.

Estudio del filtro y selección de componentes.

Para realizar el estudio del filtro de variable de estados, vamos a dividir el circuito en los dos tipos de circuito que se comentaron en el bloque anterior, dos integradores y un sumador de tensión.

Circuito integrador

El primer bloque funcional que vamos a estudiar es el integrador. Este, se comporta como un filtro de paso bajo con una pendiente de 6db por octava y cuya función de transferencia y frecuencia de corte vienen dadas por [22]:

$$V_{out} = \int_{t1}^{t2} \frac{V_{in}}{RC} dt \quad f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

De esta forma, variando los valores de R y C podemos seleccionar la frecuencia de corte de este subcircuito. [23]

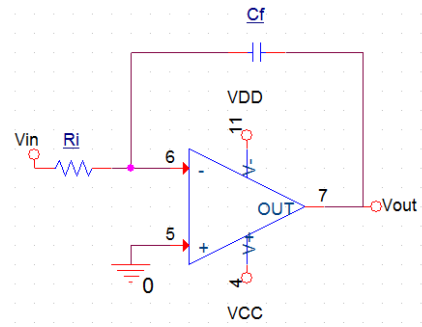


Ilustración 14 Circuito integrador

Circuito sumador de tensión

El otro tipo de circuito que forma parte de nuestro filtro de variable de estado es un amplificador operacional configurado como un sumador-restador de tensión. En la ilustración 15, puede verse este circuito y las entradas asignadas a él dentro del filtro. Al tratarse de un circuito lineal, puede ser resuelto por superposición [18].

$$V_{out} = -A * V_{in} - B * V_{LP} + C * V_{BP}$$

Donde $A = \frac{R_f}{R_1}$, $B = \frac{R_f}{R_2}$ y $C = \frac{R_4}{R_3+R_4} \frac{(R_1//R_2)+R_f}{(R_1//R_2)}$

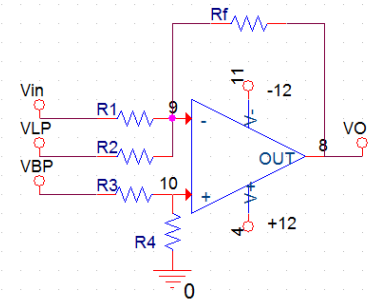


Ilustración 15 Circuito sumador de tensión

Filtro de variable de estado.

Ahora que conocemos el funcionamiento de cada uno de los subgrupos que conforman nuestro filtro de variable de estado, podemos estudiarlo en su conjunto. En la ilustración 16 se muestra el circuito básico de 'FVE'.

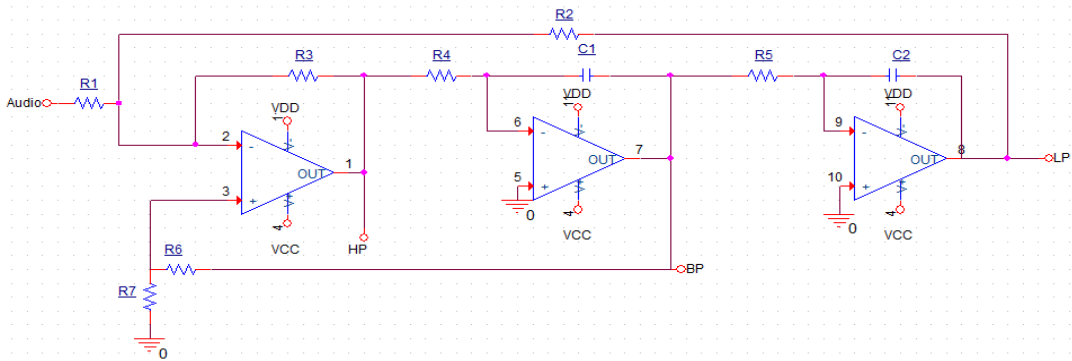


Ilustración 16:Filtro de variable de estado básico

Para nuestra aplicación, vamos a imponer una serie de condiciones que nos van a facilitar el estudio del 'FVE'. La primera, es que los dos circuitos integradores van a tener la misma frecuencia de corte y por lo tanto $R_4 = R_5 = R_f$ y $C_1 = C_2 = C$. De esta forma, la frecuencia de corte de los tres modos del filtro es la misma y se puede calcular mediante la expresión [12]:

$$f_0 = \sqrt{\frac{R_3}{R_2(2\pi R_f C)^2}}$$

Si por comodidad, hacemos $R_3 = R_2$ tenemos $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$. De esta forma, podemos seleccionar

la frecuencia de cruce nuestro filtro seleccionando adecuadamente los valores de R y C.

El otro factor clave en nuestro circuito es el factor de calidad Q. Siguiendo el desarrollo de la bibliografía de la asignatura electrónica analógica [23], la expresión para el factor de calidad Q es:

$$Q = \frac{(R_6 + R_7) \sqrt{\frac{R_3}{R_2}}}{R_7 \left(1 + \frac{R_3}{R_1 R_2} \right)}$$

Si aplicamos la condición previamente establecida $R_3 = R_2$ y la extendemos también a la resistencia de entrada $R_1 = R_2 = R_3 = R_{in}$, la expresión del factor de calidad se simplifica en:

$$Q = \frac{(R_6 + R_7)}{R_7 \left(1 + \frac{R_{in}}{0.5 * R_{in}} \right)} = \frac{R_6 + R_7}{3 * R_7}$$

De esta forma, hemos simplificado la expresión del factor de calidad y ahora este tan solo depende de las resistencias de realimentación R_6 y R_7 .

Selección de componentes y simulaciones en PSPICE

Conociendo las expresiones que rigen la frecuencia de corte y el factor de calidad de nuestro filtro, pasamos a seleccionar los componentes y a realizar las simulaciones en PSPICE necesarias para comprobar que todo funciona correctamente.

-Selección del rango de frecuencias: Como se comentó en el bloque introductorio del trabajo, este módulo está enfocado a señales dentro del rango audible, por lo tanto, vamos a situar nuestras frecuencias máximas y mínimas lo más ajustadas a ese espectro posible, es decir entre 25hz y 25khz. Para poder variar la frecuencia según nuestras necesidades vamos a usar una resistencia variable. Además, vamos a situar una resistencia en serie para ajustar los valores máximos y mínimos de R según nuestras necesidades. Si empleamos un potenciómetro de 500k:



Ilustración 17 conjunto de resistencias para el control de la frecuencia de corte.

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi * C * 500 * 10^3} = 25Hz \Rightarrow C = 12.7 * 10^{-9}F \approx 13nF$$

Ahora, seleccionamos la resistencia en serie en función de nuestra frecuencia máxima:

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi * 13 * 10^{-9} * R_{min}} = 25kHz \Rightarrow R_{min} = 489.7\Omega \approx 500\Omega$$

-Selección R6 y R7:

Para controlar el factor de calidad de nuestro filtro vamos a disponer un conjunto de resistencia variables como el que se muestra en la ilustración 18.

De esta forma, podemos establecer las siguientes relaciones:

$$R'_6 + R'_7 = 500k\Omega ; R_7 = 500\Omega + R'_8 + R'_7 ; R_6 = R'_6$$

Luego, podemos reescribir la expresión de Q:

$$Q = \frac{R_6 + R_7}{3 * R_7} = \frac{R'_6 + R'_7 + R'_8 + 500}{3(500 + R'_8 + R'_7)}$$

Si analizamos la expresión, vemos que el valor máximo de Q se obtiene minimizando R'_7 , por lo tanto $R'_7 = 0$ y $R'_6 = 500k\Omega$. Podemos reescribir el valor máximo de Q según:

$$Q_{max} = \frac{(500 * 10^3) + R'_8 + 500}{3(500 + R'_8)}$$

Para la resistencia R'_8 vamos a emplear una resistencia variable de $10k\Omega$ en serie con una de 500Ω . De esta forma, podemos variar el rango de Q de nuestro filtro ajustando la resistencia variable R'_8 .

$$Q_{max}(R'_8 = 10k\Omega) = 16.2 ; (R'_8 = 1k\Omega) = 111.44 ; Q_{max}(R'_8 = 0) = 333.3$$

Una vez que hemos seleccionado los componentes que vamos a emplear, realizamos en PSPICE las simulaciones necesarias para comprobar el funcionamiento del circuito. Para ello, generamos tres perfiles de simulación paramétricos en los que haremos un barrido AC y simultáneamente variaremos la posición de los potenciómetros.

-Perfil de simulación Barrido AC y variación de f_0 .

Para estudiar el comportamiento del filtro al variar la resistencia que determina la frecuencia de corte del filtro creamos un perfil de simulación que realice un barrido de corriente alterna entre 0 y 200kHz. Además, con la herramienta 'parameters' de Orcad Capture creamos un parámetro $\{Ri\}$ y le asignamos valores $Ri = (0.1, 12k, 500k)$. De esta forma, situando una 'sonda digital' y midiendo la tensión en la salida del filtro pasabanda, deberíamos ver tres bandas centradas en 25hz, 1kHz y 25kHz.

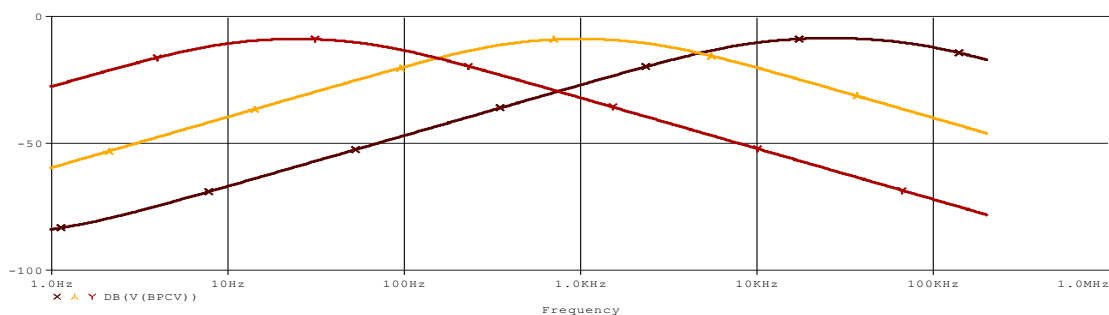


Ilustración 19: Perfil de simulación 1. AC sweep + Parametric Ri

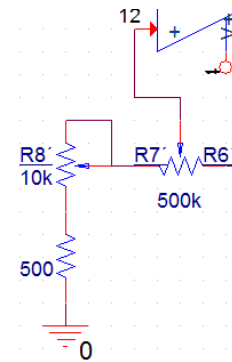


Ilustración 18: sistema de resistencias variables para el control de Q

En la ilustración 19 puede verse la respuesta en frecuencia del filtro para los tres valores de 'Ri'. Nótese que la escala de frecuencias esta expresada en octavas y la tensión en decibelios. Si medimos la frecuencia central de las bandas superior e inferior obtenemos $f_{0\min} = 24.59$ y $f_0 = 25.86\text{kHz}$, lo cual es coherente con la toma de decisiones previa. Asimismo, para ver el comportamiento de las otras dos salidas del filtro, centramos nuestra frecuencia central en 1kHz y graficamos las tres salidas.

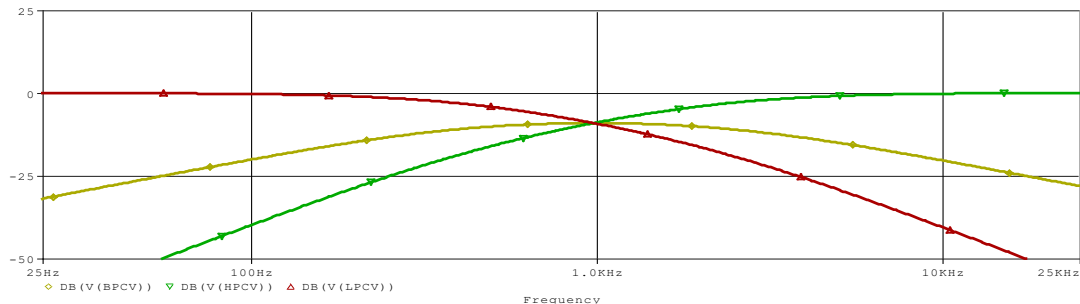


Ilustración: 20 Perfil de simulación 2. Barrido AC + Ri = 12k

-Perfil de simulación Barrido AC y variación de Q

Para realizar esta simulación vamos a crear un perfil que realice un barrido AC como en el caso anterior, pero esta vez creamos un parámetro {set} que vamos a asignarlo como posición de los potenciómetros. En el perfil, haremos que este parámetro tome valores entre 0 y 1 en intervalos de 0,2. Además, recordemos que hemos incluido un potenciómetro extra que nos permite variar el valor máximo que puede llegar a tomar el factor de calidad Q, por lo que vamos a realizar dos simulaciones, una para su valor máximo y otra para su valor mínimo. En la ilustración 21, se puede ver el resultado de variar el potenciómetro que controla R'_6 y R'_7 .

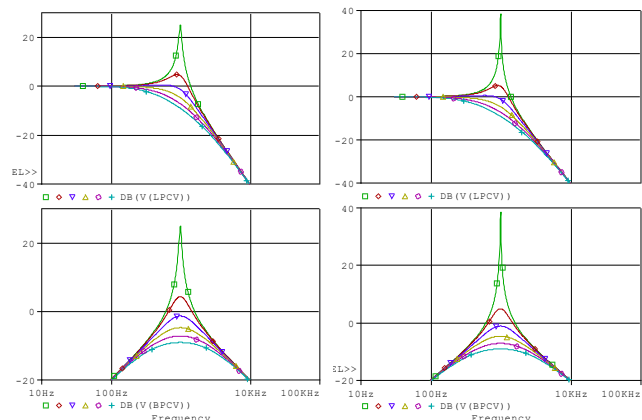


Ilustración 21 Perfil de simulación con variación del factor de calidad. Izq: control de Q máxima al mínimo. Dcha: Control de Q máxima al máximo

Además, en la gráfica de la izquierda hemos situado $R'_8 = 10\text{k}\Omega$ y en la de la derecha $R'_8 = 0$. Empleando la herramienta 'performance analysis' podemos medir el valor de Q para diversas situaciones. Realizando dicho análisis, obtenemos:

$$Q_{\max}(R'_8 = 10\text{k}\Omega) = 26 ; (R'_8 = 1\text{k}\Omega) = 221 ; Q_{\max}(R'_8 = 0) = 301$$

Lo cual, pese a ser superior a los valores esperados, es coherente con el diseño del filtro.

implementación de control por tensión en el wavefolder.

Como hemos visto en la sección de simulaciones del 'Wavefolder' los armónicos que se añaden a la señal original, dependen directamente de la amplitud de la señal de entrada. Esta dependencia entre armónicos y amplitud, nos va a permitir realizar el control por tensión mediante un amplificador controlado por tensión. Este tipo de circuitos toma una señal y la amplifica con una ganancia que depende directamente del voltaje aplicado a los bornes de control del circuito [12].

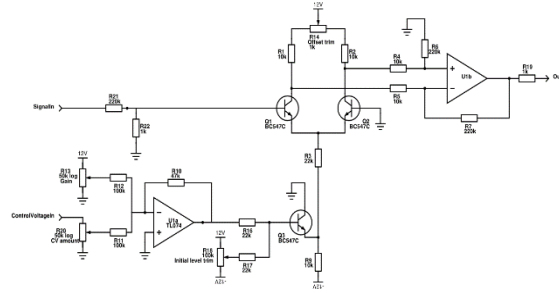


Ilustración 22: VCA diseñado por kassutronics.

Sin entrar detalles, ya que este trabajo no trata sobre amplificadores controlados por tensión, vamos a emplear un diseño de Eurorack publicado en una web de 'Open Hardware' [24], que está basado en un par de transistores NPN en configuración de emisor acoplado [19] y una serie de operacionales que controlan la corriente y que fluye por los transistores y amplifican la señal que estos generan.

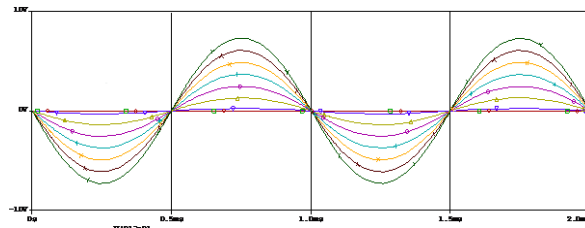


Ilustración 23: simulaciones sobre el VCA de Kassutronics

En la ilustración 22 puede verse el circuito que hemos implementado para realizar esta parte del proyecto. Al tratarse de un circuito diseñado para los estándares de Eurorack, no ha sido necesario realizar ninguna modificación al circuito, y tan solo hemos realizado las simulaciones necesarias para comprobar que funciona correctamente, es decir que si no se aplica tensión en los bornes de control la ganancia $A=0$ y que esta varía hasta $A=-1$ según aumentamos la tensión aplicada. Nótese que la señal de salida va a estar invertida en fase respecto a la de entrada. En la ilustración 23, podemos ver el resultado de la simulación al amplificar una señal de 1kHz y aplicarse tensiones de control entre 0 y 8V. Como era de esperar, cuando la tensión es nula la amplitud también y cuando la tensión de control toma su valor máximo, 8V, recuperamos la amplitud original de la señal.

Implementación del control por tensión en el filtro

Para la implementación del control por tensión en el filtro de variable de estado, vamos a emplear un multiplicador de señal analógico. Este, está compuesto por dos amplificadores diferenciales cuyas salidas son multiplicadas entre sí. En la ilustración 24 podemos ver el diagrama funcional del 'AD633' de 'Analog Devices', el multiplicador analógico que vamos a emplear para nuestro fin.

Atendiendo a especificaciones de la hoja de datos, podemos expresar la señal resultante según [25]:

$$W = \frac{(x1 - x2)(y1 - y2)}{10} + Z$$

Para nuestra aplicación, vamos a conectar las entradas inversoras $x2$ e $y2$ y la entrada sumadora Z a tierra. De esta forma, la expresión se reduce a:

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

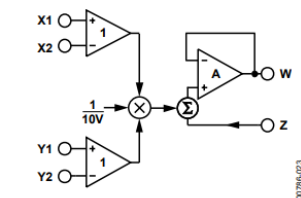


Ilustración 24 Diagrama funcional AD633, Analog Devices.

$$W = \frac{x1 * y1}{10}$$

Para usar este dispositivo como sistema de control por tensión, una de las señales de entrada va a ser aquella que queremos modificar o controlar y la otra va a ser una tensión constante que va a hacer las funciones de tensión de control. En la ilustración 25, puede verse la implementación del control por tensión en el filtro de variable de estado.

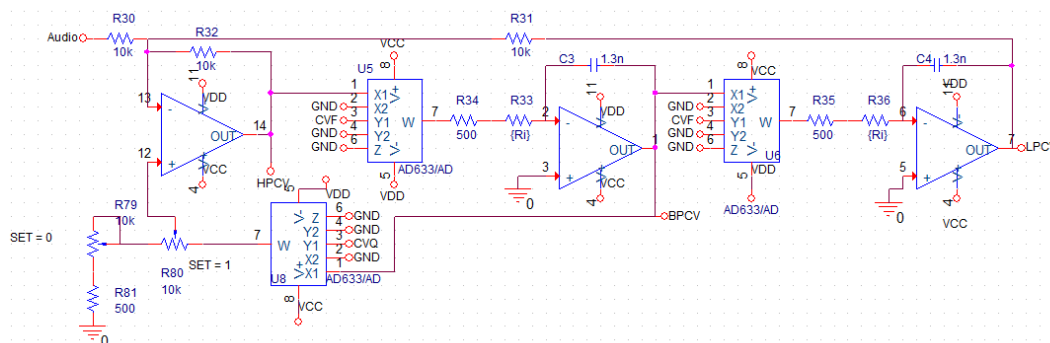


Ilustración 25: Implementación del control por tensión en el filtro de variable de estado

-Control de la Q con tensión.

Para implementar el control por tensión en el factor de calidad intercalamos el AD633 entre la salida de paso banda y el conjunto de resistencias que controlan la 'Q'. De esta forma, aplicando una tensión sobre la entrada Y1 del AD633 podemos controlar la cantidad de realimentación que se produce y por lo tanto el factor de calidad. No obstante, si atendemos a la expresión de W, podemos ver que la señal es atenuada en un factor 10 si se aplica 1V en Y2 y nula si no se aplica tensión. Por ello, hemos de diseñar un circuito que adapte nuestro rango de tensiones (0, 8) voltios, en el rango deseado (10, 1). Es decir, necesitamos un amplificador inversor de ganancia $A=-1.125$ y offset $B = 10$. Para realizar el diseño, nos apoyamos en la guía de Texas Instruments 'Designing Gain and Offset in Thirty Seconds' [26]. De esta forma, diseñamos el circuito que se ve en la ilustración 26 y con el cual somos capaces de controlar el factor de calidad aplicando tensiones entre 0 y 8 voltios. Nótese que los valores de las resistencias no son valores estándar, por lo que usaremos resistencias de precisión en nuestro circuito impreso para obtener los voltajes de referencia deseados. Además, en la ilustración 27 puede verse que la función de transferencia obtenida al simular el circuito y aplicarse tensiones entre 0 y 8 voltios es como se esperaba.

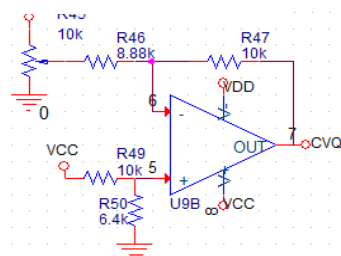


Ilustración 26 Circuito de adaptación de controles por tensión para el factor de calidad

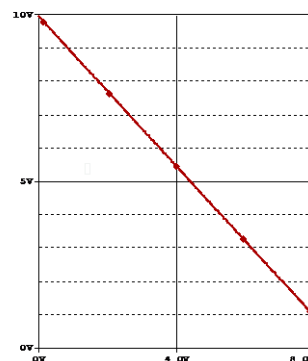


Ilustración 27 Función de transferencia del circuito de adaptación de control por tensión para el factor de calidad

-Control de la frecuencia de corte con tensión.

A la hora de implementar el control por tensión en la frecuencia de corte la mecánica es la misma. Situamos un AD633 antes de cada uno de los integradores del filtro. De esta forma, multiplicando la señal y por lo tanto modulando su amplitud, podemos cambiar la frecuencia de corte de forma análoga a como lo hacíamos con la resistencia variable. Al igual que en el caso del

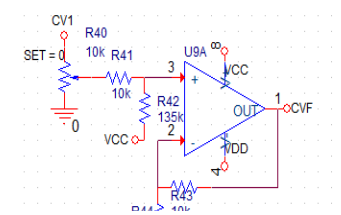


Ilustración 28 Circuito de adaptación de tensiones para el control de la frecuencia

factor de calidad, hemos de compensar la atenuación 1/10 intrínseca del AD633. No obstante, en este caso podemos recuperar la situación previa sin aplicar 10 voltios a la entrada Y1.

Dado que la frecuencia de corte del filtro viene dada por la expresión $w_0 = 1/RC$, podemos mitigar la atenuación de AD633 variando el valor del condensador. Así, si antes empleábamos un condensador de 13nF, ahora emplearemos un condensador de 1.3nF y aplicaremos tan solo 1 voltio a la entrada Y2 del multiplicador para recuperar la frecuencia de corte antes de introducir el AD633.

Tras haber reestablecido la situación previa, concretamos las características de nuestro control por tensión. Al estar trabajando dentro del standard Eurorack, nuestro rango de tensiones aplicables es (0, 8) voltios. Además, buscamos que la frecuencia del filtro sea igual a la que marca la resistencia cuando no se aplica tensión, y que aumente en un factor 10 cuando se aplica la tensión máxima 8V. En vista de todas estas necesidades, calculamos la pendiente y el offset de forma análoga al control del factor de calidad y diseñamos nuestro circuito de adaptación de tensiones. En este caso, el offset B = 1 y la ganancia A = 1.125.

En las ilustraciones 26 y 27 puede verse el circuito empleado para la adaptación de tensiones y la función de transferencia al aplicar tensiones en el rango (0, 8).

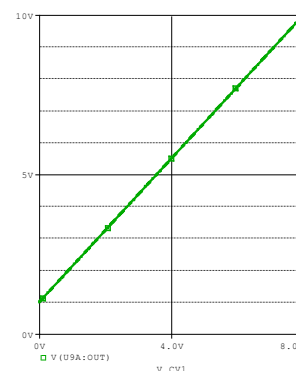


Ilustración 27 Función de transferencia del circuito de adaptación de tensiones para el control de la frecuencia.

Bloque 3. Proceso de diseño de la PCB

Una vez hemos diseñado y puesto a prueba todos los circuitos en PSPICE, pasamos al proceso de adaptar nuestro diseño a una PCB. Como se comentó anteriormente, una de nuestras prioridades es hacer que los módulos sean independientes entre ellos, por lo que vamos a dividir el circuito en tres placas: Filtro de variable de estado, 'Wavefolder' y 'VCA'.

Adaptación de las entradas y salidas de señal.

Hasta ahora, hemos diseñado los esquemas de tal forma que pudiésemos realizar simulaciones de su funcionamiento. No obstante, para exportar el esquema y generar la PCB hemos de realizar ciertas modificaciones.

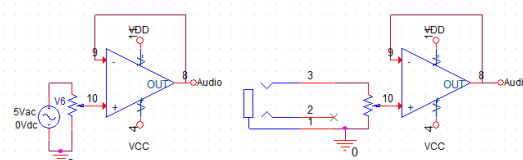


Ilustración 28izquierda: Circuito empleado para simulaciones. Derecha: Circuito modificado para PCB

Primero, eliminamos todas las fuentes de señal o tensión del circuito, ya que estas van a ser sustituidas por conectores que nos permitan usar señales y fuentes de alimentación externas. Al eliminar las fuentes, perdemos la posibilidad de realizar simulaciones. Por ello, a partir de ahora hay que ser muy cuidadoso en no cometer errores, ya que no habrá forma de repetir las simulaciones en esta nueva configuración. además, para evitar fallos derivados de conectar incorrectamente las entradas y salidas, situamos una resistencia de 1k entre las salidas de los operacionales y los conectores a modo de protección. En la ilustración 28 puede verse la modificación realizada a la sección de entrada de audio del filtro de variable de estado.

Consideración de alimentación.

En las simulaciones, hemos empleado dos fuentes de tensión en serie para alimentar el circuito. No obstante, nuestra PCB va a usar una fuente de alimentación externa y por lo tanto hemos de sustituir las dos fuentes en serie por un conector. Además, vamos a situar dos conectores más, en paralelo al principal, para poder conectar todos los módulos en paralelo a una sola fuente de tensión sin necesidad de hacer una placa de distribución.

Aunque vamos a emplear una fuente de alimentación con reguladores de tensión, a veces la tensión generada puede presentar cierto nivel de ruido. Por ello, aparte de la fuente de alimentación, hemos de tener en cuenta la necesidad de poner condensadores de desacoplo. Estos condensadores, se sitúan en paralelo a la alimentación del circuito y su función principal es la reducción de ruido. Para la selección de estos condensadores, nos apoyamos en la hoja de datos de los circuitos integrados. [20]

Finalmente, para evitar una ruptura del circuito por un mal conexionado de la corriente, situamos dos diodos *Schotky* entre el conector de alimentación y el circuito. De esta forma, si el circuito se conecta a una fuente de tensión con la polaridad invertida no le llegara corriente.

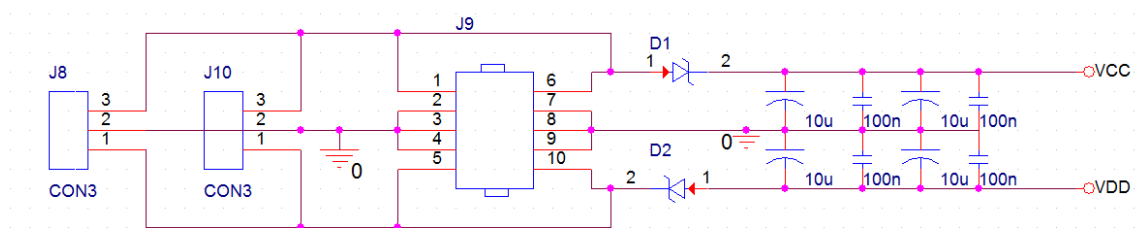


Ilustración 29: Módulo de conexión a la fuente de alimentación externa.

Asignación de 'footprints.'

Tras realizar las modificaciones necesarias al circuito, hemos de seleccionar el empaquetado de los componentes que vamos a usar. Para facilitar el ensamblado se van a usar únicamente componentes *'through hole'*, ya que el sistema de soldadura es mucho mas sencillo que en el caso de los componentes superficiales. Además, evitaremos, en la medida de lo posible, usar resistencias de un tamaño menor a 6mm.

Para realizar el circuito impreso, es necesario asignar un *'footprint'* o huella a cada componente. Esta huella contiene información sobre las dimensiones y el conexionado de cada componente, por lo que es muy importante asegurarnos de tomar la huella correcta. Sabiendo que vamos a emplear todo componentes pasantes, hemos de tomar la guía de PSPICE [27] y copiar los códigos de referencia de cada huella que vayamos a usar y asignársela al componente en cuestión. En la Ilustración 30 puede verse el *'footprint'* empleado para el potenciómetro de control de la frecuencia del filtro de variable de estado

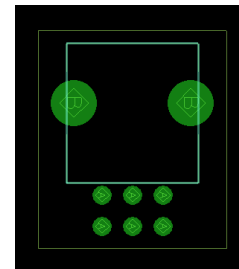


Ilustración 30:
Footprint asignada a un
potenciómetro de doble

Generación de BOM y NETLIST.

Los últimos pasos antes de comenzar a diseñar el circuito impreso es generar dos archivos en los que se encuentra la mayoría de la información de nuestro circuito.

- BOM: El *'BOM'* o *'Bill of Materials'* es una lista en la que queda registrado el identificador *'REFDES'* y valor de cada componente. Este archivo será nuestra guía a la hora de ensamblar el circuito.
- Netlist: Este archivo contiene la información de los componentes que forman el circuito y las conexiones entre ellos. Este archivo nos va a permitir extraer toda la información del circuito generado en PSPICE e importarlo en ALLEGRO para comenzar el proceso de diseño del circuito.

En nuestro caso, vamos a generar seis archivos, dos para cada uno de los circuitos impresos

diseñados

Diseño del circuito impreso.

Una vez generado el archivo con la información de los componentes y sus conexiones podemos comenzar el diseño del circuito en Orcad Allegro. Para ello, primero diseñamos una 'OUTLINE' de 10cm de alto y 30cm de ancho y situamos los componentes de tal forma que las conexiones entre ellos sea lo más cortas posible, de esta forma reduciremos la inductancia asociadas a la longitud de las pistas. Con los componentes ya situados, modificamos el 'OUTLINE' para que se ajuste a la región en la que hemos situado los componentes.

Tras situar los componentes, podemos pasar a realizar las conexiones. En este punto, es necesario tener en cuenta las corrientes que van a fluir por nuestro circuito y seleccionar el grosor de las pistas adecuado. Dado que nuestras señales van a ser de un máximo de 12V y la menor resistencia del circuito es de 500 ohmios, podemos establecer nuestra corriente máxima en 0.024 A. Para una corriente de esa magnitud y una pista de 1 Oz/mm^2 de cobre, el grosor mínimo es de 0.02 mm. No obstante, por seguridad y dado que nuestra placa no requiere una densidad de pistas muy alta, vamos a establecer un grosor predeterminado de 0.5 mm. Consecuentemente, al haber aumentado el grosor de pista 25 veces sobre el valor mínimo, podremos reducirlo en algún momento si es necesario.

Tras realizar el conexionado, realizamos una revisión para asegurarnos que no hay pistas que se tocan ni ninguna otra falla que pueda causar el mal funcionamiento de nuestro modulo. Además, revisamos que todos los componentes tengan su referencia, todos los pines y pads tengan una capa de soldadura 'tin' y que el resto de la placa está debidamente protegida por la máscara de soldadura. Tras comprobar eso, generamos los ficheros 'Gerbers' que enviaremos a la empresa de manufacturado para que fabrique los circuitos.

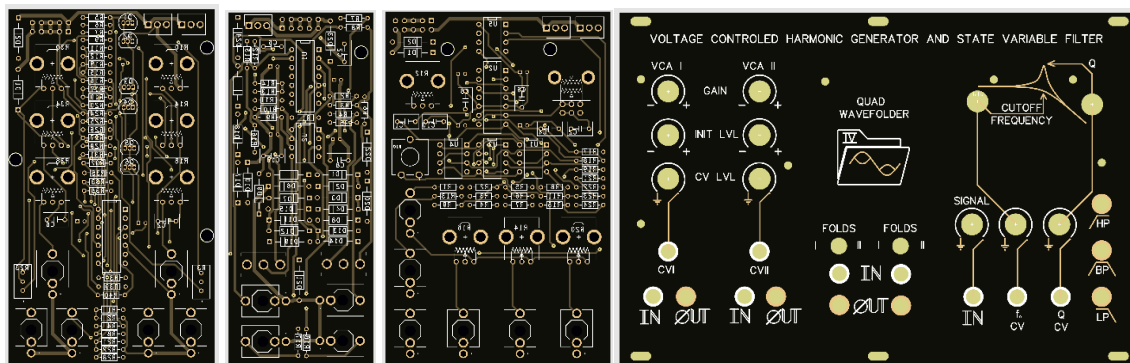


Ilustración 31 Provisualización de los ficheros enviados a manufacturar. De izquierda a derecha: VCA, 'Wavefolder', filtro de variable de estado y panel frontal.

En la ilustración puede verse la cara anterior de las tres placas de circuito impreso y el panel frontal, hecho a medida, sobre el que se fijaran los conectores, interruptores y potenciómetros. Para realizar este panel hemos tomado la información de la posición de los componentes y a partir de la disposición de estos hemos generado otra 'PCB' con funciones únicamente estéticas. Cabe destacar, que dicho panel está fabricado con los mismos materiales que se emplean para el circuito impreso y, por lo tanto, se puede pedir en conjunto al resto de PCB del proyecto, evitándonos así buscar varios proveedores.

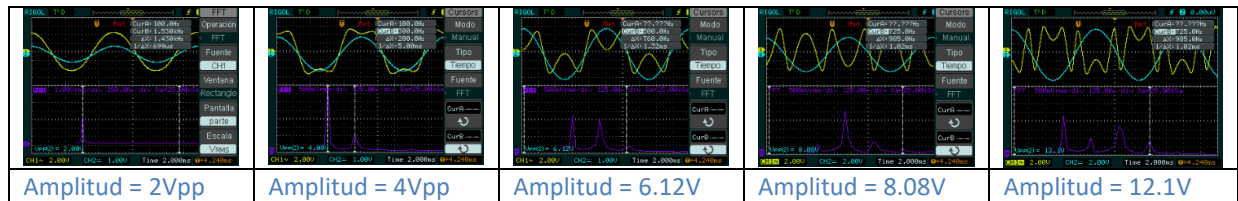
Bloque 4. Medidas experimentales

La última etapa del proceso es tomar medidas experimentales y comprobar si el comportamiento del circuito se corresponde con las simulaciones 'PSPICE'. Para ello, vamos a apoyarnos en dos herramientas: El osciloscopio digital y 'Smaart 7', un software de medición

enfocado a ingenieros acústicos, cuya función principal es realizar medidas de respuesta en frecuencia fase y coherencia de señales dentro del espectro acústico.

'Wavefolder': Medidas experimentales.

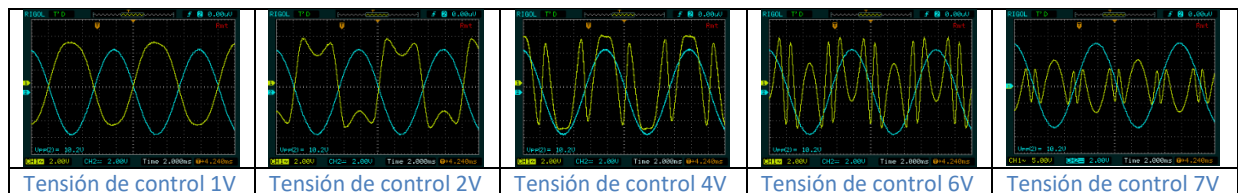
Vamos a comenzar estudiando el generador de armónicos o 'Wavefolder'. Para ello, tomamos un generador de señal y seleccionamos una onda sinusoidal de 100Hz cuya amplitud vamos a ir aumentando gradualmente. Según vayamos aumentando la amplitud de esta, vamos a ir tomando imágenes de la señal, visualizando tensión frente a tiempo, y del espectro, realizando una 'FFT'. De esta forma, podremos comprobar si la onda se 'dobla' de forma similar a las simulaciones.



De las medidas que hemos realizado, podemos determinar que los puntos de inflexión de la función de transferencia y los armónicos obtenidos son:

$$V_{f1} = 2V_{pp} ; V_{f2} = 9V_{pp} ; f_1^o = 3f_0 ; f_2^o = 5f_0 ; f_3^o = 7.25f_0$$

Si comparamos estas medidas con la teoría, vemos que, salvando pequeñas diferencias, el circuito está fabricado correctamente y realiza las funciones para las que fue diseñado. El primer punto de inflexión se sitúa en 2Vpp de entrada y el segundo en 9Vpp, mientras que en las simulaciones los puntos de inflexión estaban en 3Vpp y 9Vpp. Esta pequeña desviación puede deberse a factores no ideales de los diodos, que alteren la caída de tensión entre sus bornes, o a problemas derivados de la placa como puedan ser resistencias asociadas a las soldaduras y pistas, o inductancias y capacidades parásitas de los componentes.



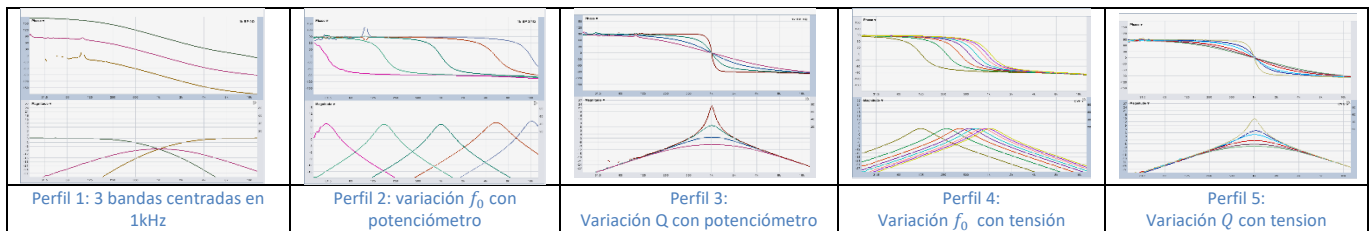
Finalmente, para comprobar el comportamiento del control por tensión, fijamos la amplitud de la señal en 10 V.p.p. y modulamos su amplitud aplicando tensión al 'VCA.' Como era de esperar, el resultado obtenido es equivalente al que se obtuvo modulando la amplitud desde el generador de funciones. Por lo que podemos decir que el control por tensión ha realizado su función correctamente, permitiéndonos controlar la cantidad de 'folds' que realizamos a la señal en función de la tensión aplicada.

$$1^o \text{'fold'} = 1V ; 2^o \text{'folds'} = 4V$$

Filtro de variable de estado: Medidas experimentales

Para el estudio del filtro vamos a emplear principalmente 'Smaart'. Este software genera un ruido rosa de referencia que se hace pasar a través del filtro y se realiza una comparativa entre la señal de referencia y la señal tras pasar por el circuito a estudiar. No obstante, alguna medida tendrá que tomarse de forma manual, ya que 'Smaart' tan solo llega a 20kHz. Para estudiar si el filtro se comporta como hemos teorizado a lo largo del TFG, vamos a repetir los

mismos perfiles de simulación que generamos en 'PSPICE' pero esta vez midiendo sobre el circuito real.



Del perfil de simulación 1 podemos afirmar que las tres bandas del filtro se comportan como era de esperar, teniendo el punto de corte entre 'HP' y 'LP' en la frecuencia central del 'BP'. Además, si medimos las frecuencias centrales de las posiciones máximas y mínimas del potenciómetro (perfil 2), vemos que:

$$f_{min} = 29.3 \quad ; f_{max} = 24.4kHz$$

Las frecuencias de corte máxima y mínimas obtenidas son muy cercanas a las que obteníamos en las simulaciones. Esta pequeña diferencia probablemente se deba a la tolerancia de las resistencias y condensadores que determinan la frecuencia de corte.

Sobre el perfil de simulación 3 podemos realizar la medición de la Q en función de la posición del potenciómetro. Para nuestro caso, nos bastara con medir el valor máximo y compararlos con el calculado teóricamente y el obtenido en las simulaciones 'PSPICE'. Al medir el ancho de banda obtenemos $BW = 100Hz$. Si la frecuencia central $f_0 = 1kHz$, obtenemos $Q = 10$. Este valor es el que más se aleja de la teoría y las simulaciones y a diferencia de las medidas, donde si hemos podido dar una razón a la desviación entre teoría y realidad, en este caso es difícil determinar la razón de esta diferencia

Finalmente, los perfiles de simulación para el control por tensión se han realizado dejando la posición de los potenciómetros en Q mínima, $f_0 = 1kHz$ y se han aplicado tensiones entre 0V y 8V. Como se puede apreciar en las imágenes del perfil 4 y 5, el efecto producido es análogo a mover la posición de los potenciómetros. Cabe destacar, que en las representaciones de 'Smaart' se visualiza en todo momento la fase de la señal, por lo que del perfil 1, podemos asegurar que las tres bandas tienen un desfase relativo de 90° , y del perfil 3 que la señal se desfasa $\pm 90^\circ$ por debajo y por encima de la frecuencia de corte, siendo esta inversión de polaridad más rápida cuanto mayor sea el factor de calidad.

Conclusiones:

EL resultado obtenido en el circuito real ha sido bastante mejor de lo esperado por mi parte. No solo por la coherencia entre los cálculos teóricos y las mediciones prácticas, si no por que todo haya funcionado a la primera sin necesidad de repetir ningún diseño. Como puntos a tener en cuenta para futuros proyectos, la sensibilidad y orientación de los potenciómetros es mejorable si se realizan las simulaciones adecuadas y se selecciona el tipo de potenciómetro de forma más cuidadosa, pudiéndose incluso diseñar un circuito especial que se adapte perfectamente al sesgo que queremos en nuestro potenciómetro

La adaptación de un esquema para la fabricación de una PCB es un proceso que te obliga a entender el funcionamiento de este, realizando simulaciones, pequeñas modificaciones y 'extras' que hemos de poner a prueba en PSPICE. Siendo este conocimiento muy provechoso para posteriormente saber cómo funciona el dispositivo y aprovecharlo al máximo. Además, una vez se tiene el circuito básico en PSPICE es relativamente sencillo hacer modificaciones y revisiones del circuito para mejorar su funcionamiento. Hoy en día, hay multitud asociaciones culturales, colectivos musicales, foros etc. en los que se comparte información y esquemas

electrónicos de forma gratuita. A mi parecer, esta es una de las formas más efectivas y prácticas de aprender electrónica.

Bibliografía

- [1] A. Pras y C. Guastavino, «Sampling rate discrimination: 44.1 kHz vs. 88.2 kHz,» de *Audio Engineering Society Convention Paper*, Londres, 2010.
- [2] «wikipedia,» [En línea]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Serge_Tcherepnin.
- [3] «wikipedia,» [En línea]. Available: https://es.wikipedia.org/wiki/Don_Buchla.
- [4] «wikipedia,» [En línea]. Available: https://es.wikipedia.org/wiki/Robert_Moog.
- [5] «wikipedia,» [En línea]. Available: <https://en.wikipedia.org/wiki/Eurorack>.
- [6] J. R. Tianshi Wang, «Rigorous Q Factor Formulation and Characterization for non linear oscillators,» The Department of Electrical Engineering and Computer Sciences, The University of California, Berkeley, CA, USA, 2017.
- [7] J. Pakarinen y D. yeh, «A Review of Digital Technic for modeling vacuum tube guitar amplifiers,» *Computer Music Journal*, vol. summer 2019, pp. 85-100, 2009.
- [8] D'Angelo, J. Parker y Stefano, «A DIGITAL MODEL OF THE BUCHLA LOWPASS-GATE,» de *Conference on Digital Audio Effects (DAFx-13)*, Maynooth, Ireland, 2013.
- [9] F. Esqueda, H. Pöntynen, J. D. Parker y S. Bilbao, «Virtual Analog Models of the Lockhart and,» *Applied sciences*, Vols. %1 de %2Appl. Sci. 2017, 7, 1328; doi:10.3390/app7121328, 2017.
- [10] «Noise engineering oficial website,» [En línea]. Available: <https://www.noiseengineering.us/blog/a-really-good-blog-post-xec3s-cm7tf>.
- [11] F. Esqueda, H. Pöntynen, V. Välimäk y J. D. Parker, «VIRTUAL ANALOG BUCHLA 259 WAVEFOLDER,» de *International Conference on Digital Audio Effects .*, Edinburgh, UK., 2017..
- [12] H. Zumbahlen, *Linear Circuit Design Handbook*, Oxford: Newnes, 2008.
- [13] «Pagina biográfica de Ray Wilson,» [En línea]. Available: https://sdiy.info/wiki/Ray_Wilson.
- [14] «Music from utter space website,» [En línea]. Available: <http://musicfromouterspace.com/>.
- [15] R. Wilson, *Make: Analog Synthesizers*, Sebastopol, Ca, USA.: Maker Media, 2014 third edition.
- [16] T. Oberheim, *Oberheim Sem User Manual*, 2009.
- [17] D. K. Kaushik, *Handbook of electronics*, Dhanpat Rai Publishing Network, 2010.
- [18] V. L. Rodriguez, *Teoria de circuitos y electronica*, UNED, 2012.
- [19] UCM, «material docente asignatura Electronica Analogica y Digital,» Madrid, 2019.
- [20] T. Instrument, «Hoja de datos del TL072,» 1978 – Revisado 2020.
- [21] B. Carter y T. R. Brown, *HANDBOOK OF OPERATIONAL AMPLIFIER*, Texas instrument aplicacion report, 2001.
- [22] T. instrument, *An Applications Guide for Op Amps*, 1969, revised 2013.
- [23] UCM, *Material docente de la asignatura Electronica Analogica del grado de Ingenieria electronica de comunicaciones.*, Madrid: UCM, 2021.
- [24] Kassutronics. [En línea]. Available: <https://kassu2000.blogspot.com/2015/10/vca.html>.
- [25] A. Devices., *Hoja de datos AD633*.
- [26] B. Carter, «Designing Gain and Offset in Thirty Seconds,» February 2002.
- [27] P. Systems, «Supplied PCB Footprints key,» 2016.
- [28] M. Russ, *Sound Synthesis and Sampling*, Third Edition, Burlington: Focal press, 2009.
- [29] [En línea]. Available: <http://tutorialesdeelectronica basica.blogspot.com/2019/09/disenio-de-filtro-de-variable-de-estado.html>.

