



Trabajo de Fin de Grado
Grado en Física

Análisis de circuitos analógicos para efectos en guitarra eléctrica

Autor:

Alejandro Víctor Rejón Mata

Tutora:

Rocío del Río Fernández

Departamento de Electrónica y Electromagnetismo

Facultad de Física

Universidad de Sevilla

Sevilla, 2019

ÍNDICE

1	RESUMEN	1
2	INTRODUCCIÓN	1
2.1	Historia de los efectos de guitarra e importancia del transistor.....	1
2.2	Prevalencia de la electrónica analógica en la era digital.....	4
2.3	Familias importantes de pedales de efectos y principios de funcionamiento.....	5
2.3.1	Distorsión.....	6
2.3.2	Reverb y delay	7
2.3.3	Efectos de modulación	8
3	ANÁLISIS DEL MXR PHASER 90	9
3.1	Marco teórico.....	10
3.2	Estudio por módulos.	16
3.2.1	Power supply	18
3.2.2	Buffer de entrada	20
3.2.3	Phase shifting	24
3.2.3.1	Unidad elemental de desfase.....	24
3.2.3.1	Unidad elemental activa de desfase.....	28
3.2.3.1	Frecuencia de los notches.....	32
3.2.3.1	Movimiento de los notches.....	35
3.2.4	Oscilador de baja frecuencia	36
3.2.5	Output mixer	41
3.3	Estudio del sistema completo	44
4	CONCLUSIONES	48
5	ANEXOS	49
5.1	Anexo I: Modelo del diodo Zener de 5.1V.....	49
5.2	Anexo II: Modelo del transistor JFET 2N5952	51
5.3	Anexo III: Modelo del transistor bipolar 2N4125.....	52
5.4	Anexo IV: Modelo del amplificador operacional TL061	53
6	BIBLIOGRAFÍA CONSULTADA.....	55
7	REFERENCIAS.....	55

A mi familia de Jerez, mi familia de Sevilla y a mi tutora Rocío del Río.

No se puede escalar un árbol sin raíces.

1 RESUMEN

La aparición de efectos de sonido para instrumentos musicales basados en circuitos electrónicos supuso en su día un aire renovador a la música. Más en concreto, en el mundo de la guitarra eléctrica, la aparición de efectos como la distorsión propició la degeneración del *blues* al *rock and roll* y posteriormente a los numerosos géneros de música que aún sigue propiciando la riqueza en variedad de géneros musicales de la que disfrutamos hoy en día.

Este Trabajo Fin de Grado (TFG) pretende hacer un análisis del procesamiento analógico de la señal de una guitarra eléctrica dado por los efectos más comunes aplicados en formato de pedal.

Para ello, se comenzará dando un contexto histórico-cultural sobre el origen de los efectos de guitarra eléctrica, las consecuencias de la adopción del transistor en la ingeniería de sonido y una breve introducción a la circuitería analógica básica de los efectos más relevantes. A su vez, se elegirá el MXR Phaser 90 como pedal de efecto a analizar más pormenorizadamente. Para ello, se procede a desglosar la circuitería otorgada por el fabricante en módulos para elaborar un análisis de funcionalidad, descripción de la circuitería y una posterior comprobación por simulación eléctrica utilizando el entorno CADENCE CAPTURE 16.5.

2 INTRODUCCIÓN

2.1 HISTORIA DE LOS EFECTOS DE GUITARRA E IMPORTANCIA DEL TRANSISTOR.

Originalmente la amplificación de instrumentos de cuerda, tales como la guitarra o las diferentes familias de cuerdas frotadas, venía dada por su capacidad de resonancia. Esta capacidad de resonancia tiene su fuente en la caja de resonancia, la cual, gracias a la elección de maderas y métodos de lutería para la construcción de los mismos, no solo otorga la capacidad para amplificar los sonidos producidos al tocar el instrumento, si no que proporciona un timbre específico para cada instrumento propio. Así por ejemplo dos guitarras pueden sonar distintas una de otra dependiendo de la madera o el tipo de construcción.

Este método de amplificación basado en resonancia es efectivo y a día de hoy, en pequeños eventos o eventos en los cuales se presenta un gran conjunto de instrumentos (véase una

orquesta), es suficiente para que el público pueda disfrutar de las interpretaciones. Sin embargo, es insuficiente cuando se tienen grandes audiencias y pocos intérpretes.

A mediados de los años 1940, gracias a la invención de la pastilla para guitarras (Figura 1) y la innovación de los amplificadores basados en válvulas de vacío para las mismas, el escenario empezó a cambiar. Instrumentistas de jazz y blues comenzaron a usar las guitarras eléctricas dada no solo la capacidad de amplificación del instrumento si no también el diferente timbre que proporciona.

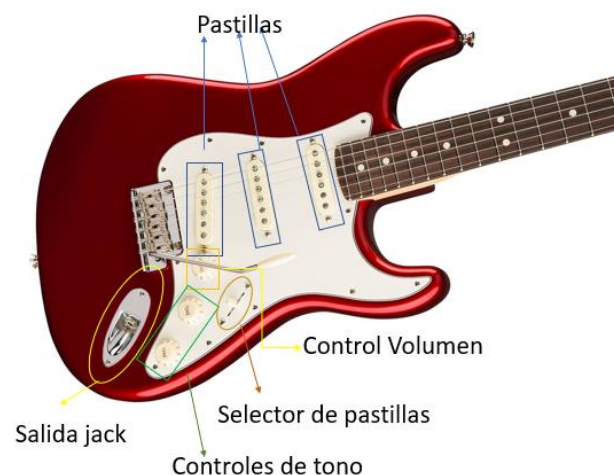


Figura 1: Partes que conforman la circuitería de una guitarra eléctrica modelo Fender Stratocaster Standard.

El concepto de manipulación de la señal de forma eléctrica comienza a la vez que la aparición de las pastillas y amplificadores en los años 40, fruto de la saturación en los amplificadores (sobre todo los de baja calidad) al superar el umbral de volumen que permitía el propio amplificador. Así, aparece el concepto de distorsión, inicialmente concebida como un error en el sonido, ya que el primer objetivo era el amplificar el sonido de la guitarra y no el de saturarlo.

No es hasta los años 50 cuando tiene lugar la primera grabación de un sonido distorsionado. Fue el estadounidense Willie Kizart en el single *Rocket "88"*, aunque tampoco fue voluntario ya que la distorsión tuvo lugar por la pérdida de funcionalidad de una de las válvulas del amplificador. Esta se rompió camino al estudio, y al no tener repuestos, Kizart se vio obligado a grabar con una única válvula, no obteniendo suficiente potencia para amplificar el sonido linealmente, llegando a saturarlo.

A partir de este momento, la distorsión pasó a ser más conocida y buscada por los demás guitarristas. Cada guitarrista buscó ese sonido a su manera, ya fuera quitando válvulas al

amplificador, añadiendo una etapa electrónica previa a la amplificación compuesta por un transistor o incluso llegando a destrozarse o rasgarse el altavoz del propio amplificador. En este tiempo es cuando surgen los primeros efectos para instrumentos amplificados, todos de una manera rudimentaria.

Todo esto cambia con la adopción del transistor en la tecnología de sonido. El transistor revoluciona la ingeniería de la electrónica en la música. En concreto, en el mundo de la guitarra, el transistor otorgó a los ingenieros responsables la capacidad de construir amplificadores y efectos para poder mejorar de manera explosiva toda la lutería existente hasta la época. Los amplificadores se volvieron más eficientes en cuanto a energía y disipación de calor (ya que las válvulas originaban multitud de problemas de temperatura) así como más pequeños debido a la reducción de la circuitería, haciéndose más versátiles que sus predecesores a válvulas.

Los efectos ya no tenían por qué basarse en ingeniosas formas rudimentarias para modificar el sonido, si no en pura electrónica. En los 60, viendo la creciente demanda del efecto de distorsión por parte de los guitarristas, se crearon los primeros pedales que ofrecían una saturación y se controlaban con los pies. Con la aparición de estos pedales, las empresas empezaron a competir entre ellas tratando de mejorar el sonido obtenido, añadiendo controles de nivel de saturación, tono, etc. Se le atribuye a la empresa Dunlop la fabricación y comercialización de uno de los primeros pedales de efectos. Este es el llamado [Fuzz Face](#) [1], que generaba un efecto de distorsión y utilizaba en su circuitería como elemento principal un transistor de germanio.

Tras crear el pedal de distorsión con la posibilidad de control con el pie, se buscó la creación de nuevos pedales con nuevos efectos. Podemos decir que la distorsión es el origen de la investigación de los efectos aplicables a la música. Los nuevos efectos fueron creados aprovechando otras propiedades del sonido como la frecuencia.

Algunos efectos para guitarra nacen siendo copias de efectos de otros instrumentos. En el caso del wah-wah, quiere emular el efecto “wah-wah” que usan instrumentos de viento como la trompeta o el trombón. Para conseguirlo, los trompetistas añaden una sordina a la salida de su instrumento que, controlada con la mano, produce una variación en el timbre de las notas tocadas. En el caso del [wah-wah](#) para guitarra [2], es necesario un pedal eléctrico con una estructura que permita generar la modulación de la frecuencia necesaria para generar el efecto.

Otros pedales de efectos tratan de reproducir efectos que originalmente únicamente podían ser creados en los estudios de grabación. Es el caso de los *phase shifters*.

Originalmente introducido en los 70, se crean para llenar la necesidad por un pedal de efecto apropiado para usar en escenarios que simulase el [sonido flanging](#) de las cintas de grabación [3]. Este es un efecto que produce un característico sonido oscilante debido a la mezcla de la señal original con una copia retardada en el tiempo, con la particularidad de que el retardo es muy breve, pero varía de forma periódica.

Basado en tecnología de *time-delay*, el pedal *flanger* dio una aproximación en lo que respecta a la replicación del *flanging sound* en forma de efecto portátil para usar en formato pedal. Sin embargo, los *flangers* tienen ciertos hándicaps, como los altos precios, nivel de ruido y pobre respuesta a altas frecuencias. Posteriormente, como resultado en la investigación en efectos de tecnología *time-delay*, nacen los *phase shifters*, pedales que tratan de imitar el *flanging sound* usando principios distintos que el *flanger*, pero a su vez utilizando la mezcla de la señal original con la procesada para obtener el resultado.

La aparición de distintos efectos para guitarra ha ido marcando épocas, dado que son los responsables de la aparición de numerosos géneros musicales. El uso de pedales de efecto para guitarra proporciona una personalización del sonido del guitarrista. Antes de la aparición de los mismos, los guitarristas competían por ver quién desarrollaba una técnica musical innovadora para poder diferenciarse del guitarrista de turno. A partir de la aparición de los distintos efectos, el guitarrista promedio podía desarrollar un sonido propio sin necesidad de alcanzar un nivel técnico musical superior, pudiendo basar su técnica alrededor de estos efectos. Distintos artistas como Jimi Hendrix, Stevie Ray Vaughan, Andrew Latimer (del grupo Camel) o Jack White (de The White Stripes) han basado su técnica alrededor de pedales de efectos.

2.2 PREVALENCIA DE LA ELECTRÓNICA ANALÓGICA EN LA ERA DIGITAL.

Cuando la ingeniería electrónica comenzó a usar el transistor de silicio en los amplificadores, los ingenieros y técnicos de sonido auguraban una evolución de la circuitería en post de la sustitución de las válvulas de vacío por los transistores. Sin embargo, a pesar de las ventajas sonoras como lo puede ser la riqueza en sonido limpio, esta sustitución nunca se llegó a producir. El sonido “roto y natural” producido gracias a las válvulas, jamás podría ser reproducido por un amplificador a transistores. El amplificador a transistores a día de hoy y a

pesar de la evolución de los mimos, es visto más como un equipo barato y con el que empezar a tocar la guitarra eléctrica que como un amplificador serio con el que desarrollar tu carrera.

El mundo de la música siempre ha andado con pies de plomo con la evolución de la electrónica. Un claro ejemplo es el predominio a día de hoy de la escucha de música en formato de disco de vinilo. A pesar de la versatilidad de un CD o un mp3, los audiófilos aseguran que la mayor calidad de sonido no se encuentra en estos formatos, si no en formatos analógicos como el disco de vinilo o el [*reel to reel*](#) [4]. Los motivos científico-técnicos que sustentan este fenómeno varían desde la discretización de las señales (propias de un procesamiento digital), hasta el abuso de técnicas de compresión en la etapa de mezclado (cuyos resultados solamente se pueden plasmar en formato digital, dadas las limitaciones físicas de un disco de vinilo).

El mundo de los pedales de efectos no permanece alejado de este escepticismo por la electrónica digital. A pesar de los avances en la creación de pedaleras digitales e incluso en pedaleras donde puedes cargar el efecto completamente desarrollado desde tu ordenador, suele ser canon que los guitarristas prefieran pedales con circuitería analógica frente a la digital. Solamente los pedales de efectos de *delay* digitales cuentan con buena reputación dentro del gremio, dado que, gracias al procesado digital de la señal y la discretización de la misma, esta puede ser retrasada con menor grado de error comparado con sus homólogos analógicos. Aun así, las preferencias son más que subjetivas, ya que no son pocos los guitarristas que prefieren un *delay* que ofrezca la naturalidad de una precisión inexacta.

2.3 FAMILIAS IMPORTANTES DE PEDALES DE EFECTOS Y PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO.

Se han nombrado a lo largo de la introducción anterior algunos de los efectos más importantes para la historia de la música y que aun hoy en día sustentan la música que escuchamos. En este apartado se ofrece un análisis de funcionamiento a primera vista del procesamiento analógico de señal de las principales familias de pedales de efectos ilustrados en la Figura 2.

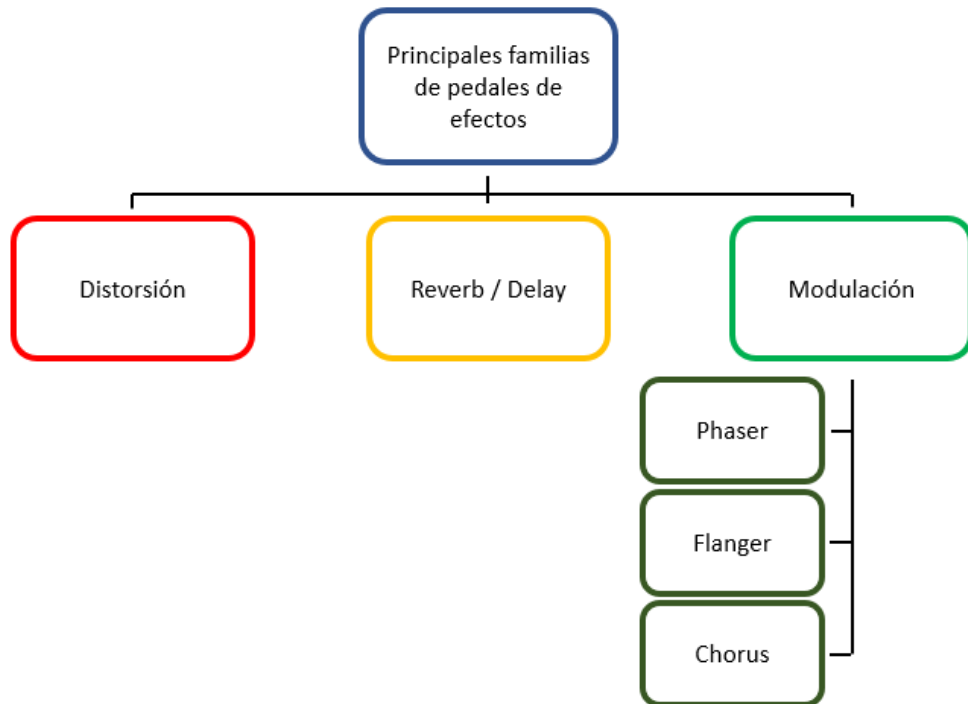


Figura 2: Principales familias de pedales de efectos para guitarra eléctrica.

2.3.1 Distorsión

En electrónica la distorsión es un efecto no deseado fruto de cualquier procesado no-lineal de señal. Sin embargo, en música, es el efecto de sonido más buscado y famoso. Para obtenerlo, la circuitería básica se sustenta en un módulo que ofrezca una saturación de la señal de entrada.

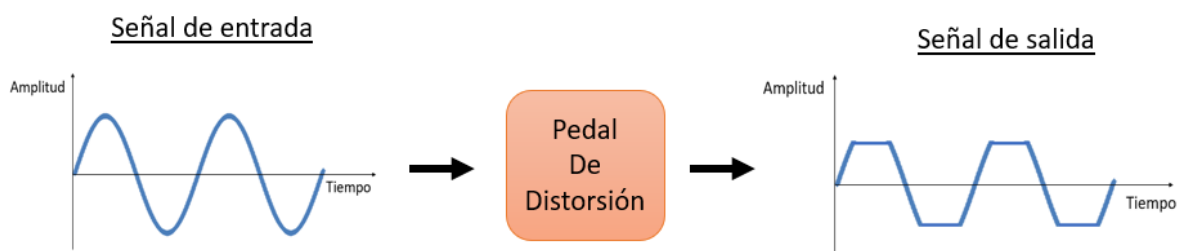


Figura 3: Diagrama conceptual del procesamiento de la señal dado por un pedal de distorsión.

Dentro de los pedales de distorsión, se puede hacer una categorización por tipos según la crudeza con la que sature la señal. Estos pueden ser divididos en: distorsión, *overdrive* y *fuzz*. El anteriormente nombrado Fuzz Face de Dunlop (ver Sección 2.1) se engloba dentro del tipo *fuzz* y se puede considerar el pedal más famoso de la familia de los pedales de distorsión, al ser puesto en el mapa por Jimi Hendrix en 1966.

2.3.2 Reverb y delay

La función del [efecto reverb](#) es la de generar una reverberación del sonido, causando que este no se apague cuando dejamos de tocar, si no que perdure durante un cierto tiempo [5]. Este efecto nace directamente en los estudios de grabación, consecuencia de grabar en una zona sin insonorizar. Para originar el efecto, se colocaban los micrófonos en distintos puntos de la habitación, en vez de grabar con el micrófono pegado al amplificador.

Las primeras etapas de *reverb* en amplificadores se originaban con las llamadas “cámaras de muelles y placas de eco”. Este es un sistema de reverberación que aprovecha las cualidades físicas del metal para retardar la señal y crear reverberación mediante vibraciones sobre una placa recogida por un micrófono piezoeléctrico.

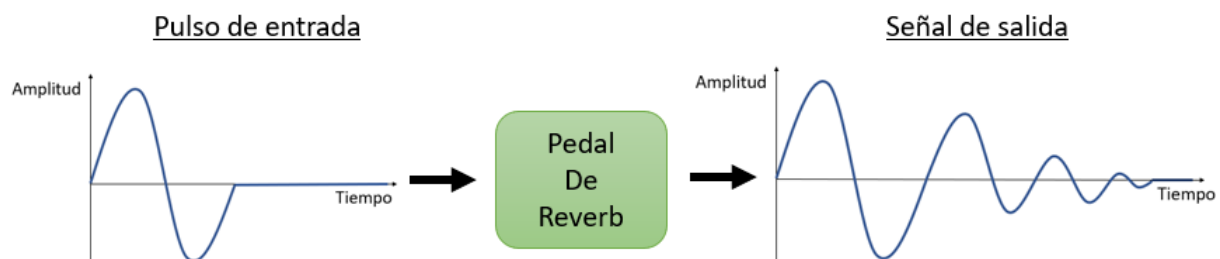


Figura 4: Diagrama conceptual del procesado de la señal dado por un pedal de reverb.

El contrapunto al *reverb* lo marca el efecto *delay* (retraso en español). Este provoca la repetición de la señal transmitida al pedal con un cierto retraso y de forma repetitiva, siendo el intervalo de tiempo entre repeticiones constante. A su vez, el [pedal de efecto delay](#) disminuye gradualmente el volumen del sonido a cada ciclo para que este no solape por completo a la interpretación generando un bucle infinito [6]. Esto en acústica es lo que se denomina eco (efecto acústico contrapuesto a la reverberación).

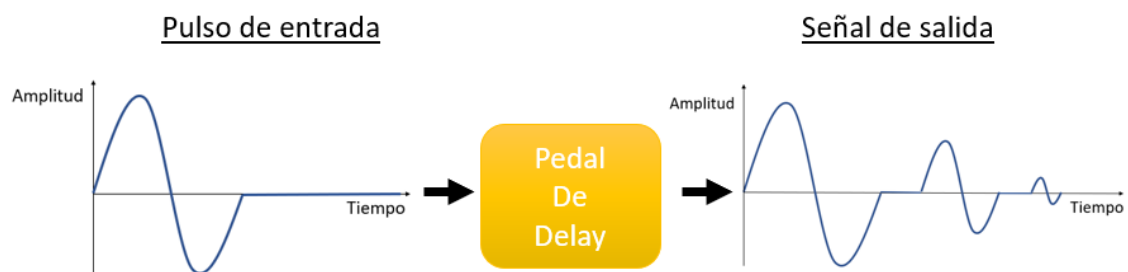


Figura 5: Diagrama conceptual del procesado de la señal dado por un pedal de delay.

No es hasta la llegada de la tecnología MOSFET que se crearían las primeras unidades de retardo puramente electrónicas de *reverb* y *delay*. Estos se basaban en dispositivos de transferencia de carga constituidos por filas de transistores MOS. Creados en 1980, caerían en desuso ante los procesadores digitales posteriormente creados, dada la eficacia de control en la tecnología *time-delay* anteriormente comentada (ver Sección 2.2).

Actualmente, para generar efecto *reverb*, los guitarristas puristas de lo analógico prefieren el uso de etapas previas de amplificación basada en cámaras de muelles y placas de eco, antes que el uso de los pedales de tecnología MOSFET o de procesado digital. Esto es debido al color natural del sonido reverberante producido de esta manera. Sin embargo, en cuanto a pedales de efecto *delay*, el procesado digital impera por antonomasia, dadas las complicaciones de generar un pedal analógico que reproduzca fielmente los tiempos marcados para el retraso de una señal.

2.3.3 Efectos de modulación

El concepto de modulación es propio de la ingeniería de telecomunicaciones. Este corresponde al conjunto de técnicas usadas para transportar información a través de una señal. Esta terminología es adoptada por el gremio de la ingeniería de sonido de malas formas sin hacer un uso riguroso de su terminología original, ya que cuando se habla de efectos de sonido, en ningún momento es necesario hacer uso de la rama de las telecomunicaciones.

En ingeniería de sonido, los efectos de modulación son aquellos en los que se mezclan la señal original (señal que entra en el pedal) con un procesado de la misma donde se ha modificado la amplitud, la frecuencia o la fase de la señal.

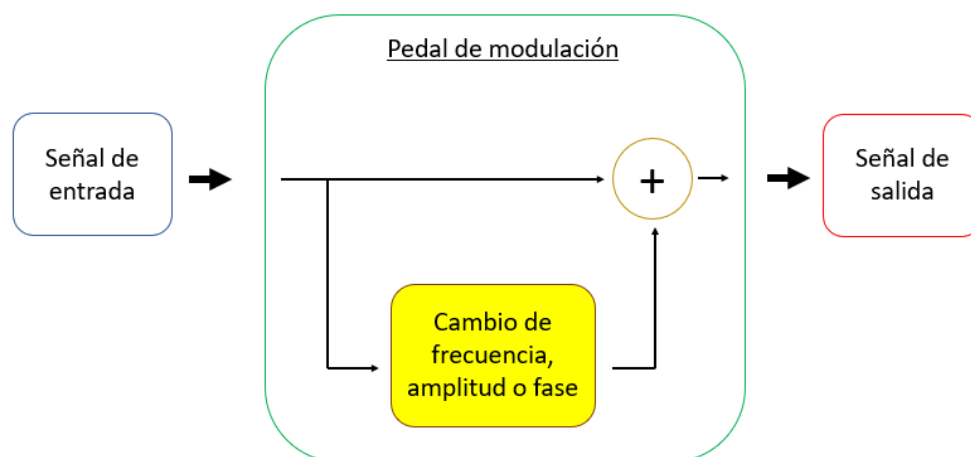


Figura 6: Diagrama conceptual del procesamiento de la señal dado por un pedal de modulación.

Dentro de los pedales de modulación podemos encontrar tres tipos: *chorus*, *flanger* y *phaser*.

- [Chorus](#) [7]: El efecto *chorus* pretende simular un conjunto de sonidos alrededor de la misma frecuencia. El ejemplo más claro (y del que proviene el nombre) es el de un coro de voces. En un coro tenemos un conjunto de voces sonando al unísono. Sin embargo, aunque todas las voces canten a la vez el mismo tono, no percibimos el tono como una nota limpia. Esto se debe a la diferencia de entonación de cada voz. Si todas las voces cantan un “La central” (el cual se encuentra a una frecuencia de 440Hz), resulta prácticamente inhumano que sean capaces de afinar a la frecuencia concreta. El resultado es que cada voz estará alrededor de la nota, sin llegar a cantarla exactamente a la frecuencia exacta. Esto genera una sensación de conjunto.

Para generar esta sensación de conjunto con el sonido de una guitarra, el pedal *chorus* se basa en la suma de la señal original con varias copias de la misma, teniendo estas copias ligeros cambios de frecuencia entre ellas.

- [Flanger](#) [8]: Consiste en generar una sensación de vaivén del sonido. Es común explicar este sonido como si solapásemos el sonido de un motor de avión con el producido por nuestra guitarra.

La electrónica de este pedal consiste en generar un *delay* de la señal primigenia para posteriormente sumarla a la original. Al ser sumadas, estas van a sufrir interferencias destructivas y constructivas generando el sonido deseado.

- [Phaser](#) [9]: El efecto *phaser* origina un sonido similar al producido por el *flanger*. Sin embargo, este tiende a diferenciarse del *flanger* en una calidad de audio mejorada, teniendo más sensibilidad en el espectro de frecuencias. Esto es debido a que, al contrario que el *flanger*, los *phasers* no usan una unidad de *delay* para originar un desfase entre las ondas, si no, que se basan en unidades de desfase causadas por filtros. Dado que el pedal elegido para un análisis más minucioso es un pedal de efecto *phaser*, los detalles teóricos y técnicos se mostrarán en apartados posteriores.

3 ANÁLISIS DEL MXR PHASER 90

De todos los pedales de efectos nombrados, se ha elegido el pedal de efecto *phaser* para hacer un análisis eléctrico más exhaustivo. Este ha sido elegido primeramente por su interés como

pedal de modulación en cuanto al procesado analógico de señal y en segundo lugar por ser el pedal de efecto analógico de modulación con más resolución frente a sus predecesores en la historia.

Dentro de los pedales de efecto *phaser* se ha escogido el modelo Phaser 90 de la empresa MXR para realizar los análisis de funcionalidad de las distintas partes de la circuitería de forma teórica y posteriormente comprobarla mediante simulación en CADENCE CAPTURE 16.5. Se ha escogido este modelo dada su relevancia y reputación, siendo el Phaser 90 de MXR el pedal de efecto *phaser* más usado por los guitarristas a lo largo de la historia.



Figura 7: MXR Phaser 90 [10].

3.1 MARCO TEÓRICO.

Los pedales de efecto *phaser* se basan en el cambio de fase de la señal original.

El concepto de fase no se suele utilizar de forma absoluta, sino que se emplea para describir la diferencia de fase o el desfase que existe entre dos ondas.

Dadas dos ondas de misma frecuencia, estas se pueden encontrar en tres escenarios distintos:

1. Dos ondas estarán en fase cuando ambas alcanzan el valor máximo de amplitud, así como el paso por el cero al mismo tiempo.

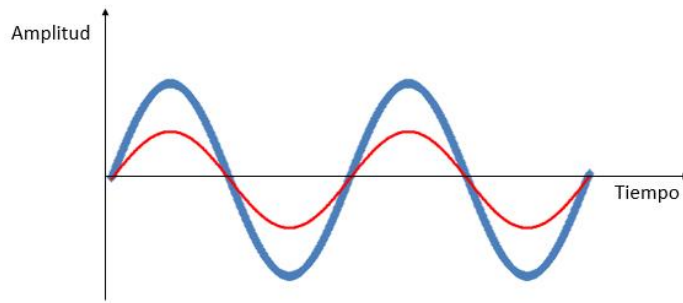


Figura 8: Ondas en fase.

2. Dos ondas estarán en desfase cuando alcanzan su máximo y paso por el cero a tiempos distintos.

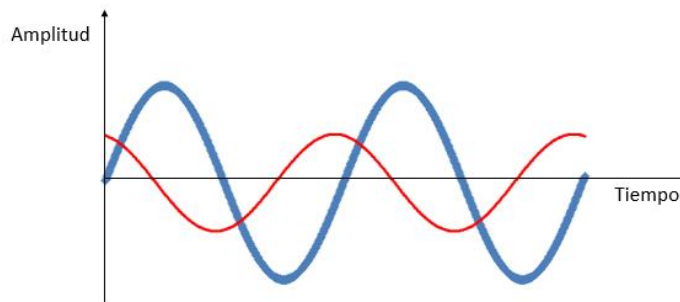


Figura 9: Ondas en desfase.

3. Dos ondas estarán en contrafase cuando pasan por el cero a tiempos iguales, pero cuando una alcanza su máximo de amplitud, la otra se encuentra en su mínimo. Este es un caso particular de dos ondas en desfase.

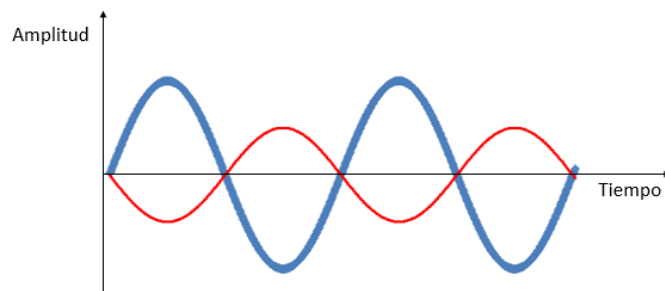


Figura 10: Ondas en contrafase.

Si nos centramos en las ondas desfasadas, podemos definir la diferencia de fase para medir la cantidad en que están desfasadas. Esta se expresa como un ángulo en grados entre 0° y 360° , representando las subdivisiones del periodo en un ciclo completo.

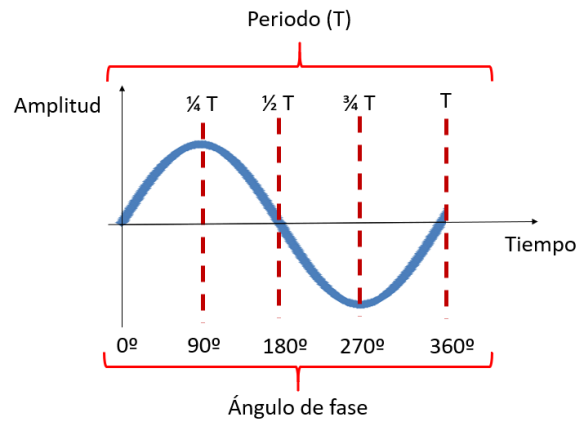


Figura 11: Ángulos de fase en un ciclo completo.

El desfase entre dos ondas es la diferencia de grados que existe entre puntos análogos correspondientes a las dos ondas.

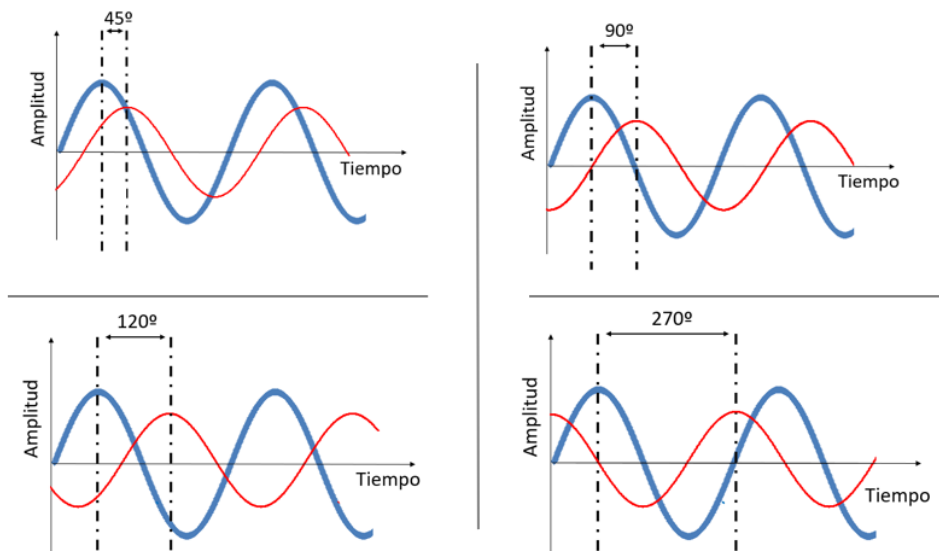


Figura 12: Desfases entre dos ondas. Arriba izquierda 45° , arriba derecha 90° , abajo izquierda 120° y abajo derecha 270° .

Si tenemos dos señales con la misma frecuencia, una señal desfasada respecto a otra, y las sumamos, esto dará como resultado puntos donde la señal resultante se amplificará y puntos donde se cancelará. Por ejemplo, si estas dos señales están en contrafase, tienen la misma amplitud y las sumamos, esto dará como resultado una señal nula.

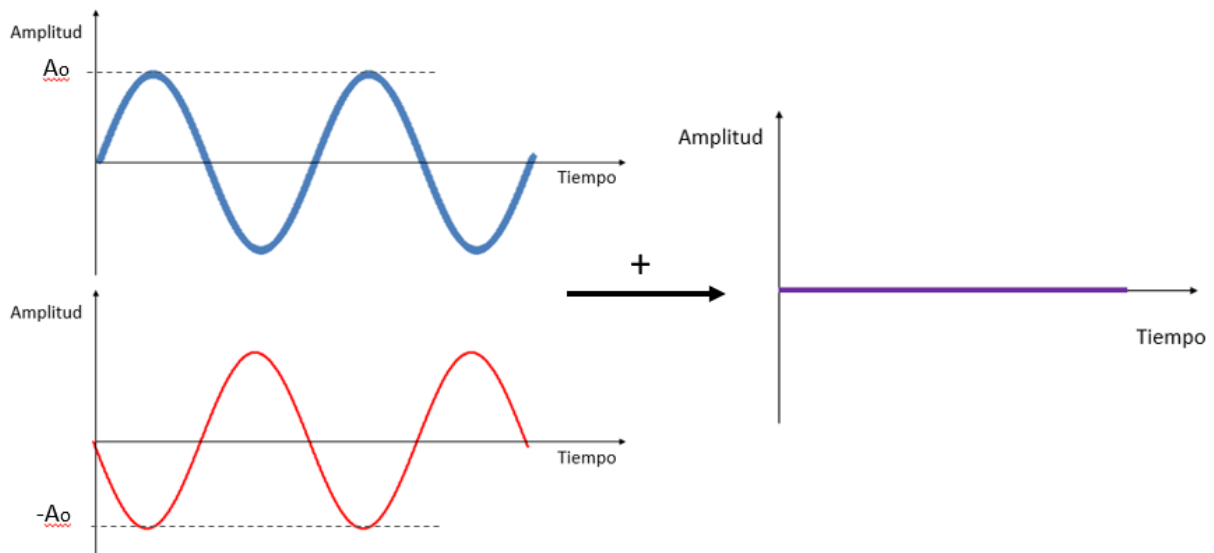


Figura 13: Ejemplo de suma de ondas en contrafase con misma amplitud y frecuencia.

Cuando tenemos sonidos complejos con multitud de armónicos a lo largo del rango de frecuencias y los retrasamos un poco, según lo explicado, se introduce un desfase. Si hacemos esto, cada componente del sonido es retrasada exactamente la misma cantidad de tiempo. Como ejemplo, miremos que ocurre cuando aportamos 1 milisegundo de retraso (*delay*) a una señal.

Recordamos que el periodo de una señal es $T = 1/f$. Si tenemos una señal de 1kHz, tendremos un periodo de $T = 1\text{ms}$. Como estamos aplicando 1ms de *delay* y este corresponde con exactamente un periodo de nuestra señal, el desfase es de 360° , es decir, que nuestra onda resultante estaría en fase con la original. En cambio, si usamos una señal de 500Hz, esta tiene un periodo de $T = 2\text{ms}$ por lo que el mismo tiempo de *delay* ocasionaría únicamente 180° de desfase respecto a la original, dando como resultado una señal en contrafase con la original.

Si generalizamos estos resultados tenemos que cada valor de frecuencia que es múltiplo ($\times 1$, $\times 2$, $\times 3$, ...) del valor de *delay* resulta estar en perfecta fase con la original. Si tenemos frecuencias múltiplo de la mitad del tiempo de *delay* ($\times 0.5$, $\times 1.5$, $\times 2.5$, ...), estas estarán en contrafase con la original. A mitad de los valores de múltiplos enteros y de múltiplos de la mitad de *delay* los cambios de fase son intermedios, de forma que al sumar la señal resultante del *delay* con la original tenemos una señal que gradualmente se desvanece y se refuerza.

Cuando miramos la respuesta en frecuencia de este resultado, obtenemos lo que denominamos *notches*. Estos *notches* son valores de frecuencia donde la respuesta en decibelios es cancelada.

El sonido resultante estaría por tanto cancelado para los valores de frecuencia establecidos por los *notches*.

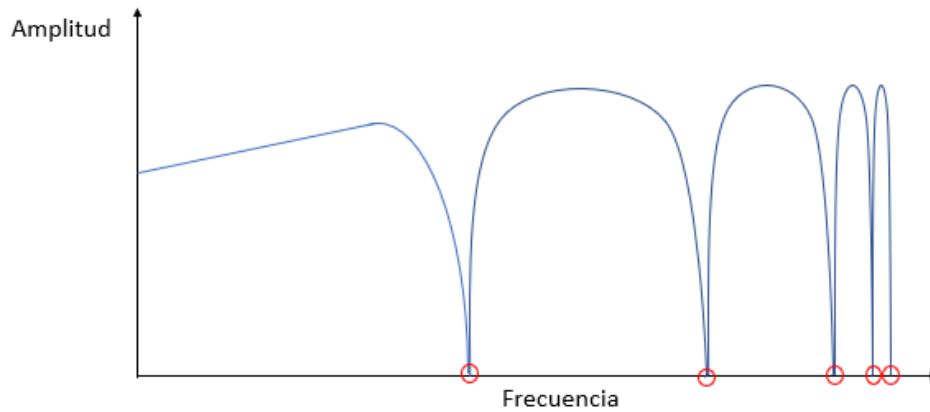
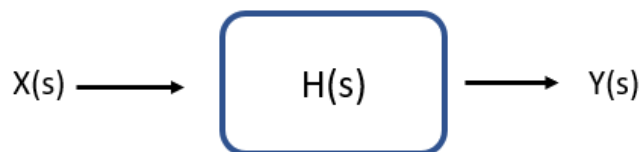


Figura 14: Ilustración del espectro fruto de la suma de dos señales desfasadas. Notches rodeados en rojo.

Este correspondería a la obtención de un efecto *flanger*, el cual efectúa el retraso de la señal para que al sumarla con la original cause los *notches*.

En nuestro caso, vamos a estudiar un *phase shifter*. Este se basa en los mismos principios que el *flanger* sin usar un retraso en la señal de origen, si no directamente en un cambio de fase. Esto se consigue en base a filtros. Es por ello que es necesario hacer una breve explicación sobre las características principales de las funciones de transferencia involucradas.



$$H_{HPF}(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} \quad (1)$$

En nuestro caso, únicamente vamos a encontrarnos con filtros paso de alta de primer orden. Es por ello por lo que la función de transferencia va a tener la forma:

$$H_{HPF}(s) = \frac{s}{(s + \omega_c)} = \frac{1}{\omega_c} \frac{s}{\left(1 + \frac{s}{\omega_c}\right)} \quad ; \quad \omega_c > 0 \quad (2)$$

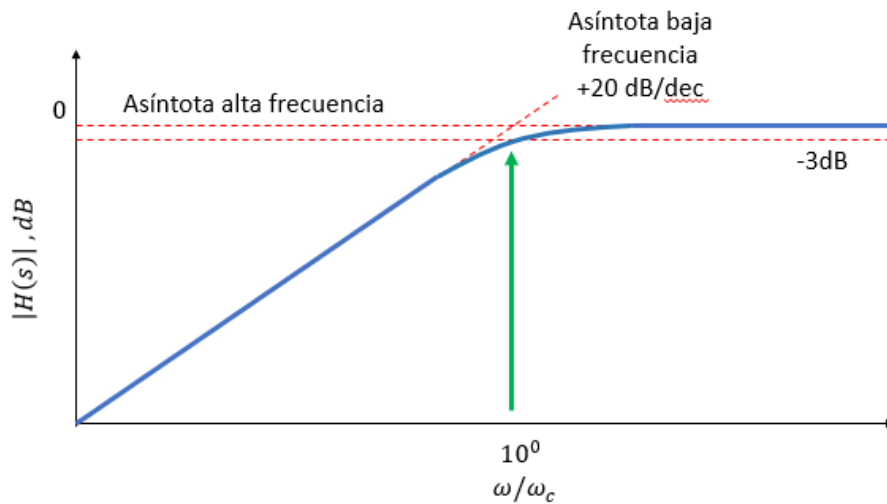


Figura 15: Diagrama de Bode de magnitud del filtro paso de alta de primer orden. Frecuencia de corte indicada con la flecha verde.

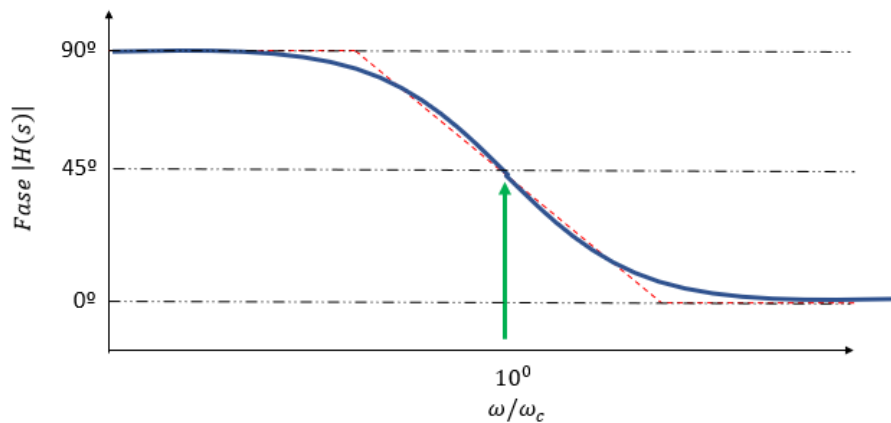


Figura 16: Diagrama de Bode de fase del filtro paso de alta de primer orden. Frecuencia de corte indicada con la flecha verde .

Se define la frecuencia de corte como la frecuencia a partir de la cual se quiere que se atenúe el contenido espectral de la señal de entrada al filtro. En el caso de un filtro paso de alta, este deja pasar las frecuencias mayores que la frecuencia de corte.

La frecuencia de corte es fácilmente identificable en los diagramas de Bode de funciones de transferencia de primer orden. Esta corresponde al punto de atenuación de 3dB en el diagrama de magnitud y al punto de cambio de fase a 45° en el diagrama de fase. Se obtiene en hercios como:

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} \quad (3)$$

Mediante la concatenación de filtros, se aprovechan los desfases provocados a la señal para originar los *notches* requeridos.

De por sí, la generación de los *notches* únicamente resultaría en una cancelación de ciertas frecuencias puntuales, lo cual en la práctica no es el efecto que deseamos conseguir. En cambio, si conseguimos un desplazamiento gradual de los *notches* a través del rango de frecuencias, originaríamos el efecto oscilatorio deseado en el sonido resultante.

Para conseguir el movimiento de los *notches* en el caso del *phase shifter* se propone variar de forma ininterrumpida el valor de la frecuencia de corte. Esto es para que los cambios de fases se originen a frecuencias no estancas, si no que varíen sin cesar por el espectro en frecuencias. Así, los *notches* se desplazarían por todo el rango de frecuencias.

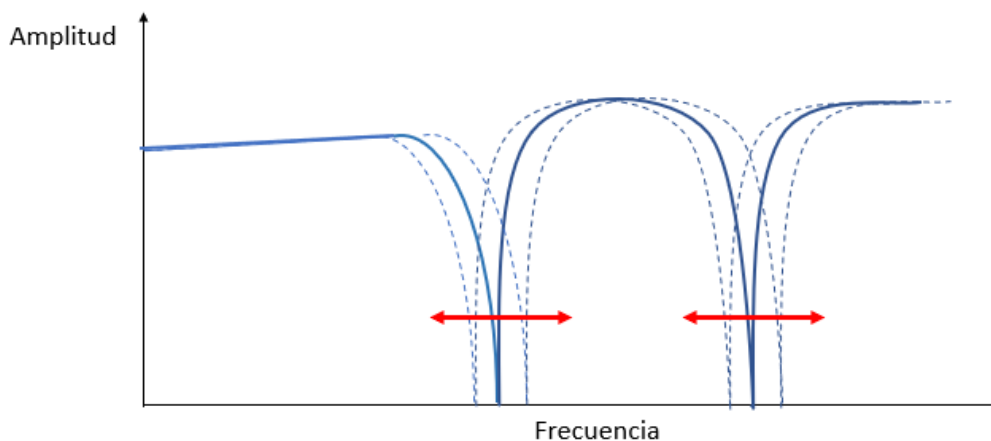


Figura 17: Gráfica ilustrativa del movimiento de los notches.

3.2 ESTUDIO POR MÓDULOS.

En este apartado se procede a analizar y desgranar la circuitería del pedal en concreto. Para ello nos basamos en el esquemático del modelo del MXR Phase 90 ofrecido por el fabricante, analizando cada módulo que conforma el circuito.

En la Figura 18 tenemos el esquemático en cuestión que se va a analizar. Se ha dividido el esquemático en 5 secciones: *power supply*, *buffer* de entrada, *phase shifting*, oscilador de baja frecuencia y *output mixer*. Para cada sección se analizará su funcionalidad y validez mediante simulaciones en CADENCE CAPTURE 16.5, tanto de manera individual para cada módulo, así como combinando distintos y visualizando el resultado final.

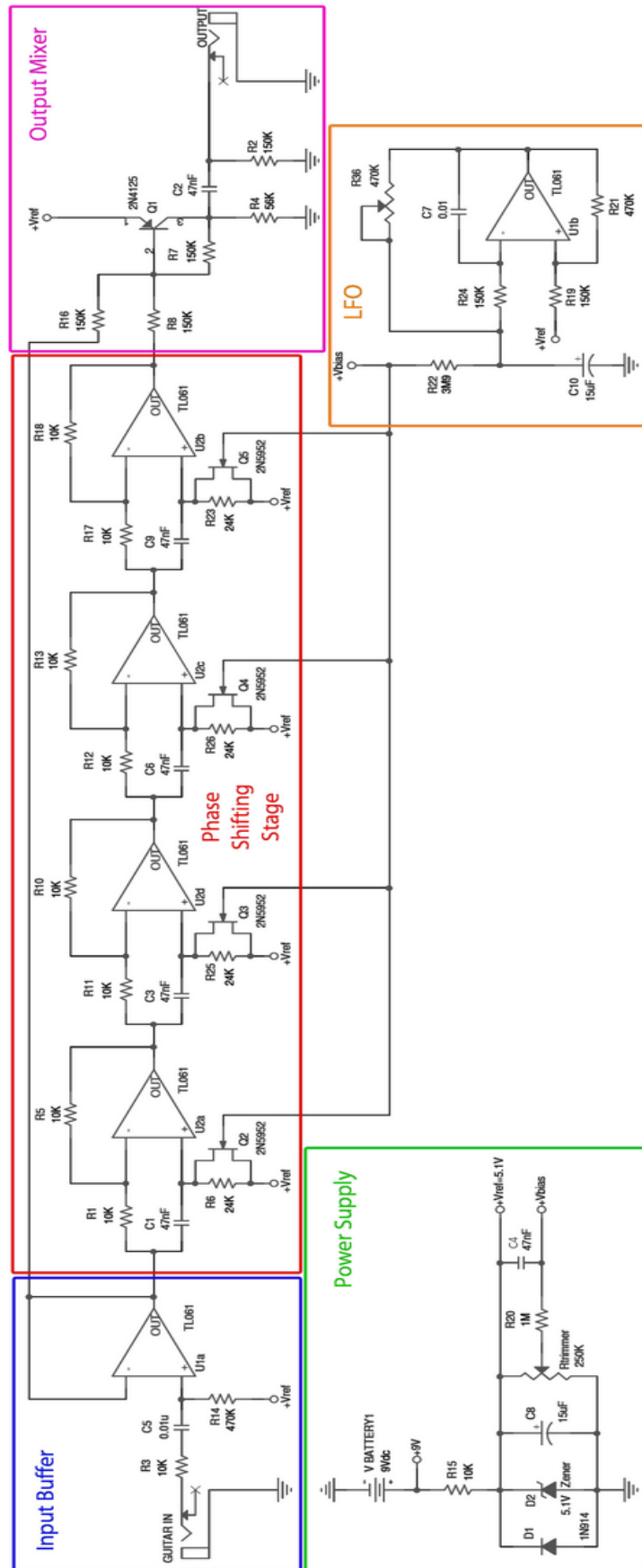


Figura 18: Esquemático completo del MXR Phase 90 [11].

3.2.1 Power supply

Funcionalidad

Usualmente los pedales de efectos son alimentados por una tensión general en DC de 9V. Se suelen diseñar los mismos para que no tengan necesidad de ser conectados a la corriente y la potencia necesaria pueda ser suministrada por una pila de 9V. Así, salvo excepciones donde los pedales necesitan más tensión (12V), la mayoría de los pedales del mercado trabajan con una tensión de entrada de 9V. Esta universalidad viene dada para mayor facilidad a la hora de montar una pedalera de efectos. Cuando se tienen varios efectos, normalmente se hace uso de un *power bank* del cual salen varios cables con tensión de 9V, para conectar cada pedal individualmente a la corriente.

Dicho esto, que el pedal esté a tensión de 9V hace que necesitemos un módulo para ofrecer distintos valores de tensión, ya que no todos los elementos de nuestro circuito van a estar conectados a tensión de 9V. En concreto, en el caso del modelo MXR Phase 90 vamos a necesitar una tensión V_{ref} de 5.1V. Esta tensión será usada como tensión de modo común en todas las etapas en cascada del *phase shifting*, que conllevan el uso de amplificadores operacionales polarizados entre 0 y 9V. Además, se necesitará una tensión V_{bias} regulable en torno a los 3.8V en los transistores JFET y para centrar la señal producida por el oscilador de baja frecuencia (ver Figura 18). Para ello disponemos del esquemático de la Figura 19.

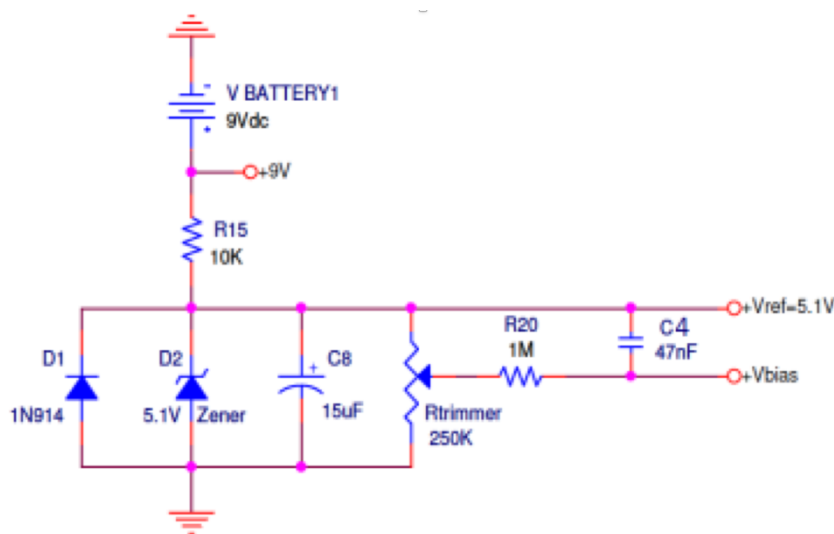


Figura 19: Esquemático del power supply [11].

Para obtener la tensión V_{ref} de 5.1V se hace uso de un regulador compuesto por un diodo Zener de 5.1V (D2 en el esquemático de la Figura 19). Esto automáticamente otorga una rama cuya tensión está a la deseada. Aparte, mediante el uso de un potenciómetro (Rtrimmer en el esquemático), se puede ajustar la tensión de salida V_{bias} en torno a los 3.8V mencionados.

A parte del Zener, hacemos usos de otros elementos, como lo son los dos condensadores y un segundo diodo. La función de los condensadores no es más que la de reducir el ruido de las líneas de tensión (C4). Con respecto al diodo D1, se pone como medida de seguridad para proteger al pedal frente a conexiones de polaridad invertida, en cuyo caso este impediría el paso de corriente a nuestro circuito.

Simulación

A la hora de simular es necesario incluir un modelo de diodo Zener de 5.1V, al no disponer de tal las librerías de CADENCE CAPTURE. El modelo usado aparece detallado en el Anexo I.

Para la simulación del módulo, hay que ajustar el potenciómetro para que V_{bias} se encuentre en torno a los 3.8V, además de incorporar una fuente de intensidad ideal de 20mA (ver detalles en el Anexo I) . Bajo distintas pruebas de ajuste, esto conlleva fijar el SET a 0.25.

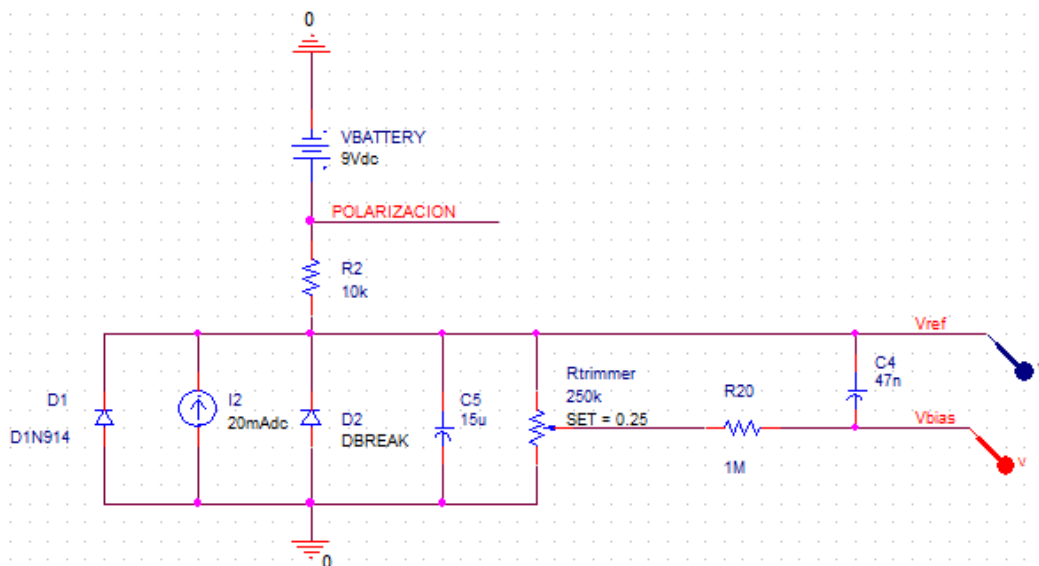


Figura 20: Circuito usado para simulación del módulo de power supply en CAPTURE.

Como resultado, se obtienen las tres tensiones necesarias para la alimentación del circuito:

- Tensión de polarización de los opamps, situada a 9V (posteriormente llamada V_p).
- Tensión de alimentación V_{ref} de 5.1V para el *source* de los transistores JFET 2N5952 (posteriormente implementados mediante transistores JbreakN).

- Tensión V_{bias} de 3.8V para centrar la oscilación del módulo del LFO y alimentar de tal forma a la *gate* de los transistores JFET 2N5952.

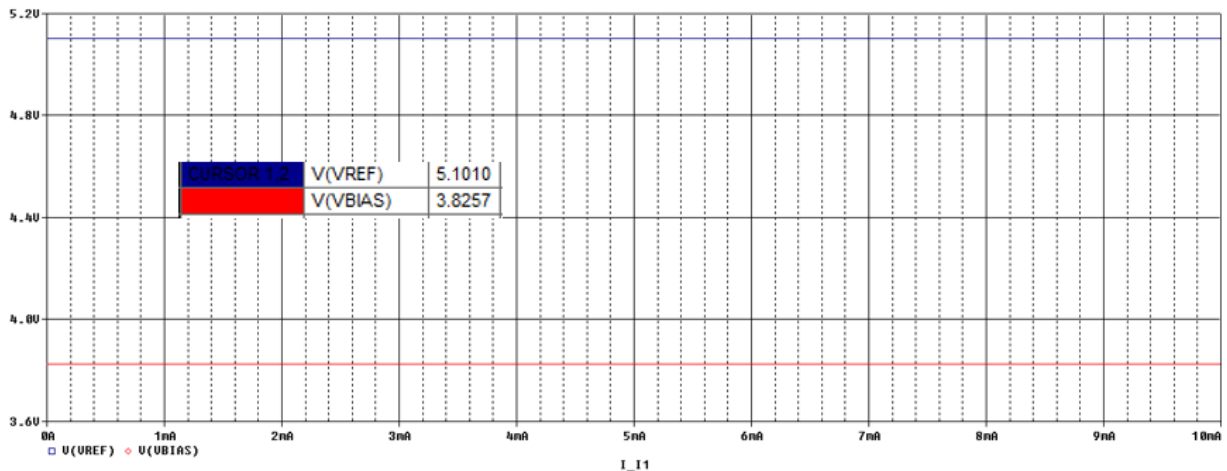


Figura 21: Resultado de simulación para determinar las tensiones V_{ref} y V_{bias} .

3.2.2 Buffer de entrada

Funcionalidad

El primer módulo con el que se encuentra la señal que proviene de nuestra guitarra es el *buffer* de entrada. Este *buffer* se utiliza para mantener una alta impedancia de entrada y evitar así el llamado *tone sucking*. Este efecto no deseado interviene cuando conectamos varios pedales entre sí y consiste en una pérdida de fuerza por parte de la señal e incluso en la aparición de ruidos no deseados (comúnmente llamado *humming*). Para evitar esto, como norma a la hora de la fabricación de pedales de efecto, las marcas se aseguran de tener una alta impedancia de entrada y una baja impedancia de salida en sus pedales.

El esquemático del *buffer* de entrada del MXR Phase 90 se ilustra en la Figura 22. Como puede observarse, antes del *buffer* propiamente dicho se establece un filtro paso de alta.

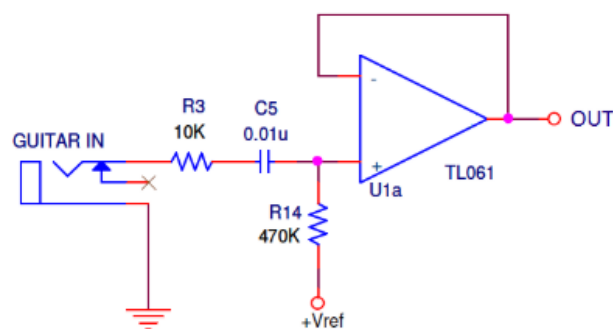


Figura 22: Esquemático del buffer de entrada [11].

El filtro paso de alta lo constituye un circuito RC en serie en la cual la salida es la caída de tensión en la resistencia R14. El condensador C5 bloquea la tensión DC y constituye dicho filtro básicamente con R14. Este filtro actuará atenuando frecuencias bajas respecto a su *frecuencia de corte*. Para calcular la frecuencia de corte hacemos uso de las ecuaciones (1), (2) y (3) vistas en el marco teórico:

$$H_{HPF}(s) = \frac{v_+(s)}{v_{in}(s)} = \frac{R_{14}}{R_{14} + \frac{1}{s C_5} + R_3} = \frac{s C_5 R_{14}}{s C_5 (R_3 + R_{14}) + 1}$$

Si identificamos $\frac{1}{\omega_c} = C_5(R_3 + R_{14})$:

$$\frac{s C_5 R_{14}}{s C_5 (R_3 + R_{14}) + 1} = \frac{s C_5 R_{14}}{1 + \frac{s}{\omega_c}}$$

Por tanto, la frecuencia de corte viene dada por:

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_5 (R_3 + R_{14})} = \frac{1}{2\pi 0.01\mu\text{F} (10\text{k}\Omega + 470\text{k}\Omega)} = 33.157\text{Hz}$$

Gracias a este filtro, componentes de la señal de entrada (procedente de la guitarra) a frecuencias más bajas de los 33.157Hz quedarán atenuadas a la entrada del *buffer*. En esta frecuencia de corte, el módulo de la respuesta en frecuencia baja 3dB respecto a la zona pasante.

Después del filtro la señal pasa por el *buffer* de tensión, compuesto por un amplificador operacional TL061 con realimentación negativa. Idealmente este *buffer* proveería una ganancia unidad, además de una resistencia de entrada infinita y una resistencia de salida nula. Si calculamos la resistencia de entrada para el circuito de la Figura 22:

$$R_{in} = R_3 + R_{14} = 480\text{k}\Omega \quad (4)$$

Este valor de R_{in} puede ser considerado una buena aproximación para hacer las consideraciones de *buffer* ideal. Una buena práctica en la fabricación de pedales de efectos es tener un *buffer* con impedancia de entrada de al menos 1M Ω para evitar el *tone sucking*. Sin embargo, el hecho de tener que construir un filtro paso de alta y mantener el pedal con una alimentación de 9V a lo sumo, hace que tengamos que usar los valores de resistencia mencionados.¹

¹ Estudiadas las características de diseño, una posible mejora podría resultar de doblar el valor de R14 y dividir por 2 el de C5, lo que mantendría el valor de la frecuencia de corte del filtro y aumentaría la R_{in} .

En la Figura 24 se comprueba que los límites de operación del *buffer* están entre los 1.7V y los 7.3V aproximadamente.

En equipos de audio, se define el concepto de nivel de línea. Este término se usa para denotar el nivel de una señal de audio utilizada para transmitir señales analógicas entre diversos equipos de audio. Así, este nivel de línea es comúnmente expresada en decibelios y corresponde a un valor estandarizado de -10dBV , lo que corresponde a una señal sinusoidal de 0.3162 voltios eficaces (V_{ef}). Teniendo en cuenta que la amplitud pico a pico puede ser calculada como $\sqrt{2}V_{ef}$, la señal tendría una amplitud pico a pico de 0.4472V.

Considerando que la salida de tensión de una guitarra esta estandarizada a un valor medio de la señal de 4.5V y añadiéndole correspondientemente el valor pico a pico de la señal, se comprueba que nuestra señal entra dentro de los parámetros donde el *buffer* es funcional.

Con estos datos podemos calcular la pendiente de la característica entrada-salida del *buffer* comprobándose que la ganancia es prácticamente la unidad.

$$m = \frac{y_{\text{LÍMITE SUPERIOR}} - y_{\text{LÍMITE INFERIOR}}}{x_{\text{LÍMITE SUPERIOR}} - x_{\text{LÍMITE SUPERIOR}}} = \frac{7.2907 - 1.7253}{7.2927 - 1.7236} = \frac{5.5654}{5.5691} = 0.9993$$

Pasamos ahora a comprobar el comportamiento en frecuencias del filtro paso de alta con un *AC Sweep* logarítmico de 3Hz a 300Hz con 1000 puntos por década.

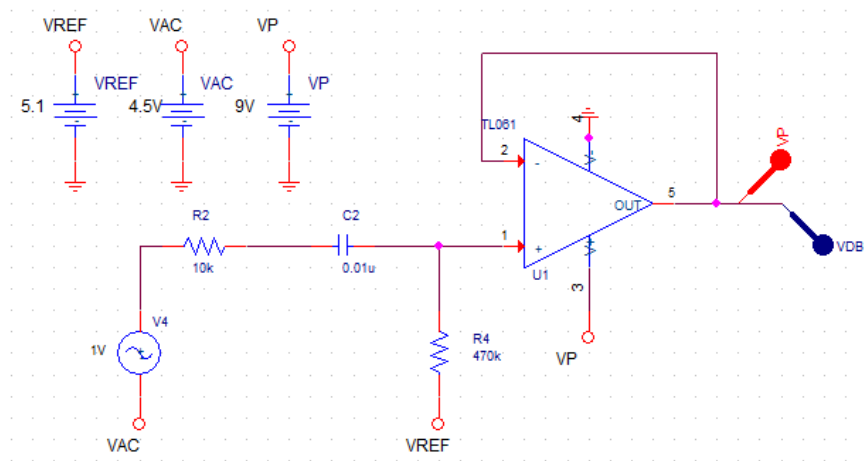


Figura 25: Esquemático para las simulaciones en CAPTURE del conjunto HPF-buffer.

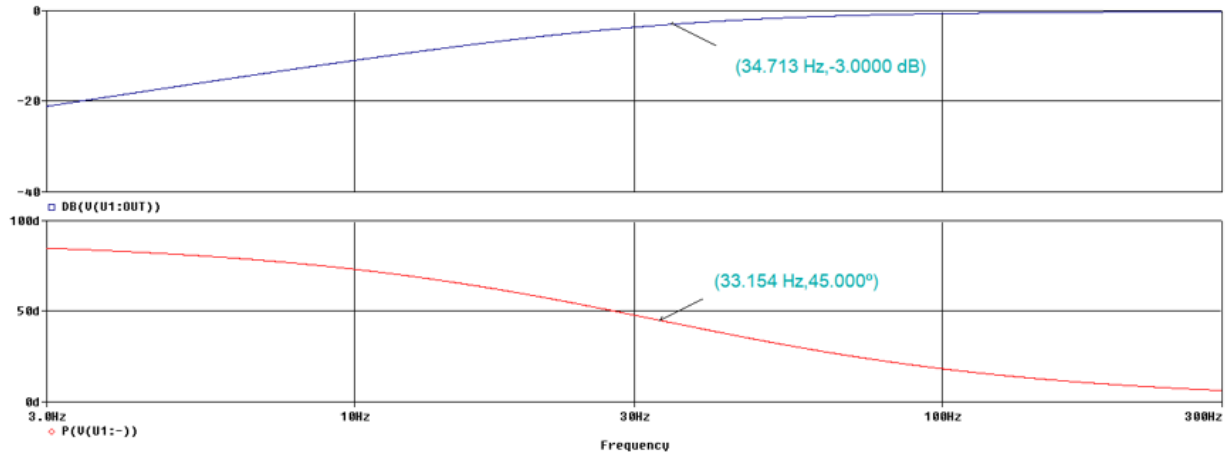


Figura 26: Diagrama de Bode obtenido por simulación. Arriba magnitud en decibelios. Abajo fase en grados.

A partir del diagrama de magnitud, la caída de 3dB se produce a 34.713Hz, mientras que el cambio de fase de 45° corresponde a una frecuencia de 33.154Hz. Estos valores ofrecen una aproximación aceptable a la teórica de 33.157Hz calculada en la Sección 3.2.2. Además, se aprecia claramente el filtrado paso de alta de primer orden (ver Figura 15 y Figura 16).

3.2.3 Phase shifting

El módulo de *phase shifting* es el núcleo central del circuito y su objetivo es el de crear un desfase en la señal original. Este se basa en la concatenación de varios desfases de la señal. En concreto, se ilustrarán a continuación lo que llamaremos “unidad elemental de desfase” y “unidad elemental activa de desfase”, gracias a las cuales, haciendo uso en cascada de ellas, podremos provocar un desfase de un cierto número de grados en la señal por cada unidad, llegando como producto final a cuatro veces ese desfase respecto a la señal original.

3.2.3.1 Unidad elemental de desfase

Fundamento

Como se ilustra en la Figura 27, la unidad elemental de desfase es una red RC alimentada por una señal V_1 a la entrada del condensador y por una señal V_2 a la entrada de la resistencia, las cuales se encuentran en un desfase de 180° .

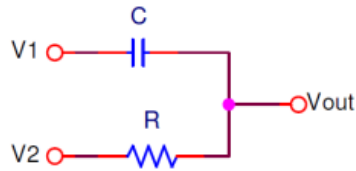


Figura 27: Esquema de la unidad de desfase elemental [11].

Si analizamos la respuesta en frecuencias del circuito y determinamos $V_{out}(s)$ aplicando el principio de superposición se obtiene:

$$V_{out}(s) = H_1(s)V_1(s) + H_2(s)V_2(s) \quad (5)$$

donde $H_1(s) = H_{HPF}(s)$ función de transferencia de un filtro paso de alta y $H_2(s) = H_{LPF}(s)$ función de transferencia de un filtro paso de baja.

Simulación

Bajo este análisis se pueden obtener dos casos límites:

- *Caso 1: Filtro paso de alta.*

Lo obtenemos teniendo conectando V_2 a tierra, lo que deja a V_1 como única fuente.

$$V_{out}(s) = H_1(s)V_1(s) \quad (6)$$

Para comprobar que realmente es un filtro paso de alta, se hace uso de los valores nominales para la obtención del diagrama de Bode en CAPTURE.

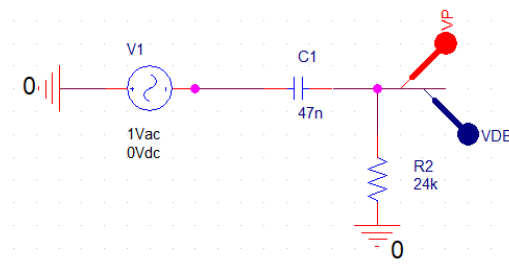


Figura 28: Esquemático para simulación en CAPTURE del filtro paso de alta.

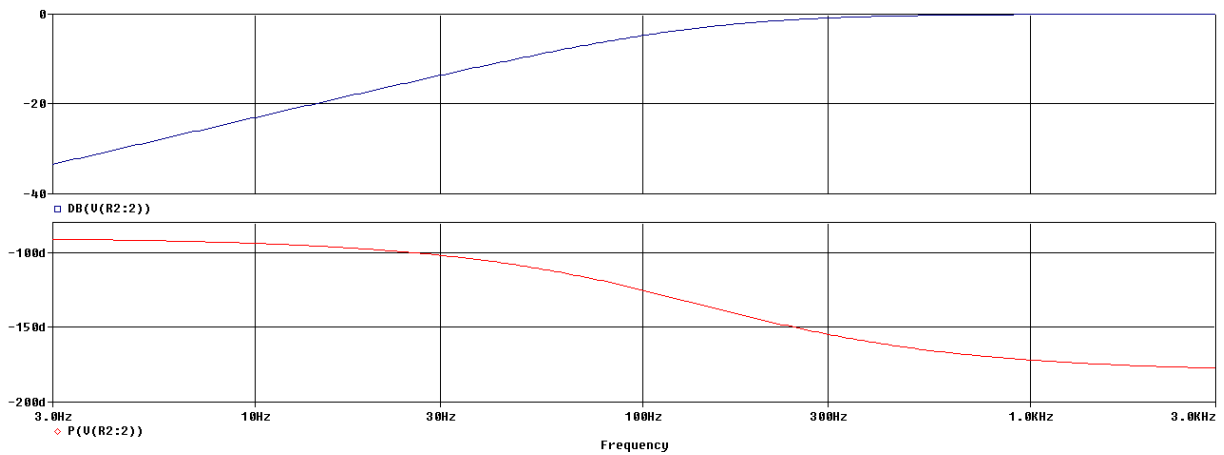


Figura 29: Resultado de simulación en CAPTURE del filtro paso de alta. Arriba magnitud en decibelios. Abajo fase en grados.

- Caso 2: Filtro paso de baja.

Obtenido de manera contraria a la anterior, es decir, con V_2 como fuente y V_1 a tierra.

$$V_{out}(s) = H_2(s)V_2(s) \quad (7)$$

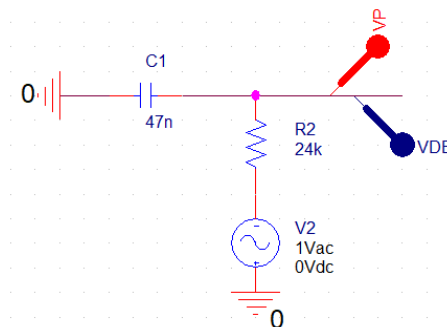


Figura 30: Esquemático para simulación en CAPTURE del filtro paso de baja.

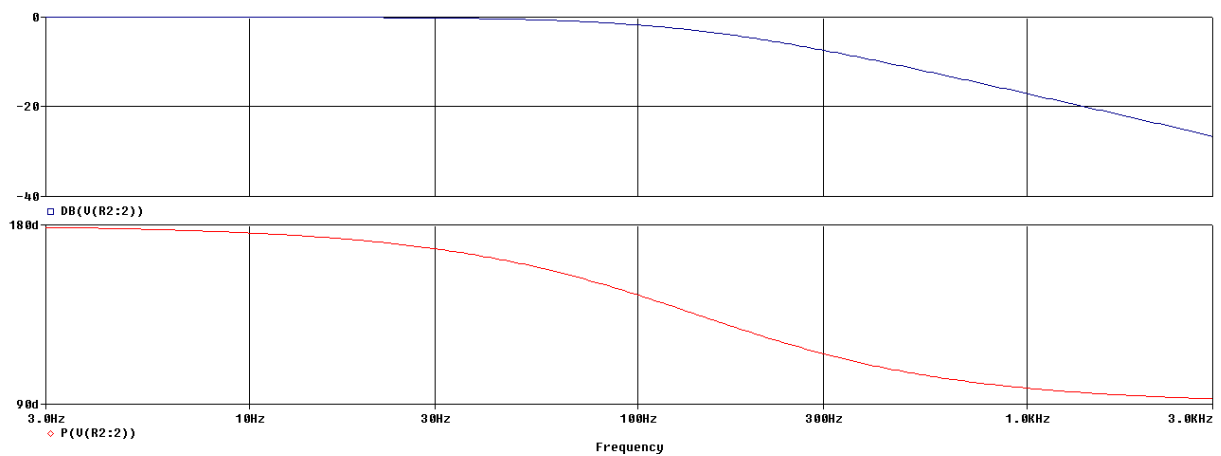


Figura 31: Resultado de simulación en CAPTURE del filtro paso de baja. Arriba magnitud en decibelios. Abajo fase en grados.

Uniendo los dos casos anteriores, por el principio de superposición se obtiene:

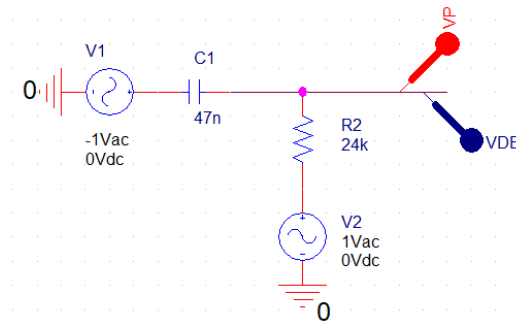


Figura 32: Esquemático usado para simulación en CAPTURE de la unidad de desfase elemental al completo.

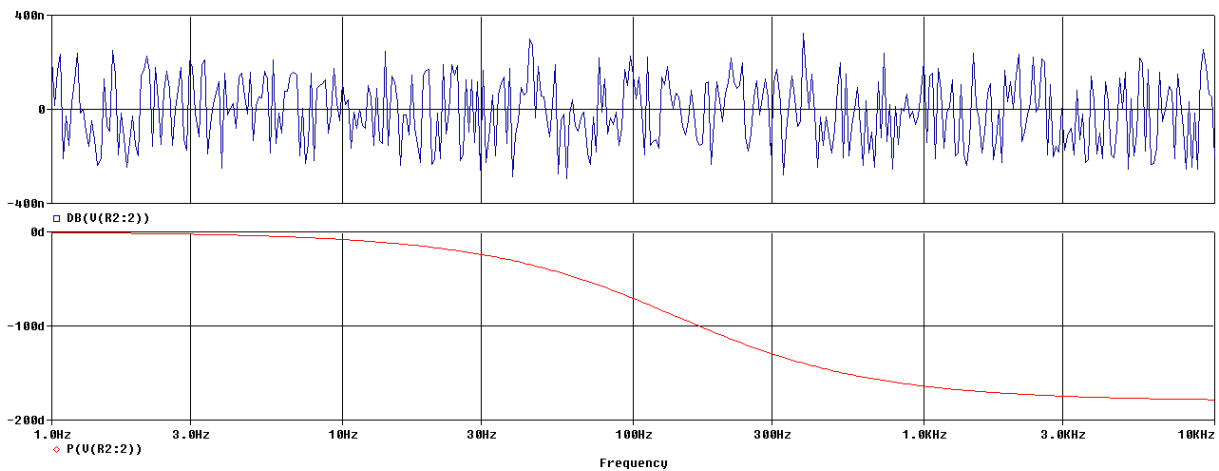


Figura 33: Resultado de simulación en CAPTURE de la unidad de desfase elemental al completo. Magnitud en rojo y fase en verde.

Si seguimos el principio de superposición, la magnitud debe permanecer constante y la fase modificarse en un valor de 90° ($45^\circ+45^\circ$) a la frecuencia de fase, f_{fase} (no llamada frecuencia de corte al no tratarse de un filtro estándar de una sola entrada). Fijándonos en la Figura 33, observamos que, en cuanto a la magnitud, esta no permanece del todo constante, sino variando entre los -400ndB y los 400ndB . Esto es debido a ruido numérico, pudiéndose considerar auditivamente constante a 0dB . En cuanto a la fase, sí que observamos un claro desfase de 90° en f_{fase} siguiendo la siguiente formula:

$$\frac{\varphi}{2} = \tan^{-1}(2\pi fRC) \quad f = \frac{\tan\frac{\varphi}{2}}{2\pi RC} \quad (8)$$

3.2.3.2 Unidad elemental activa de desfase

Fundamento

Si nos fijamos en el circuito, V_1 y V_2 provienen del mismo nudo de entrada. Así, el desfase entre ambas ramas se va a producir gracias a la introducción de un inversor. De esta forma, la rama de R va a la entrada inversora y la de C a la no inversora, lo cual es lo que introduce el cambio de signo en la transferencia de la señal. Aparte, usando el concepto de “unidad elemental de desfase”, el MXR Phaser 90 usa los amplificadores operacionales para de esta forma poder concatenar varios desfases y que actúen de forma aditiva. En caso contrario, de no hacer uso del inversor, los filtros en cascada dependerían de la carga añadida. Al conjunto de la unidad elemental en configuración inversora con el amplificador operacional es lo que llamaremos “unidad elemental activa de desfase”.

Podemos representar el desfase de 90° que tendrá lugar cuando $f_{\text{phaser}}=f_c$ en la red RC:

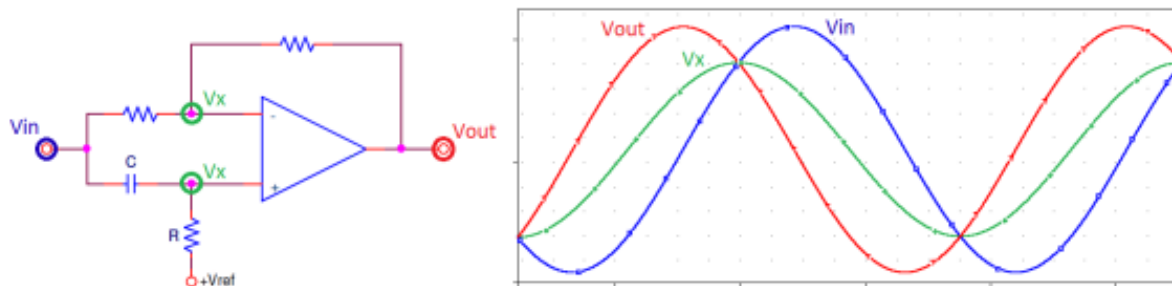


Figura 34: Diagrama de la unidad elemental activa de desfase con resultado en transitorio a frecuencia phaser [11].

La señal azul V_{in} es la señal de entrada, por ejemplo, una señal unitaria de modulo 1 y fase 0° . La señal verde V_x es la señal en cualquiera de las entradas del opamp. Esta tiene una amplitud de -3dB respecto V_{in} , o en otras palabras $V_{in}/\sqrt{2}$ (razón por la que la señal es más pequeña que la azul y roja). Tomamos la red RC como un paso de alta, dada la condición de V_{ref} de tierra virtual. La señal roja V_{out} es la señal de salida de módulo 1 y fase 90° .

Simulación

Para comprobar la funcionalidad del módulo activo usaremos los valores nominales del esquemático mostrado en la Figura 35. En él se usa como señal de entrada una señal sinusoidal centrada en 4.5V con 0.2V de amplitud (justificado en la Sección 3.2.2) y con una frecuencia

de 141Hz. Esta frecuencia ha sido elegida calculando la frecuencia de corte como se ha indicado anteriormente ($f_c = 1/(2\pi 10k\Omega 47nF) = 141Hz$).

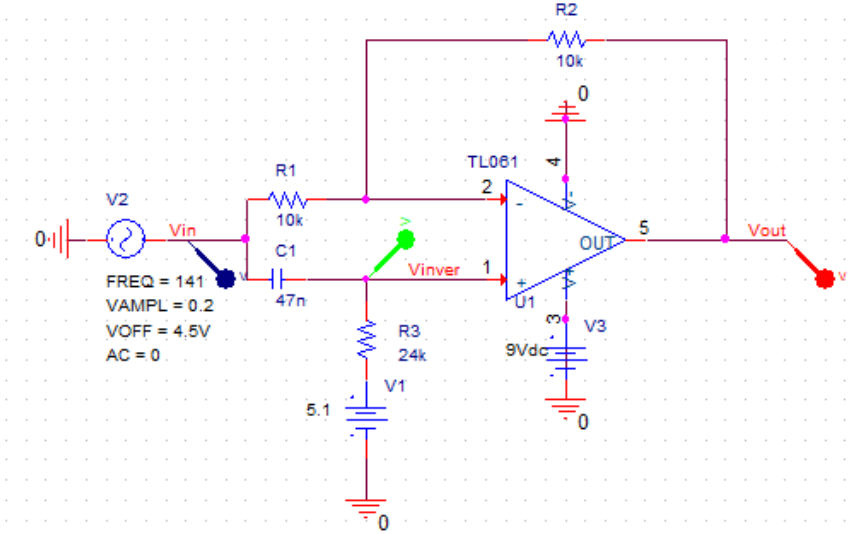


Figura 35: Esquema para simulación en CAPTURE de la unidad elemental activa de desfase.

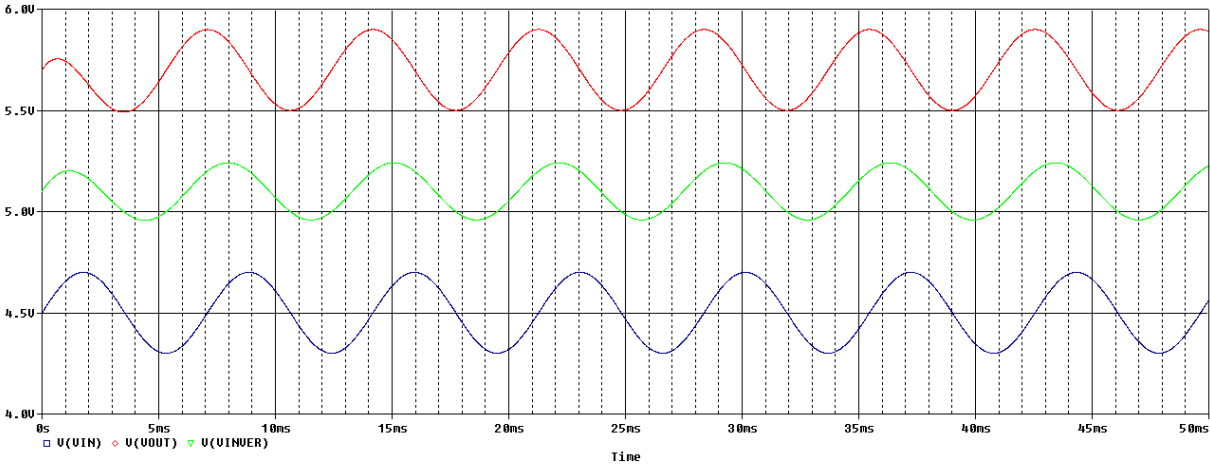


Figura 36: Resultado de simulación de la unidad elemental activa de desfase en régimen transitorio. Vin en azul, Vout en rojo y Vinversora en verde.

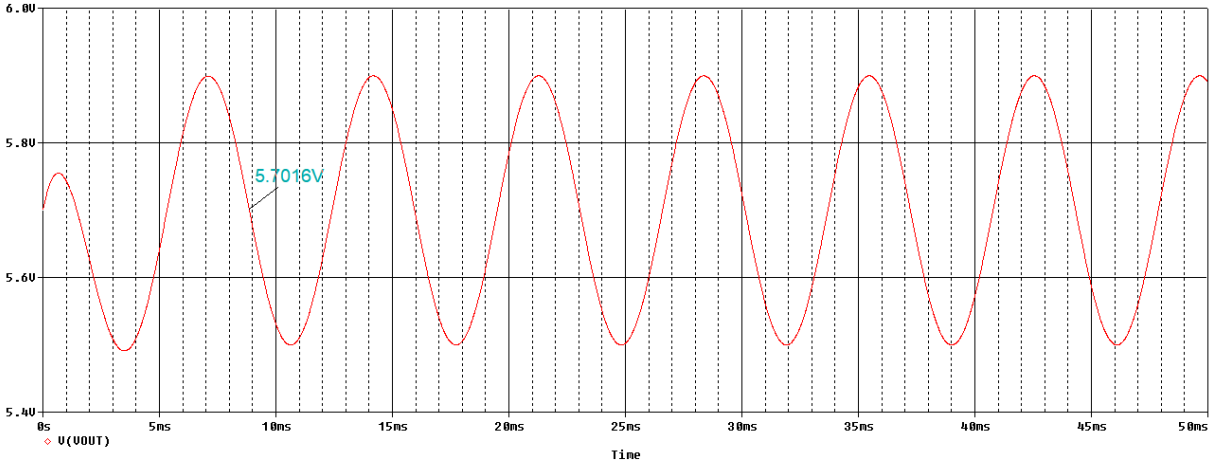


Figura 37: Señal de salida de la unidad elemental activa de desfase en régimen transitorio.

En la Figura 36 se observan los distintos desfases mencionados. Así, la señal de entrada y la señal inversora están centradas a 4.5V y 5.1V correspondientemente, dado que ambos puntos están conectados a entradas de DC con dichos valores. Si representamos la señal de salida únicamente (Figura 37), podemos discernir el nivel de DC de salida de la señal tras pasar por la unidad activa, el cual se sitúa en 5.7V.

El MXR Phaser 90 está formado por 4 unidades elementales activas de desfase en cascada.

Para un filtro de primer orden la transición entre la banda de paso y la de rechazo se produce con una pendiente asintótica de 20 decibelios por década (dB/dec). Puesto que los circuitos en cascada son aditivos en términos de ganancia en el diagrama de Bode, una conexión en cascada de n elementos idénticos de filtrado tendrá una pendiente en la transición entre la banda de paso y la banda eliminada igual a $20n$ dB/dec.

Para corroborar lo anterior, se ha dispuesto un esquemático con los valores nominales en CAPTURE y usado una fuente de AC normalizada a 1V (Figura 38). De esta forma se comprueban las sucesivas caídas de 20dB por unidad activa (Figura 39), así como la adición de 90° de desfase por unidad activa a la frecuencia de corte (rodeado en rojo en la Figura 40).

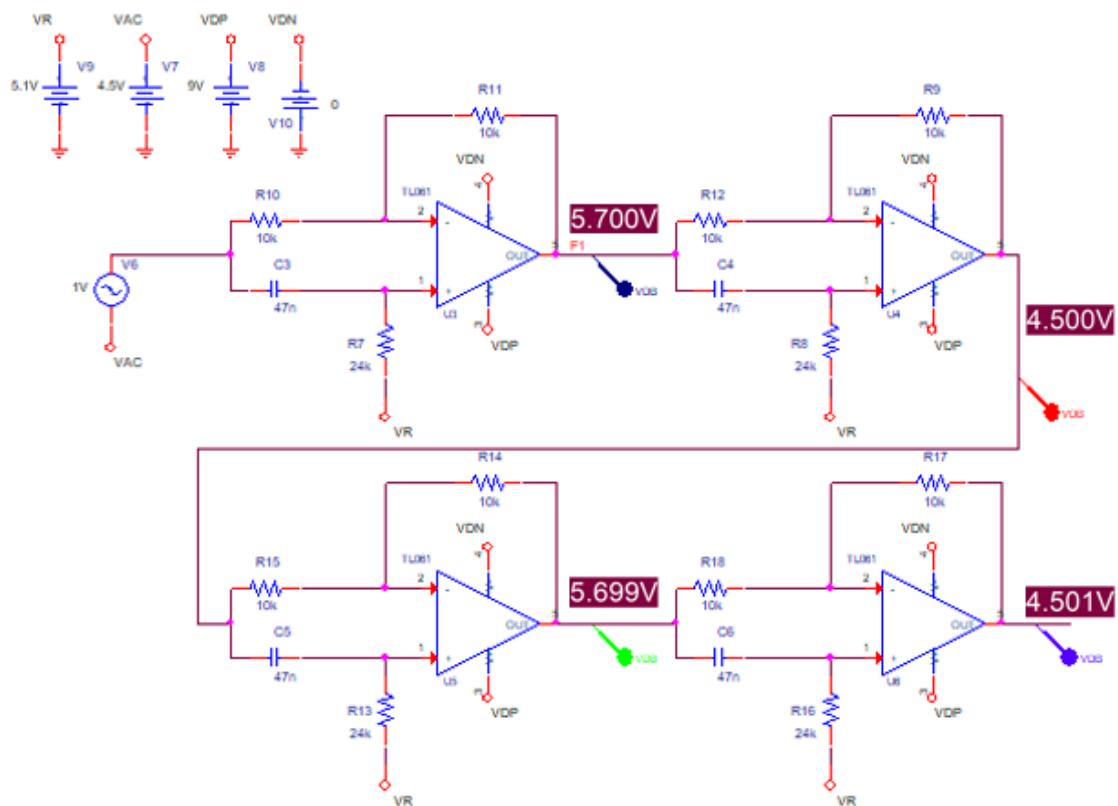


Figura 38: Esquemático usado para la obtención de diagrama de Bode por simulación en CAPTURE de las cuatro unidades de desfase activas en cascada.

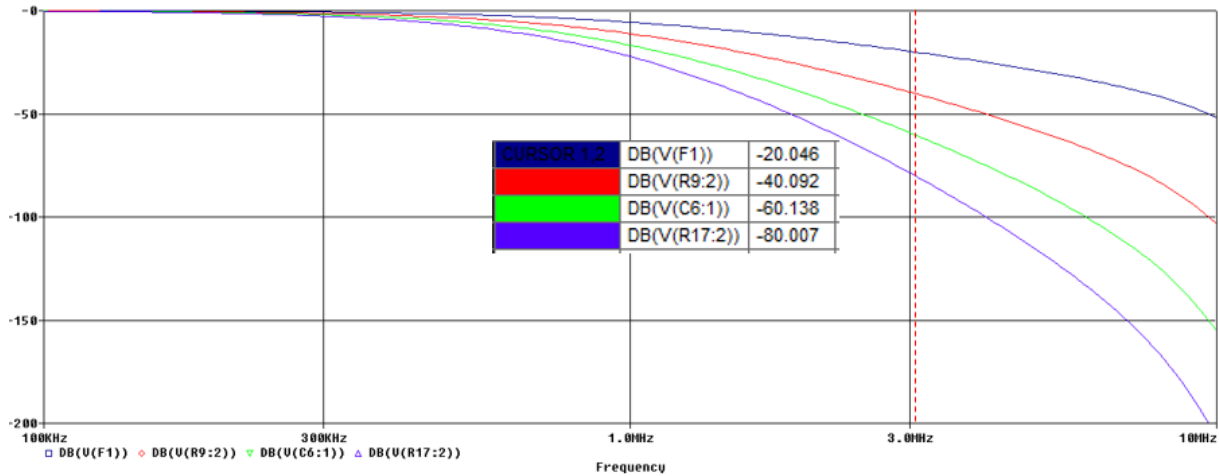


Figura 39: Diagrama de magnitud de la conexión en cascada de las cuatro unidades de desfase. En azul, rojo, verde y celeste: primera, segunda, tercera y cuarta unidad.

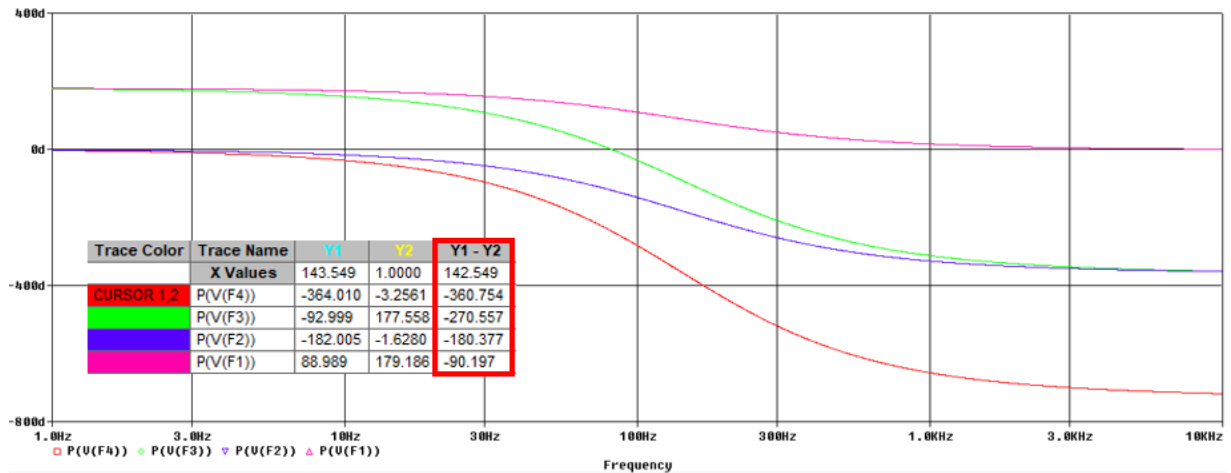


Figura 40: Diagrama de fase de la conexión en cascada de las cuatro unidades de desfase. En rojo, verde, azul y rosa: primera, segunda, tercera y cuarta unidad.

Es necesario saber cuál es la salida en DC de la conexión final de la cascada, ya que nos será de utilidad en otros módulos (especialmente en el *output mixer*). Para ello, en el esquemático de la Figura 38 se muestran las tensiones de salida de cada elemento, siendo 4.5V la tensión de salida final. Como la amplitud pico-pico se mantiene, esta tensión final oscilará entre los 4.7V y 4.3V aproximadamente (teniendo en cuenta que la amplitud pico-pico es de 0.4472V).

3.2.3.3 Frecuencia de los notches

Fundamento

Uniendo dos de las unidades activas RC en cascada anteriormente tratadas, la fase en f_{phaser} (donde por ahora $f_{\text{phaser}} = f_c$) será doblada: $90^\circ + 90^\circ = 180^\circ$. Si la señal procesada (con el desfase de 180°) es sumada a la original, el resultado será una señal con la amplitud cancelada solo a las frecuencias f_{phaser} creando un *notch* a esa frecuencia.

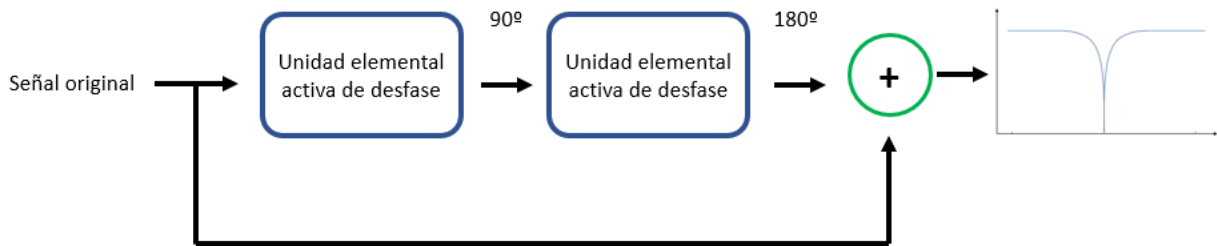


Figura 41: Diagrama de suma de dos unidades elementales activas de desfase.

De esta forma, añadiendo en cascada pares de unidades de desfase, crearemos más *notches*: 2 unidades = 1 *notch*, 4 unidades = 2 *notches*, etc.

La frecuencia donde estos *notches* se emplazan se calcula como:

$$f_n = \frac{\omega_p}{2\pi} = \frac{\tan \frac{\varphi}{2}}{2\pi RC} \quad (9)$$

donde φ es el valor de fase de salida de la primera unidad elemental donde se emplaza el primer *notch*.

Para los valores de R y C seleccionados en el circuito, vamos a trabajar con incrementos de 45° , de forma que en cascada obtendremos un desfase total de 180° , como se ilustra en la Figura 42.

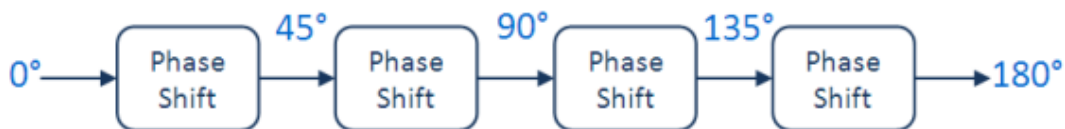


Figura 42: Diagrama de concatenación de unidades de desfase.

Por lo tanto, para el primer *notch*:

$$f_{\text{notch1}} = \frac{\tan\left(\frac{45}{2}\right)}{2\pi \cdot 24\text{k}\Omega \cdot 47\text{nF}} = 58.443\text{Hz}$$

Para saber en qué frecuencia se emplaza el segundo *notch* tenemos que ver a cuántos grados de fase se encuentra la tercera unidad en el primer *notch*. Para ello, como estamos usando incrementos de 45° , la tercera unidad se encontrará a $45^\circ + 45^\circ + 45^\circ = 135^\circ$ en el primer *notch*. Entonces la frecuencia a la que se encuentra el segundo *notch* será:

$$f_{notch2} = \frac{\tan\left(\frac{135}{2}\right)}{2\pi \cdot 24k\Omega \cdot 47nF} = 340.633\text{Hz}$$

Simulación

Para comenzar las simulaciones en CAPTURE, pasamos a crear solo un *notch* usando dos unidades elementales de desfase. Para sumar las señales en CAPTURE hacemos uso (temporalmente) de un operador suma.

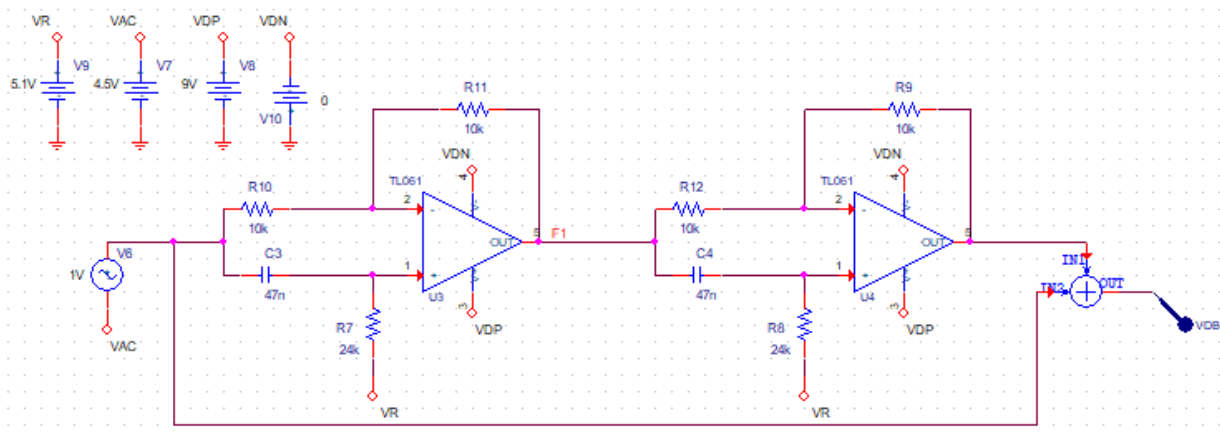


Figura 43: Esquemático de dos unidades elementales de desfase usado en CAPTURE para la comprobación de la frecuencia del primer notch.

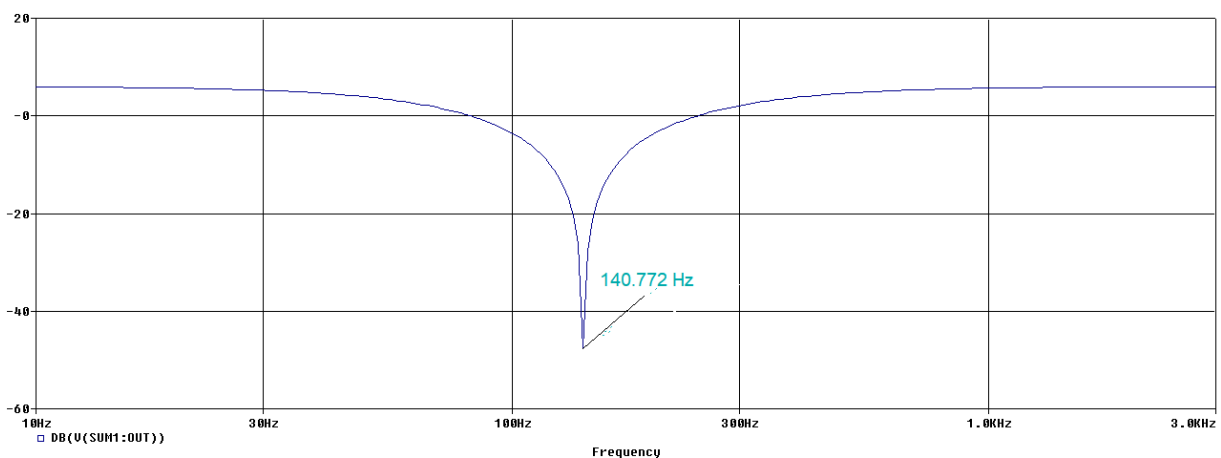


Figura 44: Respuesta en frecuencias del esquemático de la Figura 43. Creación del primer notch en la banda de audio.

Vemos en la Figura 44 que efectivamente hemos creado un *notch* y este se encuentra a una frecuencia de 140.772Hz. Este valor corresponde con el obtenido al calcular la frecuencia de corte ($f_c = 1/(2\pi \cdot 10k\Omega \cdot 47nF) = 141\text{Hz}$). Esto también puede ser comprobado mediante el

uso de $f_n = \frac{\omega_p}{2\pi} = \frac{\tan\frac{\varphi}{2}}{2\pi RC}$, ya que, al ser una única unidad activa, la fase se encuentra a 90° en f_c .

Para generar los dos *notches*, se procede a unir cuatro unidades elementales activas de desfase y sumarlas con ayuda del operador suma, efectuando un barrido en frecuencias de 1Hz a 10kHz.

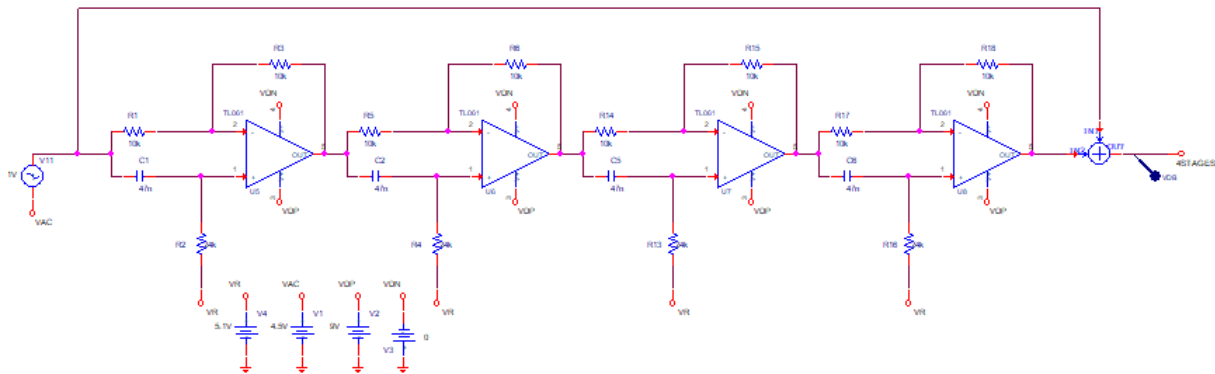


Figura 45: Esquemático de 4 unidades elementales de desfase usado para comprobar la frecuencia de los dos *notches*.

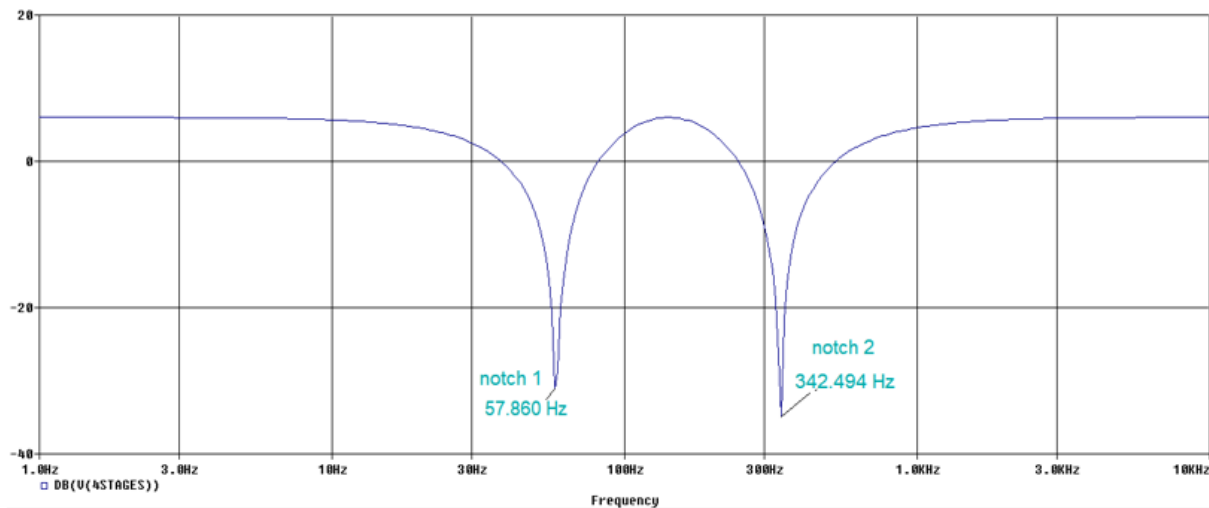


Figura 46: Diagrama de magnitud resultante con los valores de los *notches*.

Se comprueba que los valores de los *notches* se aproximan con bastante precisión a los calculados teóricamente. Para el primer *notch* teníamos un valor teórico de 58.443Hz frente los 57.860Hz obtenido en simulación, mientras que para el segundo 340.633Hz frente a los 342.494Hz obtenidos en simulación. Esto es debido al número finito de puntos usados en simulación.

3.2.3.4 Movimiento de los notches

Fundamento

Como se ha comentado en la Sección 3.1, es necesario que los *notches* estén en movimiento a lo largo del rango de frecuencias. La solución más simple para mover los *notches* es la de variar la resistencia de 24kΩ de la unidad elemental activa de desfase de la Figura 35. Al variar esta resistencia provocamos que la frecuencia de fase f_p sea distinta, por lo que al sumar con la señal original esta provocará *notches* en valores distintos de frecuencia. Sin embargo, a efectos prácticos no es muy cómodo variar 4 resistencias a la vez manualmente y simultáneamente. Por ello, para variar esta resistencia, en el MXR Phaser 90 se añade un transistor JFET en paralelo a la misma (ver Figura 18).

El JFET es añadido con el objetivo de actuar como una resistencia en paralelo a la ya existente. Por tanto, los transistores JFET deberán actuar en la región óhmica, cuestión que vendrá controlada por la tensión VG.

Simulación

Dado que en la librería de modelos de CAPTURE no tenemos el transistor correspondiente, se ha incorporado el modelo de SPICE del JFET 2N5952 a un JFET genérico "JbreakN" de las librerías de CAPTURE (ver detalles en el Anexo II).

Para comprobar el movimiento de los *notches*, se propone una simulación donde la tensión de *gate* VG está parametrizada a los valores 0, 3.5, 4.0, 4.5 y 5.1V.

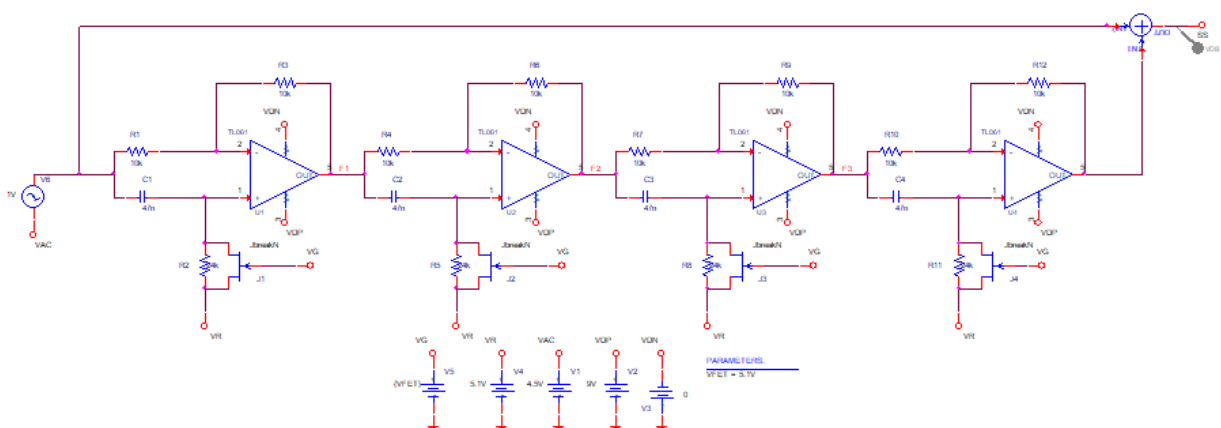


Figura 47: Esquemático usado para comprobar el movimiento de los notches en el phase shifting.

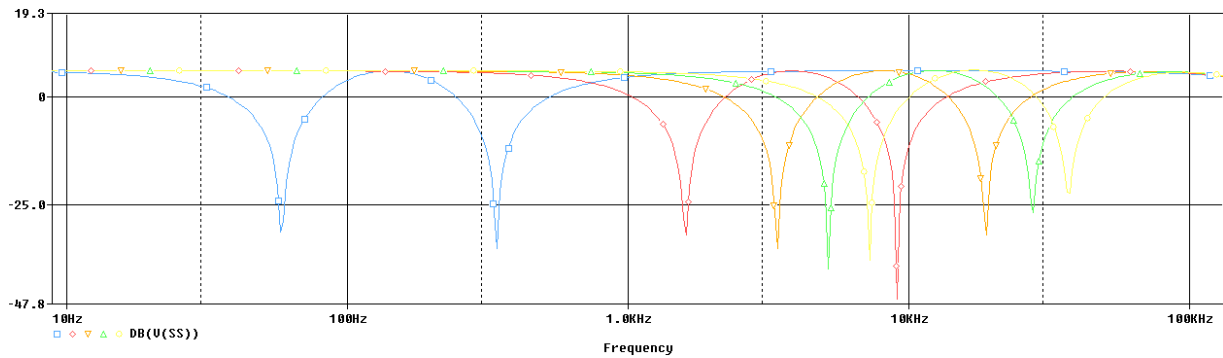


Figura 48: Resultado del movimiento de los notches. Celeste 0V, rojo 3.5V, naranja 4V, verde 4.5V y amarillo 5.1V.

Se comprueba efectivamente que los *notches* se desplazan adecuadamente. Sin embargo, cabe recalcar la poca sensibilidad del movimiento frente a tensiones entre 0 y 3V, como se puede apreciar más claramente en la Figura 49. Esto es debido a la característica del transistor, ya que $-3.5V < V_{GS(off)} < -1.3V$ [14].

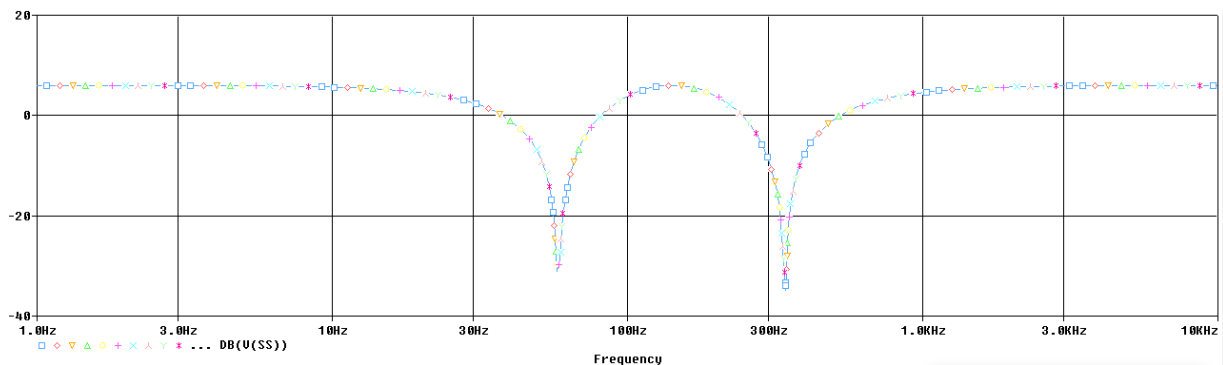


Figura 49: Resultado de un análisis con VG parametrizado entre 0 y 3V en pasos de 0.3V.

3.2.4 Oscilador de baja frecuencia

Fundamento

Un oscilador es un circuito electrónico que produce señales regulares y periódicas de forma repetitiva, ya sea cuadrada, sinusoidal, triangular, etc. Un oscilador de baja frecuencia (LFO, del inglés *Low Frequency Oscillator*), produce este tipo de señales a frecuencias alrededor o por debajo del límite del oído humano (situado aproximadamente en unos 20Hz).

Típicamente estos osciladores son usados como módulos de control para distintos efectos de característica *time-delay*. Es común encontrar estos módulos no únicamente en efectos que atañen a pedales para guitarra eléctrica, si no en sintetizadores y *samplers*, donde hay toda una

ciencia alrededor del uso de los LFO para controlar las características sonoras de las distintas señales generadas.

La utilización de un oscilador de baja frecuencia como medio para modular la señal en este caso originará el efecto de vaivén deseado de los *notches*, usando la señal oscilante de salida como alimentación de las *gates* de los transistores JFET.

El módulo de LFO se basa en una topología de disparador de Schmitt (en inglés *Schmitt trigger*). Este tipo de topología puede ser usada en un oscilador para generar una señal cuadrada de salida añadiendo una red *RC* para generar *feedback* negativo en bucle al *Schmitt trigger* (ver Figura 50), generando estados no estables.

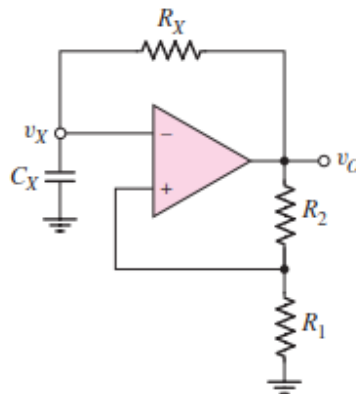


Figura 50: Esquema de un oscilador basado en un Schmitt trigger [12].

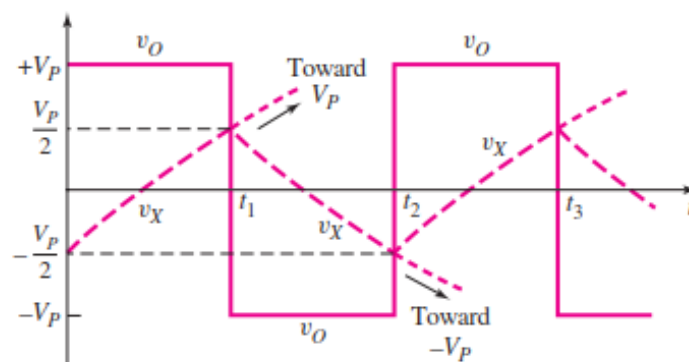


Figura 51: Ilustración de las oscilaciones [12].

Inicialmente se calibran R_1 y R_2 al mismo valor ($R_1 = R_2 \equiv R$). Se asume una salida simétrica y centrada en 0V con la saturación en la parte alta denotada como $V_H = V_P$ y la saturación en la parte baja denotada como $V_L = -V_P$. Si v_0 se encuentra en su punto más bajo ($v_0 = -V_P$) entonces $v_+ = -1/2 V_P$. Cuando v_x cae ligeramente por debajo de v_+ , la salida cambia a su valor alto, de manera que $v_0 = +V_P$ y $v_+ = +1/2 V_P$. La red $R_x C_x$ ve un incremento positivo en tensión, de

manera que el condensador C_x comienza a cargarse y la tensión V_x empieza a incrementarse hasta su valor final V_P .

La ecuación general para la tensión en el condensador a través de la red RC es:

$$v_x = v_{final} + (v_{inicial} - v_{final})e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (10)$$

donde $v_{inicial}$ es la tensión inicial en el condensador en $t = 0$, v_{final} sería la tensión final en $t = \infty$ y τ es la constante de tiempo del mismo. Se puede reescribir entonces como:

$$v_x = V_P + \left(-\frac{V_P}{2} - V_P\right)e^{-\frac{t}{\tau}} = V_P - \frac{3V_P}{2}e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (11)$$

donde $\tau_x = R_x C_x$. La tensión v_x crece de manera exponencial con el tiempo hasta alcanzar V_P . Sin embargo, cuando v_x alcanza valores mayores que $v_+ = +1/2 V_P$, la salida cambia a su estado bajo con $v_0 = -V_P$ y $v_+ = -1/2 V_P$. La red $R_x C_x$ ve un cambio negativo en la tensión, por lo que el condensador C_x ahora comienza a descargarse y la tensión v_x comienza a descender hasta su valor final $-V_P$. Ahora podemos escribir:

$$v_x = -V_P + \left[+\frac{V_P}{2} - (-V_P) \right] e^{-\frac{-(t-t_1)}{\tau_x}} = -V_P + \frac{3V_P}{2} e^{-\frac{-(t-t_1)}{\tau_x}} \quad (12)$$

donde t_1 es el tiempo en el que la salida cambia a su estado bajo. La tensión del condensador entonces decrece exponencialmente con el tiempo. Cuando v_x decrece a $v_+ = -1/2 V_P$, la salida de nuevo cambia a su estado alto. El proceso se repite, lo cual significa que este circuito de *feedback* positivo oscila produciendo una señal cuadrada a su salida.

El tiempo t_1 se puede obtener de la ecuación x donde $t = t_1$ cuando $v_x = V_P/2$:

$$\frac{V_P}{2} = V_P - \frac{3V_P}{2} e^{-\frac{t_1}{\tau_x}} \rightarrow t_1 = \tau_x \ln(3) = 1.1 R_x C_x \quad (13)$$

Haciendo un análisis similar con la ecuación (13) y, obtenemos que la diferencia entre t_2 y t_1 es también $1.1 R_x C_x$. Así, el periodo de oscilación y por tanto la frecuencia vienen dados por:

$$T = 2.2 R_x C_x \rightarrow f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2.2 R_x C_x} \quad (14)$$

Sustituyendo R_x en la Figura 50 por un potenciómetro, podemos controlar la frecuencia de oscilación. Además, para evitar el valor de 0Ω , al potenciómetro se le añade en paralelo a una resistencia de $150k\Omega$ (R24 en el esquemático de la Figura 52). Así, la frecuencia mínima de oscilación es mayor de 0Hz .

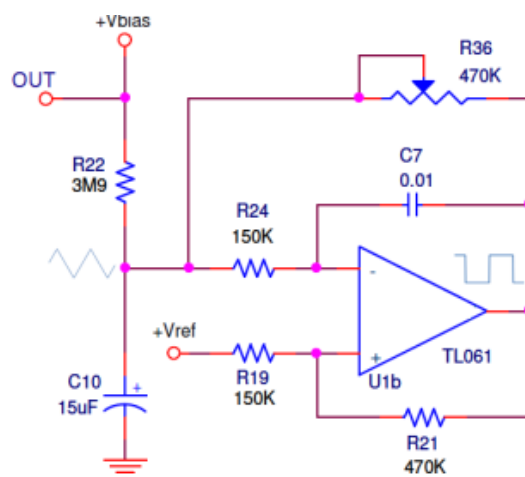


Figura 52: Módulo de LFO usado en el MXR Phaser 90 [11].

A su vez, en el módulo usado se añade un condensador (C10 en el esquemático de la Figura 52) para transformar la señal cuadrada en una triangular, de forma que la tensión aportada a las puertas de los transistores esté siempre en variación para provocar el efecto vaivén deseado.

El condensador C7 se carga y descarga dependiendo de la corriente de vaivén controlada por el potenciómetro R36. Este potenciómetro controlará la frecuencia de oscilación.

En este módulo entra en juego Vbias. Como se mostró en la Sección 3.2.1, esta tensión se obtiene mediante la configuración de un potenciómetro. Esto es porque, a la hora de construir el pedal, es necesario hacer *matching*² de los JFETS ya que los 4 presentes en el módulo de *phase shifting* no van a ser iguales en la práctica y su Vth va a variar entre unos y otros. Esto ocasiona que la tensión Vbias no sea ideal, si no que haya que tener margen para variarla en la implementación práctica para un buen funcionamiento de los JFETS.

La tensión correcta a la que se debe adecuar todo es aquella que ofrezca una salida en el LFO mayor de 3.5V, como se ha mostrado en el apartado de *Simulación* de la Sección 3.2.3.4.

Simulación

Comprobamos ahora el funcionamiento del esquemático. Para ello, vamos a usar un análisis en transitorio con un análisis paramétrico anidado sobre los valores del potenciómetro. Estos dos análisis nos aportan información sobre la frecuencia de oscilación del LFO.

² *Matching*: Proceso por el cual se comprueban los valores nominales de los parámetros de distintos elementos supuestamente iguales para elegir los componentes más similares entre sí.

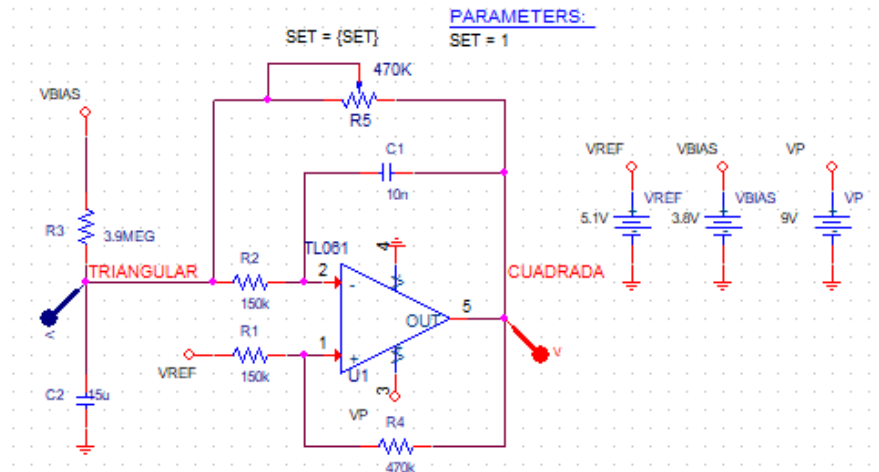


Figura 53: Esquemático para simulación del LFO con el SET paramétrico en el potenciómetro.

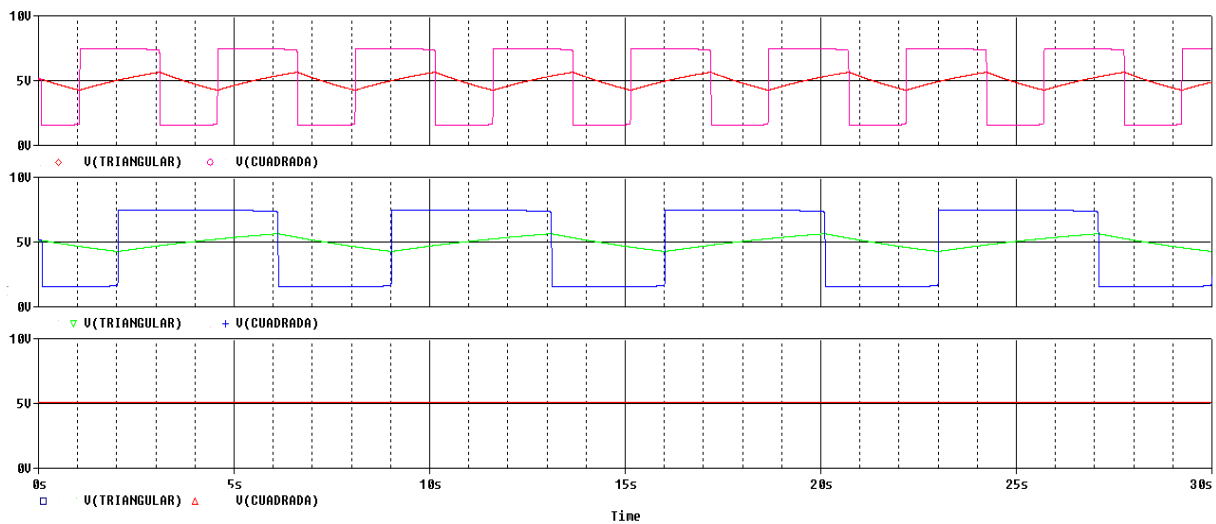


Figura 54: Resultado de simulación transitoria con SET paramétrico. De arriba a abajo, SET = 1, 0.5, 0.

Se comprueba la funcionalidad del oscilador para distintos valores de resistencia R5 controlados por el potenciómetro. Para valores nulos de resistencia, el LFO no oscila. Esto ocasiona que la tensión de *gate* en los transistores sea nula, o dicho de otro modo, que el pedal de efecto no esté en funcionamiento. A medida que vamos aumentando los valores de resistencia hasta el máximo (470kΩ), la frecuencia de oscilación va aumentando, aportando la tensión variable a las *gates* de los transistores necesaria para el funcionamiento del *phase shifting*.

En concreto, las tensiones aportadas a los transistores van a venir dada por una señal triangular de valor 1.36V pico-pico, centrada en Vbias (ver Figura 55).

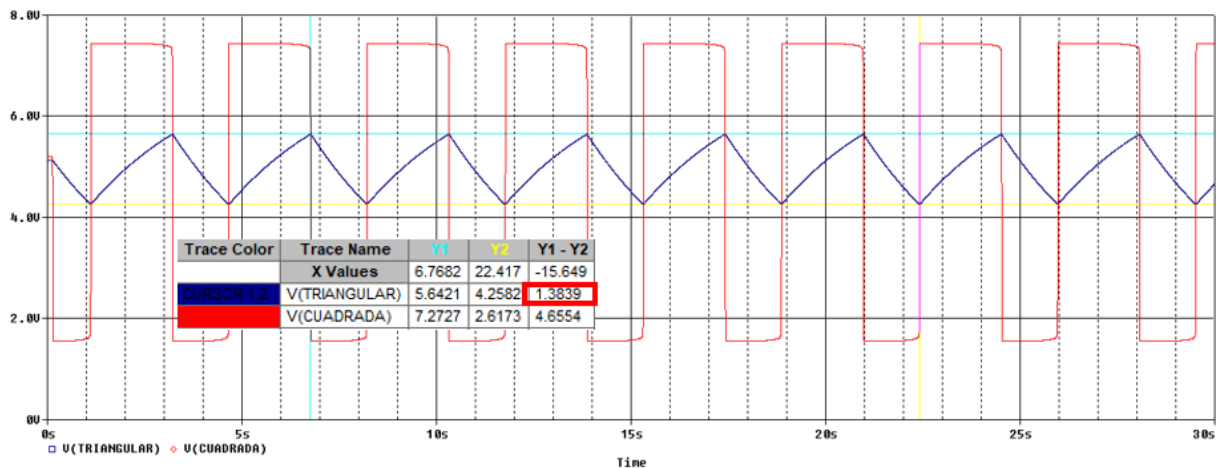


Figura 55: Resultado de simulación transitoria con SET en 0.5 y cursores en valor mínimo y máximo consecutivo de la señal triangular.

3.2.5 Output mixer

Fundamento

En este módulo sumamos la señal original y la que ha pasado por el *phase shifter* para generar los *notches*. Para ello nos valemos del circuito de la Figura 56, en el que “*DRY signal*” y “*WET signal*” representan dichas señales.

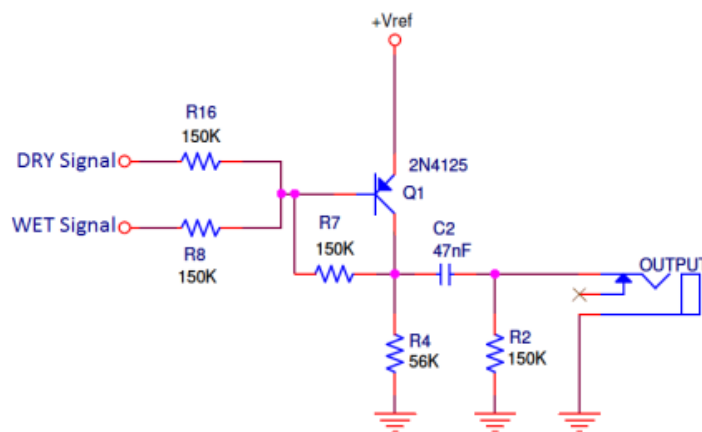


Figura 56: Esquema del output mixer [11].

Ambas señales son sumadas a través de la conexión a la base del transistor bipolar Q1. Este es un BJT pnp 2N4125. Las señales de entrada se conectan mediante sendas resistencias (R16 y R8 en el esquemático). La relación entre las resistencias es equivalente a cuánto de ambas señales queremos sumar. En este caso, al ser las dos del mismo valor, se suma cada una al 50%. Tras la amplificación dada por el transistor, nos encontramos con un filtro paso de alta RC formado por C2 y R2 donde corte en frecuencia es 22Hz (calculado como anteriormente usando

las ecuaciones (1), (2) y (3)). Esto se hace para desechar el *humming*, la componente en DC de la salida y además para proteger el circuito frente a picos de intensidad.

Simulación

Para comprobar mediante CAPTURE la funcionalidad del sumador, usamos como entrada dos señales sinusoidales idénticas pero en contrafase, es decir, invertidas 180° . El análisis lo hemos hecho en régimen transitorio con amplitudes de entrada de 0.2V centradas en 4.5V (tensión de las salidas del *buffer* y del *phase shifting*) y frecuencias de 432Hz en ambas señales. Además, ha sido necesario hacer un modelo del transistor bipolar 2N4125, al no encontrarse en las librerías de CADENCE (ver detalles en el Anexo III).

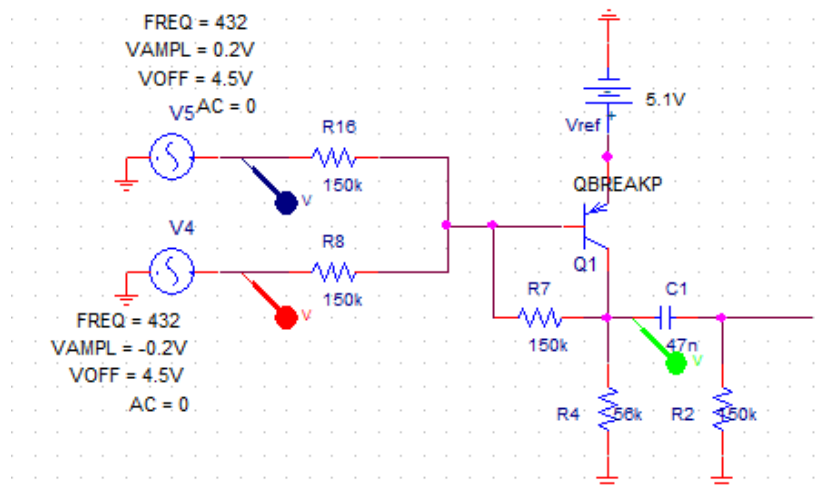


Figura 57: Esquemático del output mixer usado para simulación en CAPTURE.

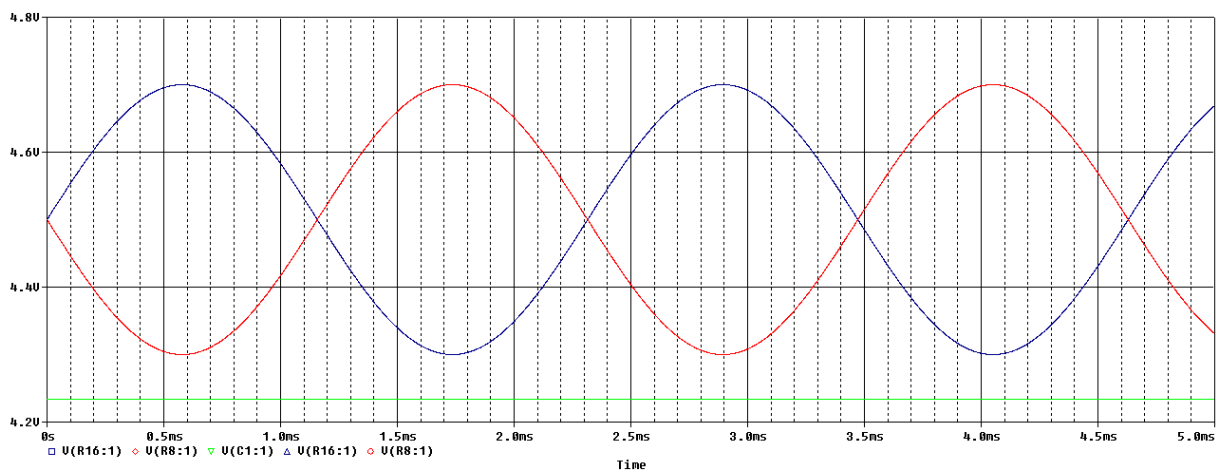


Figura 58: Resultado de simulación del output mixer. En azul y rojo las dos señales de entrada iguales desfasadas 180° . En verde la señal de salida.

Vemos cómo la resultante de las dos señales es una señal plana alrededor de los 4.2V. Que sea plana se intuye al estar sumando dos ondas en contrafase. El valor de DC varía no obstante de 4.5V (suma ideal) a 4.2V, debido al punto de operación del transistor bipolar, que opera en zona activa directa (ZAD).

En cuanto a la configuración del transistor bipolar, este actúa de amplificador de la señal entrante. Aparte de usarse de amplificación, la configuración propicia una baja impedancia de salida con el objetivo de reducir el ruido (ver Sección 3.2.2). Para ver la amplificación de la señal se dispone del circuito de la Figura 59 donde se ha usado una fuente de tensión otorgando una señal sinusoidal de 432Hz, amplitud de 0.2 V y centrada en 4,5 V para realizar un análisis transitorio.

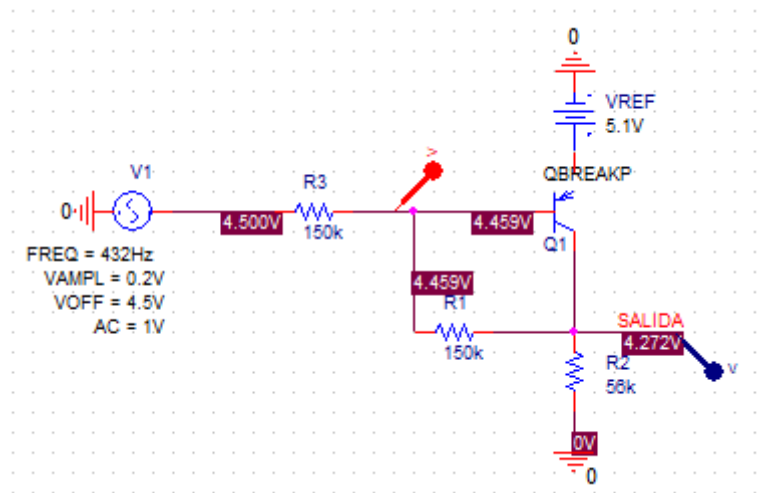


Figura 59: Esquemático usado para el estudio de la amplificación.

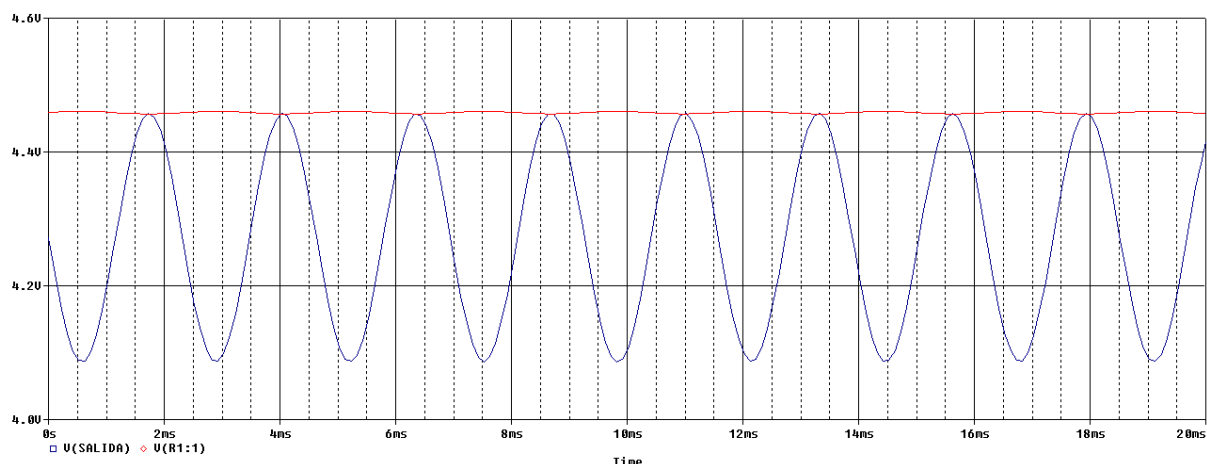


Figura 60: Resultado de análisis transitorio para el circuito de la Figura 59. Señal de entrada en rojo. Señal de salida en azul.

En la Figura 60 observamos la amplificación antes mencionada. Así, en la Figura 59 se atestigua que la señal de salida está centrada a 4.27V.

3.3 ESTUDIO DEL SISTEMA COMPLETO

Una vez estudiado por módulos, pasamos a comprobar la funcionalidad del MXR en conjunto. Comenzamos viendo la unión del *phase shifting* con el *output mixer*. Para ello vamos a usar el esquemático mostrado en la Figura 61.

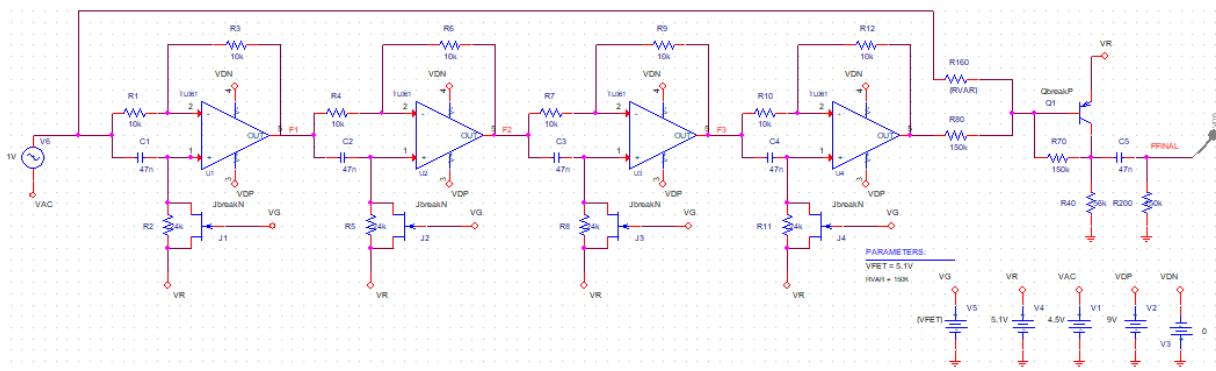


Figura 61: Módulo de phase shifting más output mixer con VG y R160 parametrizados.

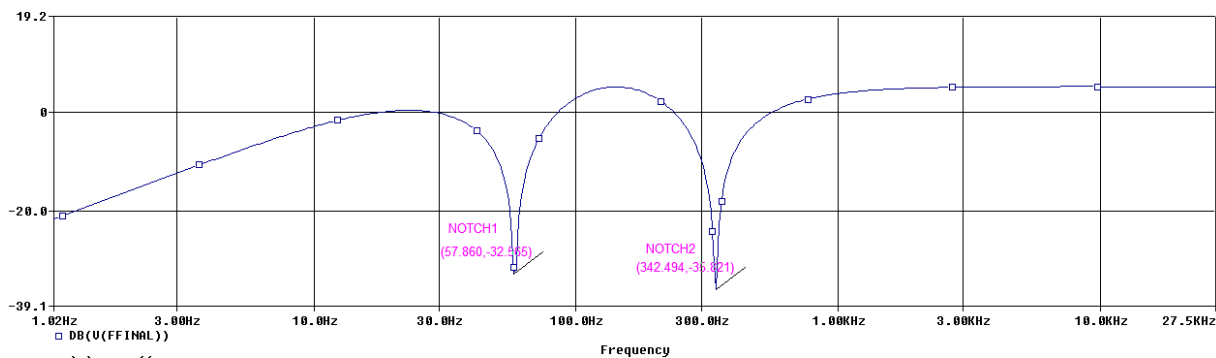


Figura 62: Resultado de simulación de phase shifting más output mixer a VG = 0V.

Se comprueba que añadir el módulo de *output mixer* no influye en el valor de frecuencia de los *notches*, ya que estos son los mismos que en simulaciones donde se han utilizado distintos operadores de suma en vez del módulo de *output mixer* (ver Figura 46).

La principal diferencia encontrada con simulaciones anteriores es la pendiente de la izquierda de la gráfica, en el rango de baja frecuencias. Dicha pendiente es originada por el filtro paso de alta del *mixer* comentado con anterioridad y con frecuencia de corte en 22Hz (ver Sección 3.2.5). Esto pasa desapercibido al oído humano dado que se encuentra por debajo del límite de frecuencias audibles.

Si en vez de tener VG a 0V, hacemos un barrido paramétrico para ver el movimiento de los *notches* como en casos anteriores, la única diferencia con respecto a la Figura 48 es la pendiente inicial provocada por el filtro, siendo iguales los valores de frecuencia de los *notches*.

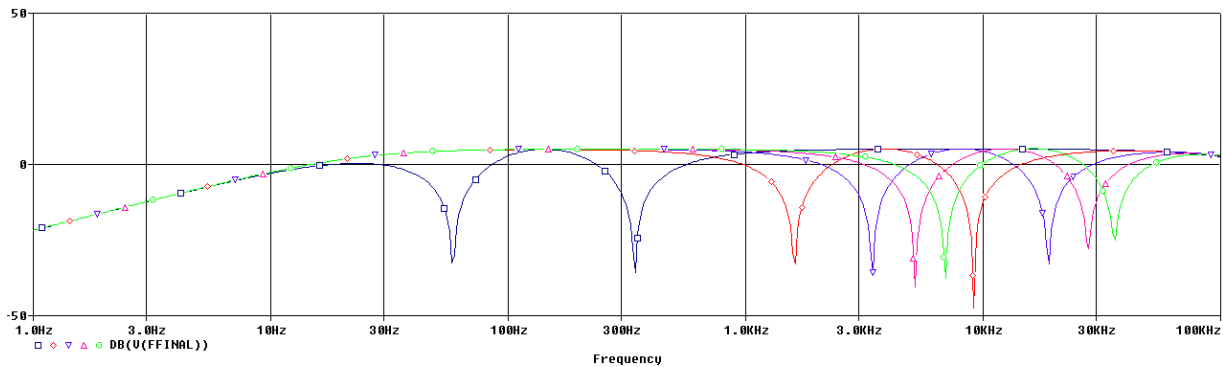


Figura 63: Resultado de simulación de phase shifting más output mixer con VG parametrizado a 0V, 3.5V, 4.0V, 4.5V y 5V.

Ahora bien, todos estos resultados han sido tomados sumando las señales al 50% de cada una gracias a que los valores de resistencia a las dos entradas del *output mixer* son iguales. Haciendo un análisis paramétrico en una de las dos resistencias (en este caso se ha elegido R160) se comprueba la repercusión sobre la pronunciación de los *notches*.

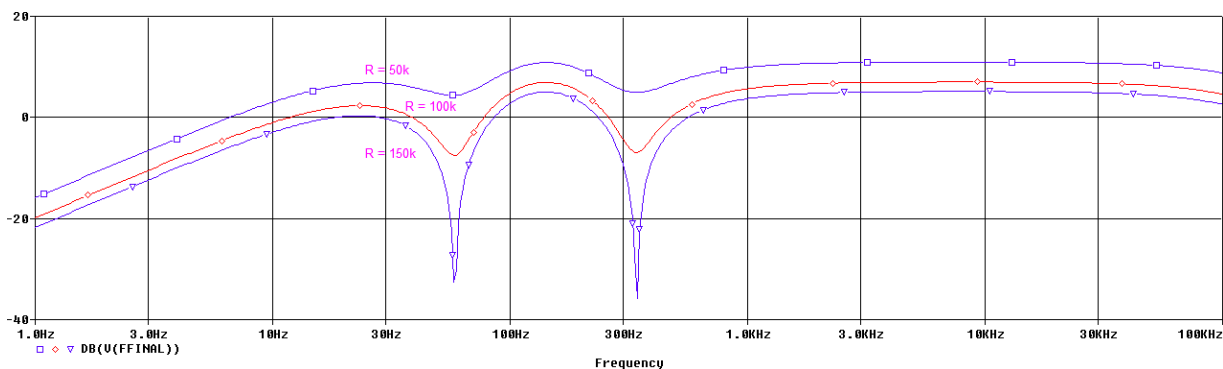


Figura 64: Resultado de simulación de phase shifting más output mixer con R160 parametrizada a 50kΩ, 100kΩ y 150kΩ.

En la figura se aprecia cómo a medida que aumentamos el valor de R160 hasta igualarlo con el valor de R80 (150kΩ), los *notches* se van haciendo más pronunciados. A mayor diferencia entre ambos valores, menos se van a sumar las señales, dando como consecuencia una señal más plana en decibelios, es decir, con una muy poca pronunciación de los *notches*.³

³ Esto puede ser ventajoso como posible *upgrade* para la versatilidad del sonido del pedal, pudiéndose sustituir una de las resistencias por un potenciómetro para controlar la profundidad del efecto producido.

Para finalizar, construimos el esquemático al completo, añadiendo el módulo de *power supply* y el LFO (Figura 65).

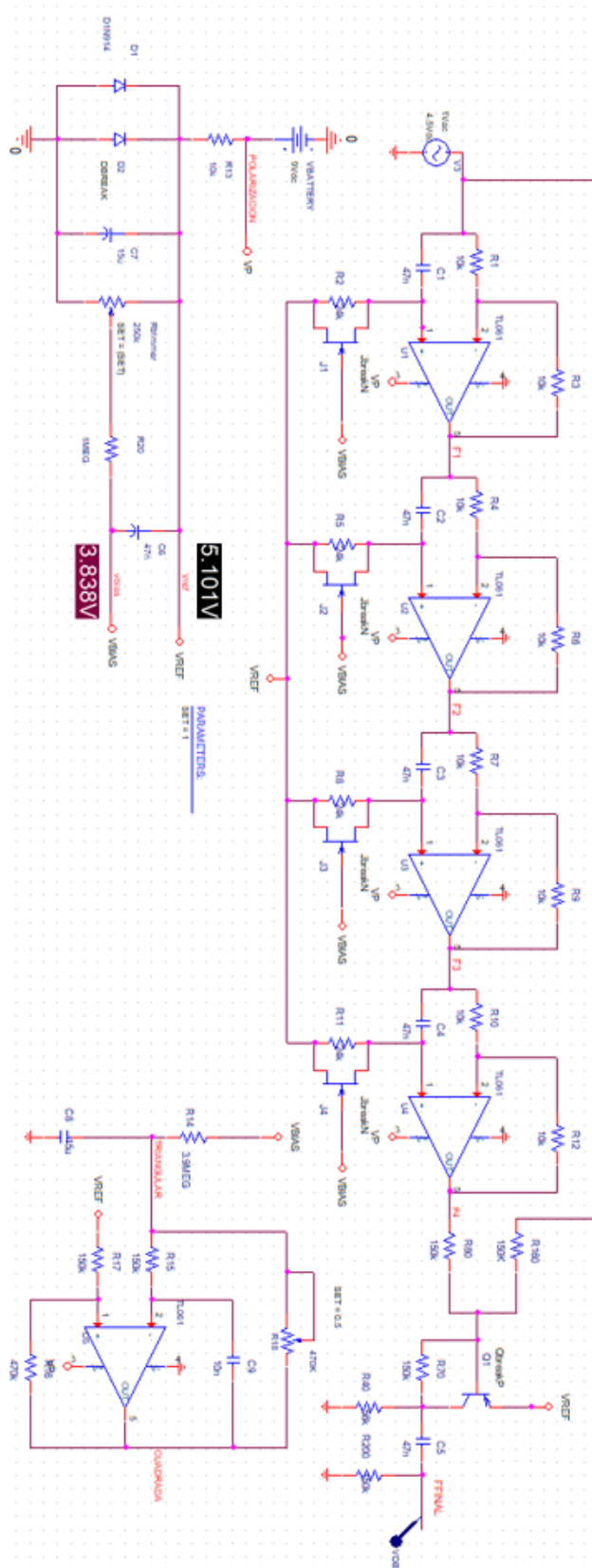


Figura 65: Esquemático al completo del MXR Phaser 90 para simulación en CAPTURE.

Como primer análisis del sistema completo, se comprueba con un paramétrico sobre el potenciómetro del *power supply* que si se dispone el SET del potenciómetro en 1 (lo que correspondería a una tensión nula en V_{bias}), los valores de frecuencia de los *notches* (curva roja en la Figura 66) siguen correspondiendo a los ya anteriormente comentados (Figura 62). Así, para un valor de 0.25 del SET del potenciómetro (que lleva a la tensión V_{bias} deseada de 3.8V), los *notches* están en 2.7896kHz y 15.421kHz (curva azul en la Figura 66).

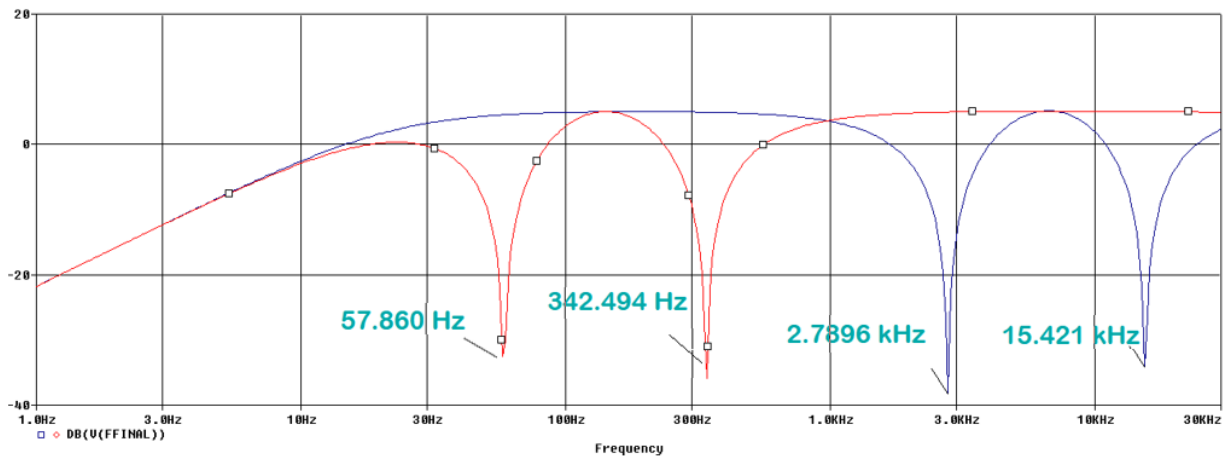


Figura 66: Resultado de magnitud para barrido en frecuencias entre 1Hz y 30kHz con el potenciómetro del *power supply* en paramétrico. Curva roja: SET = 1. Curva azul: SET = 0.25.

Finalmente, si se dispusiera de una herramienta adecuada para obtener el diagrama de magnitud junto con una evolución temporal (3D), se podría apreciar el efecto de vaivén deseado. Como esto no es posible, se propone un análisis en paramétrico de la tensión V_{bias} entre los valores $V_{min} = 3.8 - \frac{V_{pico-pico}}{2} = 3.12V$ y $V_{max} = 3.8 + \frac{V_{pico-pico}}{2} = 4.48V$, dado que $V_{pico-pico} = 1.36V$.

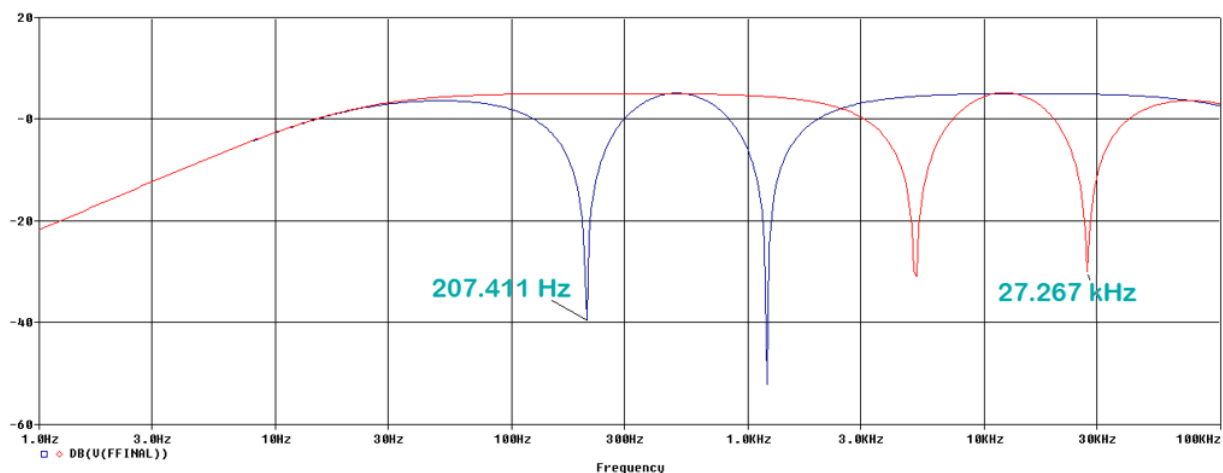


Figura 67: Resultado de magnitud para un barrido en frecuencias entre 1Hz y 100kHz con V_{bias} en paramétrico. Curva azul: $V_{bias} = 3.12V$. Curva roja: $V_{bias} = 4.48V$.

Como resultado se obtiene que el espectro de frecuencias entre los que se van a mover los *notches* discurre entre los 207.411Hz y los 27.267kHz.

En cuanto al límite inferior, este intervalo de frecuencias nos indica que el circuito tiene poca resolución a frecuencias graves (frecuencias menores de 250Hz). Sin embargo, en términos de sonoridad, para las notas graves el pedal seguiría actuando, ya que las notas graves tienen distintos armónicos que sobrepasan la frecuencia de 250Hz, siendo el efecto menos notable pero aun así apreciable.

Respecto al límite superior, este sobrepasa el límite audible (20kHz), por lo que tiene una buena resolución para las notas agudas y sus correspondientes armónicos superiores.

4 CONCLUSIONES

Este trabajo fin de grado me ha permitido desarrollar los conceptos de electrónica aprendidos durante la carrera a una de mis pasiones, la música.

Considero de vital importancia aplicar la ciencia en la vida cotidiana, puesto que es en ella donde se desarrollan los problemas a solucionar por la ciencia. En mi caso, uno de mis hobbies siempre ha sido la música. He crecido con ella y no me quedo en la escucha o la interpretación. Al contrario, intento analizar todo desgranando los sentimientos que intenta transmitir, en que pensaba el que compuso una pieza determinada o cómo se ha generado la acústica necesaria para provocar las distintas sensaciones que una pieza te puede hacer sentir.

Con este TFG he ahondado en uno de los aspectos más importantes en el desarrollo de la música: la electrónica de los pedales de efecto de guitarra. Gracias a esto, puedo predecir cómo están hechos los distintos pedales de los que dispongo, puedo mejorar el sonido resultante e incluso implementar mejoras en los mismos.

El desarrollo de este trabajo ha supuesto una realimentación “positiva” entre electrónica y música, impulsando mis ganas de aprender más de ambas partes.

5 ANEXOS

5.1 ANEXO I: MODELO DEL DIODO ZENER DE 5.1V

En el módulo de *power supply* del MXR se usa un diodo Zener de 5.1V, pero dicho componente no aparece en las librerías de CADENCE CAPTURE. Para realizar las simulaciones eléctricas, se ha introducido un modelo de SPICE para dicho diodo utilizando un diodo genérico (Dbreak). Dicho modelo aparece recogido en la Tabla 1.⁴

Tabla 1: Modelo de SPICE del diodo Zener de 5.1V.

```
.model Dbreak d (Is=880.5E-18 Rs=.25 Ikf=0 N=1 Xti=3 Eg=1.11  
+ Cjo=175p M=.5516  
+ Vj=.75 Fc=.5 Isr=1.859n Nr=2 Bv=5.1 Ibv=20.245m Nbv=1.6989  
+ Ibvl=1.9556m Nbv1=14.976 Tbv1=-21.277u)
```

Para comprobar la funcionalidad del modelo, hacemos un análisis de tensión e intensidad para ver las limitaciones del diodo.

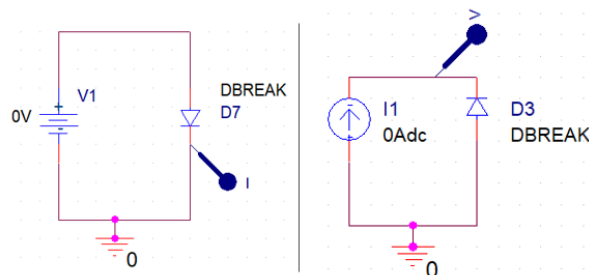


Figura 68: Izquierda, circuito usado para realizar un barrido en DC de tensión. Derecha, circuito usado para barrido en DC de intensidad.

⁴ Este modelo está tomado del diodo Zener D1N750 de las librerías de PSpice 8.0 y adaptado modificando el parámetro Bv de 4.7V (original) a 5.1V (modificado).

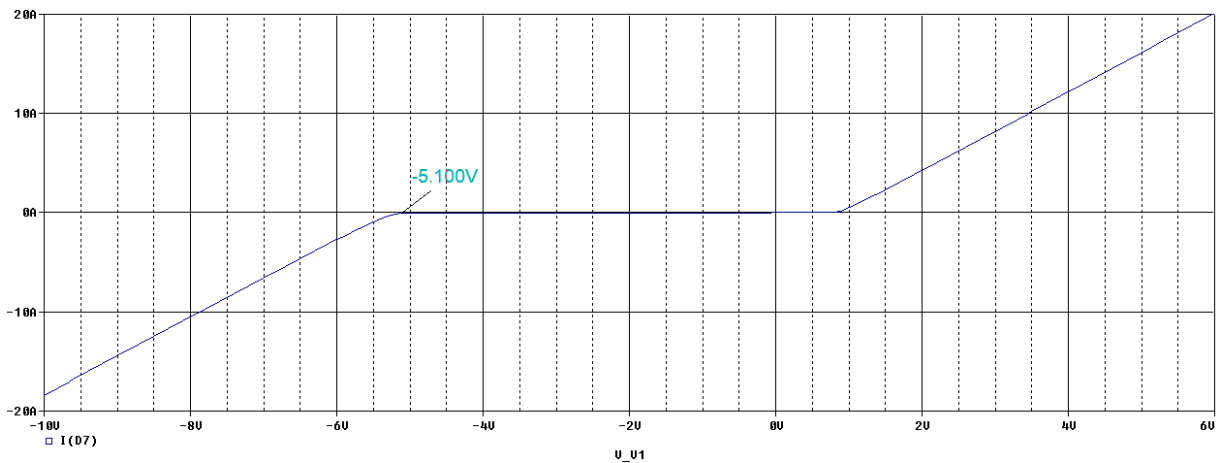


Figura 69: Resultado del barrido de DC en tensión.

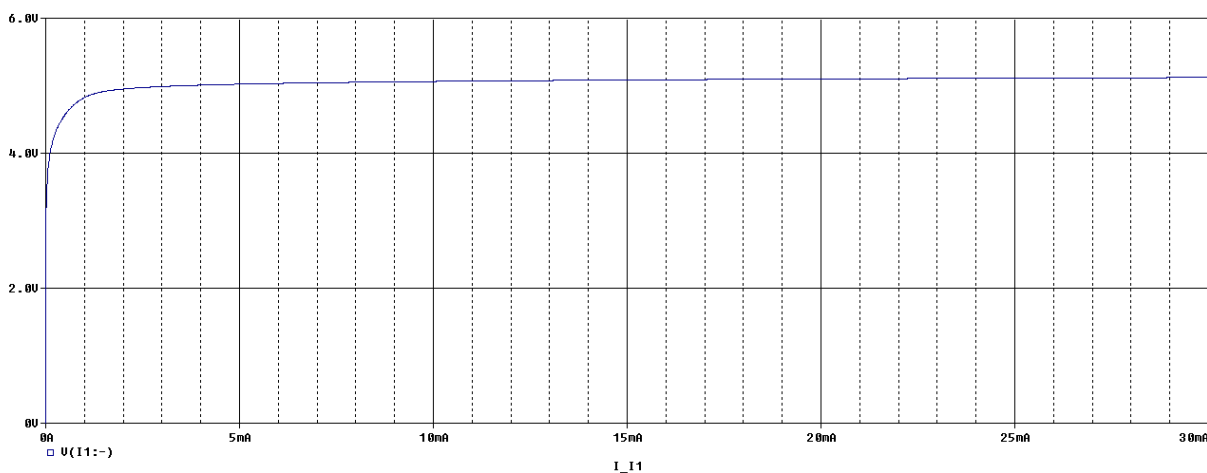


Figura 70: Resultado del barrido de DC en intensidad.

En cuanto al barrido en tensión, se comprueba que la tensión de ruptura está situada en torno a los -5.1V previstos (ver Figura 69).

Sin embargo, del barrido de intensidad sacamos en claro que, para el correcto funcionamiento del diodo como regulador, es necesaria que por él circule una intensidad mínima de entorno a 5mA (ver Figura 70). En la praxis, esta corriente es adquirida al añadirle la carga del resto del circuito al módulo de *power supply*. Sin embargo, esto deberá de tenerse en cuenta para la simulación del módulo por sí solo. Para ello, situaremos una fuente de intensidad de 20mA en paralelo con el diodo Zener.

5.2 ANEXO II: MODELO DEL TRANSISTOR JFET 2N5952

Dado que el transistor usado en el módulo de *phase shifting* del MXR es el JFET 2N5952 [14] y dicho componente no aparece en las librerías de CADENCE CAPTURE, se ha introducido un modelo de SPICE de dicho transistor utilizando transistores JFET genéricos (JbreakN). Dicho modelo aparece recogido en la Tabla 2.

Tabla 2: Modelo de SPICE del transistor JFET 2N5952.

```
.model JbreakN NJF (Beta=1.314m
+ Betatce=-.5 Rd=1 Rs=1 Lambda=4m Vto=-2.021
+ Vtotc=-2.5m Is=33.57f Isr=322.4f N=1 Nr=2 Xti=3 Alpha=311.7u
+ Vk=243.6 Cgd=1.6p M=.3622 Pb=1 Fc=.5 Cgs=2.414p Kf=10.14E-18 Af=1)
```

Se han obtenido por simulación eléctrica las curvas características paramétricas del JFET para obtener el rango de trabajo de la región óhmica deseada.

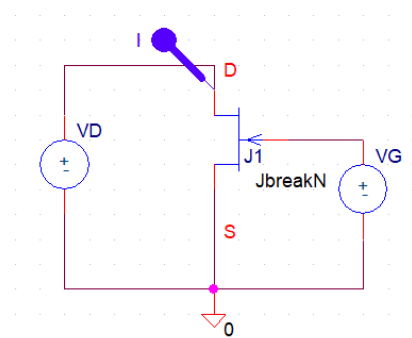


Figura 71: Esquemático usado para la caracterización del JFET 2N5952.

Para la caracterización del mismo, obtenemos la curva de intensidad mediante un barrido en DC de la tensión VD para distintos valores de VG. Teniendo como tensión de *source* los 5.1V de Vref (ver Figura 19), los valores de VD a los cuales el JFET va a trabajar están entre los 0 y 5.1V. Los valores entre los que se puede situar VG deben ser mayores a los 2V para que se sitúen en la región óhmica.

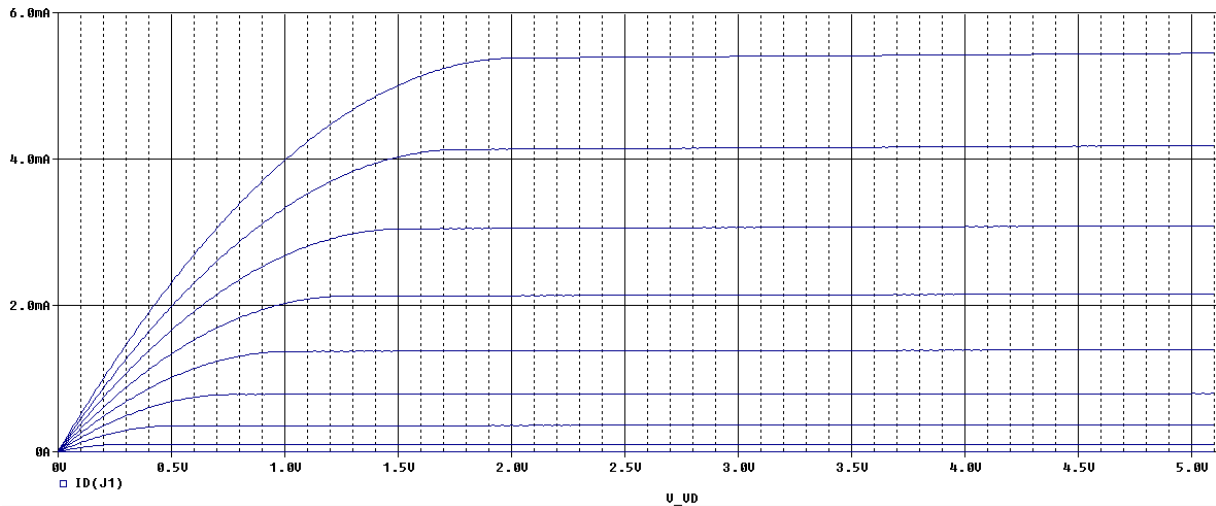


Figura 72: Curvas características del JFET tipo n 2N5952 obtenidas por simulación eléctrica.

5.3 ANEXO III: MODELO DEL TRANSISTOR BIPOLAR 2N4125

Dado que el transistor bipolar 2N4125 [15] usado en el *output mixer* del MXR no aparece en las librerías de componentes de CADENCE CAPTURE, se ha introducido un modelo de SPICE de dicho transistor utilizando transistores bipolares pnp genéricos (QbreakP). Dicho modelo aparece recogido en la Tabla 3.

Tabla 3: Modelo de SPICE del transistor bipolar 2N4125.

```
.MODEL QbreakP PNP (IS=1.41E-15 ISE=0 ISC=0 XTI=3
+ BF=85.04 BR=5.576 IKF=80E-3 IKR=0 XTB=1.5
+ VAF=18.7 VAR=6.5 VJE=0.65 VJC=0.65
+ RE=0.15 RC=2.5 RB=10
+ CJE=8.063E-12 CJC=9.728E-12 XCJC=0.75 FC=0.5
+ NF=1 NR=1 NE=1.5 NC=2 MJE=0.3677 MJC=0.5776
+ TF=179.3E-12 TR=35.25E-9 ITF=0.4 VTF=4 XTF=6
+ EG=1.11 KF=1E-9 AF=1)
```

Para obtener la característica del transistor bipolar se propone el circuito de la Figura 73 para realizar un barrido de tensión sobre la base del transistor.

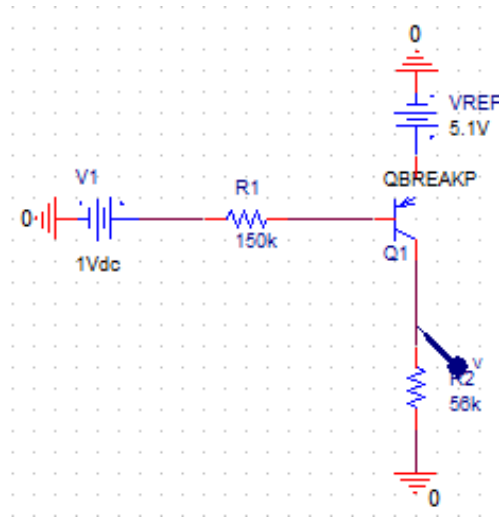


Figura 73: Esquemático usado para establecer las zonas de operación del transistor bipolar.

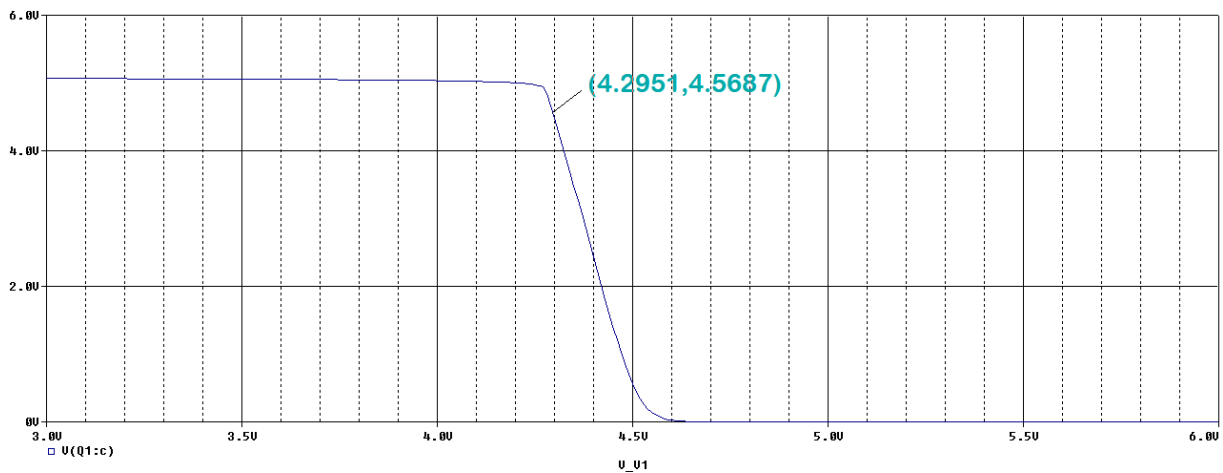


Figura 74: Resultado de un barrido en DC sobre la base del transistor para establecer las zonas de operación.

Así, la ZAD va a estar acotada entre los 1 y 5 voltios de entrada siendo los valores de salida entre los 4.2 y 4.5 voltios.

5.4 ANEXO IV: MODELO DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL TL061

Dado que el amplificador operacional comercial TL061 [13] usado en el módulo de *phase shifting* y en el LFO del MXR no aparece en las librerías de componentes de CADENCE CAPTURE, se ha creado un símbolo para él y se le ha vinculado un subcircuito con un modelo de SPICE de dicho opamp. El modelo del opamp TL061 aparece recogido en la Tabla 4.

Tabla 4: Modelo de SPICE del opamp TL061.

```

* TL061 OPERATIONAL AMPLIFIER "MACROMODEL" SUBCIRCUIT
* CREATED USING PARTS RELEASE 4.01 ON 06/28/89 AT 10:42
* (REV N/A)      SUPPLY VOLTAGE: +/-15V
* CONNECTIONS:  NON-INVERTING INPUT
*                | INVERTING INPUT
*                | | POSITIVE POWER SUPPLY
*                | | | NEGATIVE POWER SUPPLY
*                | | | | OUTPUT
*                | | | | |
.SUBCKT TL061    1 2 3 4 5
*
C1   11 12 3.498E-12
C2   6  7 15.00E-12
DC   5 53 DX
DE   54 5  DX
DLP  90 91 DX
DLN  92 90 DX
DP   4  3 DX
EGND 99 0 POLY(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
FB   7 99 POLY(5) VB VC VE VLP VLN 0 318.3E3 -300E3 300E3 300E3 -300E3
GA   6  0 11 12 94.26E-6
GCM  0  6 10 99 1.607E-9
ISS  3 10 DC 52.50E-6
HLIM 90  0 VLIM 1K
J1   11  2 10 JX
J2   12  1 10 JX
R2   6  9 100.0E3
RD1  4 11 10.61E3
RD2  4 12 10.61E3
RO1  8  5 200
RO2  7 99 200
RP   3  4 150.0E3
RSS 10 99 3.810E6
VB   9  0 DC 0
VC   3 53 DC 2.200
VE   54 4  DC 2.200
VLIM 7  8 DC 0

```

```
VLP 91 0 DC 15
VLN 0 92 DC 15
.MODEL DX D(IS=800.0E-18)
.MODEL JX PJF(IS=15.00E-12 BETA=100.5E-6 VTO=-1)
.ENDS
```

6 BIBLIOGRAFÍA CONSULTADA

- V. Castaño: *Diseño de una pedalera de efectos analógica para guitarra eléctrica*. UPT 2015.
- Craig Anderton: *Electronic projects for musicians*. Amsco Publications 1980.
- “The technology of phase shifters and flangers”. Geofex. [Online]. Available: http://www.geofex.com/article_folders/phasers/phase.html
- “Conceptos de electrotecnia para aplicaciones industriales”. Sapiensman. [Online] Available: http://www.sapiensman.com/electrotecnia/corriente_alterna.htm
- “La reverb y otros efectos”. Hispasonic. [Online]. Available: <https://www.hispasonic.com/tutoriales/reverb-otros-efectos/749>
- David Havelock, Sonoko Kuwano, Michael Voländer: *Handbook of Signal Processing in Acoustics*. Springer 2008.
- “Difference Between Phase, Flanger, and Chorus Effect”. MakingMusic. [Online]. Available: <https://makingmusicmag.com/difference-between-phase-flanger-and-chorus-effect/>
- “MXR Phase 90 Analysis”. Electrosplash. [Online]. Available: <https://www.electrosplash.com/mxr-phase90>
- “Nivel de línea”. Wikipedia. [Online]. Available: https://es.wikipedia.org/wiki/Nivel_de_línea
- Abel S. Sedra, Kenneth C. Smith: *Circuitos Microelectrónicos*. Oxford University Press. Cuarta edición.

7 REFERENCIAS

[1] “Dunlop Jimi Hendrix Fuzz Face Mini”. Thomann [Online]. Available: https://www.thomann.de/es/dunlop_jimi_hendrix_fuzz_face_mini.htm

[2] “Wah-wah”. Wikipedia [Online]. Available: <https://es.wikipedia.org/wiki/Wah-wah>

- [3] “Flanging.m4v”. Youtube [Online]. Available:
<https://www.youtube.com/watch?v=r7jhRoZ4NgQ>
- [4] “Pink Floyd – Money”. Youtube [Online]. Available:
<https://www.youtube.com/watch?v=gmV9iX-Q754>
- [5] “Fender Marine Layer Reverb | Reverb Tone Report”. Youtube [Online]. Available:
<https://www.youtube.com/watch?v=dQWXurmtbRw>
- [6] “Electro Harmonix Memory Toy Delay | Reverb Demo Video”. Youtube [Online]. Available:
https://www.youtube.com/watch?v=ETEALi_4YOY
- [7] “Boss CE-3 Chorus Pedal | Reverb Demo Video”. Youtube [Online]. Available:
<https://www.youtube.com/watch?v=9muscdjgx40>
- [8] “Tore Morgensen Demos the TC Electronic Thunderstorm Flanger Effects Pedal”. Youtube [Online]. Available:
https://www.youtube.com/watch?v=hsv_dj8EFYY
- [9] “MXR Phase 90”. Youtube [Online]. Available:
<https://www.youtube.com/watch?v=OJfFt2i2Yd4>
- [10] “MXR Phase 90”. Jimdunlop [Online]. Available:
<https://www.jimdunlop.com/product/m101-7-10137-00652-2.do>
- [11] “MXR Phase 90 Analysis”. Electrosplash [Online]. Available:
<https://www.electrosplash.com/mxr-phase90#link7>
- [12] Donald A. Neamen. *Microelectronics circuits analysis and design (Chapter 9)*. McGrawHill Higher Education. Cuarta edición.
- [13] “TL06xx Low-Power JFET-Input Operational Amplifiers”. Texas Instrument [Online]. Available:
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl062.pdf>
- [14] “Fairchild Semiconductor 2N5952”. Mouser [Online]. Available:
<http://www.mouser.com/ds/2/149/2N5952-888424.pdf>
- [15] “Fairchild Semiconductor 2N4125”. Mouser [Online]. Available:
<http://www.mouser.com/ds/2/149/2N4125-356231.pdf>