

Efectos de Audio para Aplicación en Guitarras Eléctricas

P. D. Pareja Obregón, *Student Member, IEEE*, y A. Oliva, *Profesor, UNS*
Instituto de Investigaciones en Ingeniería Eléctrica “Alfredo Desages”, Departamento de
Ingeniería Eléctrica y Computadoras, Universidad Nacional del Sur, Av. Alem 1253 (8000), Bahía
Blanca, Argentina

Resumen—En este trabajo se presenta la realización de un circuito analógico cuya finalidad consiste en la implementación de diversos filtros para procesar la señal de audio proveniente de una guitarra eléctrica, con fines musicales. Dichos efectos pueden ser seleccionados mediante distintos interruptores para lograr versatilidad y comodidad de uso.

Sus aplicaciones no se restringen al uso en guitarras eléctricas, pudiendo utilizarse en el caso general en cualquier tipo de guitarra, instrumento musical o señal en el rango audible.

Abstract—This work presents the realization of an analog circuit that is intended to implement several filters to process the audio signal of an electric guitar, with musical ends. Such effects are selected through different switches to achieve versatility and use comfort.

Its applications are not restricted to the use in electric guitars, but any kind of guitar, musical instrument or audible signal in the general case.

I. INTRODUCCIÓN

El objetivo del presente trabajo es desarrollar de manera confiable y económica una pedalera de efectos de audio para una guitarra eléctrica. Durante el desarrollo del mismo siempre se tuvo en cuenta la implementación de las diversas partes de manera discreta, evitando el uso de bloques funcionales integrados. El motivo de esto fue la implementación del proyecto en el marco de la materia Análisis y Diseño de Circuitos Analógicos II de la Universidad Nacional del Sur.

Actualmente las implementaciones disponibles son importadas, siendo su valor alto debido al cambio monetario. Es por esto que un factor siempre presente en el diseño fue el económico, buscando lograr una alternativa atractiva a las existentes en el mercado actual.

Desde un principio la idea fue incluir varios efectos en una única implementación, incluyendo llaves selectoras para elegir entre las distintas posibilidades. Para lograr mayores prestaciones y versatilidad ante futuras expansiones se incluyeron entradas auxiliares en el diseño.

II. DESCRIPCIÓN

La primera consideración a tener en cuenta es la cantidad y tipos de efectos a incluir en el proyecto. Se tomaron como base de partida los siguientes efectos:

- Distorsión suave o fuzz
- Distorsión fuerte u overdrive
- Multiplicación de frecuencias

Además de las siguientes alternativas viables:

- Vibrato
- Trémolo

En la Fig. 1 se muestra el diagrama en bloques general del circuito. En dicho diagrama se incluye una etapa de entrada preamplificadora, cuya función es actuar como buffer intermedio entre la señal de entrada de la guitarra y nuestro circuito, además de filtrar cualquier señal de ruido que se pueda acoplar al cable de la guitarra. La Salida se obtiene de un sumador de tres entradas con ganancias variables, que suma con distinto peso la señal original, pasada por los distorsionadores y por el elevador de frecuencia.

A continuación se explican con mayor detalle cada uno de los efectos mencionados.

A. Distorsión suave o fuzz:

Consiste en una variación en la ganancia del circuito, dependiendo del nivel de tensión de la salida. Dicha variación es determinada por un elemento pasivo en la señal de realimentación, en este caso se usó un par de diodos. Es importante el tipo de diodos a utilizar, los cuales proporcionan distintos sonidos dependiendo de su velocidad de respuesta, entre otros factores.

Tanto en esta distorsión como en la distorsión fuerte, si se analiza la respuesta en frecuencia de la señal resultante en comparación con la señal original, se puede observar que se está agregando una cierta cantidad de armónicos de altas frecuencias, cuya amplitud determinará el tipo de sonido.

B. Distorsión fuerte u overdrive:

Consiste en un recorte de la señal de salida en un nivel de tensión determinado. Dicho recorte es llevado a cabo también mediante diodos, pero en este caso proporcionando un camino directo de la señal a tierra. Al igual que en el caso anterior la decisión sobre el tipo de diodos a utilizar influye en el sonido resultante.

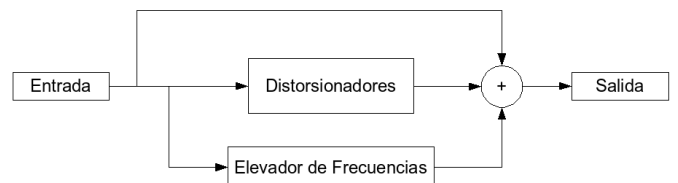


Fig. 1: Diagrama en bloques general del circuito

C. Multiplicación de frecuencias:

Consiste en elevar el contenido espectral de la señal de entrada en un factor determinado, proporcionado por el usuario. Se crea asimismo cierta distorsión en el sonido de la guitarra ya que no se respeta la relación de octavas entre las distintas armónicas.

Cuando se planteó originalmente el diseño de esta etapa, la idea era realizar una implementación tal como se muestra en la Fig. 2. De esta manera, al multiplicar la señal de entrada por una señal generada a su vez por un oscilador variable, en el dominio frecuencial se está realizando una convolución de señales. Esto da como resultado una réplica de la señal original centrada en cada uno de los impulsos del espectro de la señal del oscilador, tal como se muestra en la Fig. 3.

Por otra parte, en el dominio tiempo, dicho espectro da como resultado un batido o señal modulada. Si a dicha señal se le aplica un filtro pasaaltos que deje pasar únicamente aquellas frecuencias superiores a la de la señal del oscilador, se tiene como resultado el mismo espectro que tiene la señal de entrada corrido en un factor que depende de la frecuencia del oscilador. Sin embargo, la frecuencia de corte del filtro se debería mover en función de la misma referencia que mueve la frecuencia del oscilador, planteando una dificultad adicional en el diseño del filtro.

Para poder analizar dicha implementación se procedió a levantar la respuesta en frecuencia de la señal de una guitarra, obteniendo un espectro que va desde los 110 Hz hasta los 1,7 kHz. Sin embargo luego de revisar la bibliografía existente se tomó como caso más general, dado que el espectro varía de guitarra en guitarra, un espectro que abarcara desde los 110 Hz hasta los 5 kHz. En función de esto, y teniendo en cuenta que el falso negativo no se superpusiera con el espectro útil de la señal, se tomó como límite inferior para el oscilador 2,555 kHz. A su vez, considerando que el ancho de banda del oído humano llega hasta los 20 kHz, se tomó como límite superior para el oscilador 15 kHz. Esto se puede observar en la Fig. 4.

De esta manera la banda de transición del filtro debe ser el doble que la frecuencia mínima de la guitarra, esto es, la distancia entre la frecuencia inferior positiva y la frecuencia inferior negativa. A su vez el peor caso en el diseño del filtro es cuando esta situación se presenta en la frecuencia mayor del oscilador, es decir, 15 kHz.

Con los datos anteriores se procedió a diseñar el filtro correspondiente, eligiendo como implementación un filtro Chebyshev. Sin embargo, a la hora de implementar el filtro en el diseño, surgió el problema que aún utilizando filtros de orden 8, teniendo en cuenta los valores comerciales disponibles de resistencias y capacitores, se lograba un desempeño muy pobre tanto en bajas como altas frecuencias. Por otra parte la variación necesaria en los capacitores del filtro, para llevar la frecuencia de corte de 2,555 kHz a 15 kHz, era del orden de los nanofaradios, descartando la posibilidad de utilizar varicaps en la implementación. Un último problema, aunque no menor, era

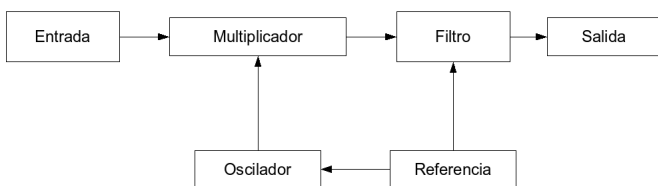


Fig. 2: Diagrama en bloques del multiplicador de frecuencias original.

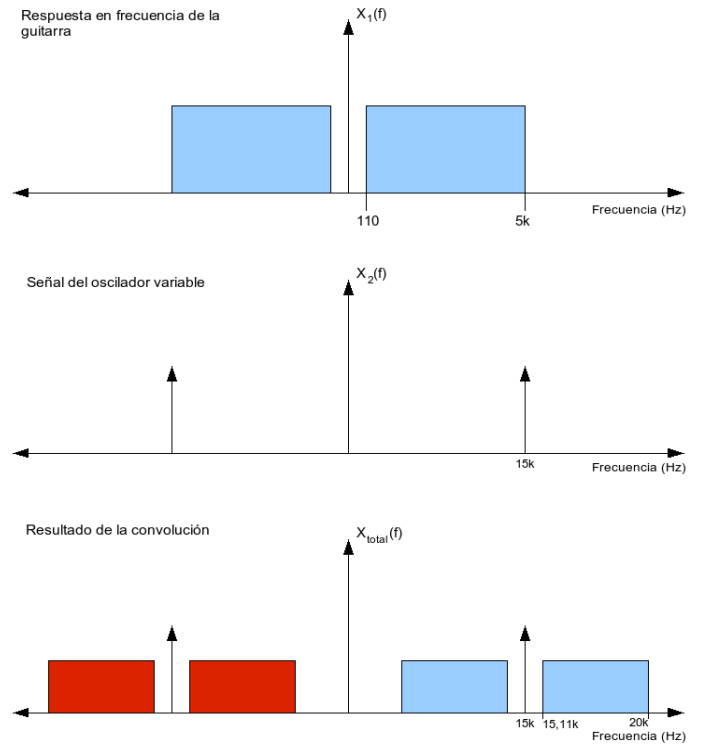


Fig. 3: Convolución de señales

que dicha variación de capacidades no era lineal con la frecuencia, debiendo diseñar para compensar esto un amplificador que siguiera la curva de variación de capacidad en función de la frecuencia de corte del filtro.

Es por esto que se decidió replantear el diseño de la etapa de multiplicación de frecuencias, utilizando en cambio una técnica común en el diseño de circuitos de transmisión de radio. En el nuevo planteo se utilizó un esquema como el que se muestra en la Fig. 5.

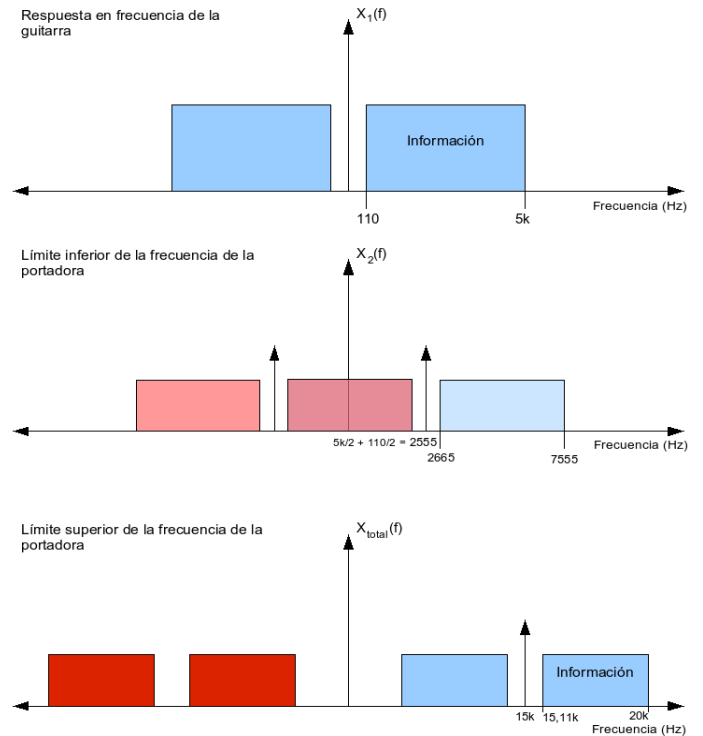


Fig. 4: Límites del oscilador a diseñar

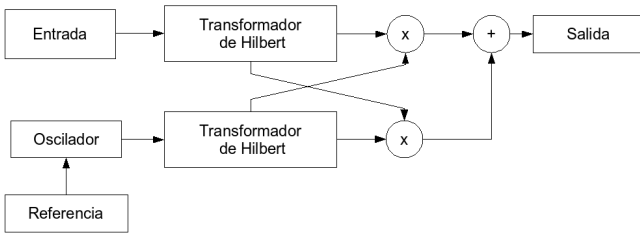


Fig. 5: Diagrama en bloques del multiplicador de frecuencias

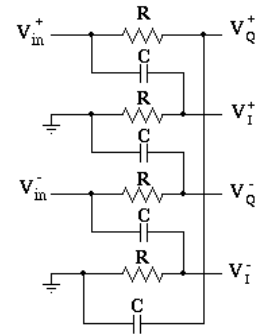


Fig. 7: Red Asimétrica Polifásica

En dicho esquema, uno de los componentes centrales es un arreglo de resistencias y capacitores llamado Transformador de Hilbert. Los Transformadores de Hilbert toman una señal de entrada y dan como resultado a la salida dos señales idénticas a la entrada pero desfasadas entre sí 90°. De esta manera, utilizando un Transformador de Hilbert para la entrada y otro para el oscilador, realizando las multiplicaciones cruzadas y sumando las señales resultantes, se puede obtener la banda superior de la señal modulada que estábamos buscando. Dicho procedimiento se muestra en la Fig. 6.

Es importante destacar que se utilizó un Transformador de Hilbert a la salida del oscilador, en lugar de directamente un oscilador con salidas en cuadratura, debido a que de esta manera se simplifica enormemente la implementación del oscilador de frecuencia regulable.

En particular, la implementación del Transformador de Hilbert que se usó es llamada Red Asimétrica Polifásica. Su implementación más simple se muestra en la Fig. 7.

La ventaja de esta red es que la salida de tensión diferencial $V_Q = V_{Q+} - V_{Q-}$ está desfasada 90° con respecto a la salida de tensión diferencial $V_I = V_{I+} - V_{I-}$ para todas las frecuencias, casi independientemente de las variaciones en las tolerancias de los componentes utilizados. De esta manera, se puede lograr gran exactitud aun utilizando componentes discretos. Es importante mencionar sin embargo, que aunque la diferencia de fase entre las dos señales es 90°, la respuesta en frecuencia de la fase de las señales individuales con respecto a la señal de entrada no es constante. Por otra parte, la amplitud resultante de las dos

tensiones diferenciales de salida valen la amplitud de la tensión de entrada dividida por $\sqrt{2}$, únicamente en la frecuencia $f = 1 / (2 \pi RC)$. Así, a pesar de que se mantiene la cuadratura de las señales a través de toda la banda de frecuencias, las tensiones de salida resultantes poseen la misma ganancia únicamente en un punto.

El hecho de que la amplitud de las tensiones de salida de la red diferencial sea igual en una única frecuencia es una de las mayores desventajas de este tipo de redes. Una solución posible es poner en cascada múltiples etapas, tal como se muestra en la Fig. 8. En este caso, la cuadratura de las señales de salida se sigue manteniendo a través de toda la banda de frecuencias, sin embargo la amplitud de las señales de salida es igual en mayor cantidad de puntos de frecuencia. La cantidad de puntos en los que dichas amplitudes son iguales se puede aumentar, incluyendo en el diseño mayor cantidad de etapas. Sin embargo cada etapa que se agrega disminuye la amplitud de la señal de salida. En consecuencia el número máximo de etapas a incluir en el diseño está limitado por la pérdida de señal que se está dispuesto aceptar.

Así, considerando que nuestras respuestas en frecuencia varían de 110 Hz a 5 kHz, por el lado de la entrada, y de 2,555 kHz a 15 kHz, por el lado del oscilador, se ajustó con un total de 5 etapas las respuestas en frecuencia de las amplitudes de las señales de salida. Esto se realizó de modo tal que coincidieran de manera aceptable en los rangos requeridos. Así por ejemplo, en el caso del oscilador, de ajustaron puntos de igual ganancia en las frecuencias 1 kHz, 2 kHz, 4 kHz, 8 kHz y 16 kHz.

Finalmente, debido a que en todas las etapas se estaba trabajando con alimentación simple, fue necesario incluir una referencia de tensión de la mitad de la alimentación para el Transformador de Hilbert. Dicha referencia debe ser muy

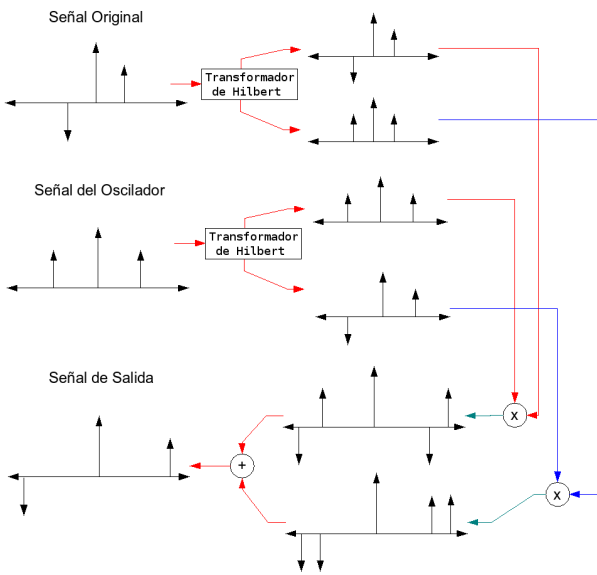


Fig. 6: Procedimiento del multiplicador de frecuencias

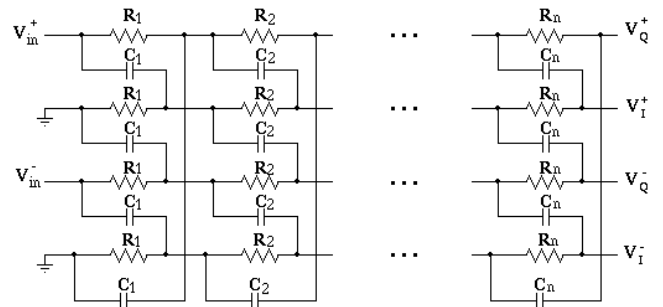


Fig. 8: Red Asimétrica Polifásica de varias etapas

exacta. Se puede comprobar que una desviación de unos pocos milivolts puede producir que el batido permanezca en la salida. Para evitar esto se incluyeron en el diseño algunos presets de ajuste para acomodar dicho valor.

D. Trémolo:

Consiste en la fluctuación de la amplitud de la señal de entrada. Dicho efecto se puede conseguir utilizando como salida una de las señales intermedias del multiplicador de frecuencias, esto es, antes de realizar la suma final que anula el espectro interior del batido. De esta manera no se necesitan agregar componentes adicionales al diseño para lograr este efecto.

E. Vibrato:

Consiste en la fluctuación de la frecuencia de la señal de entrada. Dicho efecto se puede lograr utilizando como entrada de oscilación al multiplicador de frecuencias, un oscilador cuya frecuencia varíe con el tiempo. Para lograr dicha variación se puede incluir en el oscilador utilizado, otro oscilador que controle su frecuencia. Dada la extensión del proyecto actual, se decidió no incluir dicho efecto en el proyecto. En cambio la alternativa por la que se optó fue incluir una entrada de oscilación auxiliar, seleccionable mediante una llave analógica. De esta manera, se puede ingresar con una señal de referencia externa que esté compuesta por los dos osciladores mencionados anteriormente. La ventaja adicional de esta aproximación es que además de dicho efecto se pueden lograr otros efectos, incluyendo señales distintas a una senoidal de frecuencia variable.

III. DISEÑO

Los amplificadores operacionales utilizados fueron LM324. Los motivos detrás de la selección de dichos amplificadores fueron varios. Por una parte, las especificaciones de nuestro diseño no eran muy exigentes. Las frecuencias con las que se estaban trabajando eran relativamente bajas, hasta 20 kHz, y con ganancias no muy altas. En segundo lugar, dichos amplificadores operacionales son muy comunes en el mercado y se consiguen fácilmente. Además cada pastilla integrada trae 4 amplificadores operacionales. Esto es importante, dada la gran cantidad de componentes utilizados, a la hora de minimizar componentes y tamaño. Finalmente como las señales con las que se estaba trabajando tenían amplitudes relativamente grandes, del orden de los 10 mV, el ruido del amplificador operacional no era un factor decisivo en el diseño.

A. Etapa de Entrada

La primer etapa que se diseñó fue la etapa de entrada. Esta etapa se muestra en la Fig. 9. Dicha etapa está compuesta por un buffer de tensión y un filtro pasaaltos. La función del buffer de tensión es aislar la guitarra del resto del circuito, de manera tal de no cargar la señal de la misma. Por otra parte el filtro pasaaltos tiene la finalidad de evitar que se acople ruido de 50 Hz en la señal con la cual vamos a trabajar. Debido a esto, y considerando que la respuesta en frecuencia de la guitarra comienza en 110 Hz, se eligió como frecuencia de corte de dicho filtro 100 Hz.

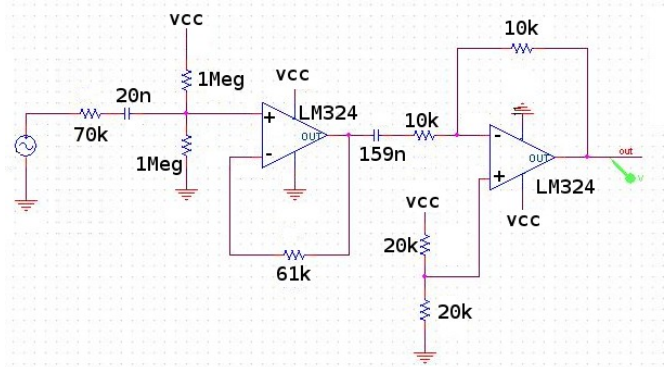


Fig. 9: Etapa de entrada

B. Etapa de Distorsión Suave

La siguiente etapa diseñada fue la etapa que generaba la distorsión suave o fuzz. Durante el diseño de esta etapa se fue experimentando con distintas configuraciones hasta llegar a un sonido de distorsión agradable. La configuración final se muestra en la Fig. 10.

Esta etapa consta básicamente de un amplificador inversor con ganancia 10 y un par de diodos en paralelo con la realimentación, de forma tal de disminuir la ganancia de la etapa a partir de un valor de tensión, y así lograr el efecto requerido. Los diodos utilizados fueron 1N4148. En las pruebas se utilizaron también otros tipos de diodos, como por ejemplo leds, pero los sonidos resultantes no produjeron cambios significativos.

C. Etapa de Distorsión Fuerte

En esta etapa se buscó generar una distorsión mucho más marcada que en la etapa anterior, y se usaron diodos zener en lugar de diodos comunes para lograr una función transferencia mucho más abrupta. Para marcar una diferencia aún mayor, se utilizó una configuración de distorsión overdrive, la cual en lugar de disminuir la ganancia, recorta la onda de salida disponiendo el diodo zener entre la salida y tierra. La configuración de la presente etapa se muestra en la Fig. 11.

D. Multiplicador de Frecuencias

El multiplicador de frecuencias está compuesto por las siguientes etapas

- Oscilador de frecuencia variable
- Generadores de señal diferencial
- Generador de tensión de referencia
- Transformadores de Hilbert
- Multiplicador
- Sumador

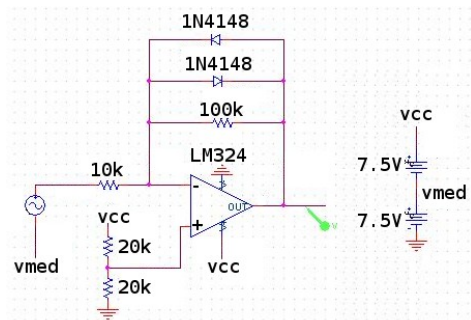


Fig. 10: Etapa de distorsión suave

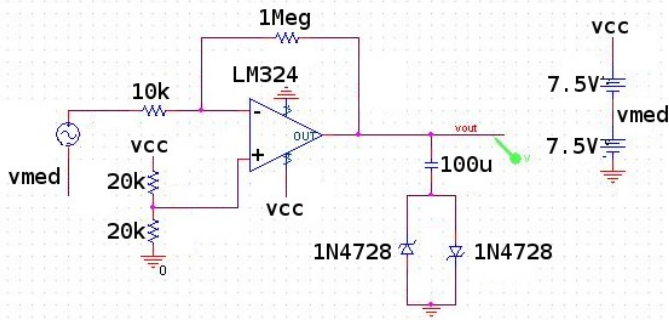


Fig. 11: Etapa de distorsión fuerte

El oscilador de frecuencia variable, como su nombre lo indica, es un oscilador cuya frecuencia puede ser seleccionada mediante un potenciómetro de ajuste. Como se mencionó anteriormente, aunque necesitábamos dos oscilaciones desfasadas 90°, se decidió no utilizar un oscilador en cuadratura. La opción que se decidió tomar fue, en cambio, un oscilador estándar cuya salida entra a un Transformador de Hilbert.

Entre los distintos tipos de osciladores disponibles, se optó por utilizar un integrador a la salida de un generador de onda cuadrada, recortando los picos positivos y negativos en la salida de la onda triangular resultante. A la hora de implementarlo, sin embargo, dada la lenta respuesta de los amplificadores operacionales con que se contaba, se decidió utilizar en lugar de comparadores para la generación de la onda cuadrada, dichos amplificadores operacionales. De esta manera la onda cuadrada pasaba a tener rampas de ascenso y descenso. Al integrar esta onda, si la frecuencia era lo suficientemente alta como para que las rampas fueran comparables al período de trabajo de la onda cuadrada, la onda resultante pasaba a tener forma senoidal, con armónicos fuera del rango audible. Así, el efecto de recorte anteriormente mencionado de cierta manera era sustituido por la integración de las rampas. A pesar de no ser la mejor solución al problema, se comprobó que para las frecuencias con las que se necesitaba trabajar, las armónicas que aparecían eran prácticamente nulas al menos en las frecuencias superiores del oscilador. Por otra parte como ya se estaba incluyendo una entrada auxiliar para un generador externo, para el efecto vibrato, en caso de requerir una onda senoidal de mayor calidad se podía generar dicha onda en un circuito adicional e ingresarla por dicha entrada.

La finalidad de los generadores de señal diferencial es generar una señal diferencial a partir de una señal simple referida a tierra, de manera de poder entrar al Transformador de Hilbert correspondiente, ya que éste necesita este tipo de señales de entrada. Su circuito está compuesto por un seguidor de tensión de la entrada, y por un amplificador inversor de ganancia unitaria cuya entrada es la misma que aquella del seguidor.

El generador de tensión de referencia tiene como función generar una tensión que se utilizará en los Transformadores de Hilbert como referencia. Es necesaria debido a que en nuestro circuito estamos trabajando con alimentación simple, pudiendo no incluirla en el caso que se utilizara alimentación positiva y negativa.

En el diseño de los Transformadores de Hilbert los valores

de los componentes fueron elegidos sabiendo que la frecuencia en la que son iguales las magnitudes de las tensiones de salida de un bloque, es

$$f = 1 / (2 \pi RC) \tag{1}$$

Así, en el Transformador de Hilbert utilizado para el oscilador, las frecuencias elegidas para aproximar las curvas de magnitud en el rango requerido, fueron

$$f = 1 \text{ kHz} , 2 \text{ kHz} , 4 \text{ kHz} , 8 \text{ kHz} , 16 \text{ kHz} \tag{2}$$

Siguiendo el mismo procedimiento para el caso del Transformador de Hilbert utilizado en la guitarra, se tuvieron en cuenta las frecuencias

$$f = 100 \text{ Hz} , 200 \text{ Hz} , 400 \text{ Hz} , 1 \text{ kHz} , 5 \text{ kHz} \tag{3}$$

El circuito utilizado en la etapa encargada de realizar las multiplicaciones de las señales es conocido como Multiplicador de Barrie Gilbert [5] y aprovecha, entre otras cosas, el hecho que los transistores BJT convierten una tensión de entrada en una corriente de salida cuya dependencia con la entrada es logarítmica.

En un caso sencillo, se podría lograr un multiplicador haciendo uso de este efecto logarítmico, utilizando un par de amplificadores logarítmicos compuestos por amplificadores operacionales realimentados con transistores BJT. En esta aproximación, la tensión de salida es el logaritmo de la tensión de entrada correspondiente. Luego se realiza una suma de las tensiones resultantes, lo cual equivale al logaritmo de la multiplicación de las tensiones de entrada. Finalmente utilizando un amplificador antilogarítmico, similar a los primeros, obtenemos una tensión de salida que es la multiplicación de las tensiones de entrada. Sin embargo el amplificador resultante depende de los parámetros de los diversos componentes utilizados. La configuración del Multiplicador de Barrie Gilbert, por otra parte, presenta un muy buen desempeño con componentes discretos hasta inclusive anchos de banda del orden de los 500 MHz.

La configuración del Multiplicador de Barrie Gilbert utilizada se muestra en la Fig. 12.

La última etapa que compone el multiplicador de frecuencias es un sumador inversor de ganancia unitaria. No tiene caso incursionar en el diseño del mismo, salvo quizás aclarar que en el diseño total del circuito este sumador se

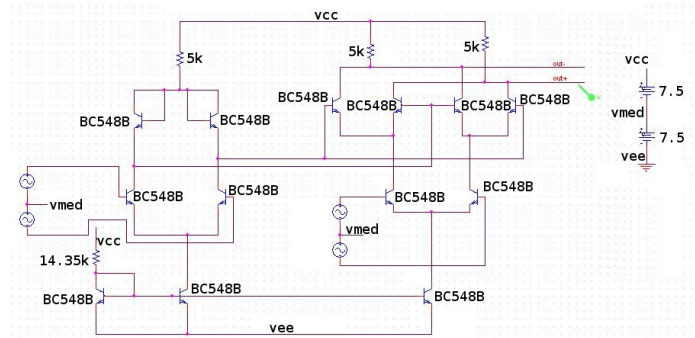


Fig. 12: Multiplicador analógico

utiliza también para sumar las señales de los otros efectos provenientes de las etapas correspondientes. La señal o efecto que se presenta a la salida es seleccionable mediante un conjunto de llaves que accionan a su vez llaves analógicas del tipo CD4066. De esta manera se puede elegir cualquier efecto en particular, y en el caso del multiplicador de frecuencias se puede optar por realizar la suma que efectivamente deja la banda superior del espectro, o se puede dejar ingresar al sumador una única multiplicación, logrando el trémolo anteriormente mencionado.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Vale la pena mencionar que en las mediciones realizadas prácticamente no hubo diferencias significativas con los circuitos simulados. Hubo un único pormenor durante las pruebas de sonido del multiplicador de frecuencias y fue en particular la presencia de un tono, aún después del sumador que lo debería anular. Esto era debido a pequeñas variaciones de la tensión de referencia de los Multiplicadores de Hilbert, con respecto a la tensión media de salida de cada uno de los amplificadores operacionales que componen los generadores de señales diferenciales. Este detalle había sido pasado por alto debido a que las simulaciones utilizaban amplificadores operacionales iguales. Se simularon dichas variaciones introduciendo variaciones de unos pocos milivolts en la entrada del generador de tensión de referencia y se comprobó que incluso una variación tan pequeña podía incurrir en que en la salida siguiera estando presente el batido de la señal. Para solucionar esto se incluyeron presets de ajuste en el diseño de las etapas en cuestión.

V. CONCLUSIONES

En el presente trabajo se abordó el diseño e implementación de diversos efectos de audio para una guitarra eléctrica. Los efectos en particular que se trataron fueron distintos tipos de distorsiones, así como un multiplicador de frecuencias.

Los resultados obtenidos fueron razonablemente similares a los esperados, dado el análisis teórico realizado y las simulaciones previas a la implementación física. En particular el multiplicador de frecuencias fue la etapa que mas problemas trajo, quizás no tanto por su dificultad teórica, sino por la cantidad de etapas y componentes que involucra. Es por esto que para tratarla se optó por modularizar las distintas funciones necesarias en ella lo mas posible, de forma tal de poder analizarlas por separado.

Como posibles mejoras al proyecto se propone una etapa de ecualización a la salida, ya que dicha etapa no agrega mayor complejidad al diseño, pero aun así no deja de ser necesaria en cualquier equipo de sonido.

Finalmente otra mejora que se propone es una realización digital del proyecto, implementada mediante algún DSP. De esta manera al diseñar los efectos con software la cantidad de efectos posibles son prácticamente ilimitados, pudiendo mejorarse inclusive simplemente mediante actualizaciones del software existente.

REFERENCIAS

- [1] M. Rashid, "Microelectronic Circuits: Analysis and Design", PWS Publishing Company, (1999).
- [2] Haykins, "Sistemas de Información", Wiley, 2da Edición, (1983).
- [3] D.G. Yee, "The Design and Implementation of a Semi-Custom Transmitter for a CDMA Direct Sequence Spread-Spectrum Transceiver", University of California at Berkeley, (1996).
- [4] M. J. Gingell, "The Synthesis and Application of Polyphase Networks with Sequence Asymmetric Properties", University of London, (1975).
- [5] J. Grima Palop, J. A. Teruel, "Estado Actual de los Multiplicadores Electrónicos para Telecomunicaciones", Rede, (2000).
- [6] J. M. Drake Moyano, "Instrumentación Electrónica de Comunicaciones", Santander, (2005).
- [7] A. Sedra, K. Smith, "Microelectronic Circuits", Oxford University Press, (1998).