

eman ta zabal zazu



Universidad
del País Vasco

Euskal Herriko
Unibertsitatea

ZIENTZIA
ETA TEKNOLOGIA
FAKULTATEA
FACULTAD
DE CIENCIA
Y TECNOLOGÍA



Trabajo de Fin de Grado
Grado en Ingeniería Electrónica

Diseño y Construcción de un Sintetizador Analógico de Sonido

Autor:
Javier Herrero Álvarez
Director:
Javier Echanobe Arias

Leioa, 22 de junio de 2023

Índice

1. Introducción y objetivos	3
2. Sintetizadores analógicos	5
2.1. Breve historia	5
2.2. Generalidades	6
2.3. Módulos típicos	7
3. Diseño de alto nivel	8
3.1. Generador de formas de onda	9
3.2. Controlador (teclado)	11
3.3. Módulo de efectos	11
4. Diseño de bajo nivel	12
4.1. Sumador	12
4.1.1. Sumador inversor con amplificador operacional	12
4.1.2. Simulación del sumador en PSpice	13
4.2. Sumador/Ecualizador	13
4.2.1. Sumador/Ecualizador inversor con amplificador operacional	13
4.2.2. Simulación del sumador/ecualizador en PSpice	14
4.3. Generador de señal cuadrada basado en un oscilador astable con 555	14
4.3.1. El multivibrador integrado 555	15
4.3.2. Configuración del 555 como astable	16
4.3.3. Valores nominales de los componentes pasivos	16
4.3.4. Simulación del oscilador en PSpice	17
4.3.5. Diseño del sumador de ondas cuadradas	17
4.4. Integrador	17
4.4.1. Circuito integrador con amplificador operacional	17
4.4.2. Respuesta del integrador en el dominio del tiempo	18
4.4.3. Respuesta del integrador en el dominio de la frecuencia	18
4.4.4. Simulación del integrador en PSpice	19
4.4.5. Diseño del sumador/ecualizador que precede al integrador	20
4.5. Filtro pasa bajas	20
4.5.1. Filtros pasa bajas KRC de segundo orden	20
4.5.2. Diseño de los filtros LPF <i>Butterworth</i> de orden 6	22
4.5.3. Simulación del filtro pasa bajas en PSpice	23
4.6. Teclado	24
4.7. Circuito Wah-Wah	25
4.7.1. Filtro activo RLC con estructura no inversora	25
4.7.2. Circuito girador	26
4.7.3. Circuito Wah-Wah con filtro RLC + girador	26
4.7.4. Valores nominales de los componentes pasivos	27
4.7.5. Diagrama de Bode y simulación en PSpice del circuito Wah-Wah	28
4.8. Trémolo	29
4.8.1. Circuito multiplicador	29
4.8.2. Oscilador de puente de Wien	30
4.8.3. Simulación en PSpice	32

5. Montaje	33
5.1. Generadores de onda cuadrada basados en 555	33
5.1.1. Montaje de los osciladores	33
5.1.2. Resolución de las incidencias surgidas durante el montaje	33
5.1.3. Montaje del sumador de ondas cuadradas	37
5.2. Generador de onda triangular con integrador	38
5.3. Generador de onda sinusoidal con filtro pasa bajas	39
5.4. Teclado	41
5.5. Circuito Wah-Wah	42
5.6. Trémolo	43
5.7. Montaje del circuito entero	44
6. Conclusiones y líneas futuras	46
Glosario	48
Referencias	49
A. Introducción a los filtros	50
A.1. Filtros pasa bajas de segundo orden	51
A.2. Filtros pasa bajas de orden superior	53
B. Valores de los componentes eléctricos de los distintos módulos del sintetizador	55
B.1. Valores de las resistencias de los astables basados en 555	55
B.2. Valores de las resistencias del sumador/ecualizador previo al integrador	55
B.3. Valores de las resistencias y condensadores de los LPFs de orden 6	56
B.4. Valores de las resistencias de los sumadores/ecualizadores previos a los LPFs	57
B.5. Valores de las resistencias del sumador/ecualizador posterior a los LPFs	58

1. Introducción y objetivos

Los sintetizadores analógicos son un tipo de instrumento musical que genera el sonido por medio de circuitos analógicos (formados a partir de resistencias, condensadores, bobinas, transistores y circuitos integrados). El término analógico hace referencia a que las variables electrónicas (tensiones y corrientes) que dan lugar a las ondas de sonido del instrumento son continuas, en contraposición a las variables digitales, que toman valores discretos (figura 1.1). El verbo sintetizar significa combinar elementos existentes para dar lugar a un elemento nuevo [1]. En concreto, un sintetizador analógico genera en primera instancia una serie de formas de onda analógicas básicas (seno, cuadrada, triangular, etc.) asociadas a cada nota musical que posteriormente pueden ser alteradas a gusto del intérprete utilizando otros módulos analógicos para producir distintos efectos de sonido.

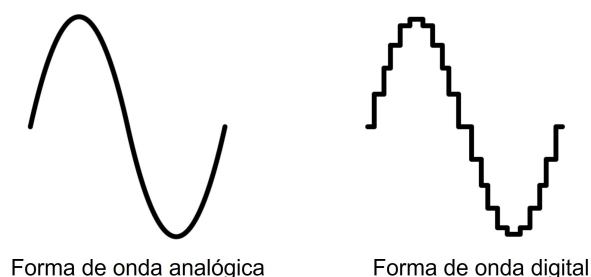


Figura 1.1: Comparación entre una forma de onda analógica, que toma valores continuos, y una forma de onda digital, que toma valores discretos y tiene apariencia escalonada [1].

Los sintetizadores analógicos de sonido, que surgieron a finales de la década de 1960, han gozado de una gran popularidad durante varios años. Sin embargo, con la aparición de los microprocesadores surgieron los sintetizadores digitales, considerablemente más baratos, compactos y fáciles de fabricar. El funcionamiento de este otro tipo de sintetizadores se basa en el almacenamiento en memorias ROM (*Read-Only Memory*) de codificaciones binarias de las formas de onda de diversos tipos de sonidos e instrumentos. Cuando el músico pulsa una tecla o los distintos controles para el tipo de sonido, el microcontrolador se encarga de decodificar las órdenes del intérprete y, a partir de los datos almacenados en la ROM y circuitería digital, realiza un tratamiento de señal [1].

A pesar de la dominancia de los sistemas digitales en detrimento de los analógicos, queda todavía un pequeño nicho para los sintetizadores analógicos. Son varios los músicos que opinan que el sonido continuo creado por la circuitería analógica es más cálido, agradable y próximo al de los instrumentos mecánicos tradicionales que el sonido escalonado y artificial de los sintetizadores digitales [1]. Entre las distintas opciones comerciales, destacan las ofrecidas por la célebre compañía Moog [2], pionera en el mundo de los sintetizadores analógicos, además de otros dos importantes fabricantes de instrumentos de tecla, Korg [3] y Roland [4]. Existe también una comunidad de músicos/electrónicos aficionados a la síntesis analógica de sonido que diseñan y construyen sus propios artefactos [1].

En este trabajo se aborda el diseño y el montaje de un sintetizador analógico polifónico (que puede proporcionar la superposición de varias notas pulsadas simultáneamente). Se comienza realizando un estudio acerca de las generalidades y los bloques típicos de los sintetizadores analógicos, así como una breve descripción de su historia (sección 2). Para lograr polifonía, se utiliza un oscilador independiente para cada nota, en lugar del enfoque tradicional en el que las distintas notas son generadas por un VCO (*Voltage-Controlled Oscillator*, Oscilador Controlado por Voltaje). Por otra parte, se opta por seguir una metodología de síntesis sustractiva: las formas de onda se generan tomando como punto

de partida una onda muy rica en armónicos, como una cuadrada.

Una vez realizado dicho estudio, se realiza el diseño de alto nivel del sintetizador (sección 3). Esta etapa de diseño consiste en describir a nivel funcional los diferentes bloques que integran el sintetizador (generador de formas de onda, módulo de efectos de sonido y controlador). A continuación, se describe el diseño de bajo nivel de cada bloque funcional (sección 4), especificando los circuitos electrónicos de cada bloque y los valores de los componentes, y realizando simulaciones computacionales para verificar el diseño.

Tras la fase de diseño, en la sección 5 se explica el montaje realizado, así como su verificación mediante inspección de las formas de onda con el osciloscopio y audición de las mismas con un altavoz. Debido a las limitaciones temporales y de recursos, el montaje se realiza únicamente sobre *protoboard*, quedando para un posible trabajo futuro la realización en PCB (*Printed Circuit Board*). Se describen también las incidencias surgidas durante el montaje relacionadas con las interferencias y la compatibilidad electromagnética, además de las debidas a problemas inherentes al montaje sobre *protoboard*.

Finalmente, la sección 6 cierra el trabajo con sus conclusiones académicas y técnicas. Se presentan, por una parte, conclusiones específicas de este trabajo, relacionadas con la síntesis de las ondas de sonido. Por otra parte, se incluyen también conclusiones generales sobre los montajes de circuitos electrónicos que pueden ser de utilidad en una amplia variedad de proyectos de electrónica analógica. Se comentan también posibles líneas futuras para continuar con este trabajo.

Se incluye también un glosario de siglas y términos en inglés y dos apéndices que, sin ser necesaria su lectura para comprender la memoria, pueden resultar de interés para ampliar información. El apéndice A contiene una introducción a los filtros, y el apéndice B contiene las tablas con los valores de los componentes de distintos bloques del sintetizador.

El principal objetivo de este TFG es el desarrollo de un sintetizador analógico de sonido formado por tres módulos: el generador de formas de onda, el módulo de efectos de sonido y el controlador. El cumplimiento de dicho objetivo conlleva la realización de todas las fases del desarrollo: el diseño (a alto y bajo nivel), la simulación y el montaje y verificación.

Un segundo objetivo, de carácter más académico, es poner en práctica y ampliar los diversos conocimientos adquiridos a lo largo del Grado en Ingeniería Electrónica mediante el desarrollo de un trabajo que abarca temas de varias disciplinas de la electrónica (Electrónica Analógica, Teoría de Circuitos, Instrumentación, Señales y Sistemas). Este objetivo abarca también la familiarización con distintas técnicas imprescindibles para un ingeniero electrónico, como el uso de herramientas de simulación (MATLAB y PSpice), el manejo de equipos como osciloscopios y fuentes reguladas, la realización de soldaduras y la compra de componentes electrónicos.

Por último, también es un objetivo del TFG la resolución de las incidencias surgidas durante el diseño y el montaje del sintetizador (incidencias inherentes a la *protoboard*, interferencias y compatibilidad electromagnética, no idealidades, derivas de los componentes pasivos, etc.) y su adecuada documentación.

Conviene mencionar que el alcance de este trabajo es el tratamiento analógico de señal para generar las distintas formas de onda correspondientes a las notas del sintetizador (12 notas de la octava central) y sus correspondientes efectos. El desarrollo de las etapas amplificadoras de salida y de las fuentes de alimentación reguladas queda fuera del alcance de este TFG. Se utilizará, en su lugar, un altavoz con etapa amplificadora integrada y una fuente de alimentación regulada de laboratorio. Queda también fuera del alcance de este trabajo el desarrollo de las partes mecánicas del sintetizador, como puede ser el teclado.

2. Sintetizadores analógicos

Esta sección comienza con una breve descripción de la historia de los sintetizadores analógicos (sección 2.1). A continuación, se describen algunas generalidades de los mismos (sección 2.2) y los módulos que habitualmente forman parte de ellos (sección 2.3).

2.1. Breve historia

En la década de 1960, un ingeniero electrónico y doctor en física electrónica por la Universidad de Cornell (USA) llamado Robert Moog estaba trabajando en el desarrollo de sintetizadores analógicos de sonido [1]. Fue en octubre de 1964 cuando reveló al público el primer sintetizador modular controlado por voltaje, un instrumento que condicionó y modificó el futuro de la música moderna [5]. Este instrumento fue desarrollado por Robert Moog en colaboración y por encargo del compositor Herb Deutsch, que quería un instrumento que fuera capaz de sintetizar una cantidad prácticamente infinita de sonidos complejos que no se podían obtener a partir de instrumentos tradicionales [5].

Además, el hecho de que el instrumento fuera modular permitía que cada compositor o intérprete pudiera elegir un conjunto personalizado de módulos y que fuera posible ir aumentando el tamaño y las posibilidades del instrumento según las necesidades. Muchos de los módulos creados por Moog estaban encargados por amigos músicos [5]. Este equipo multidisciplinar de electrónicos y músicos favoreció el desarrollo de distintos módulos analógicos para síntesis de sonido, controlados fundamentalmente por voltaje [1], dando lugar a la legendaria marca de sintetizadores Moog.

De entre todos los músicos que contribuyeron al desarrollo de los sintetizadores Moog, es imprescindible mencionar a Wendy Carlos, por aquel entonces estudiante de postgrado en la Universidad de Columbia. Carlos era una persona que, además de interesada en la música, también lo estaba en sus aspectos técnicos. Fue ese interés por la técnica de los instrumentos el que le llevó a acudir a la convención de otoño de la Sociedad de Ingenieros de Sonido (*Audio Engineering Society*) en 1964. Allí, Wendy Carlos conoció de primera mano los distintos módulos analógicos diseñados por Moog (figura 2.1): osciladores controlados por voltaje, filtros, generadores de envolvente, controladores, etc. Fue el encuentro de una música aficionada por la ciencia con un ingeniero aficionado por la música el que desencadenó una revolución nunca antes vista en la música [6].

Así fue como Wendy Carlos se convirtió en una de las primeras clientas y colaboradoras de Robert Moog. El momento clave de esta colaboración coincide con el lanzamiento del primer álbum de Carlos en 1968: “Switched-On Bach”, grabado con un sintetizador modular Moog en cuyo desarrollo había participado Carlos. Este álbum consistía en la interpretación de obras compuestas por el compositor barroco Johann Sebastian Bach utilizando un sintetizador Moog. De esta manera, se introdujo un nuevo instrumento al público utilizando como vehículo obras clásicas familiares para muchas personas. Este álbum fue todo un éxito en los medios y sigue siendo una referencia para los amantes de la música barroca y de la música electrónica. De no haber sido por la colaboración de Robert Moog y Wendy Carlos, el sintetizador tal y como hoy lo conocemos podría no haber llegado a existir [6].

En poco tiempo, los sintetizadores analógicos se popularizaron y comenzaron a estar presentes en la música. Además de la compañía Moog, otras empresas decidieron sumarse al mercado de los sintetizadores analógicos: ARP, Oberheim, Yamaha, Korg, Fairlight, Emu Systems, Roland... [1].



Figura 2.1: Wendy Carlos junto a un sintetizador Moog.

Sin embargo, con la aparición de los sintetizadores digitales, más baratos, compactos y fáciles de fabricar, el uso de los sintetizadores analógicos fue cayendo progresivamente en desuso. De todas maneras, sigue existiendo un nicho de mercado para los sintetizadores analógicos, pues una gran cantidad de músicos prefiere el sonido más cálido, natural y continuo que ofrecen éstos frente al sonido más frío, artificial y discreto de los sintetizadores digitales. Hay también una comunidad de músicos que diseñan y montan sus propios sintetizadores [1].

2.2. Generalidades

Los sintetizadores analógicos se clasifican en tres grandes grupos según la forma en la que el usuario realiza las conexiones entre sus distintos módulos [1]:

- Sintetizadores normalizados: el usuario realiza las conexiones entre los distintos módulos mediante interruptores y potenciómetros integrados en el panel del sintetizador.
- Sintetizadores modulares: las conexiones entre los distintos módulos se realizan por medio de cables coaxiales.
- Sintetizadores híbridos: se añade la posibilidad de realizar conexiones con cables coaxiales al esquema normalizado.

En este trabajo, se realiza un sintetizador cuyos módulos y submódulos están conectados entre sí mediante interruptores, luego se trata de un sintetizador normalizado.

Otra clasificación de los sintetizadores viene dada por la estrategia seguida para generar las distintas formas de onda [1]:

- Síntesis sustractiva: se parte de un módulo inicial que genera formas de onda con un contenido armónico muy rico. Las otras formas de onda se obtienen con módulos que eliminan armónicos de estas formas de onda de partida.
- Síntesis aditiva: se da cuando, partiendo de una onda, se genera otra con mayor contenido armónico.

En este trabajo se sigue fundamentalmente una metodología de síntesis sustractiva, aunque hay un módulo (el trémolo) que puede considerarse como síntesis aditiva.

2.3. Módulos típicos

Generalmente, los sintetizadores se controlan por medio de señales de voltaje y por eso se dice que son v-controlados. Los módulos v-controlados más típicos son [1]:

- VCOs (*Voltage-Controlled Oscillators*, Osciladores Controlados por Voltaje): una tensión variable, generada según la tecla pulsada, controla la frecuencia de un generador de señal alterna. Se suele utilizar un estándar de “un voltio por octava”. Es el módulo de partida que genera las frecuencias de las distintas notas musicales, y proporciona distintas formas de onda (cuadrada, triangular, sinusoidal, rampa...)
- VCFs (*Voltage-Controlled Filters*, Filtros Controlados por Voltaje): una tensión controla la frecuencia de corte de un filtro (y, en ocasiones, también su factor de calidad). Se utiliza para modificar las formas de onda obtenidas en los VCOs.
- Generador de Envolvente: distintas tensiones controlan los tiempos que duran las fases de ataque (pulsar la tecla), decaimiento, mantenimiento y liberación (soltar la tecla).
- LFOs (*Low-Frequency Oscillators*, Osciladores de Baja Frecuencia): mediante una tensión se controla la frecuencia de un oscilador de baja frecuencia utilizado para modular la señal de sonido.
- VCAs (*Voltage-Controlled Amplifiers*, Amplificadores Controlados por Voltaje): una tensión controla la amplitud de una señal.

En el sintetizador desarrollado en este trabajo, no se utiliza el enfoque habitual basado en VCOs, sino que cada una de las doce notas se genera con un oscilador de onda cuadrada individual, con el objeto de que el sintetizador sea polifónico (posibilidad de que suenen varias notas a la vez). La polifonía se consigue por medio del uso de sumadores que proporcionan la superposición de las formas de onda de cada frecuencia.

En lugar de utilizar VCFs para obtener otras formas de onda, se utilizan filtros fijos para, mediante síntesis sustractiva, obtener formas de onda triangulares y sinusoidales. Un integrador (realmente es un filtro pasa bajas) permite obtener una forma de onda triangular a partir de la cuadrada, mientras que una serie de filtros pasa bajas de alto orden se utiliza para generar formas de ondas sinusoidales.

El sintetizador diseñado en este TFG contiene también un módulo similar a un VCF, pero con control de la frecuencia de resonancia mediante un potenciómetro en lugar de mediante voltaje. Dicho módulo, denominado Wah-Wah, es un filtro pasa banda RLC con frecuencia de resonancia que el músico varía en tiempo real mediante un potenciómetro, proporcionando un efecto similar a una voz diciendo “Wah-Wah”.

Los sintetizadores analógicos contienen también otros módulos no v-controlados, por ejemplo, el conocido como “Ring Modulator”. Este módulo funciona de manera similar a un modulador AM (*Amplitude Modulation*, Modulación en Amplitud). Una posible implementación es mediante un multiplicador analógico que toma como entradas una señal de partida y una señal moduladora de baja frecuencia, de manera que la señal de partida queda modulada por una envolvente de baja frecuencia. En el dominio de la frecuencia, esto equivale a la aparición de componentes frecuenciales en las sumas y las restas de las componentes frecuenciales de las dos señales que se multiplican [1]. El efecto de sonido logrado es similar al repicar de las campanas de una iglesia.

En este trabajo se utiliza un módulo similar a este “Ring Modulator” para implementar el efecto trémolo. La señal de sonido generada según las notas pulsadas por el músico se multiplica por una senoide de baja frecuencia (unos 5 Hz), variándose así su amplitud de manera periódica. La frecuencia de la envolvente de baja frecuencia es fija, aunque podría utilizarse un LFO para implementar un trémolo de frecuencia variable.

3. Diseño de alto nivel

En esta sección se describe el diseño de alto nivel del sintetizador, es decir, los distintos módulos que forman parte de él. La descripción de los módulos realizada en esta sección es puramente estructural y funcional, su diseño detallado en base a componentes electrónicos constituye la sección 4.

El sintetizador que se diseña y monta en este trabajo tiene doce notas, las de la octava central de un instrumento de teclas (incluyendo sostenidos/bemoles). Como se ha comentado en la sección 2.3, cada una de las doce notas se genera con un oscilador independiente para que el sintetizador sea polifónico, en lugar de generar todas con un único VCO.

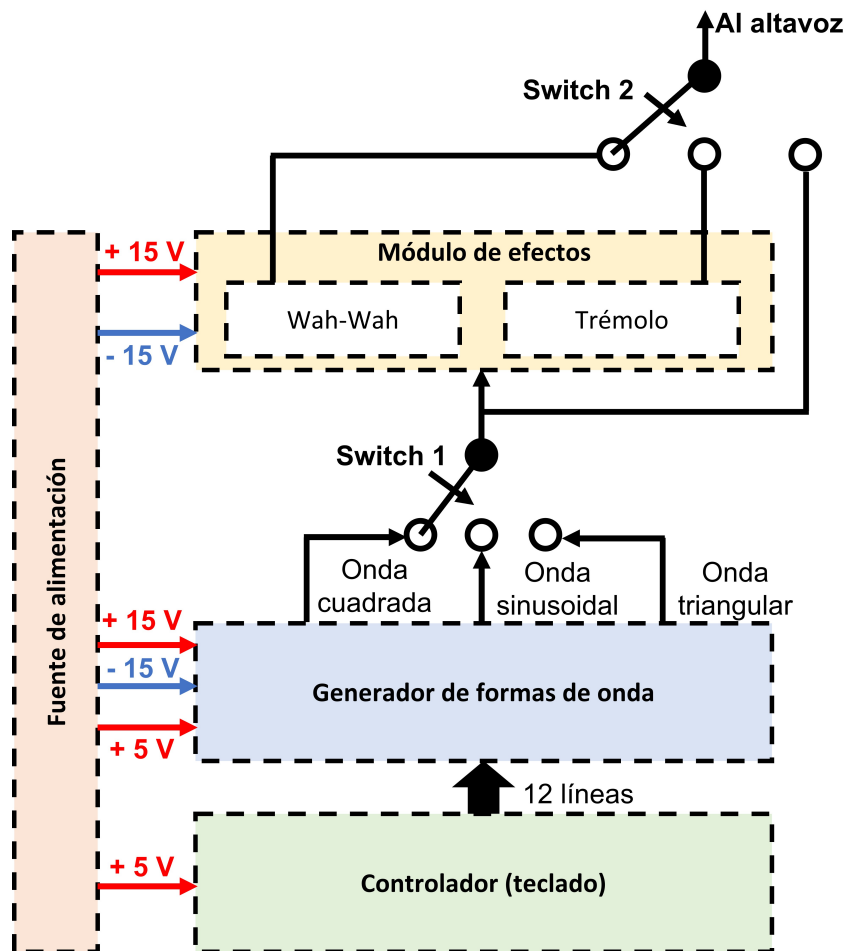


Figura 3.1: Diagrama esquemático de los distintos módulos que forman el sintetizador y su interconexión.

En la figura 3.1 se muestra un esquema de los distintos módulos que forman el sintetizador y cómo están conectados entre ellos. Estos son:

- **Generador de formas de onda** (sección 3.1): se encarga de generar ondas cuadradas, sinusoidales y triangulares con las frecuencias correspondientes a las notas musicales de la octava central.
- **Teclado o controlador** (sección 3.2): se encarga de habilitar los osciladores que generan cada una de las doce notas cuando las notas en cuestión están pulsadas, de manera que a la salida del generador de formas de onda se obtenga la superposición de las notas pulsadas con las distintas formas de onda.

- Módulo de efectos (sección 3.3): toma como entrada la superposición de ondas a la salida del generador de formas de onda, y modifica dichas formas de onda con el objeto de introducir efectos de sonido. Se incluyen dos efectos: Wah-Wah y trémolo.

Los tres módulos anteriores están alimentados con una fuente de tensión regulada de laboratorio. Los distintos niveles de alimentación utilizados son de $\pm 15\text{ V}$ y $+5\text{ V}$, tal y como se ilustra en la figura 3.1. La tierra o masa utilizada es común a todos los módulos, y también a la entrada estéreo del altavoz.

Se incluyen también dos interruptores o *switches* que permiten al usuario escoger distintas opciones:

- Switch 1: es un *switch* de tres posiciones. En la posición 1, la onda correspondiente a cada nota es cuadrada, en la posición 2 sinusoidal y en la 3 triangular. En el montaje se utiliza un *switch* con posiciones entre 0 y 4, dejándose la 0 y la 4 libres.
- Switch 2: permite seleccionar el efecto aplicado a la onda obtenida a la salida del Switch 1. En la posición 1, no se aplica ningún efecto, en la posición 2 se aplica el efecto Wah-Wah y en la posición 3 se aplica el efecto trémolo.

Finalmente, la salida del Switch 2, que es la superposición de ondas correspondiente a las notas pulsadas en un instante dado con la forma de onda seleccionada y el efecto de sonido seleccionado (o sin efecto), constituye la salida del sintetizador y entrada del altavoz.

3.1. Generador de formas de onda

El generador de formas de onda es el principal módulo del sintetizador. En este trabajo, se ha optado por realizar un sintetizador con las notas de la octava central del piano (de C5 a B5, 12 notas en total) y, por tanto, este módulo tendrá que generar las frecuencias correspondientes a estas 12 notas. Las salidas de este módulo son la suma de las ondas correspondientes a las notas pulsadas en el teclado en cada instante, pudiendo escoger el usuario entre formas de onda cuadradas, triangulares o sinusoidales.

En la figura 3.2 se muestra el diagrama de bloques con la estructura del generador de formas de onda. Los distintos bloques funcionales son:

- Generadores de onda cuadrada (en azul): este bloque está formado por 12 generadores, uno por cada nota de la octava central (la línea de puntos discontinua hace referencia a que no se han dibujado todos los generadores). La salida de cada uno de ellos es una onda cuadrada con ciclo de trabajo simétrico (mismo tiempo en nivel alto que en bajo). El diseño electrónico de cada oscilador se detalla en la sección 4.3.
- Un sumador (en verde), en la parte inferior izquierda de la figura. Suma las ondas cuadradas correspondientes a cada una de las notas. Nótese que, como se explicará más adelante, la suma resultante contendrá sólo las ondas cuadradas correspondientes a las notas que estén pulsadas. Esto se consigue habilitando o inhabilitando cada uno de los generadores por medio de los pulsadores del teclado (sección 3.2). La estructura en base a componentes electrónicos del sumador se recoge en la sección 4.1.
- Varios sumadores/ecualizadores (en verde): son sumadores en los que la ganancia de cada entrada es diferente. Se utilizan antes o después de módulos que proporcionan una salida de distinta amplitud dependiendo de la frecuencia de la nota. Las ganancias de cada entrada del sumador/ecualizador se ajustan con el fin de que en la suma resultante todas las componentes tengan la misma amplitud. La estructura

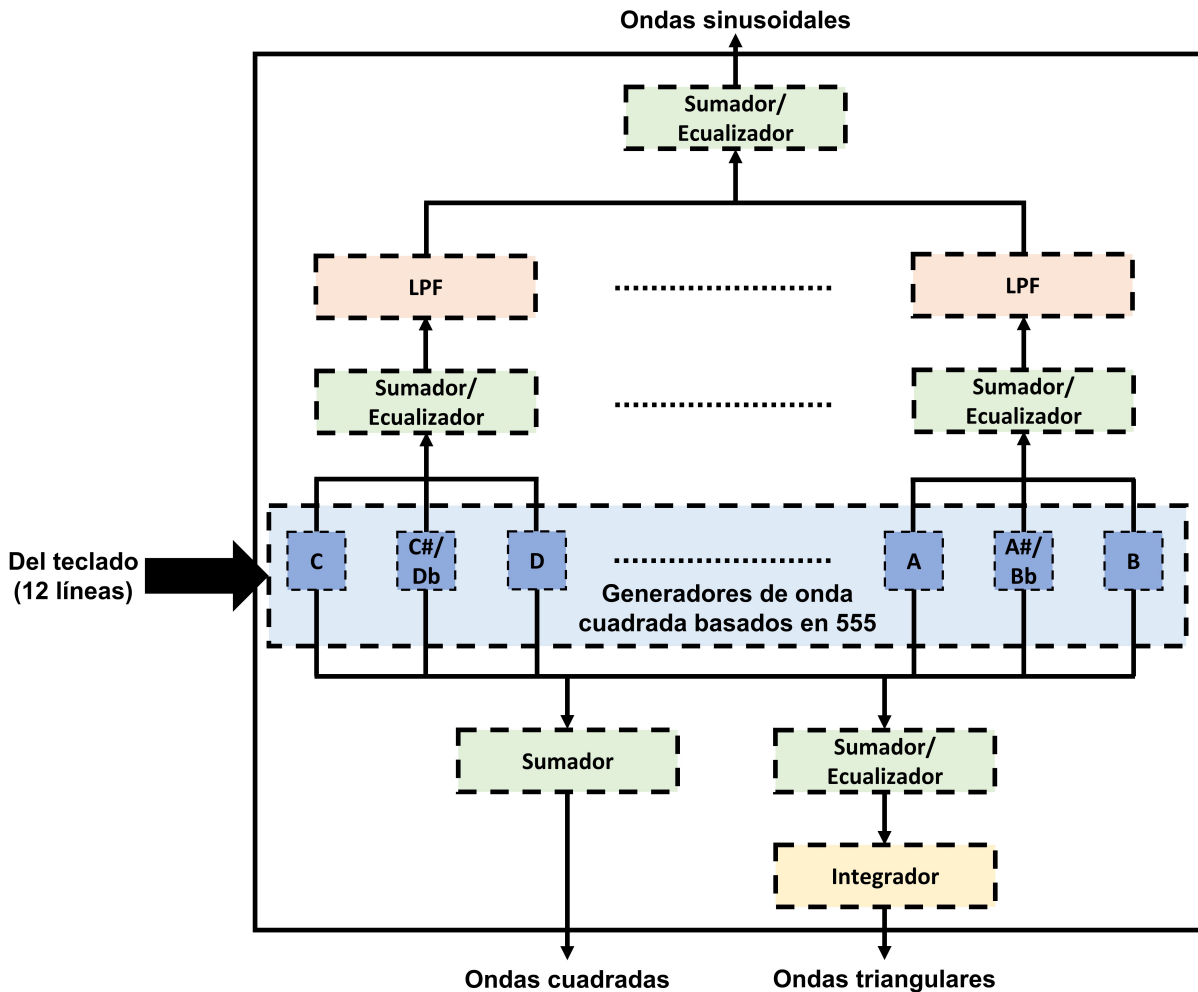


Figura 3.2: Diseño del generador de formas de onda para las 12 notas de la octava central.

electrónica de este módulo se desarrolla en la sección 4.2.

- Un integrador (en amarillo): toma como entrada una suma ecualizada de ondas cuadradas, proporcionando a su salida una suma de ondas triangulares, ya que la integral definida de una onda cuadrada es una onda triangular. Es necesario utilizar un ecualizador precediendo al integrador porque, como se explicará más adelante, el integrador genera ondas triangulares de salida de distinta amplitud según la frecuencia de las ondas cuadradas aplicadas en la entrada. El diseño del circuito electrónico con la función de integrador se trata en la sección 4.4.
- Cuatro filtros pasa bajas (LPF, *Low Pass Filter*, en naranja): son filtros que atenúan las componentes frecuenciales mayores que una determinada frecuencia de corte. Su diseño electrónico, detallado en la sección 4.5, se realiza con el objetivo de que se atenúen todos los armónicos de la señal cuadrada, a excepción de la frecuencia fundamental, obteniéndose así tonos puros (sinusoides) a su salida. Como puede verse en la figura 3.2, se utiliza un LPF para cada grupo de 3 notas contiguas, precedido por un sumador/ecualizador. Los motivos de esta decisión, en lugar de utilizar un único filtro para todas las notas, se exponen con detalle en la sección 4.5 pero, básicamente, se deben a la necesidad de atenuar fuertemente la componente frecuencial de frecuencia doble que la fundamental (segundo armónico). Las salidas de los cuatro filtros se suman mediante un sumador/ecualizador, obteniéndose así

en la salida de este último bloque la suma de ondas sinusoidales correspondientes a las notas pulsadas en el controlador.

3.2. Controlador (teclado)

Este módulo consta de doce pulsadores, correspondiente cada uno de ellos a una de las doce notas de la octava central. Su función es habilitar los generadores de onda cuadrada asociados a las notas que en un dado instante estén pulsadas, e inhabilitar aquellos correspondientes a las notas que no estén pulsadas en dicho instante. El diseño electrónico del teclado se detalla en la sección 4.6.

3.3. Módulo de efectos

Este módulo modifica o distorsiona la superposición de ondas cuadradas, sinusoidales o triangulares obtenida a la salida del generador de formas de onda. Consta de dos submódulos (señalados en la figura 3.1) correspondientes a dos efectos de sonido:

- Wah-Wah (diseño de bajo nivel en la sección 4.7) el nombre de este efecto proviene de su similitud con una voz humana diciendo “Wah-Wah”. Consiste en hacer pasar la superposición de ondas por un filtro pasa banda (BPF) con frecuencia de resonancia variable entre aproximadamente 400 Hz y 2.2 kHz. La variación de la frecuencia de resonancia la realiza el músico en tiempo real por medio de un potenciómetro. Este es un efecto típico de las guitarras eléctricas, y normalmente el potenciómetro suele ser un pedal [7].
- Trémolo (diseño de bajo nivel en la sección 4.8): este efecto consiste en el uso de una senoide (u otra forma de onda, aunque en este trabajo se utilizará una senoide) de baja frecuencia (unos 5 Hz) como envolvente de la señal obtenida a la salida del generador de formas de onda. El efecto que se consigue es similar al repicar de las campanas de una iglesia (parece que las notas se están pulsando una y otra vez de manera periódica), y su realización electrónica es similar a la de un circuito modulador AM [1].

4. Diseño de bajo nivel

En esta sección se explica el proceso de diseño de bajo nivel (a nivel de componentes electrónicos) de los módulos presentados en la sección 3. La metodología de diseño seguida es similar para todos los módulos:

1. Análisis teórico (y/o computacional, en algunos casos) de los circuitos escogidos para implementar cada módulo. Deducción de las expresiones matemáticas necesarias para escoger el valor nominal de los componentes electrónicos pasivos empleados.
2. Cálculo de los valores nominales de los componentes pasivos necesarios.
3. Verificación del diseño mediante simulación con la herramienta CAE (*Computer Aided Engineering*, programas para simulación de diseños de ingeniería) PSpice.

El montaje de los circuitos diseñados en esta sección constituye la sección 5.

Los distintos módulos o submódulos que se diseñan a bajo nivel en esta sección son: sumador (sección 4.1), sumador/ecualizador (sección 4.2), generador de onda cuadrada (sección 4.3), integrador (sección 4.4), filtro pasa bajas (sección 4.5), teclado (sección 4.6), Wah-Wah (sección 4.7) y trémolo (sección 4.8).

Las tablas con los valores calculados para las resistencias y condensadores de los distintos módulos se recogen en el apéndice B.

4.1. Sumador

Se comienza el diseño de bajo nivel con el bloque más sencillo, el sumador. El circuito sumador se utiliza varias veces en el diseño del sintetizador. Es el bloque que permite que éste sea polifónico (que puedan sonar varias notas a la vez), junto con el hecho de que haya un oscilador independiente para cada nota. El sumador escogido es inversor y está basado en un OPAMP (*Operational Amplifier*, Amplificador Operacional).

4.1.1. Sumador inversor con amplificador operacional

En la figura 4.1 se muestra el esquemático de un amplificador sumador inversor de n entradas [8]. Considerando el OPAMP ideal, su entrada inversora es tierra virtual, luego la Ley de Corrientes de Kirchoff (LCK) en dicho nodo se puede expresar como:

$$\frac{v_1}{R_{in}} + \frac{v_2}{R_{in}} + \dots + \frac{v_n}{R_{in}} + \frac{v_{out}}{R_f} = 0 \quad (4.1)$$

Despejando la tensión de salida v_o se obtiene:

$$v_o = -\frac{R_f}{R_{in}} (v_1 + v_2 + \dots + v_n) = -\frac{R_f}{R_{in}} \sum_{i=1}^n v_i \quad (4.2)$$

Es decir, el circuito suma todas las entradas, las invierte y las amplifica con una ganancia $\frac{R_f}{R_{in}}$. El subíndice “f” hace referencia a *feedback*, realimentación en inglés.

No se especifican los valores nominales de las resistencias del sumador en esta sección, pues las ganancias necesarias dependen de las amplitudes de las salidas de otros bloques que se diseñan más adelante. También es posible que, debido a las tolerancias de los componentes utilizados, algunos bloques proporcionen salida de distinta amplitud a la esperada teóricamente. Las compensaciones necesarias se realizan con sumadores o con sumadores/ecualizadores (presentados en la sección 4.2).

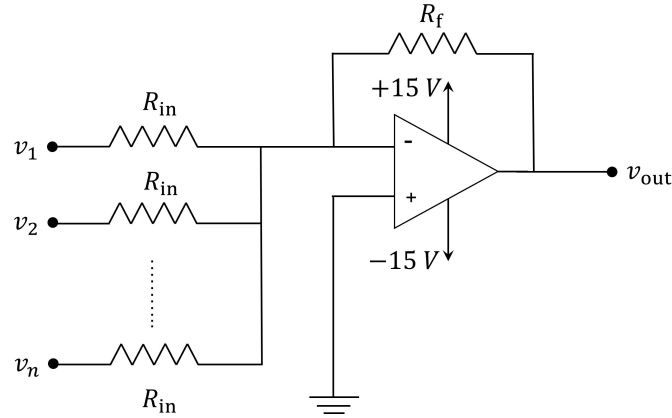


Figura 4.1: Circuito sumador inversor basado en OPAMP.

4.1.2. Simulación del sumador en PSpice

Se ha realizado una simulación del circuito sumador inversor en PSpice, con $R_{in} = R_f = 10\text{ k}\Omega$ (ganancia unitaria). Los resultados de una simulación de 10 ms tomando como entradas ondas cuadradas de 523.25 Hz (C_5) y 659.25 Hz (E_5) [11], con ciclo de trabajo simétrico, se muestran en la figura 4.2.

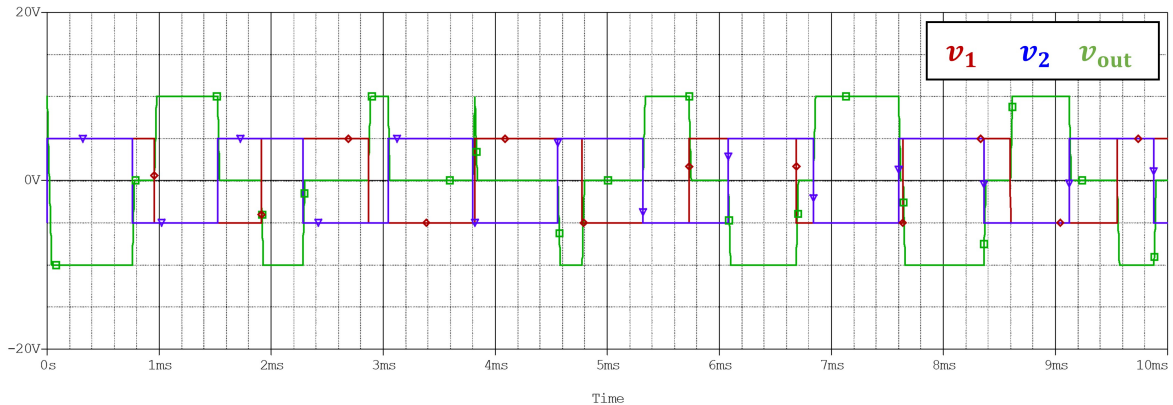


Figura 4.2: Simulación del circuito sumador inversor de la sección 4.1.1 con $R_{in} = R_f = 10\text{ k}\Omega$.

Se observa que, cuando ambas entradas están en alta, la salida tiene el doble de tensión pero en negativo. Cuando ambas están en baja, la salida tiene el doble de tensión en positivo. Cuando una está en baja y la otra en alta, la tensión de salida es nula.

4.2. Sumador/Ecualizador

El circuito sumador/ecualizador diseñado en esta sección se utiliza para sumar varias ondas, pero cada una de ellas con una ganancia distinta. Las ganancias de cada línea de entrada se diseñan con el objetivo de que las amplitudes de las correspondientes componentes en la salida sean iguales. Esto se conoce como ecualización. El circuito sumador/ecualizador utilizado es inversor y está basado en un OPAMP.

4.2.1. Sumador/Ecualizador inversor con amplificador operacional

El sumador/ecualizador no es más que una pequeña modificación del sumador presentado en la sección 4.1. Para lograr una ganancia distinta en cada línea de entrada v_i , se

utilizan valores distintos de las resistencias de entrada R_i . En la figura 4.3 se muestra un sumador/ecualizador de n entradas. La ecuación LCK en el nodo de la entrada inversora del OPAMP, que es tierra virtual si este último se considera ideal, es:

$$\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \dots + \frac{v_n}{R_n} + \frac{v_{\text{out}}}{R_f} = 0 \quad (4.3)$$

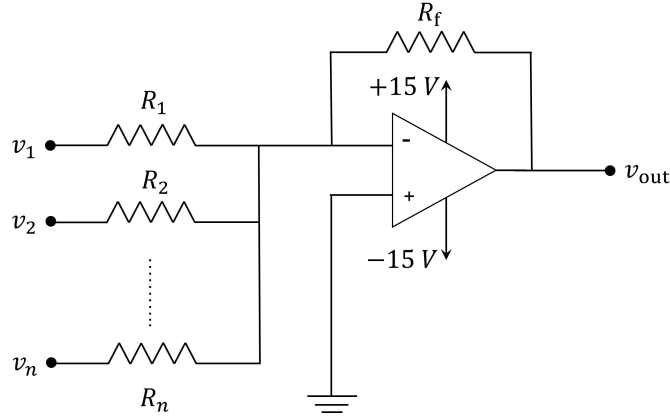


Figura 4.3: Circuito sumador/ecualizador inversor basado en OPAMP.

Despejando v_{out} se obtiene:

$$v_{\text{out}} = -\frac{R_f}{R_1}v_1 - \frac{R_f}{R_2}v_2 + \dots - \frac{R_f}{R_n}v_n = -\sum_{i=1}^n \frac{R_f}{R_i}v_i \quad (4.4)$$

Es decir, el circuito suma todas las entradas, las invierte y amplifica cada una de ellas con ganancia $\frac{R_f}{R_i}$. Al igual que en el caso del sumador (sección 4.1), los valores de las resistencias necesarias se calculan según se van diseñando otros bloques del sintetizador.

4.2.2. Simulación del sumador/ecualizador en PSpice

En la figura 4.4 se muestra una simulación de 10 ms del circuito sumador/ecualizador inversor en PSpice, con $R_f = 10 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ y $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$. Es decir, con ganancia $\frac{R_f}{R_1} = 1$ para la entrada 1 y $\frac{R_f}{R_2} = 0.1$ para la entrada 2. Ambas entradas son cuadradas y tienen la misma amplitud pico-pico, 10 V, ciclo de trabajo simétrico y componente de continua nula. La entrada 1 corresponde a la nota C_5 (523.25 Hz) y la 2 a E_5 (659.25 Hz) [11].

Se observa, como es de esperar, que la salida v_{out} es la entrada v_1 invertida a la cual se superpone la entrada v_2 invertida y atenuada en un factor 10.

4.3. Generador de señal cuadrada basado en un oscilador astable con 555

Para generar las frecuencias correspondientes a cada una de las notas de la octava central de un instrumento de teclas, se utiliza un circuito oscilador basado en un astable con el chip 555. La forma de onda que se obtiene es cuadrada.

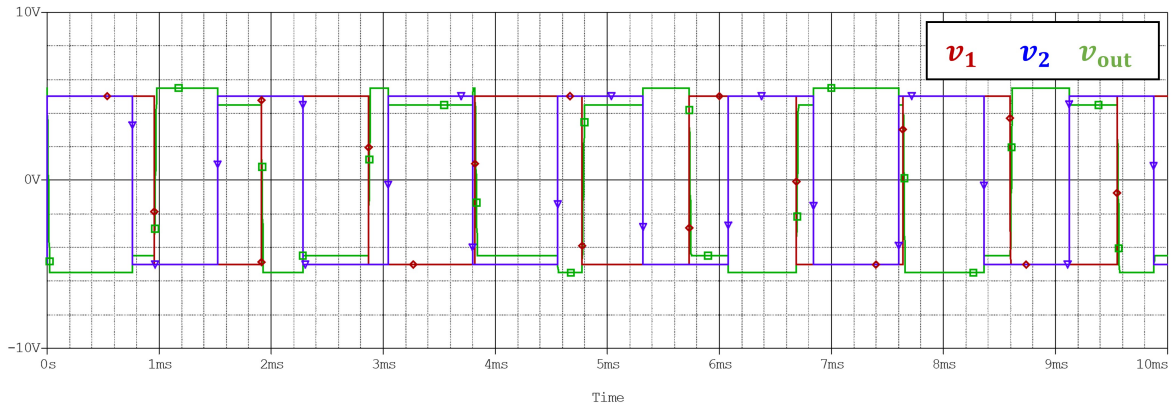


Figura 4.4: Simulación del circuito sumador/ecualizador inversor de la sección 4.2.1.

4.3.1. El multivibrador integrado 555

El 555 es un circuito integrado utilizado para producir retardos temporales u oscilaciones con precisión. En este trabajo, se utiliza en configuración astable: la salida del circuito oscila periódicamente entre dos estados, generándose una onda cuadrada de frecuencia y ciclo de trabajo configurables según dos resistencias y un condensador [9].

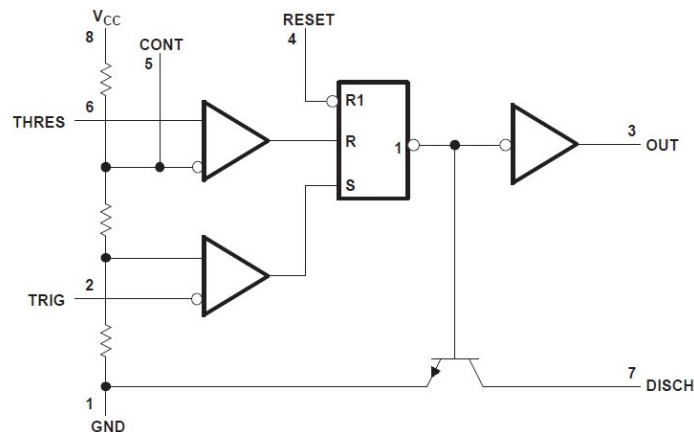


Figura 4.5: Esquemático simplificado del integrado 555 [9].

En la figura 4.5 se muestra un esquema del 555. Básicamente, consta de [10]:

- Un divisor de tensión entre alimentación y tierra, que genera las tensiones umbrales $V_{TH} = \frac{2}{3}V_{CC}$ y $V_{TL} = \frac{1}{3}V_{CC}$ (siempre que la entrada CONT esté abierta).
- Dos comparadores.
- Un flip-flop RS asíncrono, activo baja.
- Un inversor.
- Un transistor que funciona a modo de interruptor.

Su funcionamiento es el siguiente [8]:

- Cuando la tensión en la entrada de disparo (TRIG) pasa a ser menor que V_{TL} el comparador inferior se activa y pone el flip-flop en SET. En este estado, la tensión en la base del transistor es baja, luego está en corte.
- Cuando la tensión en la entrada de umbral (THRES) pasa a ser mayor que V_{TH} el comparador superior se activa y pone el flip flop en RESET. En este estado, la tensión en la base del transistor es alta, luego está en activa y proporciona un camino de baja impedancia entre el terminal de descarga (DISCH) y tierra.

4.3.2. Configuración del 555 como astable

En la figura 4.6 se muestra la configuración del 555 como astable. Para explicar el principio de funcionamiento, se supondrá inicialmente el condensador descargado y el flip-flop en SET. Así, el transistor está en corte, y el condensador C se carga a través de $R_A + R_B$. Cuando la tensión en C alcanza V_{TH} , el comparador de la entrada THRES se activa, poniendo el flip-flop en RESET. En consecuencia, se abre el transistor y el condensador se descarga por R_B . Cuando la tensión en C disminuye hasta V_{TL} , el comparador de la entrada TRIG se activa, el flip-flop pasa a SET y el condensador comienza a cargarse [8]. Nótese que, debido al inversor entre el flip-flop y la salida, la salida está en alta durante la carga del condensador y en baja durante la descarga.

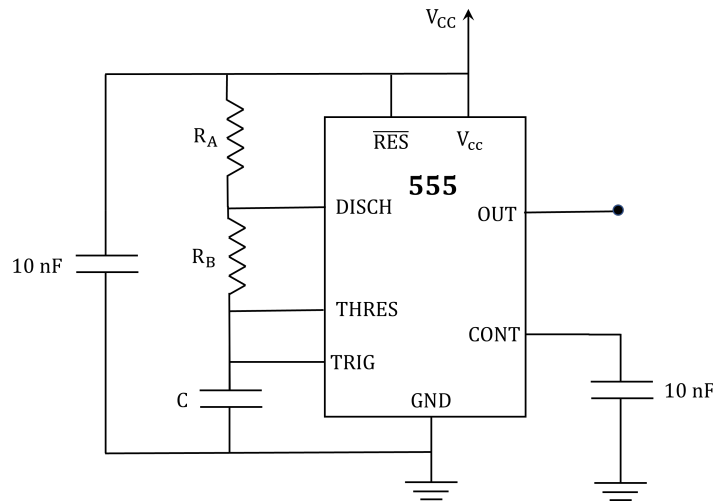


Figura 4.6: Configuración del 555 como astable. La frecuencia de oscilación se controla con R_A , R_B y C . Se han incluido dos condensadores de desacoplo de 10 nF en los terminales de control y alimentación [9].

La constante de tiempo para la carga del condensador es $\tau_{\text{carga}} = (R_A + R_B)C$, y para la descarga $\tau_{\text{descarga}} = R_B C$. La frecuencia (f) de la señal cuadrada y su ciclo de trabajo (DC o *duty cycle*, fracción del periodo que la señal está en alta) se obtiene sin más que considerar los tiempos de carga y descarga de los circuitos RC (la demostración detallada está disponible en la referencia [8]). Las expresiones que se obtienen son las siguientes [9]:

$$f \approx \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C} \quad \text{DC} = \frac{R_A + R_B}{R_A + 2R_B} \quad (4.5)$$

El ciclo de trabajo simétrico se logra cuando $\tau_{\text{carga}} = \tau_{\text{descarga}}$, es decir, en el límite $R_B \gg R_A$. En dicho caso, la frecuencia es aproximadamente independiente de R_A :

$$f \approx \frac{1.44}{2R_B C} \quad (4.6)$$

4.3.3. Valores nominales de los componentes pasivos

Se escoge $C = 10 \text{ nF}$ para todas las notas de la octava central. Los valores de las resistencias R_B escogidos para obtener un ciclo de trabajo simétrico y las frecuencias correspondientes a cada nota [11], calculados mediante la ecuación 4.6, se recogen en el apéndice B.1. Para cumplir la condición $R_A \ll R_B$, se toma $R_A = 220 \Omega$.

4.3.4. Simulación del oscilador en PSpice

En la figura 4.7 se muestran los resultados de la simulación en PSpice del astable para la generación de la frecuencia correspondiente al Do Central (C_5), $f_{C_5} = 523.25$ Hz [11]. Se utilizan los valores de los componentes escogidos en la sección 4.3.3 y alimentación $V_{cc} = 15$ V. Los resultados de la simulación se muestran en la figura 4.7. La salida (v_{out}) es una onda cuadrada, con ciclo de trabajo aproximadamente simétrico. El condensador (tensión $v_{condensador}$), está continuamente cargándose y descargándose entre V_{TL} y V_{TH} . Durante la carga, la salida es alta, y durante la descarga, baja.

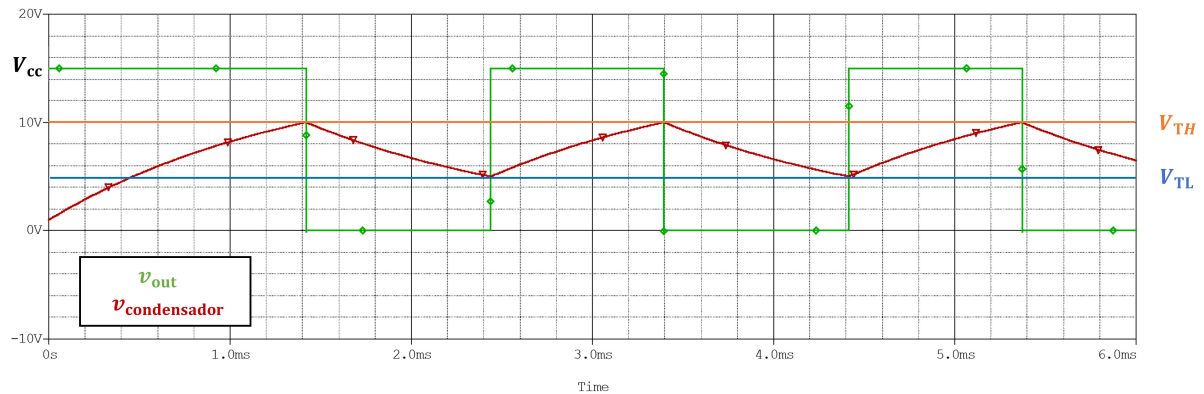


Figura 4.7: Simulación del astable para los valores $R_A = 220 \Omega$, $R_B = 137.6 \text{ k}\Omega$ y $C = 10 \text{ nF}$, correspondientes a una frecuencia de $f = 523.25$ Hz (C_5) y ciclo de trabajo simétrico.

4.3.5. Diseño del sumador de ondas cuadradas

Tras los 12 generadores de onda cuadrada, se incluye un sumador (sección 4.1) que suma las ondas cuadradas asociadas a todas las notas pulsadas en un instante dado. Como criterio para elegir la ganancia del amplificador, se escoge que la onda cuadrada en la salida tenga el nivel de baja en 0 V y el de alta en 0.9 V. Así, con todas las notas pulsadas a la vez, la máxima tensión en la salida podría ser de $12 \cdot 0.9 = 10.8$ V, de manera que con valores típicos de alimentación de los OPAMP de 12 V o 15 V no hay saturación.

Para obtener una salida con un nivel de alta de 0.9 V a partir de una onda cuadrada con nivel de alta de 5 V (el motivo por el que se utiliza esta tensión de alimentación para los osciladores se explica en la sección 5.1), la ganancia necesaria del sumador es $\frac{0.9 \text{ V}}{5 \text{ V}} = 0.18$. Esto se consigue, por ejemplo, tomando $R_{in} = 100 \text{ k}\Omega$ y $R_f = 18 \text{ k}\Omega$, ya que según la ecuación 4.2 la ganancia de un sumador inversor es $|G| = \frac{R_f}{R_{in}} = \frac{18 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega} = 0.18$.

4.4. Integrador

Una vez obtenidas las señales cuadradas para cada nota, se aborda la generación de ondas triangulares a partir de las cuadradas. Esto se realiza mediante la integración temporal de las ondas cuadradas, con un sencillo circuito integrador basado en un OPAMP.

4.4.1. Circuito integrador con amplificador operacional

En la figura 4.8 se muestra el circuito integrador con OPAMP [8]. Se añade una resistencia de 1 M Ω en paralelo con el condensador para proporcionar un camino de impedancia finita a posibles componentes de continua. Más adelante se comentará cómo influye esta resistencia en la función del integrador.

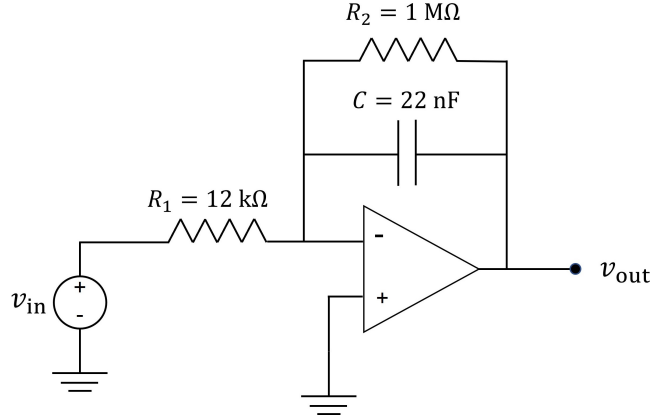


Figura 4.8: Esquemático del circuito integrador con amplificador operacional.

4.4.2. Respuesta del integrador en el dominio del tiempo

Para ver que el circuito de la figura 4.8 integra la señal de entrada v_{in} se considera $R_2 \rightarrow \infty$ (a partir de ahora “integrador puro”). Planteando LCK en la entrada inversora del OPAMP (tierra virtual considerando OPAMP ideal) se obtiene:

$$\frac{v_{in}}{R_1} = -C\dot{v}_{out} \Rightarrow \dot{v}_{out} = -\frac{v_{in}}{R_1 C} \Rightarrow v_{out}(t) = -\frac{1}{R_1 C} \int_0^t v_{in}(t)dt + v_{out}(t=0) \quad (4.7)$$

Donde $v_{in}(t)$ es la entrada al integrador y $v_{out}(t)$ la salida.

4.4.3. Respuesta del integrador en el dominio de la frecuencia

Para comparar el “integrador puro” con el integrador con R_2 en paralelo con el condensador (“integrador real”), resulta ilustrativo realizar un análisis en el dominio frecuencial.

Para el caso del “integrador puro”, la función de transferencia se obtiene sin más que considerar que el circuito tiene estructura de inversor:

$$G_{puro}(j\omega) \equiv \frac{v_{out}(j\omega)}{v_{in}(j\omega)} = -\frac{Z_C}{R_1} = -\frac{1}{j\omega R_1 C} \quad (4.8)$$

El integrador puro tiene, por tanto, un único polo situado en el origen, y la frecuencia $\omega_1 = \frac{1}{R_1 C}$ es su frecuencia de ganancia unidad.

Procediendo de manera análoga para el “integrador real” ($R_2 < \infty$):

$$G_{real}(j\omega) \equiv \frac{v_{out}(j\omega)}{v_{in}(j\omega)} = -\frac{Z_C \parallel R_2}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C R_2} \quad (4.9)$$

Así, el integrador real presenta una función de transferencia de filtro pasa bajas (LPF, *Low Pass Filter*) de primer orden y se observa que:

- La inclusión de la resistencia en paralelo con el condensador reduce la ganancia en continua, haciendo que sea finita (en el “integrador puro” es infinita) y evitando que el integrador sature en caso de que haya un pequeño offset de continua.
- El “integrador puro” y el “integrador real” son equivalentes si la menor componente frecuencial en la señal de entrada es mucho mayor que $\omega_c = \frac{1}{R_2 C}$.

Estas dos observaciones se comprueban gráficamente en la figura 4.9, que muestra el diagrama de Bode¹ de un “integrador real” y un “integrador puro”, con $R_1 = 12\text{ k}\Omega$, $R_2 = 1\text{ M}\Omega$ y $C = 22\text{ nF}$. Se observa que a frecuencias $f \gg \frac{1}{2\pi R_2 C} = 7.23\text{ Hz}$ ambos diagramas coinciden. Así, el diseño es adecuado para utilizar en la octava central del sintetizador, en la que la menor componente frecuencial es del orden de 500 Hz [11].

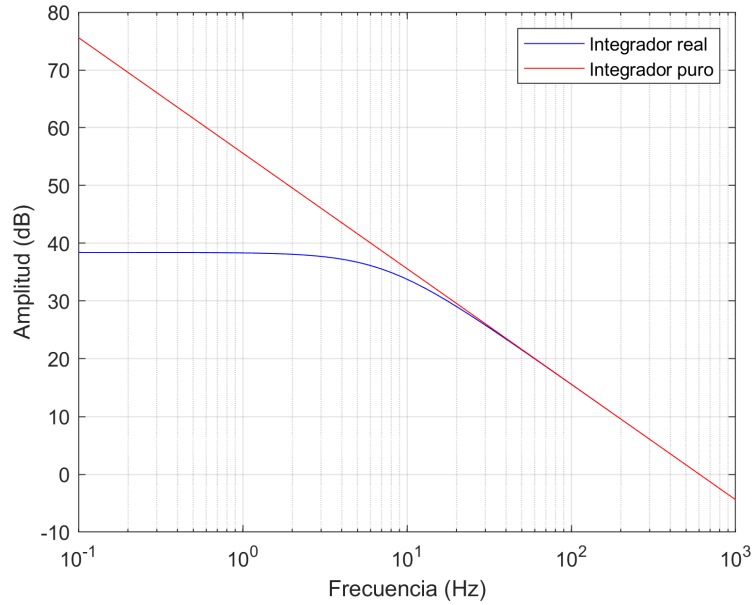


Figura 4.9: Diagrama de Bode de magnitud para el “integrador real” y el “integrador puro”.

La forma de LPF de la respuesta en frecuencia del integrador real sugiere que cuanto mayor sea la frecuencia de la onda cuadrada de entrada menor será la amplitud de la salida triangular. En efecto, considerando la respuesta temporal del integrador (ecuación 4.7) para una entrada cuadrada sin componente de continua es fácil ver que la amplitud de la onda triangular es proporcional a su semiperiodo. Teniendo en cuenta que el área bajo la curva de entrada durante un semiperiodo es $\frac{T}{2} \cdot A$ (A amplitud de pico de la onda cuadrada, T periodo) y suponiendo un flanco ascendente de la señal cuadrada en $t = 0$:

$$v_p = v_{\text{out}} \left(t = \frac{T}{2} \right) = \frac{1}{RC} \int_0^{\frac{T}{2}} v_{\text{in}}(t) dt = \frac{AT}{2RC} = \frac{A}{2fRC} \quad (4.10)$$

Por lo tanto, si se desea que las ondas triangulares para cada una de las notas tengan la misma amplitud, se ha de incluir una ganancia variable ajustada específicamente para cada nota, utilizando un sumador/ecualizador (sección 4.2).

4.4.4. Simulación del integrador en PSpice

En la figura 4.10 se muestra el estacionario de la simulación del integrador con los parámetros definidos en la sección anterior en PSpice. Para una entrada v_{in} cuadrada de 523.25 Hz (C_5 , en verde) [11], la salida v_{out} es una onda triangular de la misma frecuencia (en rojo). Se ha tomado como condición inicial 0 V en el condensador. La entrada es la onda cuadrada de 5 V pico-pico generada por el el 555, conectando un condensador de 100 nF a su salida para eliminar la componente de continua.

¹El diagrama de Bode es la gráfica de la ganancia en dB frente a la frecuencia, esta última en escala logarítmica. La ganancia en decibelios de un sistema con función de transferencia $G(j\omega)$ es $20 \log_{10} |G(j\omega)|$.

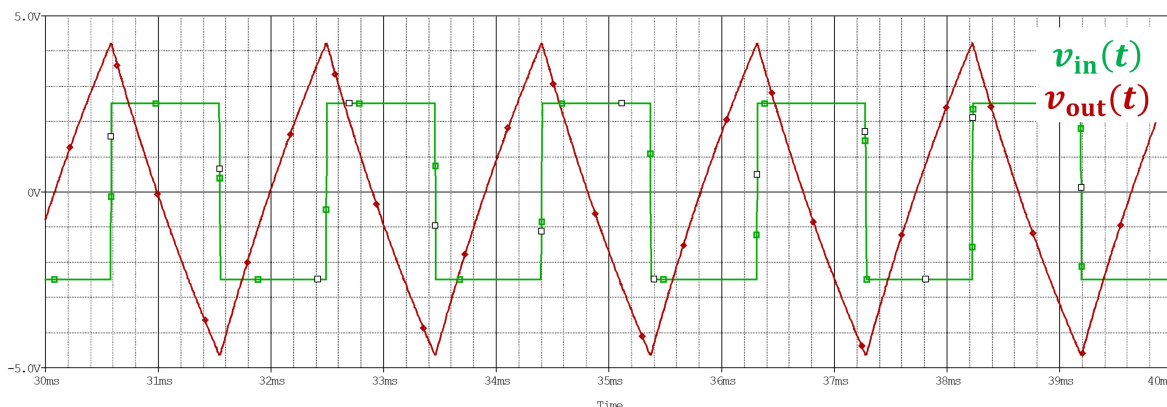


Figura 4.10: Simulación del integrador real una vez transcurrido el transitorio.

4.4.5. Diseño del sumador/ecualizador que precede al integrador

Para igualar las amplitudes de las ondas triangulares asociadas a las distintas notas, se incluye un sumador/ecualizador (sección 4.2) antes del integrador, seguido de un condensador de $0.1 \mu\text{F}$ para filtrar la componente de continua de las ondas cuadradas y evitar que el integrador saturate. Así, la entrada al integrador es la suma de las ondas cuadradas correspondientes a las notas pulsadas en cada instante, y sin componente de continua.

Para calcular la ganancia para cada nota, se simula el integrador en PSpice con entrada cuadrada con 5 V pico-pico y sin componente DC. Se anota la amplitud pico-pico de la onda triangular, y se diseña la ganancia del ecualizador para que las ondas triangulares tengan la misma amplitud que las cuadradas a la salida del generador de ondas (0.9 V si los 555s generan ondas con 5 V pico-pico). Los resultados de la simulación y el cálculo de las resistencias del ecualizador se muestran en el apéndice B.2.

4.5. Filtro pasa bajas

Los filtros pasa bajas (LPF, *Low Pass Filter*) que se incluyen en el sintetizador tienen como objetivo obtener una forma de onda sinusoidal partiendo de una forma de onda cuadrada. Para lograr dicho efecto, tienen que dejar pasar sin atenuación la frecuencia fundamental de la nota en cuestión y atenuar sus armónicos. Los filtros utilizados son activos y de orden 6, y se implementan como la concatenación de tres LPF KRC de segundo orden (metodología de diseño en cascada). En el apéndice A se realiza una introducción a los filtros y a la metodología de diseño en cascada.

4.5.1. Filtros pasa bajas KRC de segundo orden

Una de las posibilidades para implementar filtros de segundo orden en circuitos electrónicos son los filtros KRC o *Sallen-Key* (figura 4.11²). Para obtener la función de transferencia de este circuito, se utilizan las ecuaciones MNA (*Modified Nodal Analysis*, Análisis Nodal Modificado) en el dominio fasorial. Las incógnitas son:

- Tensiones en los nodos del circuito (numerados en la figura 4.11) con respecto al nodo de referencia o tierra: e_1, e_2, e_3, e_4, e_5 .

²En general, las dos resistencias de valor R no tienen por qué ser iguales, pero se ha tomado esta decisión para simplificar las expresiones.

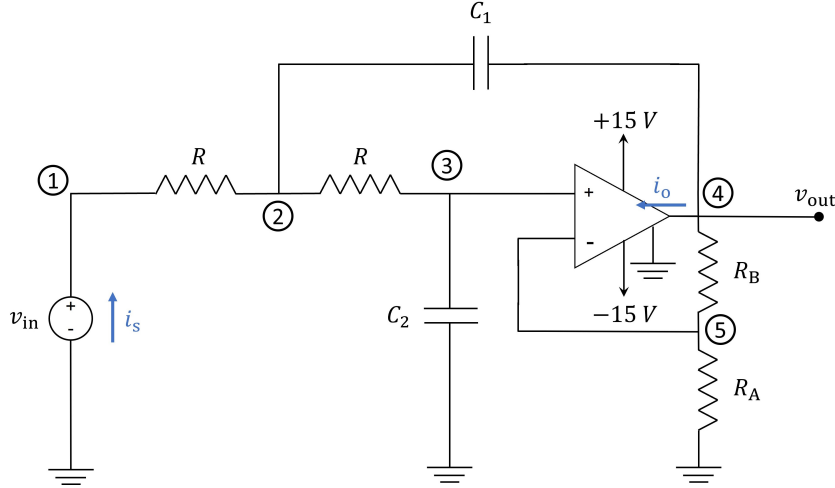


Figura 4.11: Esquemático de un filtro de segundo orden KRC.

- Corrientes en las ramas no v-controladas³: i_s (corriente en la fuente de tensión v_{in}) e i_o (corriente en la rama de salida del OPAMP).

En el dominio fasorial, los condensadores C se sustituyen por impedancias complejas $Z = \frac{1}{j\omega C}$. De esta manera, las ecuaciones MNA en forma matricial que se obtienen son:

$$\begin{bmatrix} G & -G & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ -G & 2G + j\omega C_1 & -G & -j\omega C_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -G & G + j\omega C_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -j\omega C_1 & 0 & j\omega C_1 + G_B & -G_B & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -G_B & G_A + G_B & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \\ e_5 \\ i_s \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ v_{in} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

donde, se han sustituido las resistencias R , R_A y R_B por sus respectivas conductancias $G = R^{-1}$, $G_A = R_A^{-1}$ y $G_B = R_B^{-1}$. Las cinco primeras ecuaciones son LCK para cada nodo en términos de las incógnitas MNA. Las últimas dos ecuaciones son las de las ramas no v-controladas: la ecuación de la pila v_{in} y la de la rama de salida del OPAMP ideal ($v_+ - v_- = 0$).

Resolviendo las ecuaciones por cálculo simbólico en MATLAB se obtiene la función de transferencia:

$$H(j\omega) = \frac{v_{out}(j\omega)}{v_{in}(j\omega)} = \left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right) \cdot \frac{1}{1 + j\omega R \left(2C_2 - C_1 \frac{R_B}{R_A}\right) - \omega^2 C_1 C_2 R^2} \quad (4.12)$$

Comparando términos con la ecuación A.3, se obtiene que la ganancia de continua es $H_0 = 1 + \frac{R_B}{R_A}$. Como el diseño del sintetizador incluye sumadores/equalizadores que ajustan la ganancia antes y después de los filtros, se utiliza ganancia de continua unitaria $H_0 = 1$. Esto equivale a tomar $R_B = 0$ y la función de transferencia se simplifica a:

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + 2j\omega RC_2 - \omega^2 C_1 C_2 R^2} \quad (4.13)$$

³Las ramas v-controladas son aquellas en las que la corriente de rama i puede despejarse en función de la tensión de rama v , $i = i(v)$.

Y, comparando con la ecuación A.3, es fácil identificar que para el caso $H_0 = 1$ la frecuencia característica ω_0 y el factor de calidad Q son:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2} R} \quad ; \quad Q = \frac{1}{2\omega_0 R C_2} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \quad (4.14)$$

Las expresiones obtenidas son consistentes con las del libro de Sergio Franco [8].

4.5.2. Diseño de los filtros LPF *Butterworth* de orden 6

Los LPF de orden dos tienen una asíntota de -40 dB/déc o -12 dB/oct en la banda de rechazo. Para obtener una buena forma de onda sinusoidal es necesario un filtro de mayor orden, con mayor pendiente en la banda de rechazo. Así, las ondas sinusoidales correspondientes a las 12 notas o frecuencias del sintetizador se generan con 4 filtros LPF *Butterworth* de orden 6, que tienen pendiente en la banda de rechazo de -120 dB/déc o -36 dB/oct. Las 12 notas se dividen en 4 grupos de 3 notas contiguas cada una, y cada filtro toma como entrada la suma de las ondas cuadradas asociadas a las notas del grupo pulsadas en cada instante (véase la figura 3.2). El motivo por el que se ha elegido la aproximación *Butterworth* es que, como cada filtro se utilizará para tres frecuencias, resulta conveniente evitar el rizado en banda pasante para que las tres frecuencias tengan una amplitud similar en la salida.

La metodología de diseño seguida es la siguiente:

1. Factorizar la función de transferencia $H(s)$ de un filtro *Butterworth* de orden 6 en tres funciones de transferencia de orden 2. Los coeficientes Q y f_0 de cada etapa están tabulados y pueden consultarse, por ejemplo, en el capítulo 4 del libro de Sergio Franco [8]. En las tablas, las frecuencias f_0 de cada etapa están normalizadas: el valor f_0 de cada filtro de segundo orden es $f_0 = f_0^{(\text{tabla})} \cdot f_c$. Los coeficientes correspondientes a un LPF *Butterworth* de orden 6 se muestran en la tabla 4.1.
2. Escoger la frecuencia de corte f_c del filtro. Para ello, se trata de situar las frecuencias de las tres notas de cada filtro lo más próximas posibles a la transición entre banda pasante y banda de rechazo. La elección se ha realizado a prueba y error mediante la realización del diagrama de Bode en MATLAB, aunque existe software especializado para el diseño de filtros. Para construir la función de transferencia $H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s) \cdot H_3(s)$, se utilizan los parámetros Q y f_0 obtenidos en el paso anterior.
3. Una vez conocidos los factores de calidad Q y las frecuencias f_0 (o equivalentemente, ω_0) de cada etapa de orden dos, calcular los valores de las resistencias y condensadores de cada filtro KRC, utilizando las ecuaciones 4.14.

Tabla 4.1: Frecuencias características f_0 y factores de calidad Q de las tres etapas de segundo orden de un filtro pasa bajas *Butterworth* de orden 6 con frecuencia de corte f_c .

Etapa 1		Etapa 2		Etapa 3	
$f_{0,1}$	Q_1	$f_{0,2}$	Q_2	$f_{0,3}$	Q_3
f_c	0.518	f_c	0.707	f_c	1.932

A modo de ejemplo, se explica el proceso de diseño del filtro para las tres notas más graves, C_5 (523.25 Hz), $C_5^\# / D_5^b$ (554.37 Hz) y D_5 (587.33 Hz) [11]. Se escoge, en primera instancia, una frecuencia de corte $f_c = 700$ Hz. Se construye la función de transferencia como el producto de tres funciones de transferencia LPF de orden 2 (ecuación A.3) según los coeficientes de la tabla 4.1:

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) + \left(\frac{j\omega}{\omega_c}\right)/Q_1} \cdot \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) + \left(\frac{j\omega}{\omega_c}\right)/Q_2} \cdot \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) + \left(\frac{j\omega}{\omega_c}\right)/Q_3} \quad (4.15)$$

donde se ha escogido ganancia de continua unitaria $H_0 = 1$ en todas las etapas. A continuación, se grafica utilizando MATLAB el diagrama de Bode (con frecuencia en escala lineal, figura 4.12). Para verificar que el valor de f_c escogido es adecuado, se observa que las ganancias de las frecuencias fundamentales de cada nota son -0.13 dB, -0.25 dB y -0.49 dB (diferencia máxima de 0.36 dB, fácilmente compensable con un ecualizador), mientras que las ganancias para los segundos armónicos son de -21 dB, -24 dB y -27 dB.

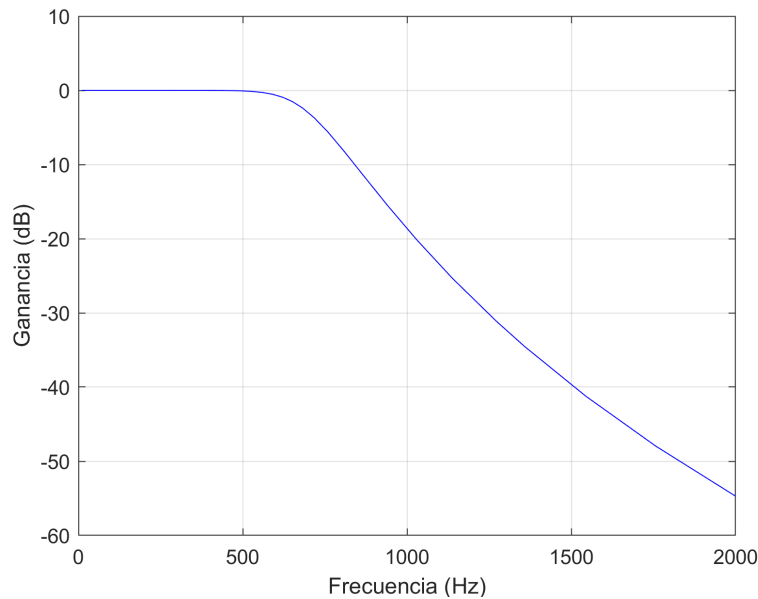


Figura 4.12: Diagrama de Bode (con frecuencia en escala lineal) de un LPF *Butterworth* de orden 6 con frecuencia de corte $f_c = 700$ Hz.

Finalmente, se calculan los valores de las resistencias y condensadores necesarios para implementar cada etapa de orden dos como un filtro KRC. Se toma $R_B = 0$ con el fin de que $H_0 = 1$, $R_A = 1$ k Ω y $C_2 = 0.1$ μ F. Las ecuaciones de diseño 4.14 se pueden escribir como:

$$C_1 = 4Q^2C_2 \quad ; \quad R = \frac{1}{2\pi f_0 \sqrt{C_1 C_2}} \quad (4.16)$$

De estas ecuaciones es inmediato obtener los valores de las resistencias y condensadores de cada etapa KRC, que se recogen en el apéndice B.3. Finalmente, se concatenan las tres etapas KRC una tras otra (diseño en cascada), obteniéndose como esquemático final del LPF el mostrado en la figura 4.13.

Los valores de las resistencias de los sumadores/ecualizadores que preceden a cada filtro y el que suma la salida de los filtros se calculan durante la fase de montaje (sección 5.3) en función de las amplitudes experimentales de cada nota tras pasar por su filtro.

4.5.3. Simulación del filtro pasa bajas en PSpice

Para validar el diseño de los LPF, se simulan los circuitos correspondientes a los 4 filtros de la tabla B.3 en PSpice para cada una de las tres notas que tienen que filtrar.

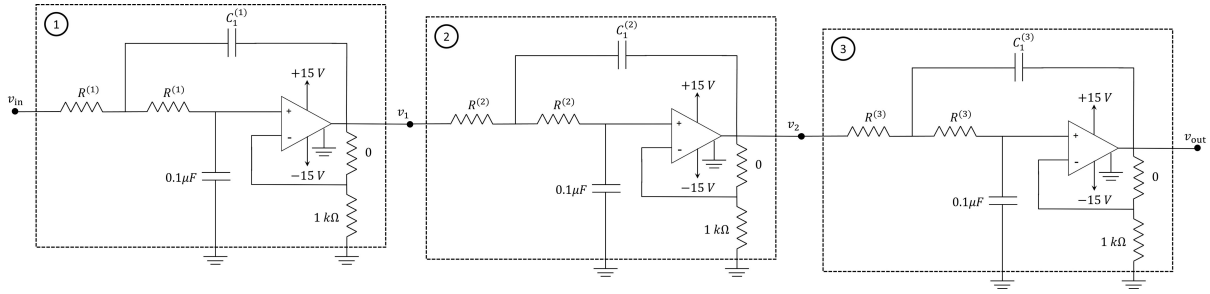


Figura 4.13: Esquemático de un LPF *Butterworth* de orden 6. El superíndice entre paréntesis en las resistencias y condensadores hace referencia a la etapa KRC.

Como ejemplo, en la figura 4.14 se muestra el resultado de la simulación para el primero de los filtros, siendo la entrada v_{in} una onda cuadrada con la frecuencia del Do Central (C_5). Se puede ver que la salida v_{out} tiene forma sinusoidal, como se quería obtener.

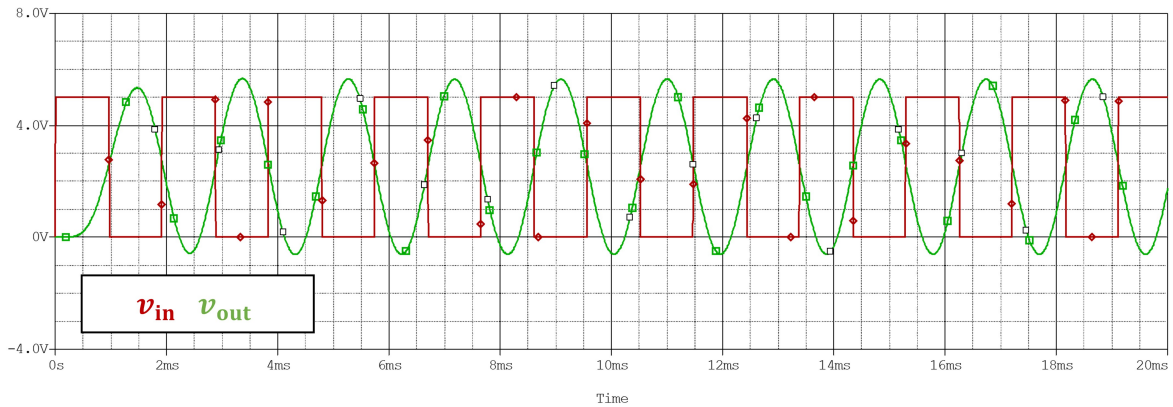


Figura 4.14: Simulación del LPF *Butterworth* de orden 6 de la figura 4.13, con los parámetros del “Filtro 1” de la tabla B.3, para la nota C_5 .

4.6. Teclado

En la figura 4.15 se muestra es el esquemático de una tecla del sintetizador. Se trata de un botón mecánico que tiene uno de sus terminales conectado a la fuente de alimentación (V_{cc}) y el otro al pin de alimentación del 555 asociado a la tecla en cuestión. Cuando el músico acciona el pulsador, se hace contacto entre los terminales del botón y la tensión de alimentación activa el 555. El diseño incluye una tecla por cada una de las doce notas.

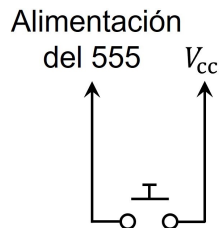


Figura 4.15: Esquemático de una tecla del sintetizador.

No se ha utilizado el pin de reset del 555 por la mayor complicación que supondría dicho enfoque. Cada tecla tendría que generar una señal de 0 V cuando la tecla no esté pulsada, y una señal de tensión positiva cuando esté pulsada [9].

4.7. Circuito Wah-Wah

El efecto Wah-Wah, típico en la guitarra eléctrica, consiste en superponer a una señal de sonido dicha señal filtrada con un BPF, con una frecuencia de resonancia que varía a lo largo del tiempo a gusto del intérprete. Para implementarlo, se usa un filtro RLC activo con estructura no inversora (de orden 2), con frecuencia de resonancia variable por medio de un potenciómetro. Para emular la bobina de la red RLC, se utiliza un circuito girador.

4.7.1. Filtro activo RLC con estructura no inversora

En la figura 4.16 se muestra el circuito correspondiente a un filtro RLC con estructura no inversora [12]⁴. Se trata de un filtro de orden dos, cuya función de transferencia se calcula fácilmente considerando la fórmula del amplificador no inversor:

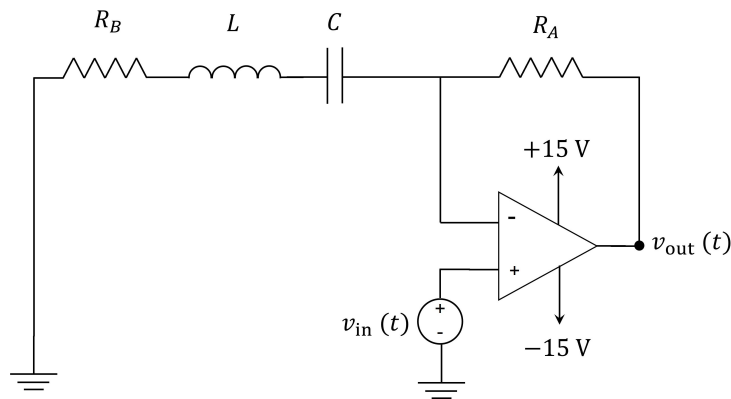


Figura 4.16: Filtro activo RLC con estructura no inversora.

$$H(j\omega) \equiv \frac{v_{\text{out}}(j\omega)}{v_{\text{in}}(j\omega)} = 1 + \frac{R_A}{R_B + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = 1 + \frac{j\omega C R_A}{1 + j\omega C R_B - \omega^2 LC} \quad (4.17)$$

La respuesta genérica de un BPF de orden dos es la siguiente [8]:

$$H_{\text{BP}} = H_0 \frac{(j\omega/\omega_0)/Q}{1 - (\omega/\omega_0)^2 + (j\omega/\omega_0)/Q} \quad (4.18)$$

donde H_0 es la ganancia en la frecuencia de resonancia, ω_0 la frecuencia angular de resonancia y Q el factor de calidad.

Comparando con la ecuación 4.17, puede verse que el filtro RLC con estructura no inversora produce a su salida la superposición de la propia señal de entrada más dicha señal filtrada con un BPF de orden dos con los siguientes parámetros:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad ; \quad Q = \frac{1}{R_B} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad ; \quad H_0 = \frac{R_A}{R_B} \quad (4.19)$$

⁴En la referencia de Rice University [12] el filtro RLC utilizado tiene estructura de inversor, aquí se utiliza con estructura de no inversor, pues se desea obtener a la salida la superposición de la propia entrada más la entrada filtrada.

4.7.2. Circuito girador

Un circuito girador es un bipuerta al que cuando en una de sus puertas se conecta un condensador, en la otra se obtiene una bobina (y viceversa). Es un circuito que resulta útil para emular bobinas, ya que éstas son caras, no ideales y presentan no linealidades. Los condensadores, en cambio, son mucho más agradecidos en estos sentidos, además de que se construyen fácilmente en circuitos integrados. En la figura 4.17 se muestra un circuito girador⁵ cuyo puerto señalizado como v_1 se comporta aproximadamente como la conexión serie de una resistencia R con una bobina L [13].

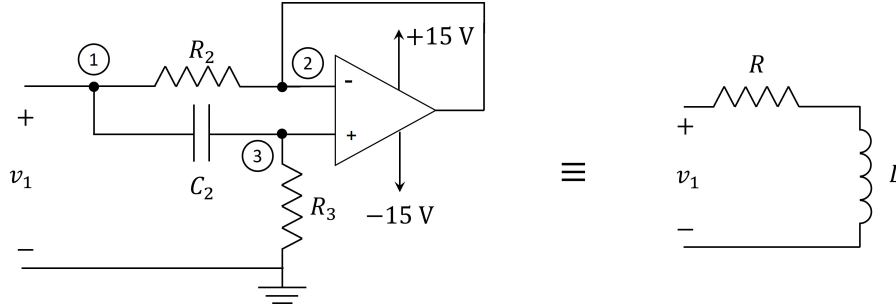


Figura 4.17: *Izquierda*: esquemático de un circuito girador. *Derecha*: circuito equivalente al girador, visto desde el puerto v_1 .

Si se conecta una fuente de corriente i_1 (de $-$ a $+$) en el puerto v_1 , las ecuaciones MNA en el dominio fasorial para los nodos esenciales⁶ del circuito son:

$$\begin{bmatrix} G_2 + j\omega C_2 & -G_2 & -j\omega C_2 \\ -j\omega C_2 & 0 & j\omega C_2 + G_3 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

donde $G_2 = \frac{1}{R_2}$ y $G_3 = \frac{1}{R_3}$. Resolviendo las ecuaciones, y teniendo en cuenta que $v_1 = e_1$, se llega a que:

$$v_1 = \frac{G_3 + j\omega C_2}{G_3(G_2 + j\omega C_2)} i_1 \simeq \frac{G_3 + j\omega C_2}{G_3 G_2} i_1 = [R_2 + j\omega(R_2 R_3 C_2)] i_1 \quad (4.21)$$

donde se ha considerado $G_2 \gg \omega C_2$ para todas las frecuencias presentes en las señales del circuito. Por analogía con la impedancia serie de una resistencia con una bobina, $R + j\omega L$, se deduce que el circuito girador visto desde el puerto v_1 se comporta como una bobina de autoinductancia L en serie con una resistencia de valor R , como se muestra en la parte derecha de la figura 4.17, de valores:

$$L = R_2 R_3 C_2 \quad ; \quad R = R_2 \quad (4.22)$$

4.7.3. Circuito Wah-Wah con filtro RLC + girador

En la figura 4.18 se muestra el circuito Wah-Wah que se montará en este trabajo, en el que la asociación serie RL del circuito de la figura 4.16 se ha sustituido por el girador

⁵El motivo por el que no hay una resistencia nombrada R_1 ni un condensador C_1 es que este circuito es una parte del circuito Wah-Wah global (figura 4.18).

⁶Los nodos no esenciales del circuito son aquellos en cuya ecuación aparece una corriente que no aparece en ninguna otra ecuación de las ecuaciones MNA.

de la figura 4.17. Teniendo en cuenta las ecuaciones 4.17 y 4.22 (impedancia equivalente del girador aproximada), la función de transferencia aproximada del sistema es:

$$H(j\omega) = 1 + \frac{j\omega R_1 C}{1 + j\omega R_2 C - \omega^2 R_2 R_3 C^2} = 1 + H_{BP}(j\omega) \quad (4.23)$$

donde se ha tomado $C_1 = C_2 = C$. Teniendo en cuenta la ecuación 4.19, la frecuencia de corte f_0 , el factor de calidad Q y la ganancia en la frecuencia de resonancia H_0 de la respuesta pasa banda de segundo orden $H_{BP}(j\omega)$ del circuito Wah-Wah son:

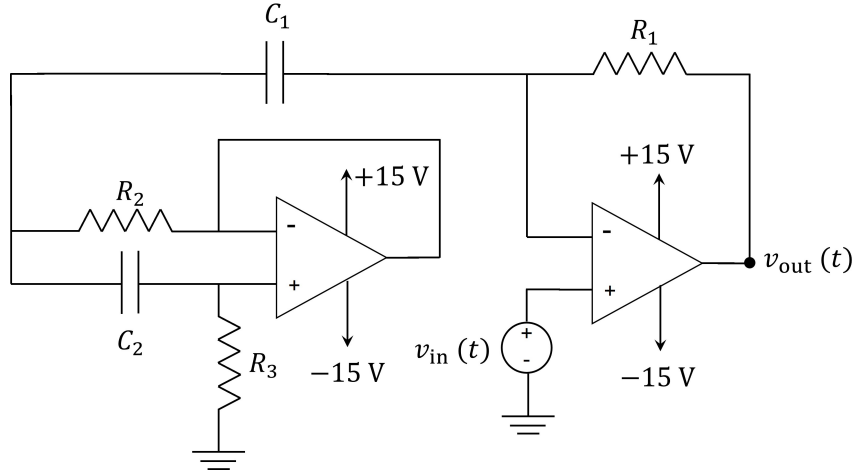


Figura 4.18: Circuito Wah-Wah completo, en el que la asociación serie de la resistencia y la bobina de la red RLC se ha implementado mediante un girador.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 R_3 C}} \quad ; \quad Q = \sqrt{\frac{R_3}{R_2}} \quad ; \quad H_0 = \frac{R_1}{R_2} \quad (4.24)$$

Recuérdese que a la salida del circuito Wah-Wah se obtiene la superposición de la propia señal de entrada más la respuesta de dicha entrada a un BPF con frecuencia de resonancia f_0 y factor de calidad Q . El efecto musical se obtiene cuando el intérprete modifica la frecuencia de resonancia f_0 mientras toca, valiéndose para ello de un potenciómetro que modifica el valor de R_3 . Nótese que al variar R_3 también varía Q , además de f_0 .

Si no se realiza la aproximación $G_2 \gg \omega C_2$ la función de transferencia del circuito de la figura 4.18 es:

$$H(j\omega) = 1 + \frac{j\omega C R_1 G_2 G_3 - \omega^2 C^2 R_1 G_3}{G_2 G_3 + 2j\omega G_3 C - \omega^2 C^2} \quad (4.25)$$

donde $G_i = \frac{1}{R_i}$. En caso de que no se verifique la aproximación $G_2 \gg \omega C_2$, la función de transferencia no se corresponde con $1 + H_{BP}(j\omega)$. Tomando el límite $\omega \rightarrow \infty$, puede verse que $H \rightarrow 1 + \frac{R_1}{R_3}$, en lugar de $H \rightarrow 1$, que es lo que se obtiene con la aproximación.

4.7.4. Valores nominales de los componentes pasivos

Para calcular los valores nominales de las resistencias y condensadores del circuito Wah-Wah de la figura 4.18, se ha tenido en cuenta que el rango de frecuencias de resonancia de los pedales Wah-Wah comerciales es de entre unos 400 Hz y unos 2.2 kHz [7]. Los valores escogidos han sido $R_1 = 580 \Omega$, $R_2 = 100 \Omega$, $220 \Omega < R_3 < 100 \text{ k}\Omega$ (resistencia de $220 \Omega +$

potenciómetro de $100\text{ k}\Omega$) y $C_1 = C_2 = 470\text{ nF} = C$. Con dichos valores y considerando la aproximación $G_2 \gg \omega C$ para el girador, se obtiene $H_0 = 5.8$ y valores de Q y f_0 comprendidos entre:

- Para $R_3 = 100\text{ k}\Omega$, $f_0 = 107.1\text{ Hz}$ y $Q = 31.62$.
- Para $R_3 = 220\ \Omega$, $f_0 = 2.283\text{ kHz}$ y $Q = 1.48$.

4.7.5. Diagrama de Bode y simulación en PSpice del circuito Wah-Wah

En la figura 4.19 se muestran los diagramas de Bode (con escala lineal en frecuencia) del circuito Wah-Wah completo (figura 4.18) con aproximación (ecuación 4.23) y sin aproximación (ecuación 4.25). Los valores de las resistencias y condensadores son los mencionados en la sección 4.7.4. La principal diferencia entre los dos diagramas es que en el límite de altas frecuencias la ganancia es mayor en el caso del sistema real (sin aproximación).

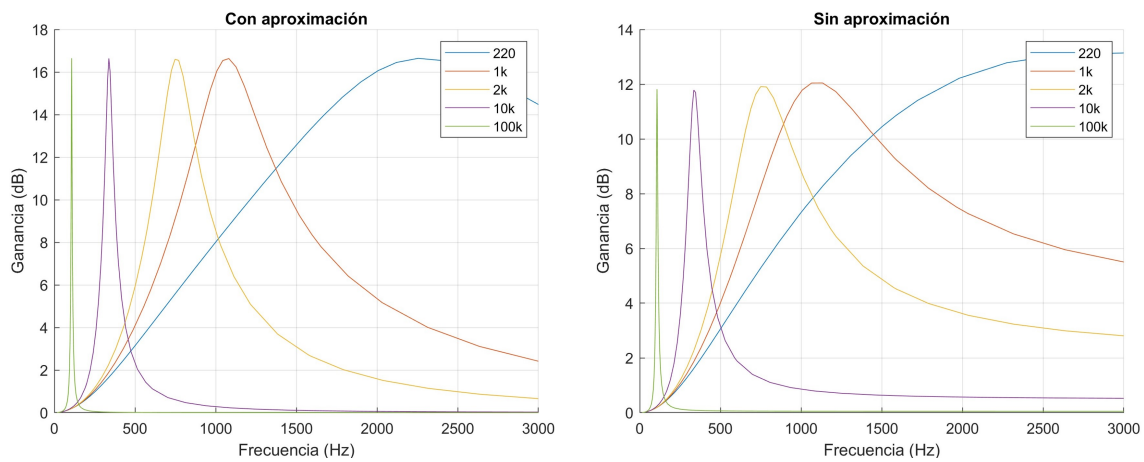


Figura 4.19: *Izquierda*: diagrama de Bode del circuito Wah-Wah de acuerdo con la aproximación (ecuación 4.23). *Derecha*: diagrama de Bode del circuito Wah-Wah sin aproximación (ecuación 4.25). Los valores de la leyenda corresponden a la resistencia R_3 .

Por otra parte, en la figura 4.20 se muestra el resultado de análisis AC realizados en PSpice para distintos valores de la resistencia R_3 , utilizando una entrada de amplitud 1 V .

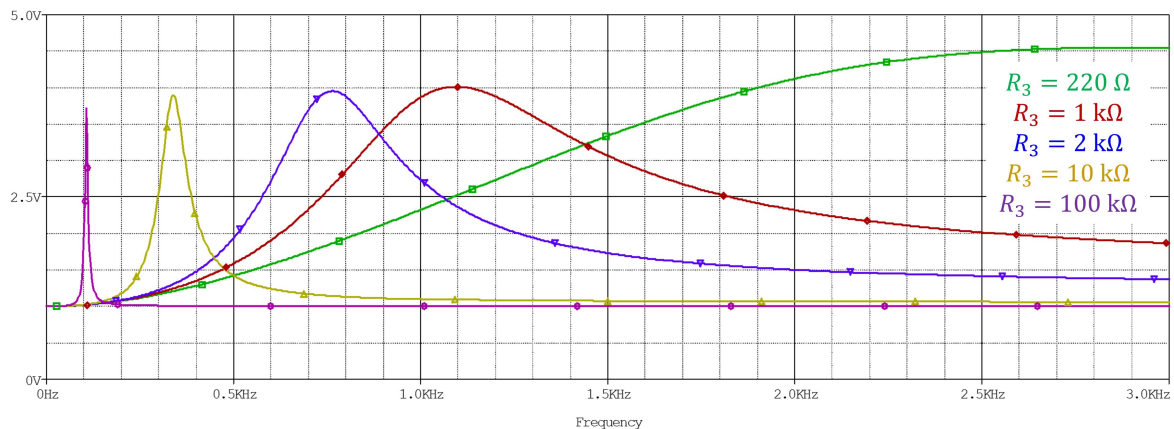


Figura 4.20: Respuesta en frecuencia del circuito Wah-Wah para distintos valores de la resistencia R_3 . La señal AC de entrada es de 1 V de amplitud.

Tanto en los diagramas de Bode como en la simulación en PSpice se observa que, cuanto menor es el valor de R_3 (controlable con un potenciómetro de $100\text{ k}\Omega$), mayor es la

frecuencia de resonancia y menor el factor de calidad (mayor anchura de la resonancia). Este es el efecto que producen los pedales Wah-Wah, una frecuencia de resonancia que va variando según el intérprete presiona más o menos un pedal. Se comprueba, además, que los resultados de la simulación con PSpice se corresponden con el diagrama de Bode sin aproximar. En efecto, teniendo en cuenta que $G_2 = \frac{1}{R_2} = 0.01 \Omega^{-1}$ y $C = 470 \text{ nF}$, la aproximación $G_2 \gg \omega C$ se cumple para $\omega \ll \frac{G_2}{C} = 2.13 \times 10^4 \text{ rad/s}$ o, equivalentemente, $f \ll 3.39 \text{ kHz}$.

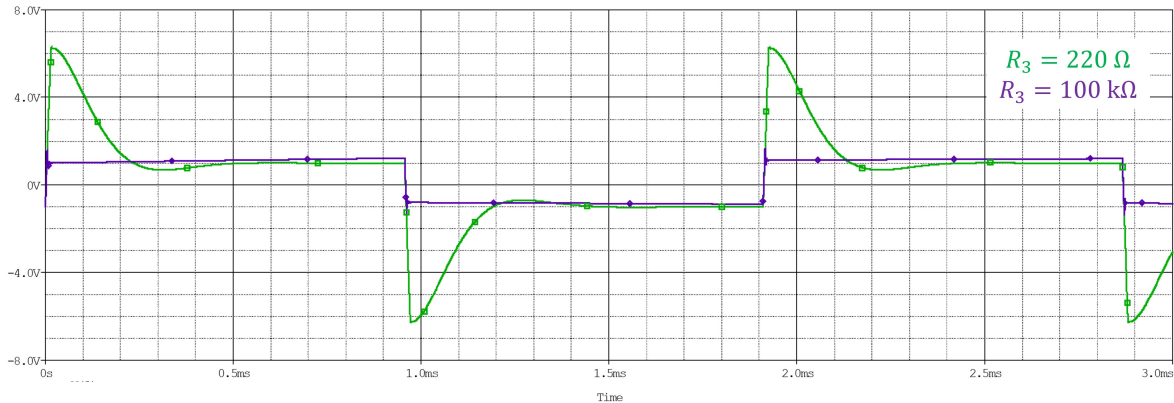


Figura 4.21: Simulación temporal del circuito Wah-Wah para dos valores de la resistencia R_3 , tomando como entrada una señal cuadrada C_5 con 2 V de amplitud pico-pico y sin componente de continua.

En la figura 4.21 se muestra una simulación temporal en PSpice del circuito Wah-Wah para dos valores de R_3 , con entrada cuadrada C_5 de 2 V pico-pico y sin componente de continua. Con $R_3 = 220 \Omega$, la frecuencia de resonancia está en torno a los 2.283 kHz, y la señal de salida (en verde) presenta picos de alta frecuencia en los flancos ascendentes. Con $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$, la frecuencia de resonancia es de unos 100 Hz, y se observa que la onda es aproximadamente cuadrada pero que, debido a la atenuación de las altas frecuencias, los flancos ya no son del todo verticales (en morado).

4.8. Trémolo

El trémolo es un efecto de sonido consistente en modular la señal con una envolvente periódica, de manera que la sensación auditiva sea similar al repicar periódico de unas campanas. En este trabajo, el trémolo se implementa sumando la señal original más la señal original multiplicada por una senoide de baja frecuencia (unos 5 Hz). Para ello, se utiliza un multiplicador integrado AD633 y un oscilador en puente de Wien.

4.8.1. Circuito multiplicador

El efecto trémolo es similar a la modulación en amplitud o AM [14]:

$$v_{\text{out}}(t) = [1 + \alpha \cdot v_{\text{LF}}(t)] \cdot v_{\text{in}}(t) = [1 + \alpha \cos(\omega_{\text{LF}} \cdot t)] \cdot v_{\text{in}}(t) \quad (4.26)$$

donde $v_{\text{in}}(t)$ es la señal original, $v_{\text{out}}(t)$ la señal “tremolada”, $v_{\text{LF}}(t)$ la senoide de baja frecuencia (LF, *Low Frequency*), ω_{LF} la frecuencia angular de la senoide de baja frecuencia y α un parámetro que se suele denominar índice de modulación⁷.

⁷En realidad, en la modulación AM utilizada en los sistemas de comunicación, es el mensaje el que constituye la envolvente de una senoide de alta frecuencia denominada portadora. Es decir, el mensaje sería lo que en la ecuación 4.26 se indica como $v_{\text{LF}}(t)$ y la portadora lo que se ha indicado como $v_{\text{in}}(t)$.

En la figura 4.22 se muestra el esquemático del circuito para el efecto trémolo basado en el multiplicador integrado AD633 de Analog Devices. En la hoja de datos del integrado se explica que la salida en su pin W es [15]:

$$W = \frac{(X1 - X2)(Y1 - Y2)}{10\text{ V}} + Z \quad (4.27)$$

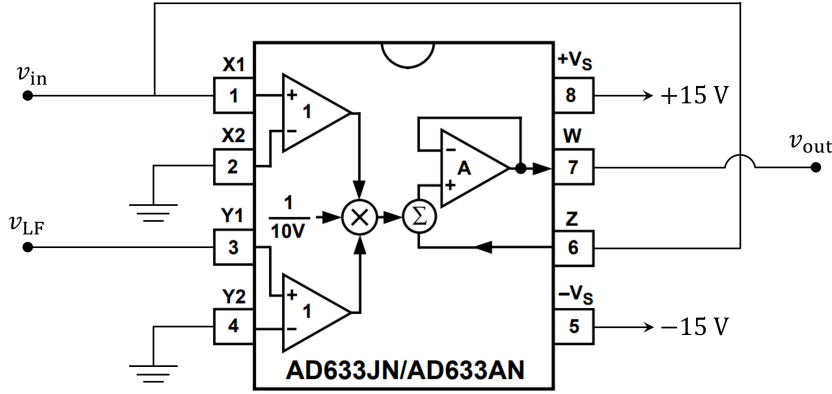


Figura 4.22: Esquemático del circuito trémolo basado en el multiplicador integrado AD633 [15].

Por tanto, con las conexiones de la figura 4.22, la salida $v_{\text{out}}(t)$ del circuito es:

$$v_{\text{out}}(t) = \frac{v_{\text{in}}(t) \cdot v_{\text{LF}}(t)}{10\text{ V}} + v_{\text{in}}(t) = \left[1 + \frac{v_{\text{LF}}(t)}{10\text{ V}} \right] \cdot v_{\text{in}}(t) \quad (4.28)$$

La expresión se corresponde con la de la ecuación 4.26, salvo una constante de 10 V y que el índice de modulación α se ha absorbido en $v_{\text{LF}}(t)$. La envolvente de baja frecuencia $v_{\text{LF}}(t)$ se genera con un oscilador de puente de Wien (sección 4.8.2) cuya salida se amplifica utilizando un amplificador inversor (un sumador/ecualizador de una única entrada, sección 4.2) con ganancia ajustada experimentalmente durante la fase de montaje para producir un efecto sonoro agradable.

4.8.2. Oscilador de puente de Wien

El oscilador de puente de Wien es uno de los circuitos más conocidos para generación de ondas sinusoidales. Su esquemático se muestra en la figura 4.23 [8]. La idea principal consiste en utilizar una malla de realimentación positiva que vaya sumando en fase el ruido térmico de la frecuencia que se desea conseguir, de manera que a la salida del amplificador se consiga una senoide de dicha frecuencia.

Para entender el funcionamiento del oscilador, se comienza analizando el comportamiento del circuito sin la resistencia R_3 ni los diodos D_1 y D_2 . En primer lugar, las resistencias R_1 y R_2 forman una malla de realimentación negativa [8]. Considerando el OPAMP ideal, la entrada inversora y no inversora forman un cortocircuito virtual. Plan-teando LCK en el nodo de la entrada inversora:

$$\frac{v_p}{R_2} + \frac{v_p - v_{\text{out}}}{R_1} = 0 \implies A \equiv \frac{v_{\text{out}}}{v_p} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \quad (4.29)$$

Por otra parte, se incluye también realimentación positiva por medio de las mallas RC serie y paralelo [8], que forman un divisor de tensión. Considerando que la impedancia de los condensadores es $Z_C = \frac{1}{j\omega C}$:

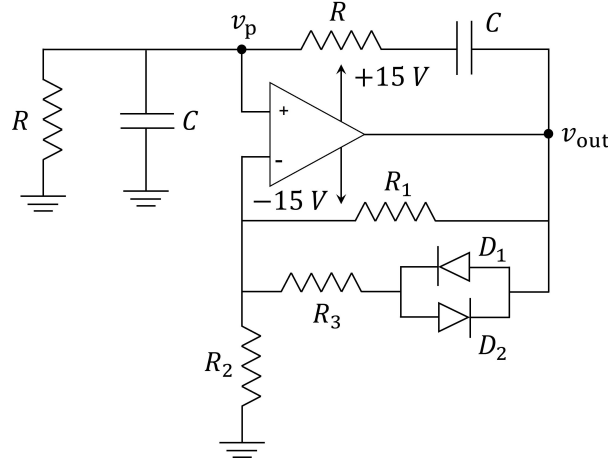


Figura 4.23: Esquemático del oscilador de Puente de Wien.

$$\beta(j\omega) \equiv \frac{v_p}{v_{out}} = \frac{R \parallel Z_C}{(R + Z_C) + (R \parallel Z_C)} = \frac{j\omega RC}{3j\omega RC - \omega^2 R^2 C^2 + 1} \quad (4.30)$$

La ganancia total que experimenta una señal al recorrer el lazo cerrado es $A\beta(j\omega)$. Para que el circuito produzca a partir del ruido térmico una oscilación estable de frecuencia angular ω_0 , se ha de cumplir el criterio de Barkhausen [8]:

1. $\angle A\beta(j\omega) = 0$, es decir que tras dar una vuelta en el lazo cerrado la señal llegue con la misma fase con la que ha salido, lo cual equivale a decir que la señal realimentada se suma a la original. Considerando que A es real y que el numerador de $\beta(j\omega)$ es imaginario puro, esta condición se cumplirá a la frecuencia en la que el denominador de $\beta(j\omega)$ es imaginario puro (parte real nula), es decir:

$$-\omega_0^2 R^2 C^2 + 1 = 0 \implies \omega_0 = \frac{1}{RC} \implies f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.31)$$

2. $|A\beta(j\omega_0)| = 1$, de manera que cualquier perturbación de frecuencia angular ω_0 tenga una ganancia neta unitaria al recorrer el lazo cerrado, sosteniéndose así de manera indefinida. Como $\beta(j\omega_0) = \frac{1}{3}$, está condición equivale a $A = 3$.

Nótese que las dos condiciones anteriores son equivalentes a decir que los dos polos del circuito están sobre el eje imaginario, lo cual significa que en ausencia de entrada la salida es una senoide. En realidad, estas dos condiciones son las condiciones de mantenimiento de oscilación. Pero, para que pueda mantenerse una oscilación, primero ha tenido que crearse. Para ello, es necesario que se verifique $|A\beta(j\omega_0)| > 1$ (o $A > 3$), de manera que en cada vuelta por el lazo de la perturbación térmica de frecuencia f_0 ésta vaya creciendo poco a poco. Esta condición se denomina “condición de arranque de oscilación”, y equivale a un sistema con sus dos polos en el semiplano derecho del plano complejo (inestable). En este caso, la amplitud de la oscilación iría creciendo hasta llegar a la saturación del OPAMP entre ± 15 V.

Las condiciones de arranque y de mantenimiento son contradictorias. La clave para obtener una senoide está en añadir al circuito un sistema de control automático que haga la ganancia A dependiente de la amplitud de la perturbación, de manera que en niveles bajos de tensión sea ligeramente superior a 3 para permitir el arranque de oscilación y en niveles altos de tensión sea ligeramente inferior a 3 para evitar la saturación [8].

La resistencia R_3 en serie con los diodos enfrentados D_1 y D_2 tienen esta función de control automático de amplitud. En niveles bajos de amplitud, los diodos están en corte,

luego $A = \frac{R_1}{R_2} + 1$. En tal caso, se desea A ligeramente superior a 3 para que se cumpla la condición de arranque. Escogiendo $R_1 = 22.1 \text{ k}\Omega$ y $R_2 = 10.0 \text{ k}\Omega$ se tiene $A = 3.21$ o $A\beta(j\omega_0) = 1.07$ [8]. En niveles altos de amplitud, uno de los dos diodos está en conducción, luego R_3 queda en paralelo con R_1 y $A = \frac{R_1 \parallel R_3}{R_2} + 1$. En tal caso, se desea A ligeramente inferior a 3 para evitar la saturación. Escogiendo $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ y $R_2 = 10.0 \text{ k}\Omega$ se tiene $A = 2.810$ o $A\beta(j\omega_0) = 0.937$ [8].

Finalmente, como se desea obtener una senoide de $f_0 \simeq 5 \text{ Hz}$, se escoge $R = 150 \text{ k}\Omega$ y $C = 0.22 \mu\text{F}$, que corresponde a una frecuencia $f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = 4.82 \text{ Hz}$.

4.8.3. Simulación en PSpice

En la figura 4.24 se muestra una simulación temporal del circuito multiplicador de la figura 4.22 utilizado para implementar el efecto trémolo. Para simular el AD633, se utiliza un subcircuito proporcionado por Analog Devices. La entrada v_{in} es una senoide de frecuencia 523.25 Hz (C_5) y amplitud 1 V , mientras que v_{LF} es una senoide de 5 Hz y 0.5 V de amplitud. Se observa que v_{out} es una señal sinusoidal de 523.25 Hz cuya amplitud está modulada por una envolvente sinusoidal de 5 Hz . Nótese que la escala de tiempos es mayor que en otras simulaciones anteriores, la simulación es de 300 ms .

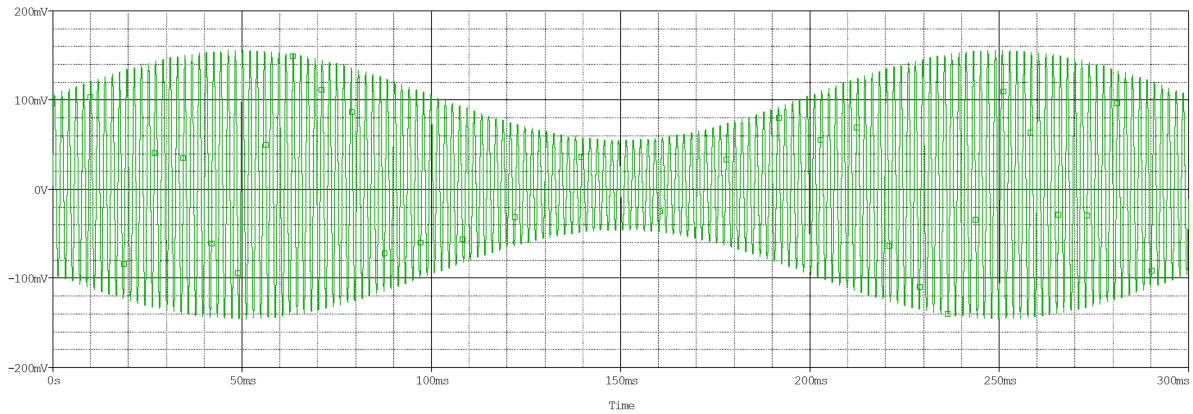


Figura 4.24: Simulación temporal del circuito multiplicador, con entrada C_5 sinusoidal.

En la figura 4.25 se muestra la simulación del oscilador de puente de Wien de la figura 4.23, con los valores de los componentes mencionados en la sección 4.8.2. Se puede ver que hay un transitorio a lo largo del cual va creciendo el ruido térmico de la frecuencia f_0 , y que finalmente la amplitud se estabiliza en torno a 500 mV y la salida es sinusoidal.

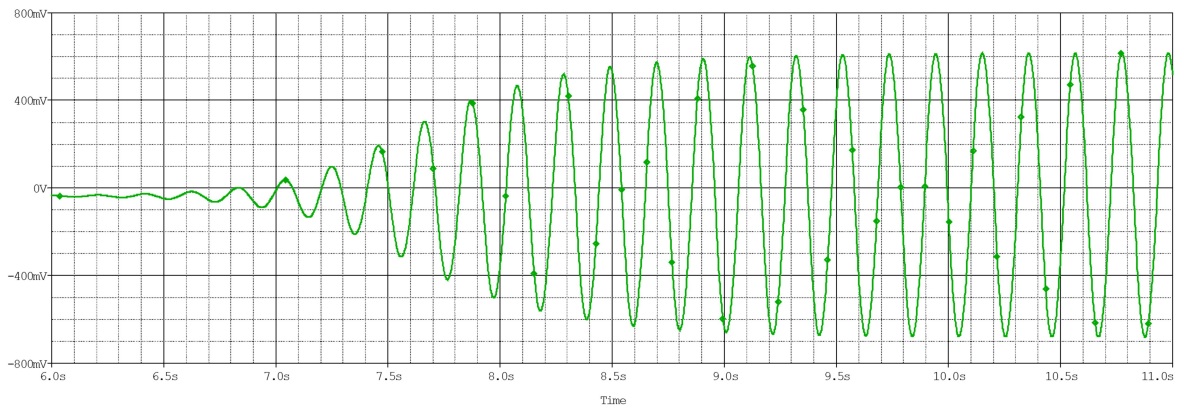


Figura 4.25: Simulación temporal del oscilador de puente de Wien, con $f_0 \simeq 5 \text{ Hz}$.

5. Montaje

En esta sección se describe el montaje realizado en *protoboard* de los distintos módulos diseñados en las secciones anteriores. Se proporcionan imágenes de los montajes, así como de las formas de onda inspeccionadas en el osciloscopio para verificar que los resultados experimentales son consistentes con los teóricos y los simulados. Se mencionan, asimismo, las incidencias surgidas durante el montaje y cómo se han tratado.

Los módulos montados y descritos en esta sección son los siguientes: los generadores de onda cuadrada basados en 555 (sección 5.1), el generador de onda triangular con integrador (sección 5.2), el generador de onda sinusoidal con LPF (sección 5.3), el teclado (sección 5.4), el circuito Wah-Wah (sección 5.5) y el trémolo (sección 5.6).

Conviene mencionar que el montaje realizado es un prototipo montado sobre *protoboard*, con todas las limitaciones que ello conlleva. La principal limitación con la que se ha tenido que lidiar es el desgaste de algunos contactos de la placa (sobre todo los correspondientes a las salidas de los operacionales). Las incidencias derivadas de estos desgastes se han solucionado cambiando los componentes de sitio en la placa.

5.1. Generadores de onda cuadrada basados en 555

5.1.1. Montaje de los osciladores

En la figura 5.1 se muestra el montaje en *protoboard* de los seis primeros osciladores, de acuerdo con el esquemático de la figura 4.6. Los valores de las resistencias escogidos fueron, en principio, los calculados en la sección 4.3.3. Se recuadra en verde el generador de onda cuadrada correspondiente a la nota $D_5^\# / E_5^b$. En naranja se señala la salida de dicho generador, y en granate se indica la conexión con el pulsador utilizado para activar el 555 a través de su patilla de alimentación cuando el músico pulsa la nota.

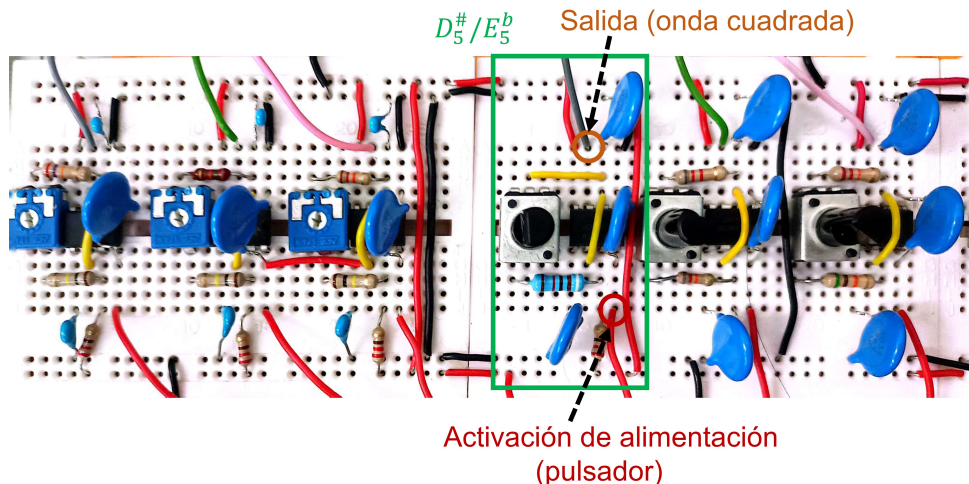


Figura 5.1: Montaje de los seis primeros osciladores de la octava central del teclado en *protoboard*.

5.1.2. Resolución de las incidencias surgidas durante el montaje

Durante el montaje de los osciladores, surgieron una serie de cuestiones que conviene mencionar. En primer lugar, las resistencias R_B utilizadas para obtener las frecuencias de la octava central del piano son considerablemente menores que las calculadas según la

ecuación 4.6 (hasta unos $20\text{ k}\Omega$ menores). Puede ser que se deba a la presencia de alguna capacidad parásita en el circuito montado. En la tabla B.1 del apéndice B.1 se muestran los valores de las resistencias calculados con la expresión teórica y los reales (los que se han utilizado) para la capacidad escogida, $C = 10\text{ nF}$. El ajuste fino de las frecuencias se realiza llevando las salidas de cada astable a un altavoz, y ajustando los potenciómetros de $10\text{ k}\Omega$ con una aplicación de afinación de instrumentos (DaTuner).

Inicialmente, se escogió utilizar una alimentación de $V_{cc} = 15\text{ V}$, y se utilizó como fuente de alimentación la de un entrenador de la marca Jeulin. Con esta alimentación, se observó que las resistencias $R_A = 220\ \Omega$ se calentaban al encender el circuito. Realizando un análisis con el simulador PSpice, se obtuvo que la potencia media disipada en dicha resistencia era de unos 0.5 W . Otra simulación realizada con alimentación $V_{cc} = 5\text{ V}$ arrojó, en cambio, un resultado del orden de 50 mW , una décima parte. Se optó por utilizar, por tanto, este menor valor de alimentación, evitando así los problemas de autocalentamiento.

En la figura 5.2 se muestra la imagen proporcionada por un osciloscopio digital para la onda correspondiente a la nota C_5 , con alimentación de $V_{cc} = 5\text{ V}$. Se observa que la onda tiene un nivel bajo de 0 V y un nivel alto de unos 4.4 V . La forma de la onda es bastante buena, con flancos bien definidos, y un ciclo de trabajo aproximadamente simétrico.

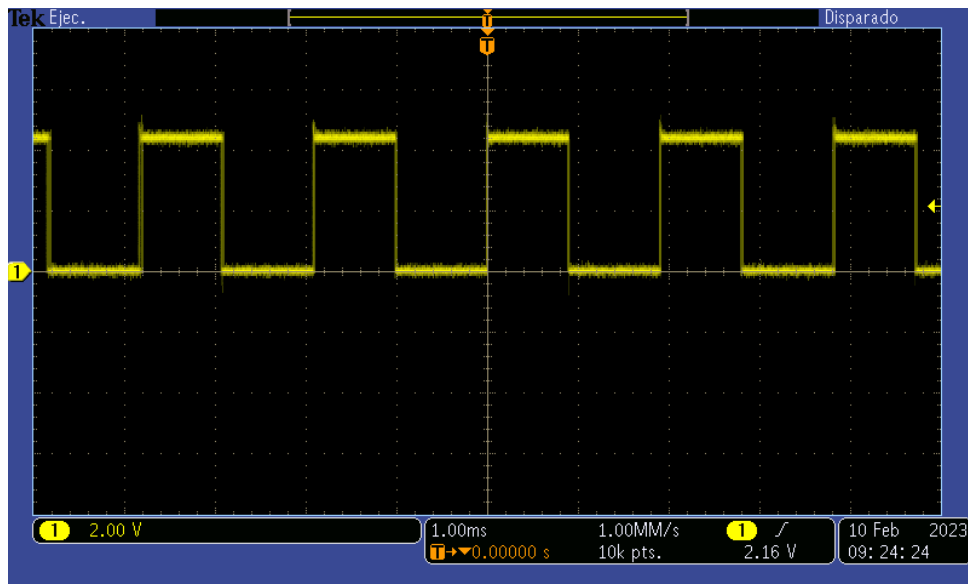


Figura 5.2: Forma de onda correspondiente al Do central, C_5 . La escala de las separaciones verticales grandes es de 2 V , y la de las horizontales de 1 ms .

Una vez probados los 12 osciladores por separado, se conectaron todos ellos a la alimentación de 5 V y a la tierra del entrenador Jeulin. Al hacer esto, se observó que cuando todos los osciladores estaban encendidos simultáneamente, las frecuencias generadas por cada uno de ellos no eran las adecuadas. Aunque en un principio podía parecer que los distintos osciladores estaban interaccionando entre ellos y generando una interferencia (en principio inesperada, por tratarse de osciladores de baja frecuencia), la incidencia se solucionó fácilmente con las dos acciones siguientes:

- Se sustituyó la fuente de 5 V del entrenador por una fuente de alimentación de laboratorio de la marca Freak (DC Power Supply M10-380T-303C), con mayor potencia y mejor estabilización de los niveles de alimentación.
- Se añadió un condensador de desacoplo entre los terminales de alimentación y tierra de cada 555 (reflejado en la figura 4.6), lo más próximo posible a dichos pines.

Sin embargo, aún quedaba otro problema por resolver. Si bien las notas más graves de la octava tenían una forma cuadrada con flancos bien definidos y resultaban agradables al oído al llevarlas a un altavoz, las notas más agudas (sobre todo las tres de mayor frecuencia) presentaban flancos con *jitter* (ruido de fase) y resultaban desagradables al oído. Como ejemplo, en la figura 5.3 puede verse la forma de onda de la nota más aguda del sintetizador, el Si de la octava central (B_5). En ella puede verse que el flanco de bajada de la onda cuadrada no está bien definido, tiene un ruido en la fase, denominado *jitter*.

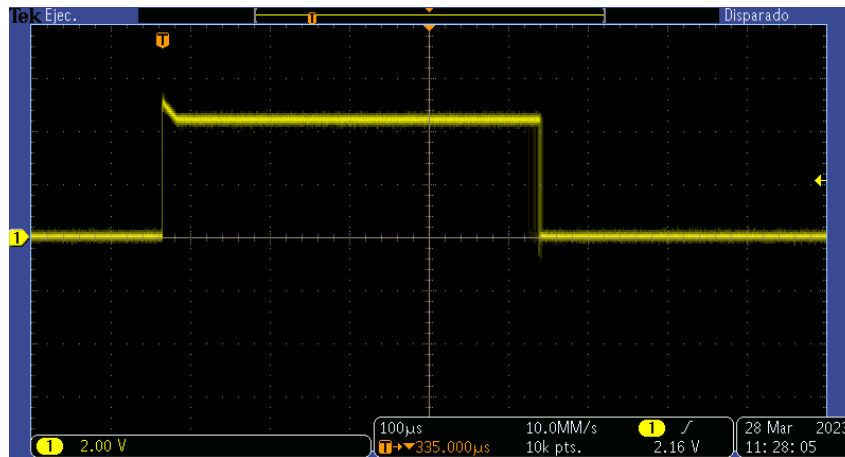


Figura 5.3: *Jitter* en la onda cuadrada correspondiente a la nota B_5 .

Es importante tener en cuenta que este *jitter* sólo aparecía al conectar todos los osciladores a la alimentación y tierra. Con el oscilador de la nota B_5 montado por separado, la señal cuadrada tenía flancos bien definidos. Para entender por qué aparece este efecto, es conveniente referirse a la figura 4.7, la simulación realizada en PSpice para el oscilador. Recuérdese que el condensador C (figura 4.6) está cargándose y descargándose periódicamente entre los umbrales $V_{TH} = \frac{2V_{cc}}{3}$ y $V_{TL} = \frac{V_{cc}}{3}$. Durante la carga, la señal cuadrada está en alta, y durante la descarga en baja. En caso de que los niveles V_{TH} y V_{TL} no estuvieran bien definidos (variasen en el tiempo), los flancos de la señal cuadrada no se producirían en instantes bien definidos, apareciendo el mencionado *jitter*.

Al tener varios osciladores conectados a la misma fuente, es imprescindible que los niveles de alimentación y tierra estén bien regulados y estabilizados⁸. Para ello es necesario, en primer lugar, utilizar una buena fuente de alimentación (cosa que ya se ha hecho). Por otra parte, es necesario tener una buena masa o tierra. Analizando en detalle el montaje (esquema en la figura 5.4), puede observarse que para los osciladores más agudos (como B_5) hay un bucle de tierra entre la línea de tierra situada a un lado de la *protoboard* y la del otro lado (señalado en naranja). El nivel de tierra al que está conectado el condensador de la parte superior del oscilador y el de la parte inferior no es exactamente el mismo, pues el camino señalado en naranja es largo y tiene una resistencia no despreciable.

Para eliminar dicho bucle de tierra, se probó a añadir un camino alternativo para la tierra, señalado en verde en la figura 5.4. Este camino es más corto y, por tanto, de menor resistencia. Como puede verse en la figura 5.5, tras añadir el camino adicional se reduce el *jitter* en la onda cuadrada de B_5 .

Como aún quedaba un poco de *jitter*, también se barajó la posibilidad de incluir un regulador de tensión integrado (LM7805, para regular tensiones de 5 V) para estabilizar

⁸En función de la corriente que absorba cada oscilador en cada instante, puede variar ligeramente el nivel de la alimentación y/o de la tierra.

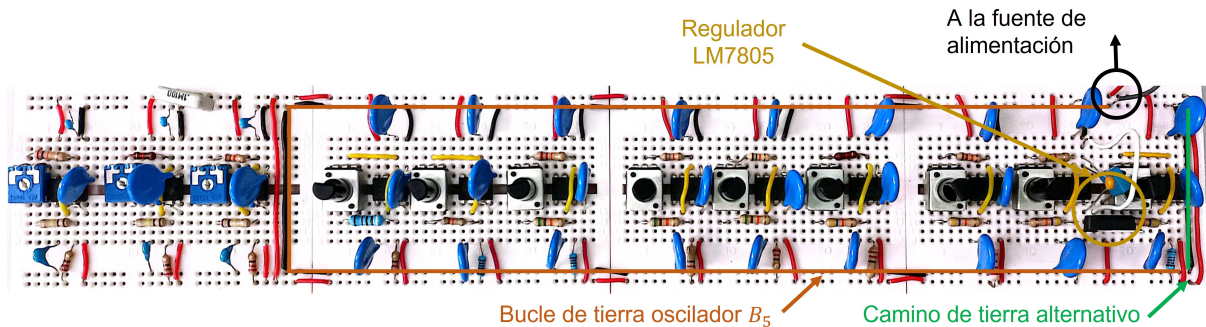


Figura 5.4: Montaje de los doce osciladores. En naranja se señala el único camino de tierra que había inicialmente hacia la línea de tierra inferior. En verde se señala el camino alternativo añadido. También se señala en morado un regulador LM7805 añadido al oscilador del $A_5^{\#}/B_5^b$.

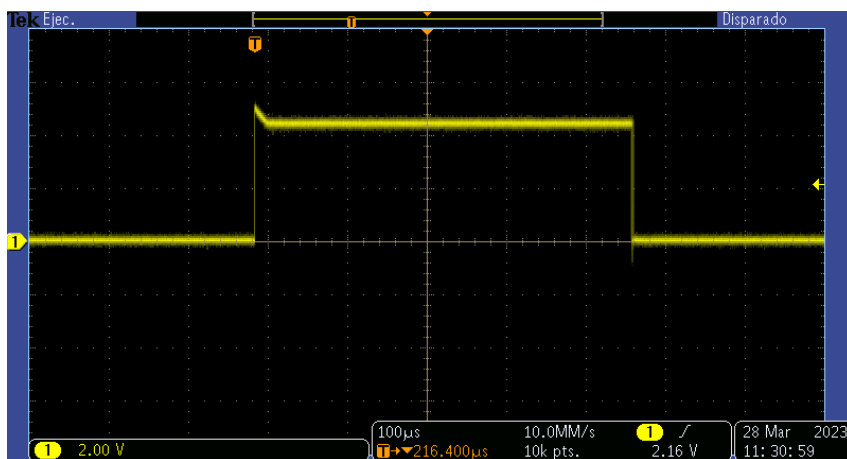


Figura 5.5: Tras añadir un camino adicional de tierra próximo a B_5 , se reduce el *jitter* en el flanco descendente de la onda cuadrada.

el nivel de alimentación de cada oscilador. A modo de prueba, se añadió un regulador al oscilador de la nota $A_5^{\#}/B_5^b$, señalado en morado en la figura 5.4. Como no se observó una mejoría aparente respecto a no incluir el regulador, se abandonó esta idea.

Teniendo estos experimentos en cuenta, queda claro que en un montaje con varios módulos es de vital importancia tener una buena masa para evitar bucles de tierra y efectos de ruido que puedan derivar de ellos. Por este motivo, se optó por incluir varios cables de conexión de tierra en diversos puntos del montaje, como una masa en rejilla. Llevando aún más al extremo la idea, se decidió montar las *protoboard* sobre una placa de cobre⁹, a modo de masa (referencia del nivel 0 V para todo el montaje).

El cobre es un metal conductor e, idealmente, la corriente fluye a través de él sin apenas caídas de tensión. Así, las dos líneas de tierra de cada *protoboard* del montaje se sueldan a la masa de cobre por medio de un cable lo más corto posible (para introducir la menor resistencia posible), como se muestra en la figura 5.6. La tierra de la fuente de alimentación también se conecta a dicha placa de cobre, de modo que las corrientes de tierra que retornan a la fuente vayan por el camino de menor impedancia por la placa.

Con esta placa de cobre a modo de masa en rejilla, se obtienen ondas cuadradas sin ningún tipo de *jitter* apreciable, como puede verse en la figura 5.7 para la nota B_5 . Además, llevando la salida de este oscilador al altavoz, ya no se escucha el ruido desagradable que

⁹La placa de cobre utilizada es una PCB a la que se ha eliminado la resina utilizando para ello acetona (disolvente orgánico).

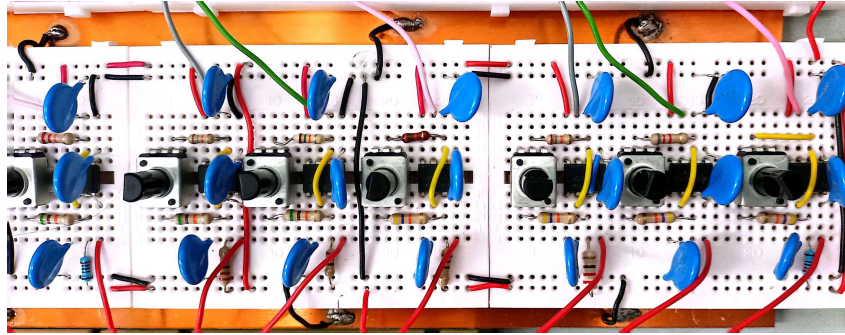


Figura 5.6: Montaje de las *protoboard* con los osciladores sobre una placa de cobre, con las líneas de tierra de cada *protoboard* soldadas a la masa de cobre.

se escuchaba en las ondas con *jitter*.

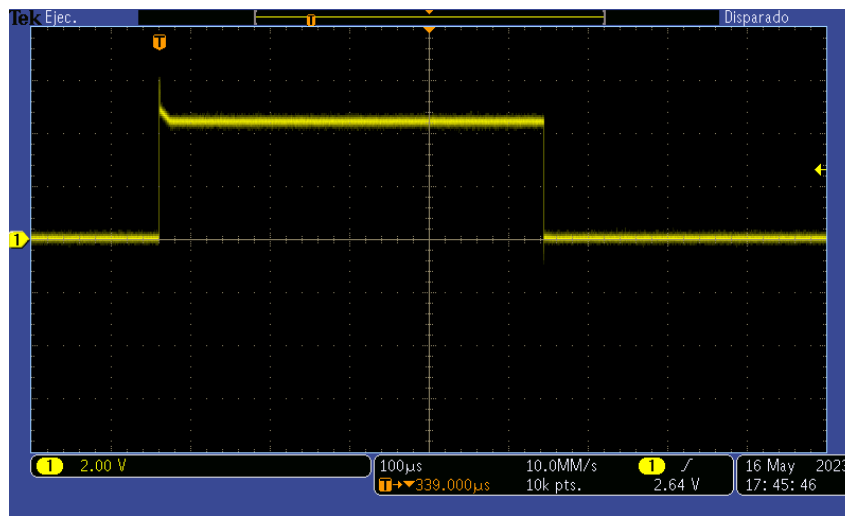


Figura 5.7: Con una placa de cobre como masa, se elimina totalmente el *jitter* de la onda cuadrada B_5 .

Otra incidencia observada durante el montaje es la deriva de los componentes pasivos como resistencias y condensadores. Se ha observado a lo largo del trabajo que, osciladores que en su momento producían la frecuencia adecuada no se podían afinar con el potenciómetro en algunos momentos. No se ha podido determinar exactamente la causa, aunque además de la deriva de resistencias y condensadores también se piensa que pueda deberse a las variaciones en la temperatura ambiente. El problema se ha solucionado cambiando las resistencias R_B por otros valores. Teniendo esto en cuenta, queda claro que en el desarrollo de un producto comercial o industrial es de vital importancia diseñar teniendo en cuenta métodos de compensación de temperatura y otros factores, primando el uso de componentes activos y de lazos cerrados de realimentación frente a circuitos que dependan de los valores de los componentes pasivos.

5.1.3. Montaje del sumador de ondas cuadradas

Una vez montados los generadores de onda cuadrada para las doce notas de la octava central, se monta un circuito sumador que suma dichas doce notas. A la salida de este sumador se tiene la superposición de las ondas cuadradas correspondientes a las notas pulsadas en cada instante. El circuito sumador implementado, que es el que se diseñó en la sección 4.3.5, se muestra en la figura 5.8. Se señalan en verde las entradas del sumador,

conectadas con las salidas de los osciladores, y en naranja la salida del sumador. En la figura 5.9 se muestra la forma de onda para el acorde Do7 en la salida del sumador (suma de ondas cuadradas correspondientes a C_5 , E_5 , G_5 y B_5^b). Conectando una por una las distintas notas al sumador, se puede ver que cada onda cuadrada a la salida del sumador tiene una amplitud pico-pico de unos 660 mV en lugar de los 0.9 V esperados (realmente los 555s producen una señal cuadrada con tensión pico-pico algo menor que 5 V).

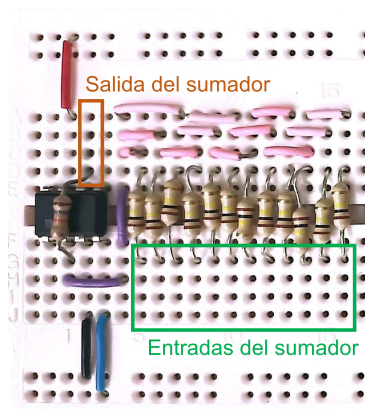


Figura 5.8: Montaje del sumador de ondas cuadradas sobre *protoboard*.

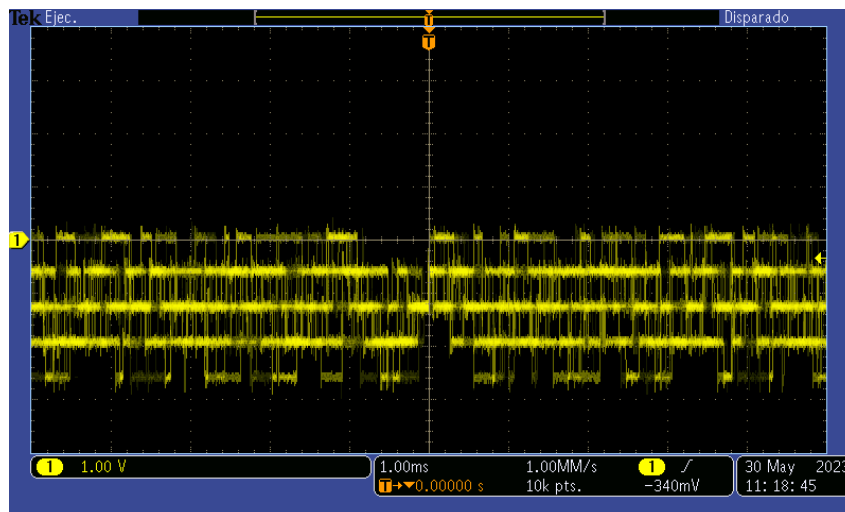


Figura 5.9: Acorde de Do7 con formas de onda cuadradas (C_5 , E_5 , G_5 , B_5^b), a la salida del sumador.

5.2. Generador de onda triangular con integrador

En la figura 5.10 se muestra el montaje en *protoboard* del integrador y del sumador/ecualizador que le precede, según el diseño de la sección 4.4. En la figura se señalan en verde las doce entradas del sumador/ecualizador, que son las salidas de los generadores de onda cuadrada. Cuanto más aguda es la nota, mayor ganancia tiene su línea del ecualizador. Entre la salida del sumador/ecualizador (en morado) y la entrada del integrador (en negro) se incluye un condensador de acoplo de $0.1 \mu\text{F}$ (en azul) para evitar que la continua sature el integrador. La salida del integrador está señalada en naranja.

En la figura 5.11 se muestra la forma de onda triangular correspondiente a la nota D_5 obtenida a la salida del integrador, conectando directamente la salida del 555 al condensador de acoplo (sin pasar por el sumador/ecualizador). En la figura 5.12 se muestra

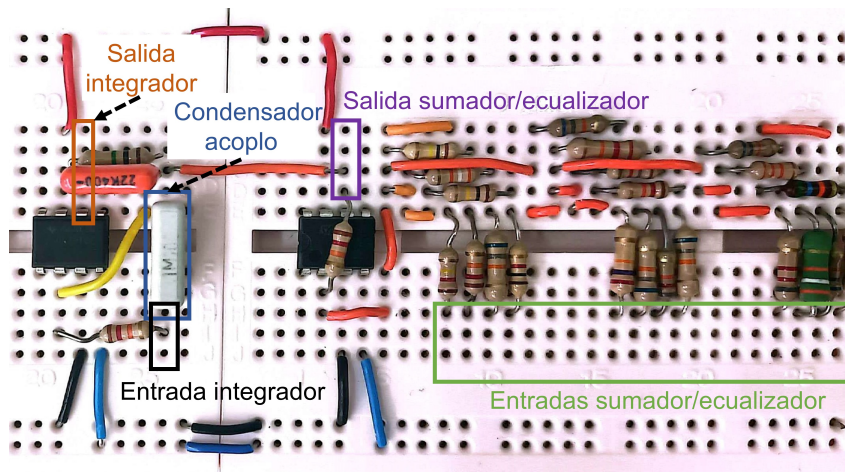


Figura 5.10: Montaje en *protoboard* del integrador y el sumador/ecualizador que le precede.

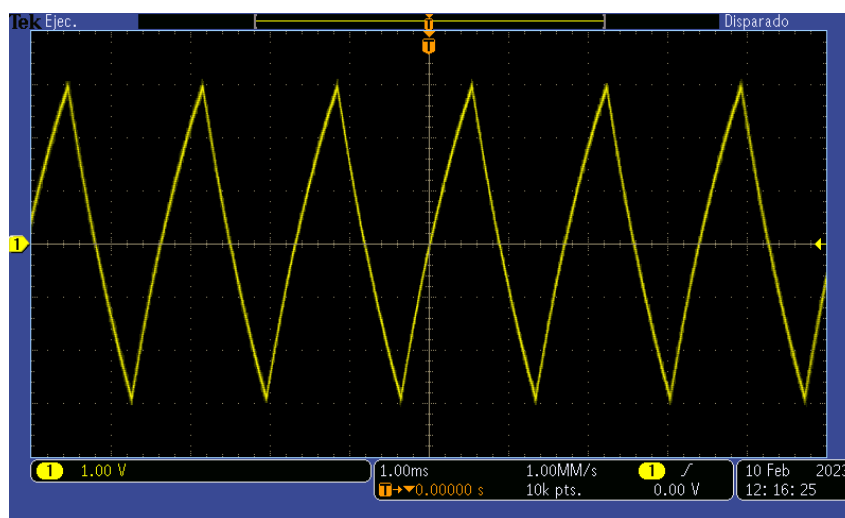


Figura 5.11: Forma de onda triangular correspondiente a la nota D_5 obtenida a la salida del integrador.

la salida del integrador (conectado ya con el sumador/ecualizador) con las notas C_5 , E_5 , G_5 y B_5^b pulsadas (acorde de $Do7$). Con el sumador/ecualizador conectado, se comprueba que la amplitud pico-pico de la onda triangular correspondiente a cada nota es de unos 660 mV (como las ondas cuadradas a la salida del sumador conectado tras los 555s).

5.3. Generador de onda sinusoidal con filtro pasa bajas

En la figura 5.13 se muestra el montaje en *protoboard* del primero de los cuatro LPFs montados (según los esquemáticos y valores nominales de la sección 4.5.2), correspondiente a las notas C_5 , $C_5^\# / D_5^b$ y D_5 . Se señala en azul el sumador/ecualizador que precede al filtro, cuyas entradas están marcadas con círculos y son las formas de onda cuadradas generadas por los 555s. En granate se señala el LPF *Butterworth* de orden 6, cuya salida está indicada con un círculo naranja (esta salida va a otro sumador/ecualizador que suma las salidas de los cuatro filtros). Cada uno de los OPAMPs corresponde a una etapa KRC del filtro.

El procedimiento para calcular las ganancias de los sumadores/ecualizadores (sección 4.2) que preceden a cada filtro consiste en medir las amplitudes de las sinusoides obtenidas para cada nota utilizando el osciloscopio, conectando como entrada del filtro la salida del 555 asociado a la nota correspondiente. La mayor amplitud pico-pico medida es $V_{pp} =$

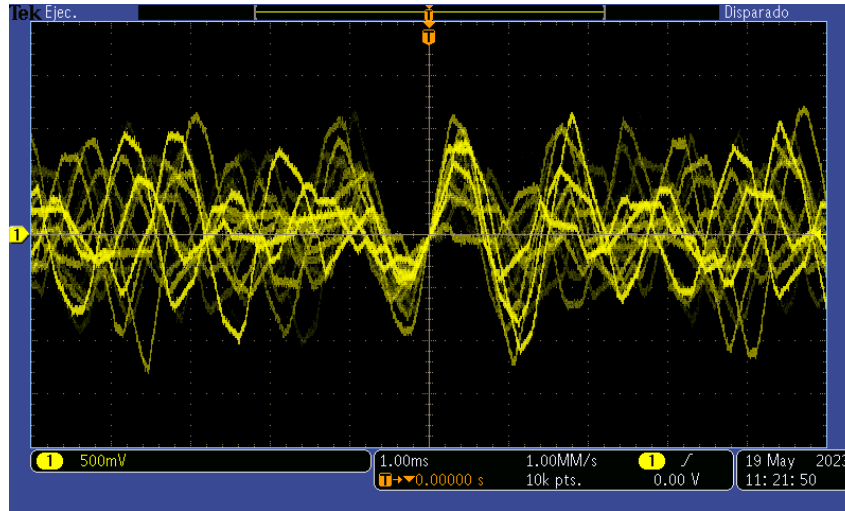


Figura 5.12: Acorde de Do7 con formas de onda triangulares (C_5 , E_5 , G_5 , B_5^b), a la salida del integrador.

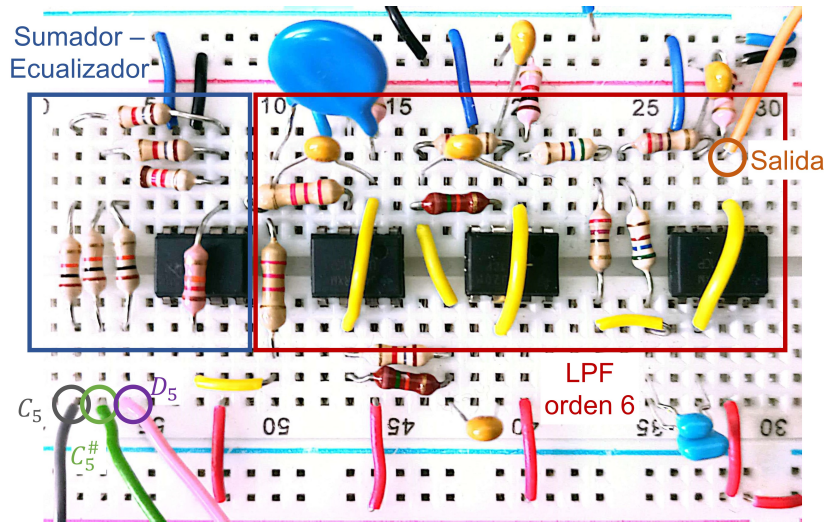


Figura 5.13: Montaje en *protoboard* del LPF correspondiente a las tres primeras notas (C_5 , $C_5^\#/D_5^b$, D_5) y el sumador/ecualizador que le precede.

4.2 V para $D_5^\#/E_5^b$ y A_5 . A las líneas del sumador/ecualizador correspondientes a estas notas se les asigna ganancia unitaria, y las otras se diseñan de manera que $G_i V_{pp,i} = 4.2 \text{ V} \implies G_{\text{ecualizador}} = \frac{4.2 \text{ V}}{V_{pp,i}}$. Es decir, se escogen las ganancias para que a la salida de los filtros todas las sinusoides tengan la misma amplitud. Se escoge $R_f = 12 \text{ k}\Omega$ para todos los sumadores/ecualizadores, y las R_i de cada línea se calculan teniendo en cuenta que $G_{\text{ecualizador}} = \frac{R_f}{R_i}$ (ecuación 4.4). Las tensiones medidas con el osciloscopio y los valores de las ganancias y las R_i de los distintos sumadores se recogen en el apéndice B.4.

En la figura 5.14 se muestra la forma de onda sinusoidal correspondiente a la nota C_5 generada por el primer LPF a partir de la onda cuadrada producida por el 555 de C_5 . Se ha conseguido una senoide de buen aspecto que, al escucharse en el altavoz, produce un sonido seco y puro (un único tono de frecuencia), contrastando claramente con el timbre de las ondas cuadradas (muchos armónicos) y triangulares (punto intermedio). Nótese que la senoide tiene componente DC negativa: el 555 genera una onda cuadrada con nivel DC positivo, y el sumador/ecualizador inversor previo al LPF invierte dicho nivel DC.

Midiendo las amplitudes de las distintas sinusoides obtenidas tras hacer pasar las ondas

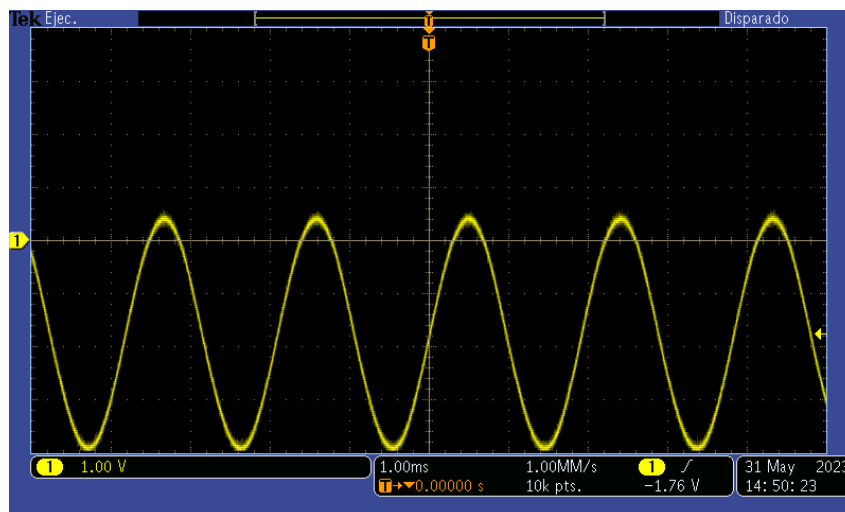


Figura 5.14: Forma de onda sinusoidal correspondiente a C_5 generada por el primer LPF.

cuadradas por el conjunto presumador/ecualizador + filtro (figura 5.13), se comprueba que las amplitudes son distintas para las salidas de cada filtro. Para tratar de paliar esto, se monta un sumador/ecualizador (sección 4.2) que suma y ecualiza las salidas de los cuatro LPFs, de modo que a su salida cada sinusoide tenga amplitud pico-pico de 660 mV. En el apéndice B.5 se recogen las medidas de las amplitudes de las sinusoides tras el conjunto presumador/ecualizador + filtro, así como las ganancias de las correspondientes líneas del ecualizador y los valores de las resistencias R_i .

En la figura 5.15 se muestra el sumador/ecualizador (en azul) que suma las salidas de los cuatro LPFs, con los parámetros de la tabla B.5. Sus entradas, señaladas en naranja, son las salidas de los LPFs y su salida, señalada en verde, es una superposición de sinusoides con las frecuencias de las notas pulsadas en cada instante. Pulsando cada una de las doce notas por separado se comprueba con el osciloscopio que la amplitud pico-pico de las sinusoides obtenidas en la salida es de unos 660 mV, como se pretendía. Finalmente, en la figura 5.16 se muestra la salida de este último sumador/ecualizador con las notas C_5 , E_5 , G_5 y B_5^b pulsadas simultáneamente, constituyendo el acorde de Do7.

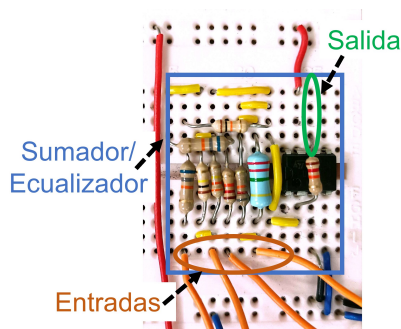


Figura 5.15: Sumador/Ecualizador que suma las salidas de los LPFs de orden 6.

5.4. Teclado

En la figura 5.17 se muestra el montaje del teclado y su conexión con los generadores de onda cuadrada, de acuerdo con el diseño de la sección 4.6. Los pulsadores se han dispuesto de la manera habitual en los instrumentos de teclas: las notas más graves a la

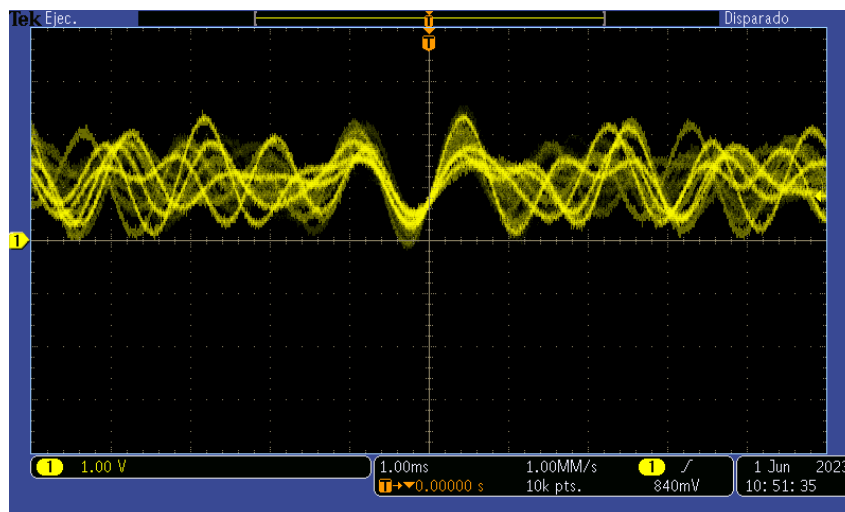


Figura 5.16: Acorde de Do7 con formas de onda sinusoidales (C_5 , E_5 , G_5 , B_5^b), a la salida del sumador/ecualizador que sigue a los LPFs.

izquierda y las más agudas a la derecha, y la línea inferior para las notas naturales y la superior para las alteradas (sostenidos # y bemoles b). La *protoboard* sobre la que se ha montado el teclado tiene una línea de alimentación, a la cual se conecta un terminal de cada pulsador, y el otro terminal del pulsador se conecta a la alimentación de cada 555.

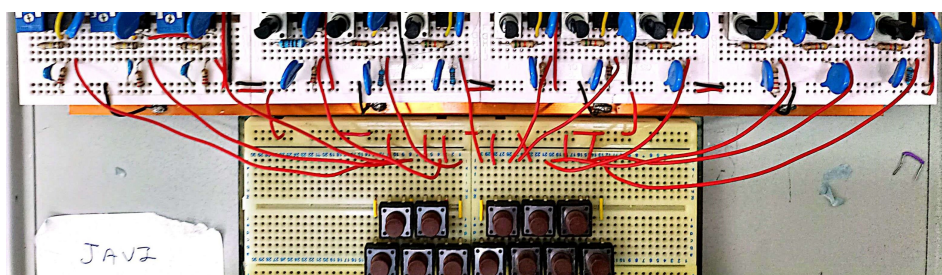


Figura 5.17: Montaje del teclado del sintetizador y conexión con los generadores de onda cuadrada.

Además de lo mencionado sobre el teclado, en la figura 5.17 también se ve cómo se han montado los distintos módulos del sintetizador. Sobre una placa que era una carcasa de ordenador, se ha fijado (utilizando masilla Blu-Tak) la placa de cobre que constituye la masa del equipo. Las distintas *protoboard* se fijan bien sobre la carcasa o bien sobre la placa de cobre, y las líneas de tierra se sueldan a la placa de cobre.

5.5. Circuito Wah-Wah

En la figura 5.18 se muestra el montaje del circuito Wah-Wah, de acuerdo con el diseño realizado en la sección 4.7. En concreto, el circuito montado se corresponde al diseño de la figura 4.18. Se señala en color verde la entrada del módulo Wah-Wah, que es la salida del *switch* que permite seleccionar la forma de onda (Switch 1). La salida se señala en morado, y va a la segunda entrada del Switch 2, que permite seleccionar cuál de los dos efectos implementados se aplica a la salida o si no se aplica ninguno. El potenciómetro que permite variar la frecuencia de resonancia del filtro RLC está señalado en naranja.

En las figuras 5.19 y 5.20 se muestra, respectivamente, la salida del circuito Wah-Wah con el mínimo y máximo valor del potenciómetro, tomando como entrada una onda cuadrada C_5 . En el primer caso, se observan picos en el flanco de subida debido a que la

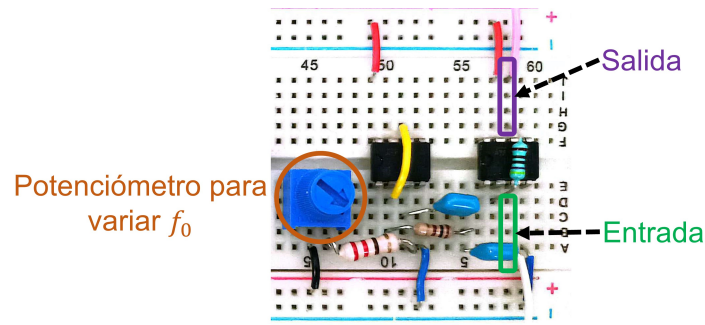


Figura 5.18: Montaje en *protoboard* del circuito Wah-Wah.

frecuencia de resonancia del filtro RLC del Wah-Wah está en torno a los 2.3 kHz, mientras que en el segundo caso se observa una onda cuadrada con los flancos algo “deteriorados” debido a que la frecuencia de resonancia es de unos 100 Hz y las altas frecuencias se atenúan. Estos resultados son consistentes con las simulaciones realizadas (figuras 4.20 y 4.21). A nivel auditivo, en el primer caso el sonido es más metálico y estridente debido a la mayor presencia de armónicos de la frecuencia fundamental, mientras que en el segundo caso el sonido es más apagado por la menor presencia de dichos armónicos.

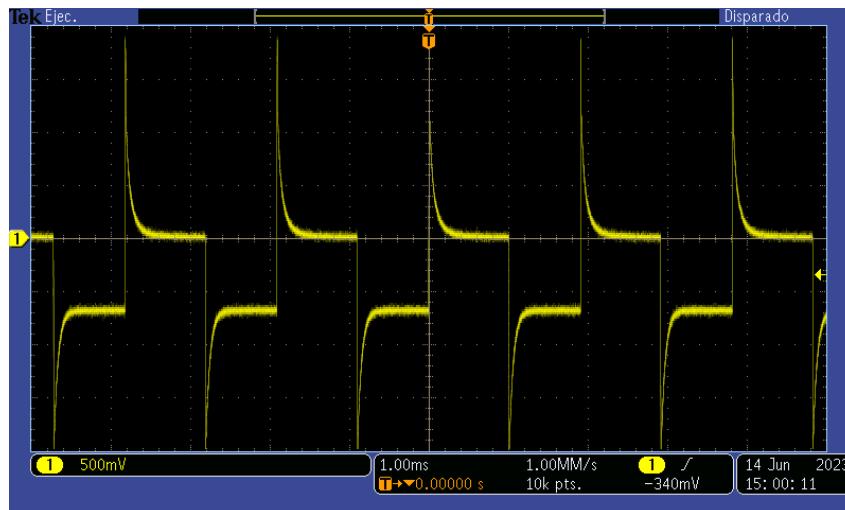


Figura 5.19: Salida del circuito Wah-Wah para la nota C_5 con forma de onda cuadrada con el mínimo valor del potenciómetro.

5.6. Trémolo

En la figura 5.21 se muestra el montaje del circuito trémolo, según el diseño realizado en la sección 4.8. Se señala en color verde el multiplicador (esquemático de la figura 4.22) y en naranja el oscilador LF (esquemático de la figura 4.23). Se indica en morado el amplificador utilizado para ajustar la intensidad del efecto (índice de modulación), que tiene ganancia $\frac{R_f}{R_i} = \frac{12\text{k}\Omega}{3.3\text{k}\Omega} = 3.64$. La entrada del circuito, que es la salida del Switch 1, está señalada en azul, y la salida, que va a la tercera entrada del Switch 2, en dorado.

En la figura 5.22 se muestra la salida del circuito trémolo con entrada C_5 triangular. Se observa que el resultado es consistente con lo esperado teóricamente y las simulaciones: una onda triangular con amplitud modulada por una envolvente sinusoidal de baja frecuencia.

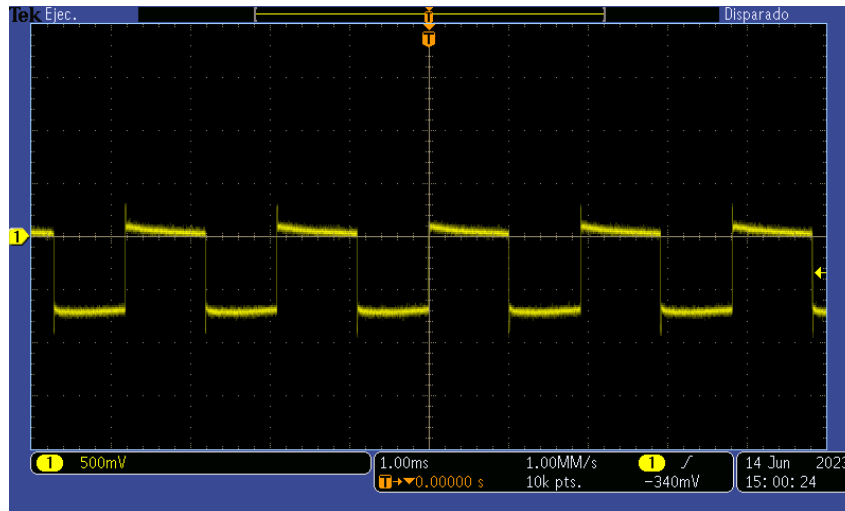


Figura 5.20: Salida del circuito Wah-Wah para la nota C_5 con forma de onda cuadrada con el máximo valor del potenciómetro.

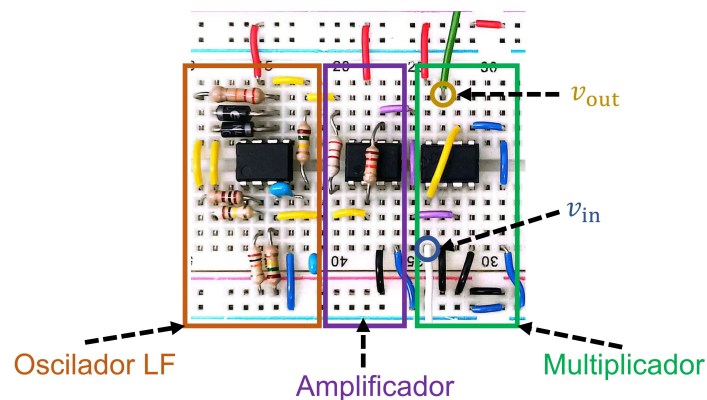


Figura 5.21: Montaje en *protoboard* de circuito trémolo.

5.7. Montaje del circuito entero

En la figura 5.23 se muestra una fotografía del montaje del circuito entero del sintetizador, señalando los distintos bloques que lo integran con distintos colores:

1. Switch 1: selección de la forma de onda (cuadrada, sinusoidal, triangular).
2. Switch 2: selección entre sin efecto, Wah-Wah o trémolo. Para fijar este *switch* se ha realizado una pieza en impresora 3D con un diseño realizado con el *software* Autodesk Fusion 360.
3. Teclado: con doce pulsadores, uno para cada nota de la octava central.
4. Generadores de onda cuadrada basados en 555 (doce).
5. Filtros pasa bajas (LPFs) para generar la forma de onda sinusoidal (con sus sumadores/ecualizadores previos).
6. Integrador y pre-sumador/ecualizador para generar la forma de onda triangular.
7. Sumador de ondas cuadradas.
8. Sumador/ecualizador de ondas sinusoidales.
9. Circuito trémolo.
10. Circuito Wah-Wah.

La salida del Switch 2 es la salida del sintetizador, y se lleva al altavoz y también al osciloscopio en caso de que se desee ver la forma de onda.

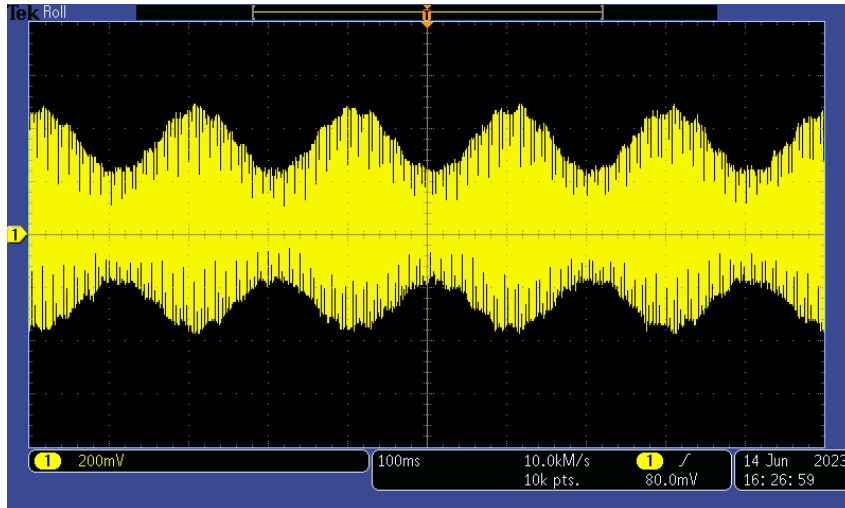


Figura 5.22: Salida del circuito trémolo con entrada C_5 con forma de onda triangular.

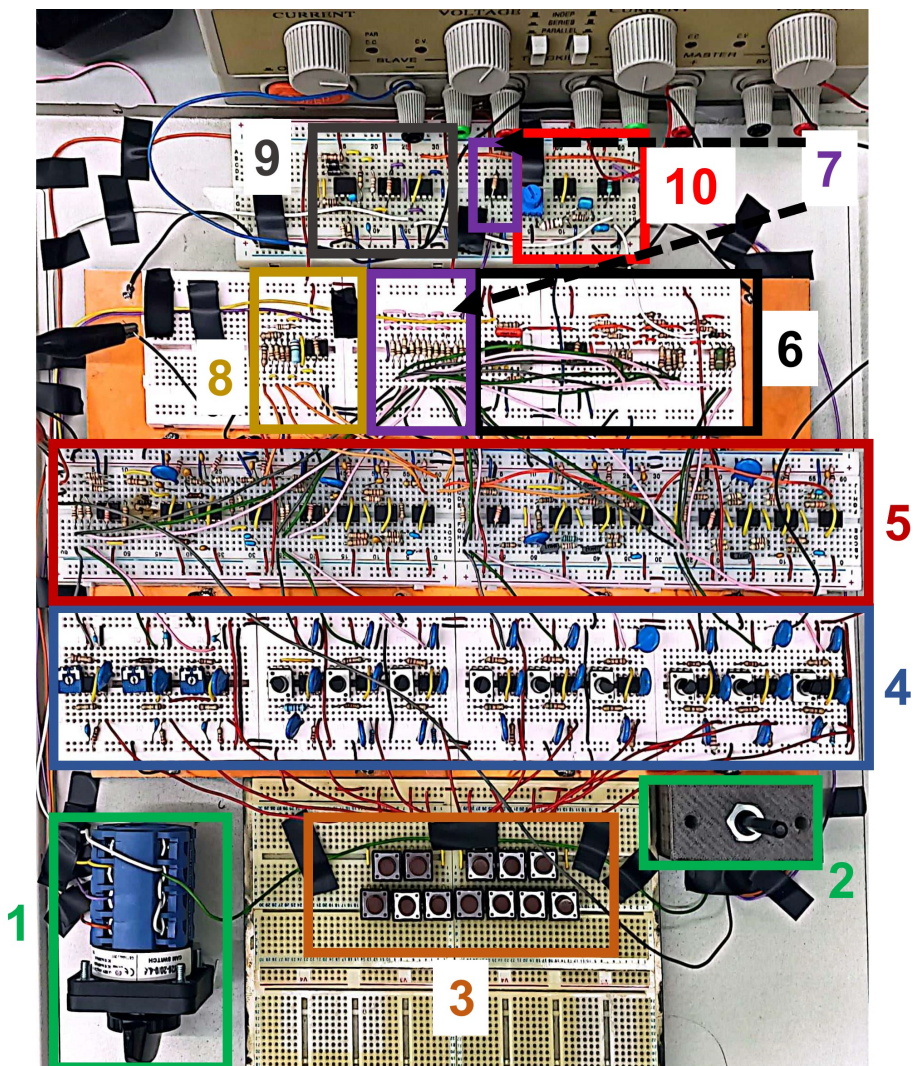


Figura 5.23: Montaje del circuito entero.

6. Conclusiones y líneas futuras

En este TFG se ha desarrollado un sintetizador analógico de sonido polifónico. Para ello, se ha seguido un proceso de desarrollo de varias fases. En primer lugar, se ha realizado el diseño de alto nivel, en el que se han definido los tres módulos de los que se compone el sintetizador (generador de formas de onda, teclado o controlador y módulo de efectos de sonido) y la funcionalidad de cada uno. A continuación, el diseño de bajo nivel, que es la implementación de los tres módulos anteriores en base a circuitos electrónicos. La última fase del desarrollo ha sido el montaje del sintetizador y la verificación de su correcto funcionamiento, además de la resolución de las distintas incidencias surgidas.

Como resultado del proceso de desarrollo seguido, se ha obtenido un sintetizador analógico de doce notas/teclas (octava central del piano) con capacidad de escoger entre forma de onda cuadrada, sinusoidal y triangular. Además, puede escogerse entre aplicar efecto Wah-Wah o trémolo a la onda de sonido resultante, o bien no aplicarle ningún efecto.

Durante el desarrollo del TFG, se ha comprobado que seguir un buen proceso de diseño de alto nivel a bajo nivel facilita enormemente el trabajo a realizar, su documentación y las posibles futuras consultas. Por otro lado, durante la fase de diseño se han utilizado distintas herramientas CAE como MATLAB y PSpice y se ha puesto de manifiesto su utilidad. MATLAB resulta de gran ayuda a la hora de realizar cálculo matricial simbólico como el que aparece al resolver circuitos electrónicos en términos de los valores de sus componentes, para resolver circuitos en el dominio de Laplace o fasorial, para realizar diagramas de Bode u otro tipo de operaciones con funciones de transferencia, para realizar gráficas, etc. La herramienta PSpice proporciona la capacidad de simular fácilmente un circuito electrónico en el dominio del tiempo y en el de la frecuencia, facilitando el poder probar diferentes diseños rápidamente antes de lanzarse a realizar un montaje. Además, resulta de especial interés el hecho de que existe una gran librería de subcircuitos (muchos de ellos proporcionados por los fabricantes, como el AD633) para distintos componentes electrónicos y circuitos integrados.

Junto a estas herramientas CAE que resultan de ayuda en la fase de diseño, también ha resultado imprescindible el manejo de distintas herramientas necesarias para montar y verificar el funcionamiento del sintetizador, como osciloscopios y fuentes reguladas. Asimismo, también se ha comprobado la importancia de realizar buenas soldaduras y de saber escoger y comprar los componentes electrónicos más adecuados en función de sus especificaciones.

Tras haber seguido esta metodología de desarrollo en fases, cabe destacar que por lo general ha habido una concordancia entre los resultados teóricos, simulados y experimentales, exceptuando pequeñas variaciones insignificantes por las tolerancias de los componentes pasivos.

Con respecto a las incidencias surgidas durante la fase de montaje y verificación, se ha puesto de manifiesto la importancia de utilizar una buena tierra o masa y una fuente de alimentación bien regulada en aplicaciones en las que el circuito tiene una gran cantidad de componentes con una distribución espacial amplia, sobre todo cuando hay módulos cuyo funcionamiento correcto depende fuertemente de unas buenas referencias de tierra y alimentación (como los astables basados en el integrado 555). Con respecto al uso de *protoboards*, hay que tener en cuenta que si bien facilitan y aceleran el montaje de prototipos, tienen limitaciones que las hacen inadecuadas para un montaje definitivo frente al montaje en PCB. Los contactos sin soldadura en ocasiones no son perfectos, y con

el tiempo las corrientes que pasan por la *proto-board* van desgastando algunos de dichos contactos, hasta el punto en el que las partes de la placa que soportan más corriente van quedando inutilizables.

Una última conclusión extraída del trabajo realizado es que hay que evitar, en la medida de lo posible, diseños que tengan una fuerte dependencia de los valores de los componentes pasivos (por ejemplo, la frecuencia de un astable basado en 555 depende fuertemente de los valores de dos resistencias y un condensador). Para el desarrollo de un producto comercial o de aplicación industrial de larga duración hay que primar el diseño en lazo cerrado con elementos activos en lugar de depender de los valores de los elementos pasivos. Asimismo, es de vital importancia incluir en el diseño mecanismos de compensación de temperatura y otros factores. Para comprobar la robustez del diseño realizado es necesario someter al sistema a pruebas exhaustivas y verificar que se cumplen las normativas pertinentes.

Como líneas futuras para continuar con este trabajo, se propone:

- Mejorar el diseño incorporando lazos cerrados de control en aquellos módulos que presentan derivas debidas a los componentes pasivos (como los astables basados en 555s), así como métodos de compensación de temperatura u otros factores externos, con el fin de conseguir un sintetizador robusto y duradero.
- Realizar el diseño y montaje en PCB, con el mismo objetivo de mejorar la robustez y durabilidad, asegurando mejores conexiones que en una *proto-board*.
- Aumentar el número de notas del sintetizador, con el fin de tener un teclado de al menos tres o cuatro octavas.
- Añadir más formas de onda al módulo generador de formas de onda, como diente de sierra, rampa, etc.
- Añadir más efectos de sonido al módulo de efectos, por ejemplo, *reverb*, *vibrato*, octavador (multiplicar o dividir entre dos la frecuencia de la nota), distorsión, etc.
- Hacer un teclado mecánico similar al de un piano que sustituya a los pulsadores.
- Diseñar una fuente de alimentación regulada acorde a las necesidades del sintetizador para sustituir a la fuente de laboratorio, que probablemente esté sobredimensionada.
- Utilizando un altavoz de membrana sin ninguna etapa previa, diseñar una etapa de potencia para colocar entre la salida del sintetizador y la entrada del altavoz.

Glosario

AM *Amplitude Modulation*, Modulación en Amplitud.

BPF *Band Pass Filter*, filtro pasa banda.

BSF *Band Stop Filter*, filtro rechazo de banda.

CAE *Computer Aided Engineering*, herramientas computacionales para simulación de diseños de ingeniería.

DC *Direct Current*, corriente continua.

feedback Realimentación.

HPF *High Pass Filter*, filtro pasa altas.

jitter Ruido de fase, retardo que provoca que los flancos de una señal cuadrada no estén bien definidos.

LCK Ley de Corrientes de Kirchoff.

LF *Low Frequency*, baja frecuencia.

LFO *Low-Frequency Oscillator*.

LPF *Low Pass Filter*, filtro pasa bajas.

MNA *Modified Nodal Analysis*, Análisis Nodal Modificado.

OPAMP *Operational Amplifier*, Amplificador Operacional.

PCB *Printed Circuit Board*, placa de circuito impreso, placa con pistas conductoras sobre una lámina aislante.

protoboard Placa con orificios pasantes que permite el montaje de circuitos electrónicos sin necesidad de realizar soldaduras, utilizada habitualmente para prototipado.

reverb Efecto que consiste en la persistencia del sonido una vez pulsada la nota, por medio de múltiples reflexiones.

ROM *Read Only Memory*, memoria con lectura de acceso aleatorio, no sobrescribible y no volátil.

switch Interruptor.

VCA *Voltage-Controlled Amplifier*.

VCF *Voltage-Controlled Filter*, Filtro Controlado por Voltaje.

VCO *Voltage-Controlled Oscillator*, Oscilador Controlado por Voltaje.

vibrato Efecto que consiste en variar ligeramente la frecuencia de una nota de manera periódica.

Referencias

- [1] R. Wilson, *Make: Analog Synthesizers*, 1st ed. Sebastopol, California: Maker Media, May 2013.
- [2] Moog, “Moog Synthesizers,” Último acceso: 15 de Mayo de 2023. [Online]. Available: <https://www.moogmusic.com/synthesizers>
- [3] Korg, “Synthesizers / Keyboards,” Último acceso: 15 de Mayo de 2023. [Online]. Available: <https://www.korg.com/us/products/synthesizers/>
- [4] Roland Corporation, “Roland - Synthesizers - Analog/Modeling,” Último acceso: 15 de Mayo de 2023. [Online]. Available: https://www.roland.com/global/categories/synthesizers/analog_modeling/
- [5] Moog, “The Early Years Of The Moog Synthesizer,” Último acceso: 15 de Mayo de 2023. [Online]. Available: <https://www.moogmusic.com/news/early-years-moog-synthesizer>
- [6] —, “Switched-On Bach: How the World Met Moog,” Último acceso: 15 de Mayo de 2023. [Online]. Available: <https://www.moogmusic.com/media/switched-bach-how-world-met-moog>
- [7] M. Martinez, “Cómo funciona un wah,” Último acceso: 24 de Mayo de 2023. [Online]. Available: <https://clasesdeguitarra.com.co/como-funciona-un-wah/>
- [8] S. Franco, *Diseño con amplificadores operacionales y circuitos integrados analógicos*. México, D.F.: McGraw-Hill Interamericana, 2005.
- [9] Texas Instruments, *xx555 Precision Timers*, Septiembre 1973, revisado en Septiembre de 2014. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ne555.pdf?ts=1674876044211>
- [10] A. Sedra and K. Smith, *Microelectronic circuits*. New York, NY: Oxford University Press, 2020.
- [11] B. H. Suites, “Frequencies of Musical Notes, A4 = 440 Hz,” Último acceso: 3 de Febrero de 2023. [Online]. Available: <https://pages.mtu.edu/~suits/notefreqs.html>
- [12] R. University, “ELEC 243 Lab - Experiment 8.2,” Último acceso: 23 de Mayo de 2023. [Online]. Available: https://www.ece.rice.edu/~jdw/243_lab/exp8.2.html
- [13] D. F. Berndt and S. C. D. Roy, “Inductor simulation using a single unity gain amplifier,” pp. 161–162, 1969, iD: 1.
- [14] F. G. Stremmer, *Introducción a los Sistemas de Comunicación*. Reading, Massachusetts: Addison-Wesley Iberoamericana, 1990.
- [15] Analog Devices, *AD633 Low Cost Analog Multiplier*, 2015. [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD633.pdf>

A. Introducción a los filtros

Un filtro es un circuito electrónico que amplifica o atenúa cada componente frecuencial de la señal de entrada con una ganancia distinta [8]. El comportamiento de los filtros lineales, también llamado respuesta en frecuencia, se caracteriza mediante una función de transferencia que se puede expresar como $H(j\omega)$ en el dominio de los fasores o como $H(s)$ en el dominio de Laplace¹⁰. La función de transferencia es, por definición, el cociente entre la salida y la entrada en el dominio fasorial o de Laplace, respectivamente:

$$H(j\omega) = \frac{v_{\text{out}}(j\omega)}{v_{\text{in}}(j\omega)} \quad ; \quad H(s) = \frac{V_{\text{out}}(s)}{V_{\text{in}}(s)} \quad (\text{A.1})$$

La relación entre la frecuencia f y la frecuencia angular ω viene dada por $\omega = 2\pi f$. Considerando la función de transferencia en el dominio fasorial, $H(j\omega)$:

- Su módulo, $|H(j\omega)|$, se denomina respuesta de magnitud, y representa la ganancia del filtro para una entrada sinusoidal de frecuencia angular ω .
- Su fase, $\angle H(j\omega)$, se denomina respuesta de fase, y representa el desfase experimentado por una señal de entrada sinusoidal de frecuencia angular ω al atravesar el filtro.

En función de cómo sea la respuesta en magnitud, se distinguen cuatro tipos habituales de respuestas ideales de filtros, cuyas ganancias se muestran en la figura A.1:

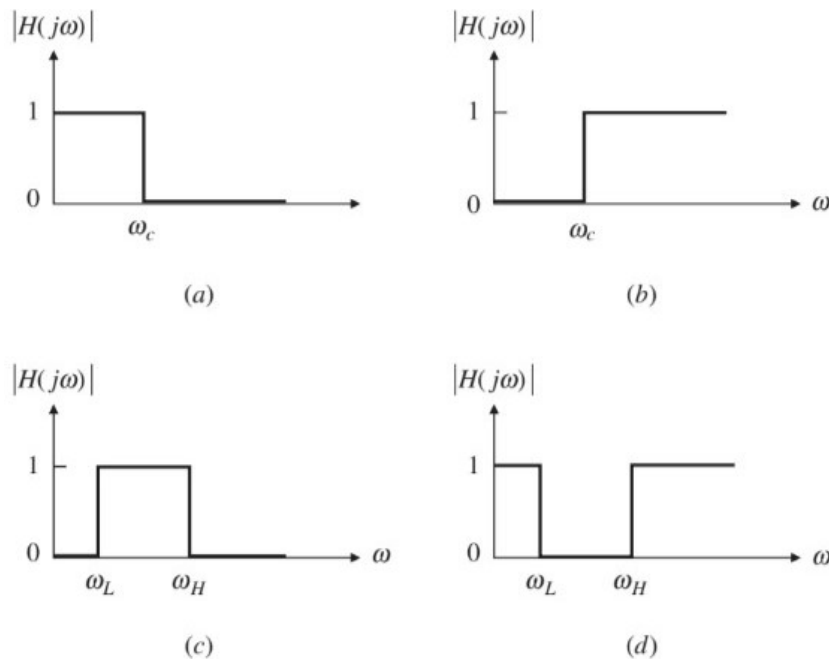


Figura A.1: Respuesta ideal de un LPF (a), HPF (b), BPF (c) y BSF (d) [8].

- Filtro pasa bajas (LPF, *Low Pass Filter*): las frecuencias menores que una frecuencia de corte ω_c pasan con ganancia unitaria, mientras que las mayores que dicha frecuencia quedan atenuadas por completo.

¹⁰Téngase en cuenta que, mientras la antitransformada de Laplace de $V_{\text{out}}(s)$ proporciona el transitorio y el estacionario de la salida, la antitransformada del dominio fasorial al temporal de $v_{\text{out}}(j\omega)$ sólo proporciona la respuesta estacionaria. En el ámbito de este trabajo, sólo interesa la respuesta estacionaria de los filtros luego, por simplicidad, se trabajará en el dominio fasorial.

- b. Filtro pasa altas (HPF, *High Pass Filter*): las frecuencias mayores que una frecuencia de corte ω_c pasan con ganancia unitaria, mientras que las frecuencias menores se atenúan por completo.
- c. Filtro pasa banda (BPF, *Band Pass Filter*): las frecuencias comprendidas entre la frecuencia de corte inferior ω_L (*low*) y la frecuencia de corte superior ω_H (*high*) pasan con ganancia unitaria, mientras que las que quedan fuera de dicha banda se atenúan por completo.
- d. Filtro rechazo de banda (BSF, *Band Stop Filter*): las frecuencias en la banda comprendida entre ω_L y ω_H quedan totalmente atenuadas, las de fuera de dicha banda pasan con ganancia unitaria.

En la realidad, los filtros analógicos no tienen respuestas ideales, sino que las transiciones entre las bandas de paso y las de rechazo son graduales. Dichas transiciones vienen determinadas por los polos y los ceros de su función de transferencia $H(s)$, que es un cociente de polinomios:

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (\text{A.2})$$

Los polos son las raíces del denominador, $D(s)$, y cada uno de ellos añade -20 dB/déc (decibelios por década, siendo una década el intervalo entre una frecuencia y diez veces dicha frecuencia) a la pendiente del diagrama de Bode del filtro. Los ceros son las raíces del numerador, $N(s)$, y cada uno de ellos añade 20 dB/déc a la pendiente del diagrama de Bode. Cuantos más polos tenga un filtro, más complejo será, y mayor pendiente podrá tener en la transición entre la banda de paso y la de rechazo. Es decir, cuantos más polos tenga un filtro, más se aproximará su respuesta en frecuencia a la respuesta ideal deseada. El número de polos de un filtro se denomina orden del filtro.

Existe otra clasificación de los filtros según el tipo de componentes utilizados para su implementación [8]:

- a. Filtros pasivos: incluyen únicamente componentes pasivos, como resistencias, condensadores y bobinas (filtros RLC).
- b. Filtros activos: incluyen componentes activos, como amplificadores operacionales, y su funcionamiento se basa en el concepto de retroalimentación (la salida del amplificador constituye parte de su entrada). Estos filtros tienen dos ventajas importantes: por una parte, no requieren del uso de bobinas, que son muy grandes y no ideales y, por otra parte, los elementos activos permiten ajustar la ganancia en banda pasante ya que proporcionan una cantidad de energía adicional a la absorbida en las resistencias [8].

En este trabajo, los filtros que se utilizan son activos, por las ventajas mencionadas. Su función es obtener una forma de onda sinusoidal partiendo de una entrada cuadrada, luego son LPFs, por lo que se justificó al inicio de la sección 4.5.

A.1. Filtros pasa bajas de segundo orden

Los filtros de segundo orden son aquellos cuya función de transferencia expresada en el dominio de Laplace tiene dos polos. En términos de fasores¹¹, la función de transferencia de cualquier LPF de segundo orden puede expresarse de la siguiente manera [8]:

¹¹Para pasar del dominio de Laplace al dominio fasorial basta con hacer la sustitución $s \rightarrow j\omega$.

$$H(j\omega) = \frac{H_0}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)/Q} \quad (\text{A.3})$$

donde H_0 se denomina ganancia de continua, Q factor de calidad y ω_0 es un parámetro con dimensiones de frecuencia angular (no siempre coincide con la frecuencia de corte, ω_c).

En la figura A.2 se muestran los diagramas de Bode de filtros de segundo orden con distinto factor de calidad Q , todos ellos con ganancia de continua $H_0 = 1$ y frecuencia angular normalizada $\omega_0 = 1$ rad/s. Esta figura ayuda a ilustrar las siguientes características de la respuesta en frecuencia de los filtros de segundo orden [8]:

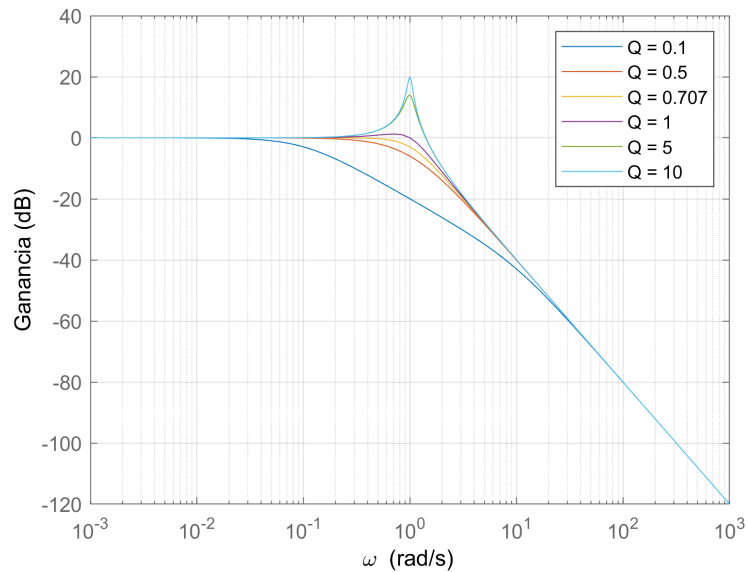


Figura A.2: Diagramas de Bode de magnitud de filtros pasa bajas de orden dos con distinto factor de calidad Q , ganancia de continua $H_0 = 1$ y frecuencia de corte angular normalizada $\omega_0 = 1$ rad/s.

- La respuesta en frecuencia del filtro puede aproximarse por dos asíntotas:
 - Una asíntota de baja frecuencia (banda pasante, $\omega \ll \omega_0$), plana, con ganancia constante.
 - Una asíntota de alta frecuencia (banda de rechazo, $\omega \gg \omega_0$), con pendiente de -40 dB/déc.
- El factor de calidad Q , que en la práctica suele estar comprendido entre 0.5 y 100, no modifica la respuesta asintótica del filtro, pero influye sobre su comportamiento en torno a la frecuencia de corte ω_0 :
 - Cuanto menor es el valor de Q , más gradual es la transición entre las dos asíntotas.
 - Cuanto mayor es el valor de Q , mayor es el pico de ganancia superior a H_0 que se forma en torno a ω_0 .
 - $Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$ es el máximo valor para el que no se forma pico. La correspondiente respuesta se denomina respuesta *Butterworth*, y es la que más se parece a la respuesta LPF ideal. En este caso, puede comprobarse que $H(\omega = \omega_0) = \frac{1}{\sqrt{2}} = -3$ dB, luego ω_0 tiene estrictamente el significado de frecuencia angular de corte (ω_c).

A.2. Filtros pasa bajas de orden superior

Los filtros pasa bajas de orden dos que se acaban de presentar tienen una asíntota de pendiente -40 dB/déc en la banda de rechazo. Esta pendiente es equivalente a -12 dB/oct ¹². Para obtener una forma de onda sinusoidal lo más pura posible partiendo de una onda cuadrada, se requiere de un filtro que rechace el segundo armónico de la frecuencia fundamental¹³. Un filtro de segundo orden proporcionará una atenuación de en torno a -12 dB para dicho segundo armónico. Si se desea obtener una senoide más pura, es necesaria una mayor pendiente en la banda de rechazo, lo cual se consigue con filtros de mayor orden (mayor cantidad de polos). En general, un filtro pasa bajas de orden n (n polos) proporcionará una pendiente de $-n \cdot 20\text{ dB/déc}$ o $-n \cdot 6\text{ dB/oct}$.

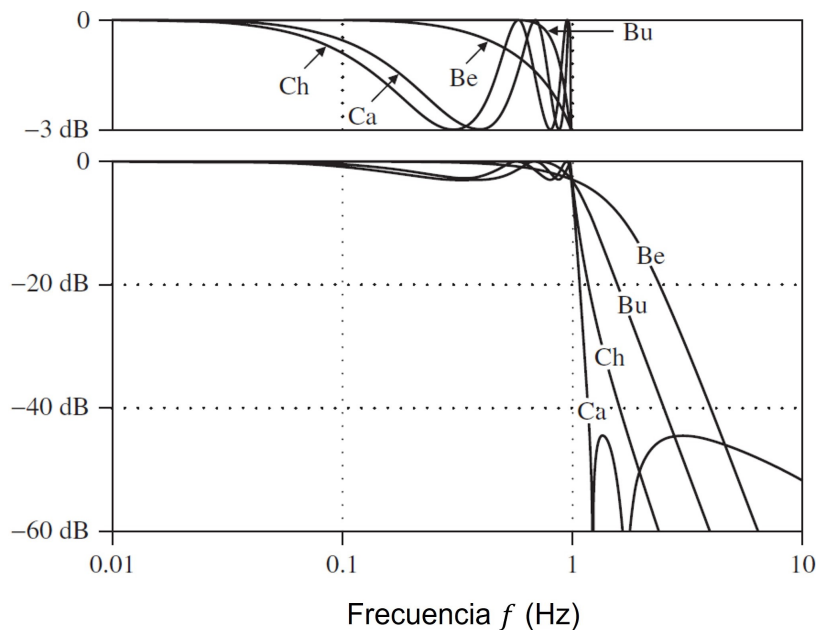


Figura A.3: Respuesta de magnitud de filtros pasa bajas *Butterworth* (Bu), *Chebyshev* (Ch), *Cauer* (Ca) y *Bessel* (Be) de orden 5 [8]. En la parte superior, la imagen está ampliada entre la ganancia de continua (0 dB) y la ganancia a la frecuencia de corte (-3 dB).

En función de la aplicación que se le vaya a dar al filtro, existen distintas aproximaciones a la respuesta ideal, que se muestran en la figura A.3 para LPFs de orden 5. Las más utilizadas son [8]:

- Aproximación *Butterworth*: proporciona una respuesta en frecuencia lo más plana posible en banda pasante, minimizando el rizado.
- Aproximación *Chebyshev*: proporciona una transición más rápida entre la banda pasante y la banda de rechazo, pero introduce un mayor rizado en la banda pasante.
- Aproximación *Cauer* (filtros elípticos): por medio de la introducción de un rizado no sólo en la banda pasante sino también en la de rechazo, proporcionan una transición aún más rápida que los filtros *Chebyshev* entre banda pasante y de rechazo.
- Aproximación *Bessel*: minimizan la distorsión de fase en la señal de salida, ya que proporcionan una respuesta de fase prácticamente lineal en la banda pasante. Sin

¹²Una década es el intervalo de frecuencia a lo largo del cual ésta aumenta en un factor 10. Una octava es el intervalo a lo largo del cual la frecuencia aumenta en un factor 2.

¹³En realidad, bastaría con rechazar el tercer armónico, pues una forma de onda cuadrada con ciclo de trabajo del 50% tiene coeficiente nulo para el segundo armónico en su desarrollo en serie de Fourier. Sin embargo, como las ondas generadas pueden no tener un ciclo de trabajo perfectamente simétrico, se diseñará el filtro para rechazar también el segundo armónico.

embargo, la transición a la banda de rechazo es más lenta.

Para diseñar filtros de orden superior, las metodologías más utilizadas son la de diseño en cascada y la de síntesis directa [8]. En este trabajo, se utiliza la metodología de diseño en cascada. Esta técnica de diseño consiste en factorizar la función de transferencia deseada para el filtro, $H(s)$ como el producto de funciones de transferencia de orden uno y dos [8]:

- Si el orden del filtro es par, todos los términos serán de segundo orden.
- Si el orden del filtro es impar, todos los términos menos uno serán de segundo orden, y el restante será de primer orden.

Una vez factorizada $H(s)$, se implementa cada etapa de segundo orden del filtro con un circuito electrónico adecuado, por ejemplo, un filtro KRC. Las etapas de primer orden pueden implementarse fácilmente con filtros pasivos RC [8] o con filtros activos con estructura de inversor. Nótese que, para que el enfoque de diseño en cascada funcione adecuadamente, es necesario eliminar los efectos de carga entre etapas. En el caso de los filtros KRC, la salida de cada etapa es la salida de un operacional y, por lo tanto, la impedancia de salida es muy baja (idealmente nula). Así, los efectos de carga entre etapas pueden considerarse en este caso despreciables [8].

Para implementar los filtros LPF que proporcionan una senoide partiendo de una forma de onda cuadrada, se ha decidido utilizar filtros *Butterworth* de orden 6. La metodología de diseño en cascada factoriza estos filtros en tres filtros de orden 2 que se implementan mediante el circuito KRC expuesto en la sección 4.5.1.

B. Valores de los componentes eléctricos de los distintos módulos del sintetizador

En este apéndice se recogen las tablas y cálculos con los valores de los componentes eléctricos de los distintos módulos del sintetizador, en concreto, resistencias y condensadores. Los valores se han calculado en algunos casos utilizando expresiones teóricas, en otros casos mediante simulación y en otros casos experimentalmente.

B.1. Valores de las resistencias de los astables basados en 555

La tabla B.1 contiene los valores teóricos de R_B de los astables basados en 555 para cada una de las notas de la octava central (sección 4.3.3), calculados a partir de la ecuación 4.6. Se escoge $C = 10 \text{ nF}$ para todos los osciladores. Se toma $R_A = 220 \Omega$ en todos los casos para que $R_A \ll R_B$ y el ciclo de trabajo sea simétrico. También se muestran los valores reales de R_B utilizados en la construcción del sintetizador.

Tabla B.1: Valores teóricos (ecuación 4.6) y reales de la resistencia R_B del oscilador astable 555 para generar cada una de las frecuencias de la octava central [11], para un valor de la capacidad $C = 10 \text{ nF}$. Se ha tomado $R_B \gg R_A$ para tener un ciclo de trabajo del 50%.

Nota	f (Hz)	R_B (k Ω)	
		Teórica	Real
C ₅	523.25	137.6	100 + 27 + Potenciómetro(10)
C ₅ [#] /D ₅ ^b	554.37	129.9	100 + 15 + Potenciómetro(10)
D ₅	587.33	122.6	100 + 12 + Potenciómetro(10)
D ₅ [#] /E ₅ ^b	622.25	115.7	90 + Potenciómetro(10)
E ₅	659.25	109.2	82 + 8.2 + Potenciómetro(10)
F ₅	698.46	103.1	51 + 27 + Potenciómetro(10)
F ₅ [#] /G ₅ ^b	739.99	97.3	51 + 22 + Potenciómetro(10)
G ₅	783.99	91.8	51 + 22 + Potenciómetro(10)
G ₅ [#] /A ₅ ^b	830.61	86.7	51 + 22 + Potenciómetro(10)
A ₅	880.00	81.8	47 + 18 + Potenciómetro(10)
A ₅ [#] /B ₅ ^b	932.33	77.2	47 + 12 + Potenciómetro(10)
B ₅	987.77	72.9	47 + 4.7 + Potenciómetro(10)

B.2. Valores de las resistencias del sumador/ecualizador previo al integrador

Para calcular las resistencias del sumador/ecualizador que precede al integrador (sección 4.4.5), se ha realizado la simulación del circuito integrador en PSpice para cada nota del sintetizador. Se ha tomado como entrada, en cada caso, la onda cuadrada sin componente de continua y amplitud pico-pico de 5 V con la frecuencia de la nota. En la tabla B.2 se muestra la amplitud pico-pico (V_{pp}) y la amplitud de pico (V_p) de las ondas triangulares que se obtienen. Se muestra también la ganancia de amplitud de la onda triangular con respecto a la cuadrada para cada nota, G_{int} . A continuación, se muestra la ganancia que ha de tener el ecualizador para cada nota del sintetizador, calculada a partir de la relación $G_{int} \cdot G_{ec} = 0.18$ (para que a la salida del módulo generador de onda las ondas triangulares tengan la misma amplitud que las cuadradas, 0.9 V, como se explica

en la sección 4.3.5). La última columna contiene los valores de la resistencia de entrada de cada línea del sumador/ecualizador (R_i). Escogiendo un valor de $R_f = 12 \text{ k}\Omega$ para la resistencia de realimentación, los valores de las resistencias R_i se obtienen a partir de las ganancias de cada línea del sumador/ecualizador (en valor absoluto) mediante $G_{ec} = \frac{R_f}{R_i}$ (consecuencia de la ecuación 4.4).

Tabla B.2: Resultados de la simulación en PSpice del integrador para cada una de las notas de la octava central, y parámetros que ha de tener el sumador/ecualizador previo al integrador para ecualizar las amplitudes de las ondas triangulares para todas las notas.

Nota	f (Hz)	V_{pp} (V)	V_p (V)	G_{int}	G_{ec}	R_i (k Ω)
C ₅	523.25	8.93	4.47	1.79	0.1007	119
C ₅ [#] /D ₅ ^b	554.37	8.45	4.22	1.69	0.1065	113
D ₅	587.33	8.06	4.03	1.61	0.1117	107
D ₅ [#] /E ₅ ^b	622.25	7.55	3.78	1.51	0.1191	101
E ₅	659.25	7.17	3.59	1.43	0.1255	96
F ₅	698.46	6.74	3.37	1.35	0.1335	90
F ₅ [#] /G ₅ ^b	739.99	6.31	3.15	1.26	0.1427	84
G ₅	783.99	5.97	2.99	1.19	0.1507	80
G ₅ [#] /A ₅ ^b	830.61	5.69	2.85	1.14	0.1582	76
A ₅	880.00	5.43	2.72	1.09	0.1657	72
A ₅ [#] /B ₅ ^b	932.33	5.06	2.53	1.01	0.1777	68
B ₅	987.77	4.80	2.40	0.96	0.1875	64

B.3. Valores de las resistencias y condensadores de los LPFs de orden 6

En la tabla B.3 se recogen los parámetros de diseño de los cuatro LPF *Butterworth* de orden 6 (sección 4.5.2). Se muestra para cada filtro la frecuencia característica f_0 y el factor de calidad Q de cada etapa, así como los valores de R , C_1 y C_2 escogidos según las ecuaciones 4.16. Se ha escogido $R_A = 1 \text{ k}\Omega$ y $C_2 = 0.1 \mu\text{F}$.

Tabla B.3: Parámetros de diseño de los cuatro LPF *Butterworth* de orden 6. Para cada filtro, se muestran la frecuencia característica f_0 y factor de calidad Q de cada etapa, así como los valores de R , C_1 y C_2 escogidos según las ecuaciones 4.16.

	Etapa	f_0 (Hz)	Q	R (k Ω)	C_1 (μF)	C_2 (μF)
Filtro 1 $C_5, C_5^{\#}/D_5^b, D_5$ $f_c = 700 \text{ Hz}$	1	700	0.518	2.20	0.11	0.1
	2	700	0.707	1.61	0.2	0.1
	3	700	1.932	0.588	1.5	0.1
Filtro 2 $D_5^{\#}/E_5^b, E_5, F_5$ $f_c = 850 \text{ Hz}$	1	850	0.518	1.81	0.11	0.1
	2	850	0.707	1.32	0.2	0.1
	3	850	1.932	0.485	1.5	0.1
Filtro 3 $F_5^{\#}/G_5^b, G_5, G_5^{\#}/A_5^b$ $f_c = 980 \text{ Hz}$	1	980	0.518	1.57	0.11	0.1
	2	980	0.707	1.15	0.2	0.1
	3	980	1.932	0.420	1.5	0.1
Filtro 4 $A_5, A_5^{\#}/B_5^b, B_5$ $f_c = 1180 \text{ Hz}$	1	1180	0.518	1.30	0.11	0.1
	2	1180	0.707	0.954	0.2	0.1
	3	1180	1.932	0.349	1.5	0.1

B.4. Valores de las resistencias de los sumadores/ecualizadores previos a los LPF's

En la tabla B.4 se muestran las amplitudes pico-pico y de pico de las sinusoides asociadas a cada nota obtenidas a las salidas de los filtros, siendo la entrada del correspondiente LPF la salida del 555 de la nota en cuestión. Se muestran también las ganancias de la línea correspondiente a cada nota de los sumadores/ecualizadores que preceden a cada LPF, calculadas para que a la salida de los filtros todas las sinusoides tengan una amplitud pico-pico de 4.2 V, así como las resistencias R_i correspondientes. Para ello, $G_{\text{ecualizador}} = \frac{4.2 \text{ V}}{V_{\text{pp},i}}$. Se escoge $R_f = 12 \text{ k}\Omega$ para todos los sumadores/ecualizadores, y las R_i de cada línea se calculan considerando la ecuación 4.4, $G_{\text{ecualizador}} = \frac{R_f}{R_i}$.

Tabla B.4: Amplitudes pico-pico (V_{pp}) y de pico (V_p) de las sinusoides asociadas a cada nota obtenidas a las salidas de los filtros. Ganancia de la línea correspondiente del ecualizador ($G_{\text{ecualizador}}$) y resistencia de entrada (R_i) necesaria para ello.

Filtro	Nota	V_{pp} (V)	V_p (V)	$G_{\text{ecualizador}}$	R_i (k Ω)
1	C_5	4.1	2.05	1.02	$11.8 = 10 + 1.8$
	$C_5^\# / D_5^b$	4.1	2.05	1.02	$11.8 = 10 + 1.8$
	D_5	3.9	1.95	1.08	$11.1 \simeq 10 + 1.2$
2	$D_5^\# / E_5^b$	4.2	2.10	1.00	12
	E_5	4.1	2.05	1.02	$11.8 = 10 + 1.8$
	F_5	4.0	2.00	1.05	$11.4 \simeq 10 + 1.5$
3	$F_5^\# / G_5^b$	4.1	2.05	1.02	$11.8 = 10 + 1.8$
	G_5	4.0	2.00	1.05	$11.4 \simeq 10 + 1.5$
	$G_5^\# / A_5^b$	3.8	1.90	1.11	$10.8 \simeq 10 + 0.82$
4	A_5	4.2	2.10	1.00	12
	$A_5^\# / B_5^b$	4.1	2.05	1.02	$11.8 = 10 + 1.8$
	B_5	4.0	2.00	1.05	$11.4 \simeq 10 + 1.5$

Tabla B.5: Amplitudes pico-pico (V_{pp}), de pico (V_p) y promedio por filtros ($\langle V_{\text{pp}} \rangle$) de las sinusoides asociadas a cada nota obtenidas a las salidas de los conjuntos presumador/ecualizador + filtro. Ganancia de la línea correspondiente del ecualizador que suma las salidas de los cuatro filtros ($G_{\text{ecualizador}}$) y resistencia de entrada (R_i) necesaria para ello.

Filtro	Nota	V_{pp} (V)	V_p (V)	$\langle V_{\text{pp}} \rangle$ (V)	$G_{\text{ecualizador}}$	R_i (k Ω)
1	C_5	4.29	2.15	4.27	0.1546	$77.62 \simeq 68 + 10$
	$C_5^\# / D_5^b$	4.21	2.11			
	D_5	4.31	2.16			
2	$D_5^\# / E_5^b$	4.20	2.10	4.23	0.1560	$76.92 \simeq 100 \parallel 330$
	E_5	4.23	2.12			
	F_5	4.25	2.13			
3	$F_5^\# / G_5^b$	4.39	2.20	4.44	0.1486	$80.75 \simeq 68 + 12$
	G_5	4.41	2.21			
	$G_5^\# / A_5^b$	4.53	2.27			
4	A_5	4.34	2.17	4.35	0.1517	$79.10 \simeq 82 \parallel 2200$
	$A_5^\# / B_5^b$	4.35	2.18			
	B_5	4.37	2.19			

B.5. Valores de las resistencias del sumador/ecualizador posterior a los LPFs

En la tabla B.5 se muestran las medidas de la amplitud pico-pico (V_{pp}) y la amplitud de pico (V_p) de las sinusoides obtenidas a la salida del conjunto presumador/ecualizador + filtro. Las entradas son las salidas de los 555s correspondientes a cada nota. En la columna siguiente se calcula el promedio de las amplitudes pico-pico ($\langle V_{pp} \rangle$) para cada filtro. A continuación, teniendo en cuenta que se desea que antes de ir al altavoz las sinusoides tengan una amplitud de unos 660 mV, igual que las ondas cuadradas y triangulares, se diseñan las ganancias de cada una de las cuatro líneas del sumador/ecualizador como $G_{\text{ecualizador}} = \frac{660 \text{ mV}}{\langle V_{pp} \rangle}$. Tomando $R_f = 12 \text{ k}\Omega$ en el sumador/ecualizador, se calculan las resistencias de entrada de cada línea mediante la relación $R_i = \frac{R_f}{G_{\text{ecualizador}}}$ (ecuación 4.4).