

PROYECTO FIN DE GRADO

TÍTULO: Diseño y prototipado de un theremín.

TITLE: Design and prototyping of a theremin.

AUTOR/A: Ignacio Jacobo Sánchez Simón.

TITULACIÓN: Grado en Ingeniería Electrónica de Comunicaciones.

TUTOR/A: Javier Malo Gómez

DEPARTAMENTO: Ingeniería Telemática y Electrónica.

VºBº TUTOR/A

Miembros del Tribunal Calificador:

PRESIDENTE/A: Vicente Lorenzo García

TUTOR/A: Javier Malo Gómez

SECRETARIO/A: Ignacio Antón Hernández

Fecha de lectura:

Calificación:

El Secretario/La Secretaria,

Resumen

Diseño y prototipado de un theremín.

Un theremín es un instrumento musical electrónico que se toca sin tocar. La electrónica que lo compone se sitúa a medio camino entre la de un instrumento de medición, un receptor de radio y un sintetizador analógico primitivo.

Dentro del campo de la síntesis de sonido electrónica, el theremín destaca por varias razones: además de ser uno de los primeros instrumentos de música electrónica (1919), constituye uno de los antecedentes directos de los primeros sintetizadores analógicos. Esta aparición tan temprana en el panorama de la electrónica musical ha provocado que su diseño apenas haya variado desde entonces y que, además, sea especialmente compacto.

En el presente proyecto se analiza y cuestiona el diseño clásico del theremín, para posteriormente rediseñarlo y prototiparlo, respetando en todo momento la esencia de su arquitectura analógica. Como aportación principal, se ha dotado al instrumento de un enfoque modular, lo que permite aislar y desarrollar cada uno de sus bloques funcionales fundamentales de forma independiente. Estos bloques han sido resueltos utilizando técnicas más precisas y actuales, facilitando su integración en sistemas más complejos y flexibles, como un sintetizador analógico modular.

Con el objetivo de garantizar su compatibilidad con otros sistemas, se ha optado por diseñar los módulos del theremín siguiendo el estándar Eurorack en lo relativo a especificaciones eléctricas, rangos de voltaje de entrada y salida, entre otros parámetros.

Por razones de tiempo, el alcance del proyecto se ha limitado al desarrollo de un theremín de una sola antena, destinada al control del tono. El theremín completo incluye una segunda antena para el control del volumen del instrumento.

A lo largo del trabajo se documenta todo el proceso de ideación, fundamentación teórica, cálculo, simulación y validación de los diferentes niveles de prototipado. También se exponen los errores detectados y las correspondientes revisiones del diseño que han tenido lugar durante el desarrollo. Como parte final del proyecto, se ha elaborado un protocolo de verificación aplicable tanto en el momento de validación inicial como en futuras revisiones periódicas, según el plan de mantenimiento. Toda esta información se ha recopilado en un manual de servicio, que incluye la documentación técnica propia de este tipo de dispositivos.

Tras analizar los resultados obtenidos, se concluye que varios de los bloques funcionales han podido ser rediseñados satisfactoriamente, mientras que en otros casos se ha optado por mantener aproximaciones más convencionales. En cualquier caso, se considera un éxito la modularización del theremín, por las ventajas que ello supone en términos de flexibilidad, mantenimiento y escalabilidad.

Abstract

Design and Prototyping of a Theremin.

A theremin is an electronic musical instrument that is played without physical contact. The electronics behind it lie somewhere between those of a measuring instrument, a radio receiver, and a primitive analog synthesizer.

Within the field of electronic sound synthesis, the theremin stands out for several reasons: in addition to being one of the first electronic musical instruments (1919), it represents a direct precursor to the earliest analog synthesizers. Its early appearance in the landscape of electronic music has resulted in a design that has remained largely unchanged over time and is notably compact.

This project analyzes and questions the conventional design of the theremin, and subsequently undertakes its redesign and prototyping while preserving the essence of its analog architecture. As a key contribution, the instrument has been reimagined with a modular approach, allowing each of its core functional blocks to be isolated and developed independently. These blocks have been implemented using more precise and modern techniques, enabling integration into more complex and flexible systems, such as a modular analog synthesizer.

To ensure compatibility with other systems, the theremin modules have been designed following the Eurorack standard in terms of electrical specifications, including input and output voltage ranges, among other parameters.

Due to time constraints, the scope of the project has been limited to the development of a single-antenna theremin, dedicated to pitch control. A complete theremin includes a second antenna used to control the instrument's volume.

Throughout the project, the entire process is documented, from initial ideation, theoretical foundations, calculations, and simulations, to the validation of various levels of prototyping. Errors encountered and subsequent design revisions are also detailed. As part of the final deliverables, a verification protocol has been developed, applicable both during the initial validation and in periodic maintenance reviews. All this information has been compiled into a service manual, which includes the technical documentation typically required for this type of device.

Based on the results obtained, it can be concluded that several of the functional blocks have been successfully redesigned, while in other cases more conventional solutions have been retained. In any case, the modularization of the theremin is considered a success, due to the advantages it offers in terms of flexibility, maintainability, and scalability.

Índice de figuras

Figura 1. Esquemático del theremín diseñado por Robert Moog en 1954 [4].	6
Figura 2. Intérprete localizando una nota musical [5].	8
Figura 3. Curva característica de un theremín.	8
Figura 4. Antiguo condensador variable [6].	9
Figura 5. Diagrama de bloques de un theremín básico.	10
Figura 6. Diagrama de bloques del grupo de la antena del volumen.	11
Figura 7. Secuencia de señales en el grupo III.	12
Figura 8. Diagrama de bloques del grupo de modulación tono-volumen.	12
Figura 9. Diagrama de bloques / Módulos funcionales final.	13
Figura 10. Esquemático del theremín PAiA Theremax [7].	14
Figura 11. Oscilador local.	15
Figura 12. Anillo mezclador.	15
Figura 13. Filtrado.	16
Figura 14. Convertidor F/V.	16
Figura 15. Modulación Tono/Volumen.	17
Figura 16. Esquemático simplificado con sus bloques funcionales.	19
Figura 17. PCB del theremín PAiA Theremax [7].	20
Figura 18. Diagrama de bloques / Módulos funcionales con demodulación FM para tono.	21
Figura 19. Diagrama de flujo del estudio y prototipado de cada módulo.	23
Figura 20. Localización de los osciladores dentro del diagrama de bloques general.	26
Figura 21. Diagrama de bloques del oscilador.	27
Figura 22. Osciladores Wien bridge y Colpitts.	27
Figura 23. Oscilador Colpitts.	28
Figura 24. Modelo final del tanque LC.	30
Figura 25. Polarización del transistor.	31
Figura 26. Dimensionado de la polarización:	31
Figura 27. Filtro paso alto del condensador de acople.	32
Figura 28. Simulación en Falstad del oscilador sin la antena.	32
Figura 29. Simulación en Pspice del oscilador sin la antena.	33
Figura 30. Gráfica comparativa de la sensibilidad del tanque teórica y simulada.	34
Figura 31. Las tres implementaciones del oscilador sobre la breadboard y la antena.	35
Figura 32. Gráfica comparativa con las mediciones del oscilador sobre la breadboard.	36
Figura 33. Gráfica comparativa con las frecuencias extremas de la antena.	37
Figura 34. Diseño final del módulo oscilador con su adaptación de salida incluida.	39
Figura 35. Localización de los multiplicadores dentro del diagrama de bloques general.	40
Figura 36. Anillo de diodos y célula de Gilbert.	41
Figura 37. Célula de Gilbert.	43
Figura 38. Principio de translinealidad.	44
Figura 39. Resolución de la célula de Gilbert.	44
Figura 40. Polarización del espejo de corriente.	45
Figura 41. Espejos de corriente de la célula.	45

Figura 42. Simulación en Falstad de la célula de Gilbert.....	46
Figura 43. Implementación de la célula sobre la breadboard y su integración con los osciladores.....	47
Figura 44. Medición de las componentes del producto en el osciloscopio.	47
Figura 45. Variación de la componente en bajas frecuencias al interactuar con la antena.	48
Figura 46. Diseño final del módulo multiplicador con su adaptación de salida incluida.....	49
Figura 47. Localización de los módulos de filtrado dentro del diagrama de bloques general.	50
Figura 48. Diagrama de bloques interno del módulo de filtrado.	51
Figura 49. Localización de los polos del filtro Butterworth [14].	52
Figura 50. Bode plot del filtro Butterworth según su orden [14].	52
Figura 51. Descomposición del circuito Sallen Key en subcircuitos.	53
Figura 52. Dimensionado y simulación del filtro paso bajo Sallen Key.....	54
Figura 53. Descomposición de la adaptación de salida en subcircuitos.	55
Figura 54. Dimensionado y simulación del filtro paso alto y amplificación de salida.....	55
Figura 55. Dimensionado y simulación del filtro paso banda en su conjunto.	56
Figura 56. Bode Plot del filtro paso banda.....	56
Figura 57. Implementación sobre la breadboard del módulo de filtrado.	57
Figura 58. Implementación de la célula de Gilbert en un perfboard.	57
Figura 59. Medición el osciloscopio del módulo de filtrado.....	57
Figura 60. Localización del módulo de atenuación por frecuencia y detección de envolvente dentro del diagrama de bloques general.	58
Figura 61. Diagrama de bloques interno del módulo de atenuación por frecuencia y detección de envolvente.	59
Figura 62. Filtro activo paso bajo.	60
Figura 63. Simulación del atenuador en función de la frecuencia.	60
Figura 64. Descarga y carga del condensador:.....	61
Figura 65. Detección de la envolvente de la señal atenuada.....	62
Figura 66. Simulación del filtrado de la envolvente.	62
Figura 67. Implementación del FSA-EF sobre la breadboard.	63
Figura 68. Medición del módulo FSA-EF con el osciloscopio.....	63
Figura 69. Simulación del bloque III.	64
Figura 70. Diagrama del grupo de modulación tono-volumen.	64
Figura 71. Implementación del bloque III.	65
Figura 72. Medición en el osciloscopio de la modulación AM final.	65
Figura 73. Simulación del módulo FSA-EM en su conjunto.	66
Figura 74. PCB del oscilador de la antena del tono.	67
Figura 75. Medición en el osciloscopio del oscilador de la antena del tono.....	68
Figura 76. Comparativa gráfica de la sensibilidad de la antena.....	69
Figura 77. PCB del oscilador local del tono.....	70
Figura 78. Comparativa gráfica de la sensibilidad del oscilador local.	71
Figura 79. Rango de líneas de un JFET [11].....	72
Figura 80. PCB del multiplicador del tono.....	73

Figura 81. Rechazo al modo común en la célula de Gilbert.....	74
Figura 82. Componente en baja frecuencia o resta de frecuencias.	75
Figura 83. Componente en alta frecuencia o suma de frecuencias.....	75
Figura 84. FFT del producto de salida del módulo multiplicador.....	76
Figura 85. Comparativa grafica teoría/medición del módulo multiplicador.	77
Figura 86. PCB filtro.....	78
Figura 87. Comparación entre la medición, en rojo, y la función de transferencia teórica, en azul, del filtro.....	78
Figura 88. Comparativa de las salidas de los cuatro módulos que configuran el sistema de la antena del tono.....	80
Figura 89. Gráfico que relaciona la distancia entre la mano y la antena y la frecuencia audible conseguida.....	81

Índice de tablas

Tabla 1. Cuadro para establecer la sensibilidad del tanque.....	30
Tabla 2. Cuadro comparativo de la sensibilidad del tanque teórica y simulada.	33
Tabla 3. Cuadro comparativo de las dos primeras implementaciones del oscilador.....	36
Tabla 4. Cuadro comparativo con las frecuencias extremas de la antena.	37
Tabla 5.. Cuadro que relaciona k , Q y ϕ	54
Tabla 6. Cuadro de valores medidos en la antena.....	68
Tabla 7. Medidas del oscilador local.....	71
Tabla 8. Tabla comparativa entre frecuencias diferencias teóricas y medidas.	76
Tabla 9. Cuadro de cálculo del presupuesto para PCB del módulo A.	83
Tabla 10. Cuadro de cálculo del presupuesto para PCB del módulo C.	84
Tabla 11. Cuadro de cálculo del presupuesto para PCB del módulo E.	85
Tabla 12. Cuadro de cálculo del presupuesto para PCB del módulo G.....	85
Tabla 13. Cuadro para el cálculo de la base de cotización de autónomos [18].....	87

Lista de acrónimos

A continuación, se identifican en forma de cuadro los acrónimos usados en el presente documento.

AM	Amplitude Modulation
BJT	Bipolar Junction Transistor
ECTS	European Credit Transfer and Accumulation System
EF	Envelope Follower
ESR	Equivalent Series Resistance
FFT	Fast Fourier Transform
FM	Frequency Modulation
FSA	Frequency-Selective Attenuator
FSA-EF	Frequency-Selective Attenuator and Envelope Follower
GBWP	Gain–BandWidth Product
IF	Intermediate Frequency
InAmp	Instrumentation Amplifier
ODS	Objetivos de Desarrollo Sostenible
OpAmp	Operational Amplifier
PCB	Print Circuit Board
RF	Radio Frequency
SMD	Surface-Mount Device
STEM	Science, Technology, Engineering and Mathematics
UGBW	Unity-gain bandwidth
USB	Universal Serial Bus
VCA	Voltage Controlled Amplifier
VCO	Voltage Controlled Oscillators

Índice de contenidos

Resumen	i
Abstract	iii
Índice de figuras	iv
Índice de tablas	vii
Lista de acrónimos.....	ix
1. Introducción	1
1.1 Marco y motivación del proyecto.....	1
1.2 Objetivos técnicos y académicos	1
1.3 Estructura del resto de la memoria	2
2. Marco tecnológico.....	5
2.1 Del theremín al sintetizador analógico modular.....	5
2.2 El propósito de un theremín.....	8
2.3 PAiA Theremax.....	14
2.3.1 Osciladores	14
2.3.2 Mezcladores	15
2.3.3 Filtrado	15
2.3.4 Convertidor F/V o demodulador FM	16
2.3.5 Modulación Tono/Volumen	17
2.4 Del diagrama de bloques a los módulos funcionales	19
3. Especificaciones y metodología.....	23
3.1 Especificaciones y restricciones de diseño	23
3.2 Metodología de trabajo	23
4. Descripción de la solución propuesta.....	25
4.1 Osciladores.....	26
4.1.1 Introducción: localización, tipos y criterio de oscilación	26
4.1.2 Soluciones estudiadas	27
4.1.3 Solución adoptada: oscilador Colpitts	28
4.1.4 Frecuencia de oscilación: el tanque LC como transductor	29
4.1.5 Condición de oscilación: la transconductancia del transistor.....	30
4.1.6 Polarización y acople	31
4.1.7 Simulaciones del oscilador	32
4.1.8 Implementaciones y mediciones del oscilador	35
4.1.9 Adaptación de salida y diseño final del módulo oscilador	38
4.2 Multiplicadores	40
4.2.1 Introducción: localización, tipos y fundamento teórico	40
4.2.2 Soluciones estudiadas	41
4.2.3 Solución adoptada: célula de Gilbert.....	43
4.2.4 Polarización: sumideros y espejos de corriente.	45
4.2.5 Simulaciones de la célula	46
4.2.6 Implementaciones y mediciones de la célula.....	46
4.2.7 Adaptación de salida y diseño final del módulo	48

4.3	Módulos de filtrado.....	50
4.3.1	Introducción: localización, tipos y fundamento teórico	50
4.3.2	Solución adoptada	51
4.3.3	Filtro paso bajo: filtro activo Butterworth	52
4.3.4	El circuito Sallen and Key	53
4.3.5	Filtro paso alto y amplificación: adaptación de salida.....	55
4.3.6	Filtro paso banda: filtro del módulo en su conjunto	56
4.3.7	Implementaciones y mediciones del módulo de filtrado.	57
4.4	Módulo de atenuación por frecuencia y detección de envolvente	58
4.4.1	Introducción: localización y fundamento teórico	58
4.4.2	Solución adoptada y nomenclatura.....	59
4.4.3	Atenuador selectivo en frecuencia (FSA)	59
4.4.4	Seguidor de envolvente (EF).....	61
4.4.5	Implementación y mediciones del módulo (FSA-EF)	63
4.4.6	Modulación final AM	64
4.4.7	Implementación y medición de la modulación final AM	65
4.4.8	Adaptación de la salida del módulo FSA-EM	66
5.	Resultados	67
5.1	Caracterización del oscilador de la antena del tono.....	67
5.2	Caracterización del oscilador local del tono.	70
5.3	Caracterización del multiplicador.	73
5.4	Caracterización del módulo de filtrado.....	78
5.5	Caracterización de la antena del tono en su conjunto.	79
6.	Presupuesto.....	83
7.	Impacto del proyecto	89
7.1	Ámbitos del impacto del proyecto.....	89
7.1.1	Impacto social	89
7.1.2	Impacto en seguridad y salud.....	89
7.1.3	Impacto ambiental	90
7.1.4	Impacto económico	90
7.1.5	Impacto tecnológico o industrial	90
7.2	Aportaciones a los ODS	91
8.	Conclusiones	93
8.1	Conclusiones.....	93
8.2	Trabajos futuros	94
9.	Referencias	97
Anexo	99	
A.1	Diseño de los osciladores	99
A.1.1.	Primera opción	99
A.1.2.	Segunda opción	116
A.1.3.	Polarización del oscilador	122
A.1.4.	Simulaciones y mediciones del oscilador	125
A.1.5.	Adaptación de la salida	132
A.1.6.	Simulaciones y mediciones del módulo oscilador en su conjunto	135
A.2	Diseño de los multiplicadores	140

A.2.1.	Fundamento teórico previo	140
A.2.2.	Principio de translinealidad.....	141
A.2.3.	La célula de Gilbert	143
A.2.4.	Polarización de la célula de Gilbert.....	146
A.2.5.	Simulación de la célula de Gilbert.....	147
A.2.6.	Implementación sobre la breadboard de la célula de Gilbert	148
A.3	Diseño de los filtros	151
A.3.1.	Segundo filtrado y amplificación: adaptación de salida	152
A.3.2.	Primer filtrado: El filtro activo Butterworth	154
A.3.1.	El circuito Sallen and Key	156
A.3.2.	Simulación del módulo de filtrado en su totalidad	160
A.3.3.	Implementación sobre la breadboard del módulo de filtrado	161
A.4	Atenuador por frecuencia del volumen y detección de su envolvente	164
A.4.1.	Atenuador por frecuencia	164
A.4.2.	Detector de envolvente y filtrado	166
A.4.3.	Implementación y medición del atenuador por frecuencia y detector de envolvente	168
A.4.4.	Modulación final	169
A.5	Alimentación	171
Manual de usuario y mantenimiento		173
A.6	Datos técnicos y descripción breve	173
A.6.1.	Datos técnicos	173
A.6.2.	Breve descripción	173
A.7	Instrucciones de uso	174
A.7.1.	Información general	174
A.7.2.	Colocación del theremín y cómo “tocarlo”.....	174
A.7.3.	Seguridad	175
A.7.4.	Clases de protección y puesta a tierra.....	176
A.7.5.	Condiciones de funcionamiento específicas	177
A.7.6.	Mantenimiento	177
A.7.7.	Tensión de red y adaptación.....	178
A.7.8.	Paneles: Mandos de control / Entradas y salidas	178
A.7.9.	Conexionado	179
A.7.10.	Tipos de tensión de la señal de salida	179
A.8	Plan de mantenimiento, chequeo y validación	181
A.8.1.	Información general	181
A.8.2.	Relación de materiales y herramientas	181
A.8.3.	Protocolo.....	181
A.8.4.	Comprobación de las tensiones de alimentación y de referencia en cada placa	182
A.8.5.	Calibración de las antenas.....	183
A.8.6.	Calibración de la modulación del tono y el volumen	186
Planos		189

1. Introducción

1.1 Marco y motivación del proyecto

Una simple búsqueda en internet basta para comprobar que un theremín es un aparato muy popular del que se han escrito multitud de textos. Con todo y tras revisar la bibliografía encontrada, sólo se ha encontrado un trabajo que destaque por su profundidad. Nos referimos a *Physics of the Theremin* [1]. En este trabajo, escrito por un grupo de profesores de física, se llega al detalle de calcular la capacidad del conjunto antena-mano según la longitud y diámetro de la antena. Este trabajo ha sido un referente en todo momento, pero nunca un guion al que ceñirse. De hecho, el diseño final sólo se parece en el tipo de osciladores adoptados, a los que se ha llegado tras haber intentado otras opciones como bien se muestra en los anexos.

Por lo demás, en internet abundan los tutoriales sobre cómo hacer un theremín siguiendo ciertos pasos. Incluso algunos antiguos escritos por el mismísimo Roger Moog en persona. Recordemos que Moog además de ser el creador de los primeros sintetizadores analógicos, empezó su carrera profesional construyendo theremines. Con todo, no se ha hecho uso de este tipo de trabajos porque en la mayoría de los casos no son más que meros manuales de bricolaje electrónico que nunca acaban por abordar el plano teórico con un mínimo de profundidad.

Ahora bien, sí que se ha hecho uso de una bibliografía especializada en electrónica analógica. La elección de un theremín como temática no responde tanto a un interés por el instrumento en sí como por toda la variedad electrónica que éste encierra. De manera que se ha aprovechado la ocasión para poner en práctica ciertos fundamentos teóricos y algún que otro circuito previamente estudiado en dicha bibliografía.

1.2 Objetivos técnicos y académicos

Los objetivos de este proyecto fin de grado son, desde el punto de vista técnico:

- El objetivo principal del trabajo consiste en el rediseño de un instrumento musical conocido como theremín sin alterar su carácter analógico inicial, pero dotándolo de un carácter modular que permita aislar cada uno de sus bloques funcionales fundamentales, resolviéndolos con métodos más afinados y actuales que permitan su integración en sistemas más complejos y flexibles como un sintetizador analógico modular.
- Además, se establece como objetivo secundario la construcción de un theremín básico. Esto es, un theremín de una sola antena que controle el tono; siendo un theremín completo el que dispone también de una segunda antena con la que controlar el volumen del instrumento.

- Por último, se ha establecido como objetivo la redacción de un manual de servicio que contenga tanto la documentación propia de este tipo de documento (diagrama de conexionado, diagrama de bloques, esquemáticos, oscilogramas, PCBs, etc.), como un plan de mantenimiento con un protocolo de chequeo que también sirva como protocolo de validación del producto.

Desde el punto de vista académico, el proyectista adquiere las siguientes competencias y habilidades:

- Analizar un sistema electrónico complejo localizando sus bloques funcionales fundamentales.
- Rediseñar cada uno de los bloques localizados tras un análisis crítico previo. Lo que conlleva una fundamentación teórica y un cálculo preciso de cada uno de sus componentes.
- Validar a nivel teórico su diseño y cálculo por medio de diversas herramientas de simulación. Así como a nivel físico con el prototipado de cada módulo sobre una breadboard para su prueba en el laboratorio.
- Realizar el diseño, encargo, recepción, montaje y validación de la PCB de cada módulo.
- Integrar todos los módulos del sistema para su validación conjunta.
- Calibrar y caracterizar el sistema.
- Redactar la documentación del proyecto.

Como se puede apreciar los objetivos a nivel académico en realidad describen el flujo de la metodología de trabajo seguida durante el proyecto. Siendo su parte más significativa la relativa al diseño, prototipado y control de calidad, y caracterización, de la solución adoptada para cada uno de los módulos.

1.3 Estructura del resto de la memoria

En los próximos capítulos de la memoria la información se organiza del siguiente modo:

- | | |
|------------|--|
| Capítulo 1 | Introducción
Es el capítulo actual que se cierra con el presente apartado. |
| Capítulo 2 | Marco tecnológico.
En este capítulo se analiza a nivel electrónico el diseño clásico de un theremín con el fin último de obtener su diagrama de bloques. Este diagrama es el que definirá los módulos funcionales a seguir a partir de entonces. |
| Capítulo 3 | Especificaciones y restricciones.
En este capítulo se enumeran las especificaciones de partida que condicionan tanto la metodología seguida, que se detalla, como la solución adoptada en función de los objetivos iniciales. |
| Capítulo 4 | Descripción de la solución propuesta. |

- En este capítulo se describe el diseño final adoptado para cada módulo. En aras de la legibilidad, la descripción de otras soluciones y de gran parte de los cálculos complejos que se han realizado para su diseño no se incorporan en esta parte de la memoria sino en el anexo.
- Capítulo 5 **Resultados.**
En este capítulo se detallan las mediciones llevadas a cabo en el laboratorio tanto a las PCBs de los módulos finalmente implementados como al theremín básico construido en su conjunto.
- Capítulo 6 **Presupuesto.**
En este capítulo se desglosa el presupuesto del theremín básico construido.
- Capítulo 7 **Impacto del proyecto.**
En este capítulo se exponen las implicaciones sociales, de salud y seguridad, ambientales, económicas, tecnológicas o industriales relacionadas con el proyecto, así como sus aportaciones a los ODS (Objetivos de Desarrollo Sostenible).
- Capítulo 8 **Conclusiones.**
En este capítulo se vuelve a recordar el planteamiento global del proyecto —esto es, los objetivos iniciales— para compararlo con el diseño finalmente adoptado. Tras ello se hace una valoración de los resultados y del grado de validez del diseño implementado a la luz de éstos. También se indican las posibles líneas de trabajo futuras a partir de los logros alcanzados.
- Capítulo 9 **Referencias.**
En este capítulo se enumeran las referencias bibliográficas citadas en el presente documento ordenadas según su aparición en el texto.

Finalmente, como añadido al cuerpo principal de la memoria se incluyen los siguientes apartados:

Anexo: En los anexos se incluyen todos los cálculos, simulaciones y mediciones a nivel breadboard tanto de los diseños adoptados como de los descartados.

Manual de usuario y mantenimiento: Se incluye el manual de usuario del theremín completo, así como el plan de mantenimiento chequeo y validación del instrumento.

Planos y diagramas: Por último, se incluye tanto los planos como algunos diagramas globales en tamaño A3. Los diagramas que se pueden consultar en formato A3 irán acompañados de la siguiente llamada en su aparición en pequeño formato a lo largo del texto: (→Planos).

2. Marco tecnológico

En este apartado primero vamos a explicar el origen y evolución histórica del instrumento para después analizar el diseño convencional de uno de ellos. Este análisis nos permitirá derivar el diagrama de bloques a partir del cual dividir nuestro diseño en módulos funcionales.

2.1 Del theremín al sintetizador analógico modular.

En 1919, un joven ingeniero electrónico del ejército ruso llamado Leon Theremin (1896-1993) trabajaba en las posibles aplicaciones de los osciladores de altas frecuencias como, por ejemplo, la medición precisa de la constante dieléctrica de ciertos gases o la detección de movimiento. El joven ingeniero, que además de saber tocar el violonchelo había sido oficial de radio, en seguida observó que, tras llevarse las variaciones en frecuencia que provocaban los movimientos de su mano al rango audible, era capaz de interpretar piezas musicales como si estuviera tocando un chelo imaginario [2].

De esta forma nació uno de los primeros instrumentos electrónicos de la historia que además presentaba la sorprendente característica de que se tocaba sin tocarlo. Un theremín es un instrumento musical que no se toca estableciendo contacto físico con él, sino alterando el campo eléctrico formado por su antena y el cuerpo del intérprete. Antena y cuerpo forman un condensador variable que controla la frecuencia de oscilación de un oscilador. Dicha frecuencia se ha de llevar a una banda audible por medio de una heterodinación. De manera que su funcionamiento es muy parecido al de un receptor de radio sin llegar a serlo porque la antena capta un campo electromagnético cuya componente magnética es despreciable, de hecho, no se tiene en cuenta en ningún momento en su diseño.

El diseño del theremín está muy influenciado por el de los primeros receptores de radio. En aquella época el componente electrónico estrella era el tubo de vacío que después fue sustituido por el transistor. Esta sustitución permitió abaratar los costes de producción hasta el punto de hacer accesible los receptores de radio para el consumidor medio, razón por la cual todavía hoy se sigue llamando a estos aparatos electrónicos *transistores*.

Un theremín, a diferencia de un receptor de radio, nunca ha sido un aparato electrónico de consumo. Ni siquiera dentro de los aparatos electrónicos musicales. Su rareza y escaso mercado ha hecho que su diseño, más allá de la sustitución de algunos componentes como los tubos de vacío por transistores, apenas haya evolucionado.

La aparición del theremín es incluso anterior a la del receptor superheterodino. En un theremín para llevar al rango audible la variación en frecuencia producida por el transductor antena-oscilador se usa una heterodinación. La principal diferencia entre un heterodino y un superheterodino radica en la frecuencia diferencia entre la captada de interés y la del oscilador local. En una superheterodinación esta frecuencia diferencia siempre es fija y recibe el nombre de frecuencia intermedia o *Intermediate Frequency* (IF); mientras que en un

theremín no lo es y, además, carece de sentido llamarla intermedia porque es la frecuencia audible final.

Uno de los primeros constructores de theremines fue Robert Moog (1934-2005). Moog es famoso por ser el creador, junto con Don Buchla, de los primeros sintetizadores analógicos modulares a mediados de los años 60. Pero sus inicios están ligados al theremín. Así, a la temprana edad de 14 años construyó su primer theremín y cinco años después publicó un artículo donde explicaba cómo construir uno a partir de tubos de vacío como así se puede ver en la Figura 1 [3].

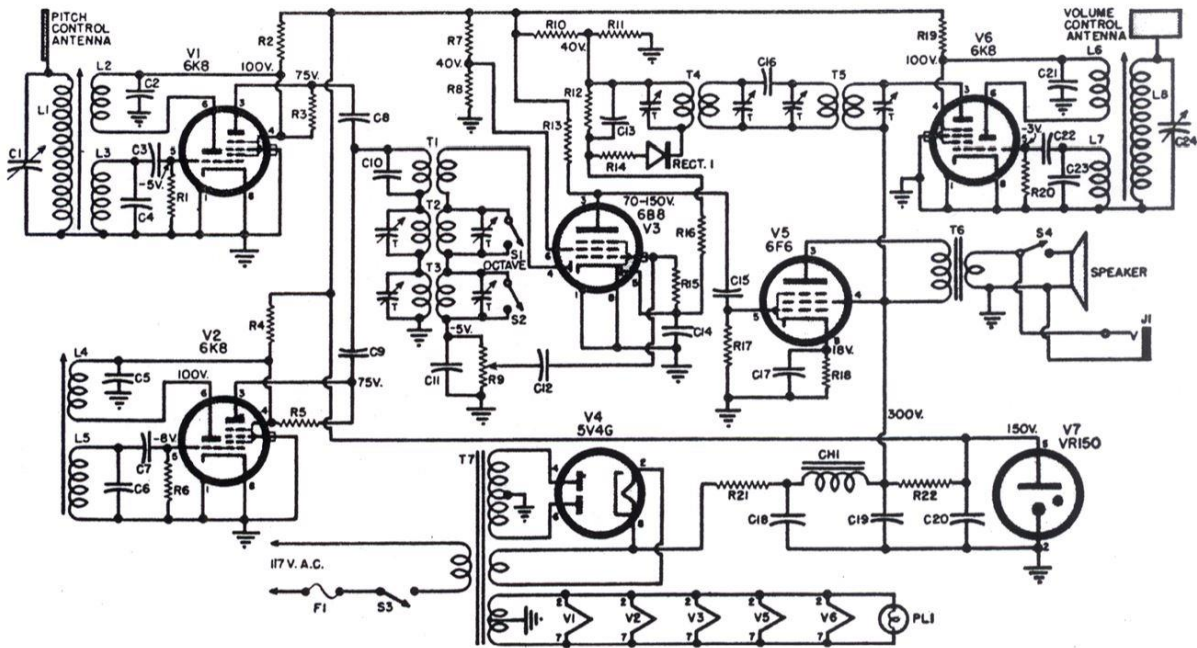


Figura 1. Esquemático del theremín diseñado por Robert Moog en 1954 [4].

Una década después construyó su primer sintetizador analógico. Este sintetizador supuso un antes y un después en la historia de la síntesis electrónica musical, no solo por ser uno de los primeros construido con transistores en lugar de con tubos de vacío, sino por adoptar una arquitectura modular. Este enfoque es de especial interés para nosotros porque es el que se pretende dar al proyecto que nos ocupa.

Una de las principales desventajas de la electrónica analógica frente a la digital es que no se pueden construir sistemas de propósito general, esto es, programables. Los circuitos analógicos son muy rápidos y eficientes, pero están diseñados para realizar una única tarea. Con todo, antes de la eclosión de la era digital, se desarrolló una estrategia para paliar esta carencia y construir ordenadores analógicos: la modularidad.

Un ordenador analógico es un sistema electrónico capaz de resolver complejos problemas matemáticos, como sistemas de ecuaciones diferenciales no lineales, de forma casi inmediata y sin apenas consumo energético. El sistema está compuesto por módulos capaces de realizar una función matemática elemental como sumar, restar, multiplicar, dividir, integrar, derivar,

etc. Para “programar” el ordenador basta con interconectar físicamente con cables estos módulos en el orden adecuado con el fin de recrear el sistema de ecuaciones a resolver. La solución al problema se muestra de forma gráfica en un osciloscopio.

El sintetizador que construyó Moog en 1964 consistía en aplicar esta arquitectura modular al campo musical. Así, los módulos de su sistema en lugar de realizar operaciones matemáticas eran osciladores controlados por voltaje (VCO), filtros, generadores de envolventes, etc. A los controles típicos de cualquier dispositivo electrónico, como interruptores o potenciómetros, le añadió un teclado de piano de 5 octavas. La señal de salida, en lugar de verse en un osciloscopio, se podía oír en un altavoz.

Con la idea de adoptar este enfoque para nuestro theremín y tras adelantar cuál es el propósito de un theremín, vamos a tomar el esquemático de un theremín convencional y analizarlo con el fin de detectar sus bloques funcionales para convertirlos después en módulos funcionales independientes capaces de integrarse en un sistema más complejo como un sintetizador analógico modular.

2.2 El propósito de un theremín

Antes de entrar de lleno en la electrónica concreta del modelo de theremín elegido conviene hacer una descripción de cuál es la pretensión global del diseño de nuestro theremín y cómo esperamos conseguirlo.

Un theremín es un instrumento musical monofónico, es decir, que sólo puede tocar una línea melódica. Dicho de otro modo, un theremín sólo puede producir una nota musical en cada instante. Una nota musical es una onda de presión sonora contenida dentro del rango audible. El rango audible va de los 20 Hz a los 20 kHz.

Un instrumento musical electrónico no trabaja con ondas de presión sonoras. En su lugar trabaja con ondas sinusoidales de presión eléctrica o voltaje. Después un transductor, concretamente un altavoz, transformará esas ondas eléctricas en ondas sonoras.

El rango o espectro de frecuencias que suele cubrir un theremín es de unas 5 octavas. Concretamente, de unos 65 Hz (C2, 36 MIDI) hasta unos 2093 Hz (C7, 96 MIDI).

Al igual que un piano tiene un teclado como interfaz de usuario, el theremín también tiene el suyo: el espacio que separa la mano derecha del intérprete de la antena del tono. De manera que, si un pianista es capaz de tocar una nota presionando una de las teclas del teclado, al intérprete del theremín le basta con posicionar su mano derecha a cierta distancia de la antena del tono. La Figura 2 nos muestra una imagen que ilustra este proceso. En este sentido, podemos ver al theremín como un transductor que trasforma una distancia en una onda eléctrica con una frecuencia determinada dentro del rango audible.



Figura 2. Intérprete localizando una nota musical [5].

La distancia que separa el torso del intérprete de la antena del tono suele ser de unos 35 cm o 40 cm. Como la mayoría de los instrumentos que transforman una distancia en una onda sonora, la relación entre ambas es logarítmica. Para entender esto basta ver la disposición de los trastes de una guitarra a lo largo de su mástil. Con todo, en un theremín bien diseñado se busca que el tramo de la curva logarítmica que cubre las octavas de mayor interés tienda a ser lo más lineal posible.

Aunque no existe tal cosa como una afinación estándar para un theremín, podríamos caracterizar a un theremín bien ajustado con la gráfica que se muestra en la Figura 3. En ella se puede apreciar cómo toda la zona previa al kilohercio presenta cierta linealidad.

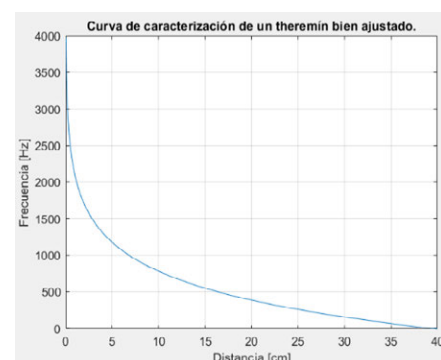


Figura 3. Curva característica de un theremín.

En resumidas cuentas, un theremín tiene que ser capaz de traducir un diferencial de 40 cm en un diferencial de frecuencias audibles de 2 kilohercios. Está claro que a la entrada del theremín vamos a necesitar algún tipo de transductor que traduzca una distancia en algún tipo de magnitud eléctrica y a su salida algún tipo de oscilador variable capaz de cubrir el espectro de frecuencias audibles propias del theremín.

En un theremín el transductor de entrada trasforma la distancia de la mano derecha del intérprete a la antena del tono en una capacidad eléctrica. De hecho, la antena no es en realidad una antena, es uno de los dos electrodos de un condensador variable. El otro electrodo es la mano del intérprete. De manera que, conforme la distancia entre ellas se va estrechando, aumenta la capacidad del condensador que forman.

Esto es muy conveniente porque el control de un oscilador variable mediante una capacidad también variable no es nada nuevo. Los receptores antiguos de radio disponían de aparatosos condensadores variables como el de la Figura 4 con ese mismo fin: controlar la frecuencia de oscilación de un oscilador variable con el que poder sintonizar las distintas emisoras del espectro radioeléctrico. Ahora bien, ni el diferencial de capacidades de estos condensadores coincide con el del theremín ni el rango de frecuencias de aquellas radios lo hace con el que tiene que producir nuestro instrumento.

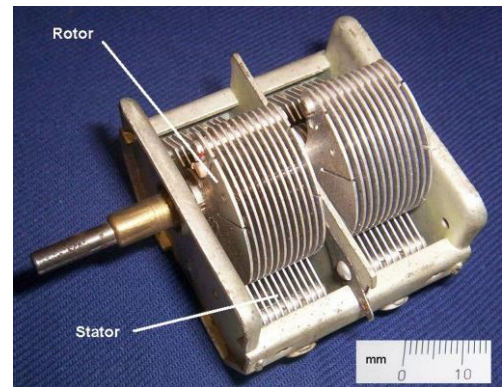


Figura 4. Antiguo condensador variable [6].

La capacidad diferencial del condensador que forman mano y antena es, siendo optimistas, de unos pocos picofaradios y, siendo más realistas, de decimas de picofaradio que, además, se alteran con cualquier ligera modificación de su entorno. Para que este diferencial de capacidades se traduzca en un diferencial de 2 kHz, hace falta que la oscilación base del oscilador variable sea muy alta.

El diferencial de frecuencias resultante del proceso anterior evidentemente está muy alejado del rango audible. Esto nos obliga a tener que introducir una etapa intermedia que traslade la variación de frecuencias del oscilador al rango audible. En el apartado anterior ya mencionamos que esto se puede hacer con una heterodinación. Para ello, nuestro sistema va a necesitar de un oscilador local y de un mezclador. De manera que la diferencia entre la frecuencia de oscilación del oscilador de la antena y la del oscilador local sea la de la nota musical que pretende tocar el intérprete. El mezclador es el que se encarga de efectuar la diferencia de frecuencias.

Los mezcladores están basados en una propiedad trigonométrica que establece que, si se multiplican dos señales senoidales, la señal resultante es la diferencia de otras dos señales senoidales cuyas frecuencias son precisamente la suma y la resta de las señales multiplicadas. En la práctica y dependiendo del multiplicador, el producto final acaba teniendo más

componentes. Como a nosotros sólo nos interesa la resta, tendremos que filtrar la señal que nos entregue el multiplicador. Es decir, que habrá que introducir una etapa de filtrado.

Con lo que acabamos de describir ya podríamos construir un theremín básico. En la Figura 5 se muestra el diagrama de bloques de este theremín.

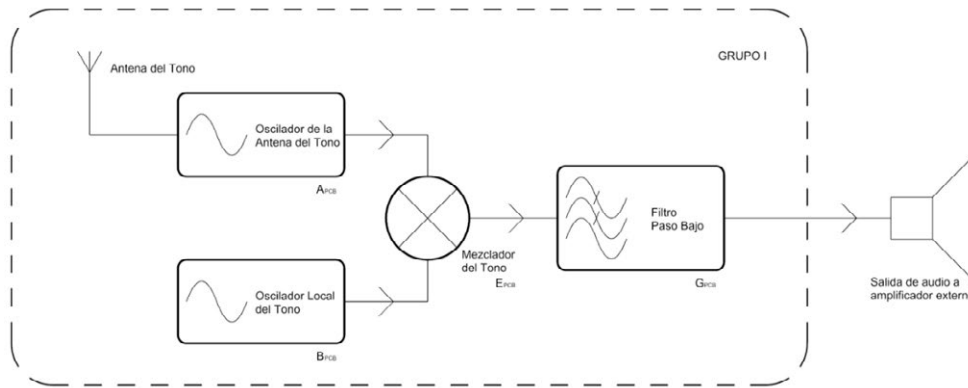


Figura 5. Diagrama de bloques de un theremín básico.

El instrumento musical que todos conocemos como piano, originalmente se llamaba *pianoforte*. El término es la combinación de dos palabras italianas *piano* y *forte* que significan suave y fuerte respectivamente. Estos términos hacen referencia a una propiedad novedosa que presentaba el piano respecto al clavecín o clave: el pianista podía modular el volumen de cada nota variando la intensidad con que pulsaba las teclas del instrumento.

El theremín básico de la Figura 5 es como un clavecín: el volumen o amplitud de la señal audible que produce es constante. Un theremín completo, esto es, con dos antenas —una para el tono y otra para el volumen—, es como un piano: la señal de tono se ve modulada —en amplitud— por la del volumen.

Si observamos la mano izquierda de un músico tocando el theremín, en seguida nos daremos cuenta de que sus movimientos respecto a la antena del volumen están recreando la amplitud de una onda periódica de muy baja frecuencia. Esta señal es la envolvente de la señal final, la envolvente que debe modular a la señal que sale del grupo de la antena del tono. Esta modulación es como una modulación AM en la que la señal que produce el grupo de la antena del tono haría las veces de la portadora; y la que produce el grupo de la antena del volumen, las veces de la señal que lleva la información.

Para que el intérprete pueda modular cada nota con el volumen, deberíamos ampliar el interfaz de usuario de nuestro instrumento con el fin de que incluyera esta nueva funcionalidad. Para ello, nada más sencillo que dotar al theremín de otra antena con la misma electrónica como se muestra en la Figura 6.

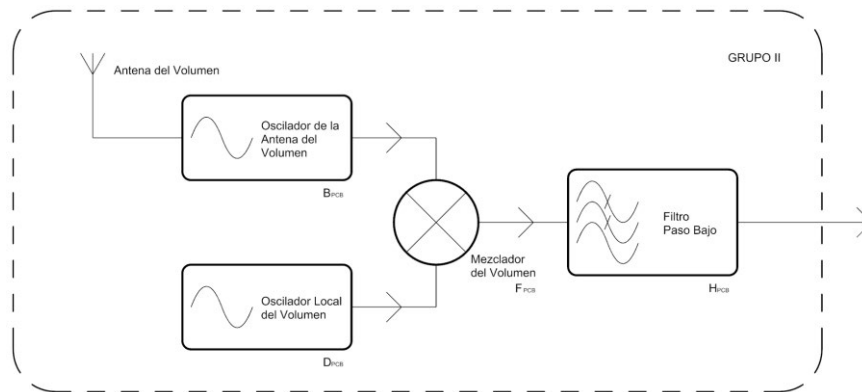


Figura 6. Diagrama de bloques del grupo de la antena del volumen.

Ahora bien, si copiamos literalmente la electrónica del grupo de la antena del tono para la del volumen, éste nos va a devolver un rango de frecuencias audibles para el rango de distancias entre la mano izquierda del intérprete y la nueva antena. Pero nosotros no queremos eso. Lo que queremos en realidad es una amplitud, esto es, una distancia. De manera que, si el intérprete acerca su mano a la nueva antena, en lugar de obtener una señal de dos kilohercios, obtengamos una distancia o amplitud mínima —un volumen bajo—; y, si la aleja, en lugar de una señal de 60 Hz, obtengamos una distancia o amplitud máxima —un volumen alto—. Esto que se acaba de describir no es más que un filtro paso bajo. Pero antes de entrar en la electrónica, veamos qué es lo que pretendemos hacer con las señales que nos entregan los grupos I y II (ver la Figura 5 y la Figura 6).

En la Figura 7 se puede ver la secuencia del proceso al que se van a ver sometidas las señales que entregan los grupos de las antenas con el fin de obtener la modulación tono-volumen que buscamos:

1. La señal 1 es la que produce el bloque de la antena del volumen.
2. La señal 2 es la señal 1 tras pasar por un filtro paso bajo convenientemente ajustado.
3. La señal 3 es la señal 2 tras pasar por un detector de envolventes.
4. La señal 4 es la señal que está entregando el bloque de la antena del tono.
5. La señal 5 es la señal 4 modulada en amplitud por la señal 3 o envolvente de volumen.

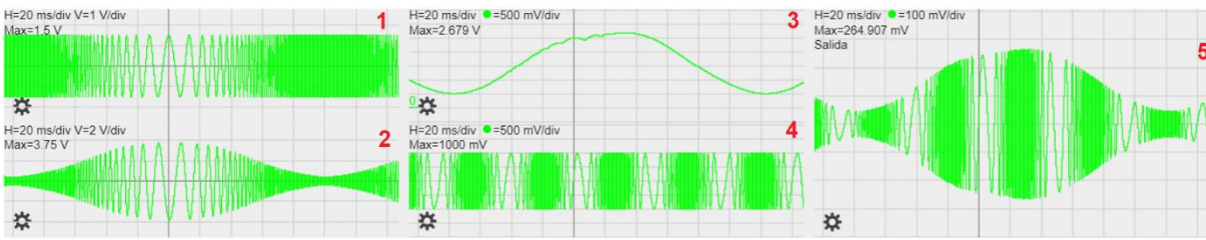


Figura 7. Secuencia de señales en el grupo III.

Este proceso que empieza tomando las señales que entregan los grupos de las antenas y finaliza con la modulación de una de ellas por la envolvente derivada a partir de la otra es el que se produce en el grupo III. En la Figura 8 se muestra el diagrama de bloques de este grupo con la localización de las señales de la Figura 7.

El proceso comienza tomando la señal entregada por el grupo II y pasándola por un filtro paso bajo. De manera que, si aplicamos un filtrado de paso bajo convenientemente ajustado a la señal que sale del bloque de la antena del volumen, la envolvente de la señal obtenida sería la onda periódica de baja frecuencia que está recreando el intérprete con su mano izquierda y que se corresponderá con los cambios de volumen de la señal final. Para quedarnos con esta envolvente, bastaría un detector de envolventes como el que tiene cualquier demodulador AM, basado en un rectificador con diodo.

Una vez obtenida la envolvente ya sólo quedaría modular la señal que entrega el bloque de la antena del tono con la envolvente que acabamos de obtener.

Como ya se ha apuntado antes, eso no deja de ser una modulación AM en la que la señal que produce el grupo de la antena del tono haría las veces de portadora; y la envolvente del volumen, las veces de la señal que lleva la información. Esta modulación final se puede conseguir con un multiplicador como el descrito al inicio de este apartado.

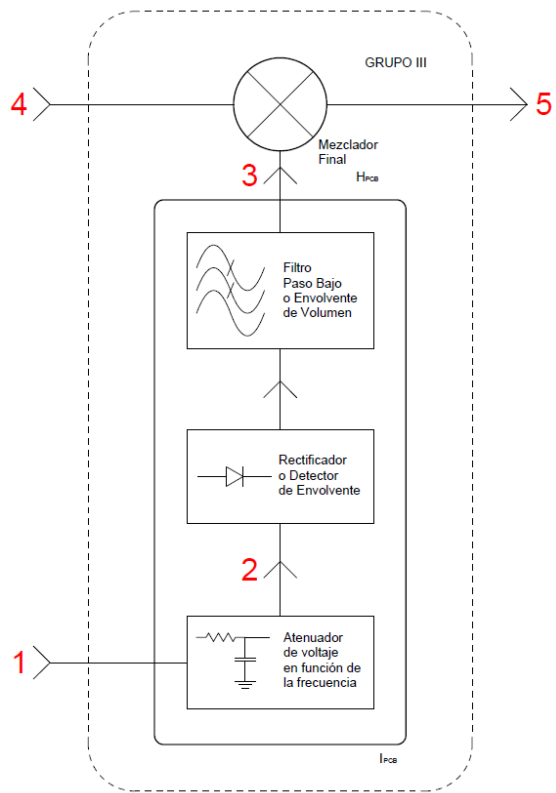


Figura 8. Diagrama de bloques del grupo de modulación tono-volumen.

Si juntamos todos los grupos descritos, obtenemos el diagrama de bloques global tal y como se puede ver en la Figura 9 (→ Planos).

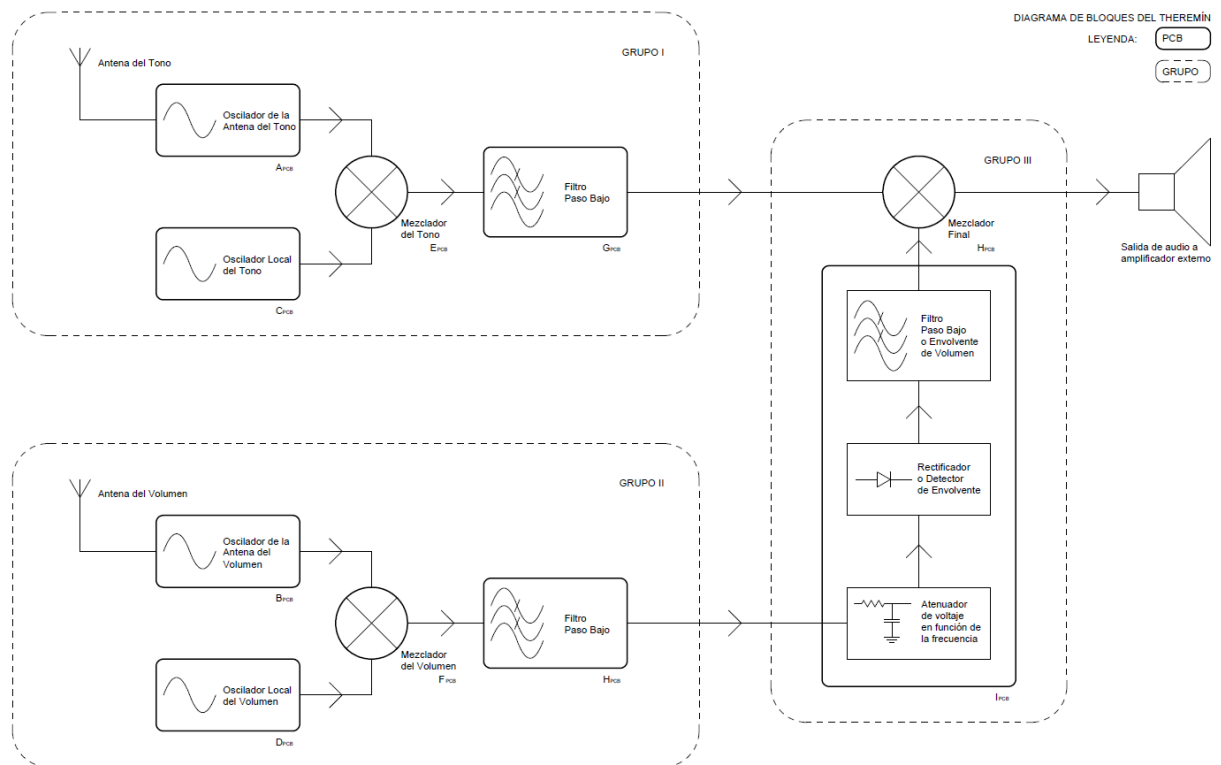


Figura 9. Diagrama de bloques / Módulos funcionales final.

2.3 PAiA Theremax

Existen multitud de diseños disponibles en internet. En nuestro caso vamos a partir de uno de los diseños recopilados en la página <https://nagasm.org/ASL/Sketch04/fig3/index.html> [7]. Concretamente, el que aparece bajo el epígrafe PAiA Theremax kit, Electronics Now feb/mar 1996.

El esquemático del que vamos a partir se muestra en la Figura 10. Se puede consultar en formato A3 en la sección de planos y diagramas que se adjunta al final (→ Planos).

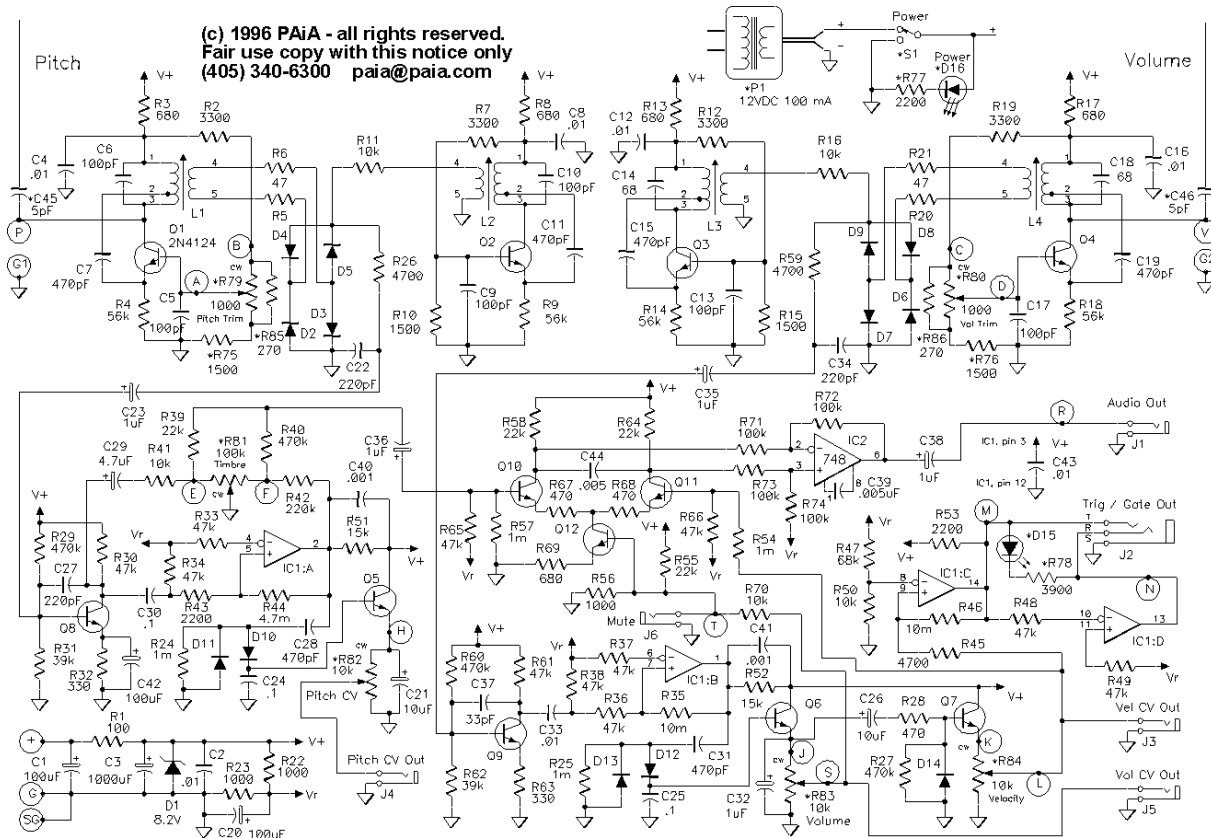


Figura 10. Esquemático del theremín PAiA Theremax [7].

Ahora pasamos a localizar sus bloques funcionales y a explicar su funcionamiento. Gran parte de la explicación la podemos encontrar en el manual de usuario del instrumento [8].

2.3.1 Osciladores

En la parte superior del esquemático de la Figura 10, se pueden reconocer cuatro repeticiones de la misma topología, son los osciladores. Concretamente, de izquierda a derecha: el oscilador de la antena del tono, el oscilador local de la antena del tono, el oscilador de la antena del volumen y el oscilador local de la antena del volumen.

En la Figura 11 podemos ver el oscilador local de la antena del tono. En específico, es un oscilador tipo Hartley. La frecuencia de oscilación de este oscilador es fija. Por el contrario, la de los osciladores de las antenas es variable. Recordemos que un theremín es un instrumento musical que no se toca estableciendo contacto físico con él, sino alterando el campo eléctrico formado por su antena y el cuerpo del intérprete. Antena y cuerpo forman un condensador variable que controla la frecuencia de oscilación del oscilador asociado a dicha antena. De manera que estos últimos osciladores variables son auténticos transductores que transforman la variación de la capacidad del condensador variable en una variación en su frecuencia de oscilación.

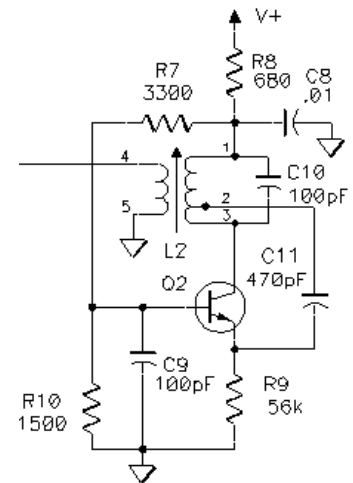


Figura 11. Oscilador local.

2.3.2 Mezcladores

Entre los osciladores de las antenas y sus osciladores locales, podemos reconocer los mezcladores. En los mezcladores se heterodina la frecuencia de cada oscilador local con la del oscilador de su antena asociada. Generándose una señal compuesta tanto por la suma como por la diferencia de ambas frecuencias.

En la Figura 12 podemos ver uno de los dos mezcladores del theremín. En la documentación del fabricante se refiere al mezclador como *ring modulator*, pero su topología no coincide del todo con la de un *diode ring mixer* porque la orientación de los diodos de su anillo es más propia de la de un puente rectificador que de la de un anillo mezclador. Sea como fuere, este tipo de mezclador tan sencillo presenta la desventaja de introducir muchos armónicos debido a que sus diodos se comportan como interruptores [9].

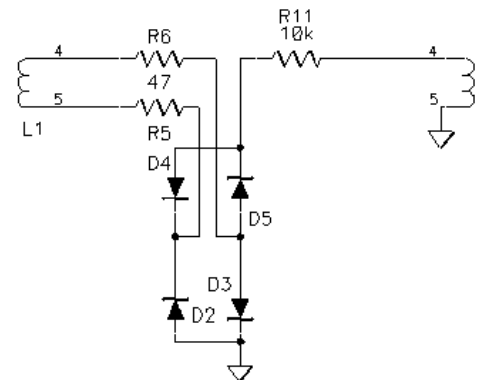


Figura 12. Anillo mezclador.

2.3.3 Filtrado

Tras los mezcladores, podemos reconocer los filtros que unen la mitad superior del esquemático de la Figura 10 con la inferior. Estos filtros paso bajo son los encargados de quedarse con la frecuencia más baja de la mezcla anterior.

En la Figura 13 podemos ver uno de los filtros del theremín. El filtro tiene dos etapas, una primera formada por el filtro pasivo paso bajo que forman R26 y C22 y una segunda que a primera vista puede parecer una simple etapa amplificadora con el transistor Q8 en emisor común. Pero si nos fijamos en el condensador C27 que conecta el colector con la base para aprovechar el *efecto Miller*, comprobamos que también es una etapa filtradora. Este condensador, además de mejorar la linealidad del amplificador, atenúa la retroalimentación para las bajas frecuencias por lo que actúa como un filtro paso bajo. De la misma forma que lo hace el condensador de compensación en la segunda etapa de los operacionales que tienen dicha compensación [10].

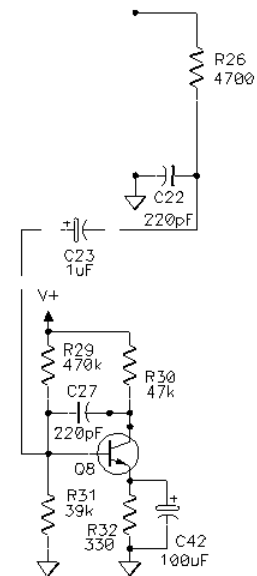


Figura 13. Filtrado.

2.3.4 Convertidor F/V o demodulador FM

Tras los filtros, podemos reconocer unos bloques con aparente complejidad en la parte inferior de la Figura 10. El propósito de estos bloques es convertir la frecuencia de salida del filtro en un nivel de voltaje. En un theremín convencional este bloque sólo se suele usar tras la salida del filtro asociado a la antena del volumen. Sin embargo, debido a las prestaciones específicas de este theremín en particular, en este circuito también lo encontramos tras el filtro asociado a la otra antena.

En la Figura 14 podemos ver uno de los convertidores del theremín. En la parte inferior se aprecia una sección que no pertenece al módulo en sí, pero nos permite comprobar que Vr no es más que la mitad de V+, siendo V+ los 8.2 voltios regulados por el Zener D1.

Entrando en el módulo en sí, el convertidor está formado por tres etapas:

Una primera etapa con un comparador configurado como un *Stchmitt trigger*. El comparador tiene una salida en colector abierto, de ahí la necesidad de R51 a modo de *pull up*. Esta primera etapa simplemente convierte la señal sinusoidal de la salida del filtro en una señal cuadrada.

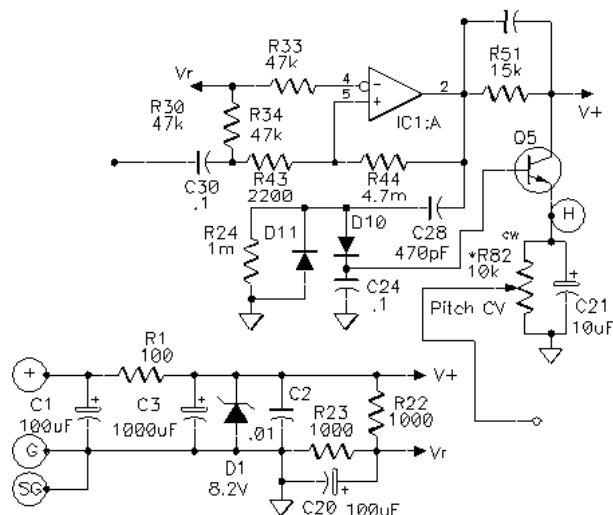


Figura 14. Convertidor F/V.

Una segunda etapa donde realmente se va a efectuar la conversión de magnitudes. Para ello se va a convertir la mayor proximidad de los sucesivos flancos de subida de la onda cuadrada

—esto es, su frecuencia— en un mayor nivel de voltaje. Con ese fin se va a hacer uso de la propiedad que tiene todo condensador de derivar o integrar el voltaje de una señal según su posición. En este caso, se va a derivar la señal cuadrada. Así, C28 va a convertir los flancos de la señal cuadrada en pulsos de pequeña duración o *spikes*, mientras D11 va a hacer que sólo sobrevivan los pulsos debidos a los flancos de subida. Estos pulsos van a ir cargando C24 a través de D10. Siendo el nivel de carga de este último condensador el que determina el voltaje de salida del convertidor F/V.

Finalmente, tenemos una tercera etapa formada por el transistor Q5 en colector común haciendo de seguidor emisor o seguidor de voltaje, proporcionando una muy baja impedancia de salida y una ganancia muy alta en corriente [11]. Por último, este voltaje de salida se puede regular manualmente con un potenciómetro.

En realidad, podemos ver este circuito como un tipo de demodulador FM y más concretamente como un *Pulse Counting FM Demodulator* [12] o *Pulse-Averaging Discriminator* [13].

2.3.5 Modulación Tono/Volumen

Finalmente, tras los conversores V/F, vemos un bloque que ocupa toda la parte media de la Figura 10. El propósito de este bloque es modular la señal que porta el tono con la amplitud del voltaje de la señal del volumen derivada en la etapa anterior.

En la Figura 15 vemos el circuito que está formado por tres etapas:

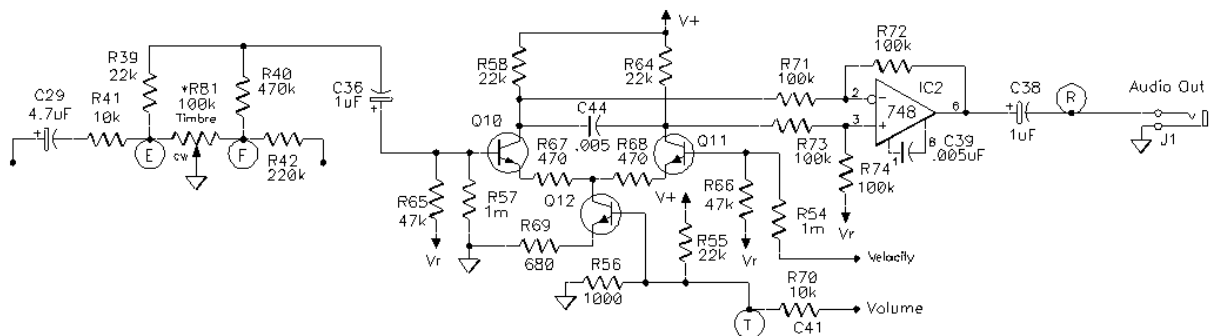


Figura 15. Modulación Tono/Volumen.

La primera etapa no nos importa mucho porque es particular de este theremín en concreto. Esta etapa permite mezclar la señal sinusoidal del tono con su conversión en una onda cuadrada por el *Stchmitt Trigger* que vimos en el punto anterior. Esto permite al intérprete introducir cierta distorsión. Los theremines producen ondas sinusoidales puras con un característico sonido aflautado. Si el intérprete quiere añadir cierta distorsión, lo normal es que use un pedal de guitarra a la salida del instrumento.

La segunda etapa, que es la importante, es un *Voltage Controlled Amplifier* (VCA). Esta etapa está formada por el par diferencial que componen los transistores Q10, Q11 y Q12.

Aparentemente es como la primera etapa de un operacional, pero con la diferencia de que en este caso una de las señales de entrada se conecta a Q12 en lugar de a Q11. En un operacional Q12 hace de sumidero de corriente, con una corriente fija determinada por otro transistor a modo de espejo de corriente. Pero en este caso la corriente es variable y depende del voltaje del volumen. De manera que, a mayor volumen, mayor corriente que, a su vez, se traduce en un mayor diferencial de voltaje entre los colectores de Q10 y Q11.

Finalmente, la última etapa está formada por el operacional 748 en configuración diferencial. Esta última etapa, además de tener una baja impedancia de salida, presentará un alto rechazo al modo común del voltaje presente en los colectores de los transistores Q10 y Q11 si los resistores que configuran la etapa están bien pareados en su valor resistivo.

2.4 Del diagrama de bloques a los módulos funcionales

Después de este análisis podemos volver a redibujar el esquemático quitando las partes que no son relevantes para nosotros y resaltando los bloques funcionales que lo componen. En la Figura 16 podemos ver cómo quedaría el esquemático tras ello.

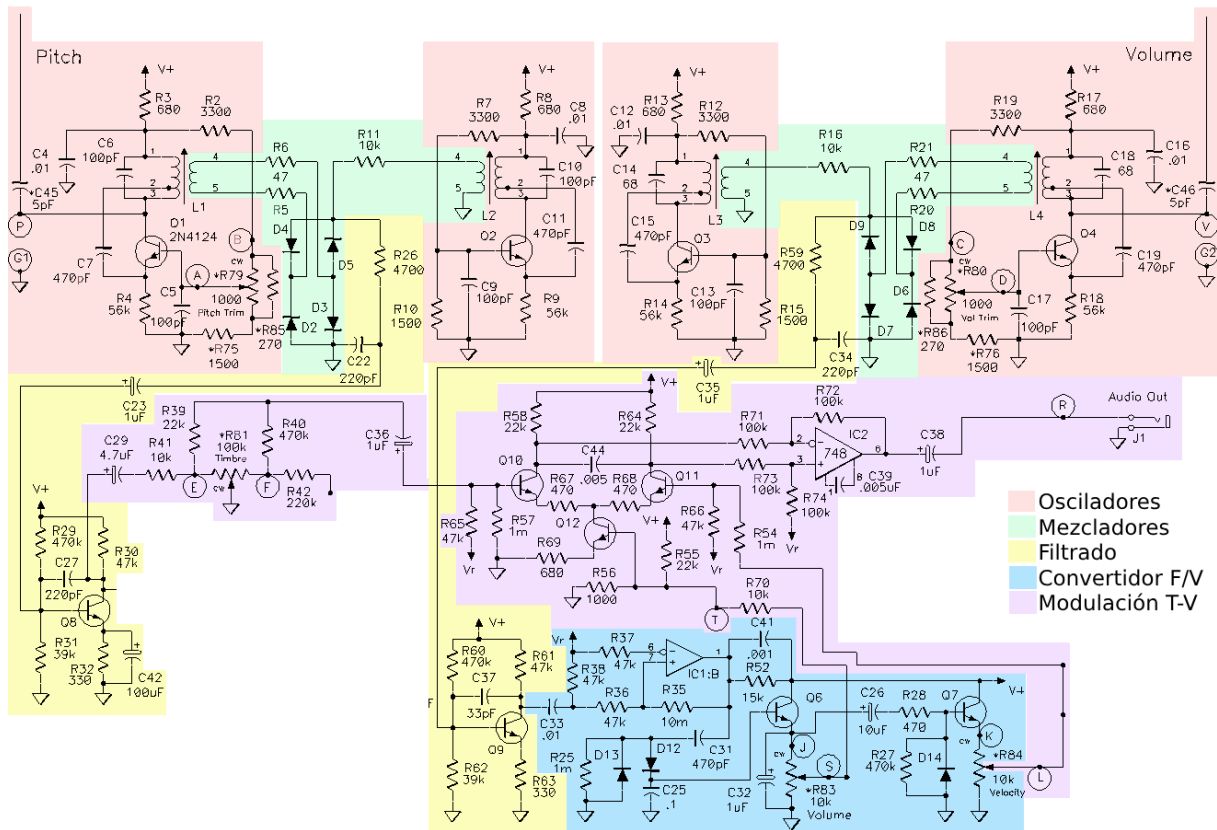


Figura 16. Esquemático simplificado con sus bloques funcionales.

El siguiente paso consiste en transformar estos bloques detectados en módulos independientes. Pero antes de hacerlo conviene que nos fijemos en que dos de los bloques detectados tienen mucho en común, aunque puede que a primera vista no lo parezca por cómo están resueltos en el theremín que hemos elegido para el análisis. Me estoy refiriendo a los mezcladores y al bloque de modulación entre el tono y el volumen. En ambos casos lo que se está produciendo es una modulación entre dos señales. Sobre todo, si entendemos que el volumen de un theremín es una señal periódica de muy baja frecuencia. Para entender esto último basta observar la mano que controla el volumen de cualquier intérprete de este instrumento.

Esto es importante porque, si dos bloques hacen esencialmente lo mismo —esto es, modular dos señales—, sería interesante intentar implementarlos con el mismo módulo funcional. Como para modular dos señales lo que hay que hacer es esencialmente multiplicarlas, a partir de ahora voy a referirme a este módulo como módulo multiplicador.

Otro aspecto importante de la separación del circuito en módulos independientes capaces de integrarse en sistemas más complejos es que debemos de dejar de pensar en ellos como en

partes de un theremín. En su lugar deberíamos verlos como módulos versátiles que tan pronto pueden formar parte de un theremín como de otra cosa. De manera que, si quisiéramos integrarlos en un sintetizador analógico modular o destinarlos a otros propósitos, pudiéramos hacerlo.

En el caso de los módulos de un theremín, esta versatilidad es muy difícil de introducir en los osciladores porque no dejan de ser transductores de un instrumento de medición muy sensible. Pero en el resto de los módulos es perfectamente posible.

Bajo esta última consideración pudiera parecer que convertir cada oscilador en un módulo independiente carecería de sentido. Eso puede ser cierto desde el punto de vista anterior, pero no desde el electrónico.

En la Figura 17 se muestra la PCB del theremín analizado en el apartado anterior. Lo primero que salta a la vista son esas pistas de masa sensiblemente más gruesas que las demás intentando aislar electrónicamente cuatro segmentos muy parecidos entre sí del circuito: los osciladores.

La razón viene explicada en el manual del usuario del instrumento [8][3]. Si en una misma PCB tenemos varios osciladores diseñados para oscilar a frecuencias muy cercanas, lo normal es que por simpatía acaben oscilando todos ellos a la misma frecuencia. Y si eso sucede entre los osciladores de un theremín, ese theremín ha dejado de cumplir su cometido porque es precisamente esa pequeña diferencia de frecuencias la que contiene la señal audible. De manera que separar modularmente los osciladores en PCBs independientes —poniendo especial cuidado en sus masas— no solo es bueno sino altamente recomendable.

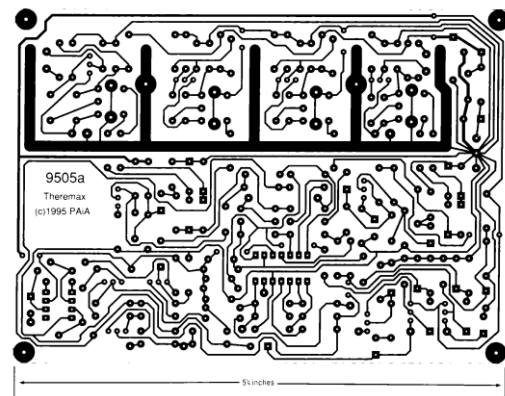


Figura 17. PCB del theremín PAiA Theremax [7].

Así, teniendo en cuenta todo lo anterior, podemos dibujar el diagrama de bloques que vamos a seguir para dividir nuestro diseño en módulos funcionales. En la Figura 18 se muestra el resultado (→Planos).

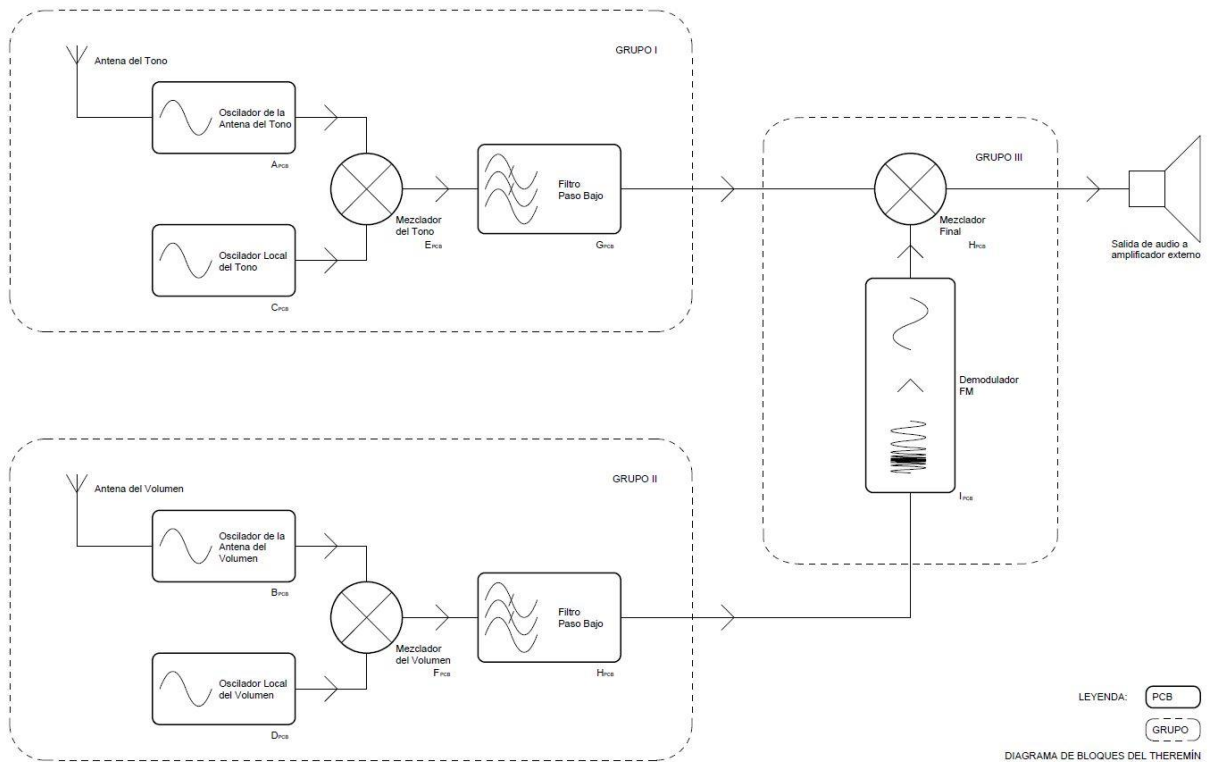


Figura 18. Diagrama de bloques / Módulos funcionales con demodulación FM para tono.

Con todo, nosotros vamos a adoptar una estrategia distinta para demodular el volumen como ya se vio en el apartado 2.2.

3. Especificaciones y metodología

3.1 Especificaciones y restricciones de diseño

El instrumento debe cumplir con las funciones elementales de un instrumento musical electrónico modular:

1. El rango de octavas cubierto debe ser el propio de un theremín.
2. La distribución de éstas debe ser la adecuada para que un intérprete sea capaz de afinar el instrumento.
3. Los módulos han de ser compatibles con el standard Eurorack al menos en sus especificaciones eléctricas: rango de voltajes de entrada, de salida, etc.
4. Las especificaciones eléctricas de salida del instrumento en su conjunto han de ser compatibles con el propio del entorno profesional.
5. El equipo electrónico debe respetar la normativa vigente de compatibilidad electromagnética entre aparatos electrónicos.

3.2 Metodología de trabajo

La metodología presenta dos partes bien diferenciadas: una parte previa de documentación y análisis de las soluciones ya existentes y una segunda de diseño, prototipado y control de calidad, y caracterización, de la solución adoptada.

El grueso del proyecto se ha centrado en esta segunda etapa que, además, se ha repetido para cada uno de los módulos funcionales del instrumento. Por ello, se muestra a continuación su diagrama de flujo interno en la Figura 19:

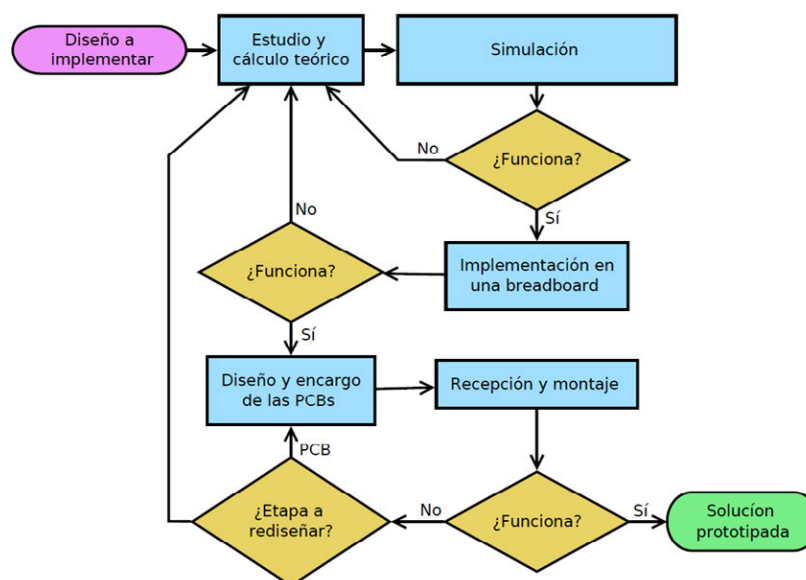


Figura 19. Diagrama de flujo del estudio y prototipado de cada módulo.

4. Descripción de la solución propuesta

En este capítulo vamos a describir el diseño finalmente adoptado para todo el sistema, mientras que en el siguiente se describirán los resultados de la parte construida, esto es, la antena del tono.

Como la solución adoptada es modular, el capítulo también se dividirá en tantos apartados como bloques funcionales conforman la solución propuesta: osciladores, multiplicadores, filtros, demodulación del volumen.

Hay que tener en cuenta que para varios de los bloques se han estudiado y desarrollado varias soluciones, sin embargo, en este capítulo sólo se van a describir las soluciones finalmente adoptadas. Si el lector tiene interés en ver las soluciones descartadas, las encontrará en los anexos. Con todo, a lo largo de la descripción y si se estima oportuno, se indicará si se estudió otra opción y por qué se descartó.

Además, en aras de una mayor legibilidad, en la descripción no se entrará en detalles y cálculos complejos. Eso no significa que no existan. El lector interesado en ellos los encontrará de nuevo en los anexos.

4.1 Osciladores

4.1.1 Introducción: localización, tipos y criterio de oscilación

En la Figura 20 se muestra la localización de los osciladores dentro del diagrama de bloques general.

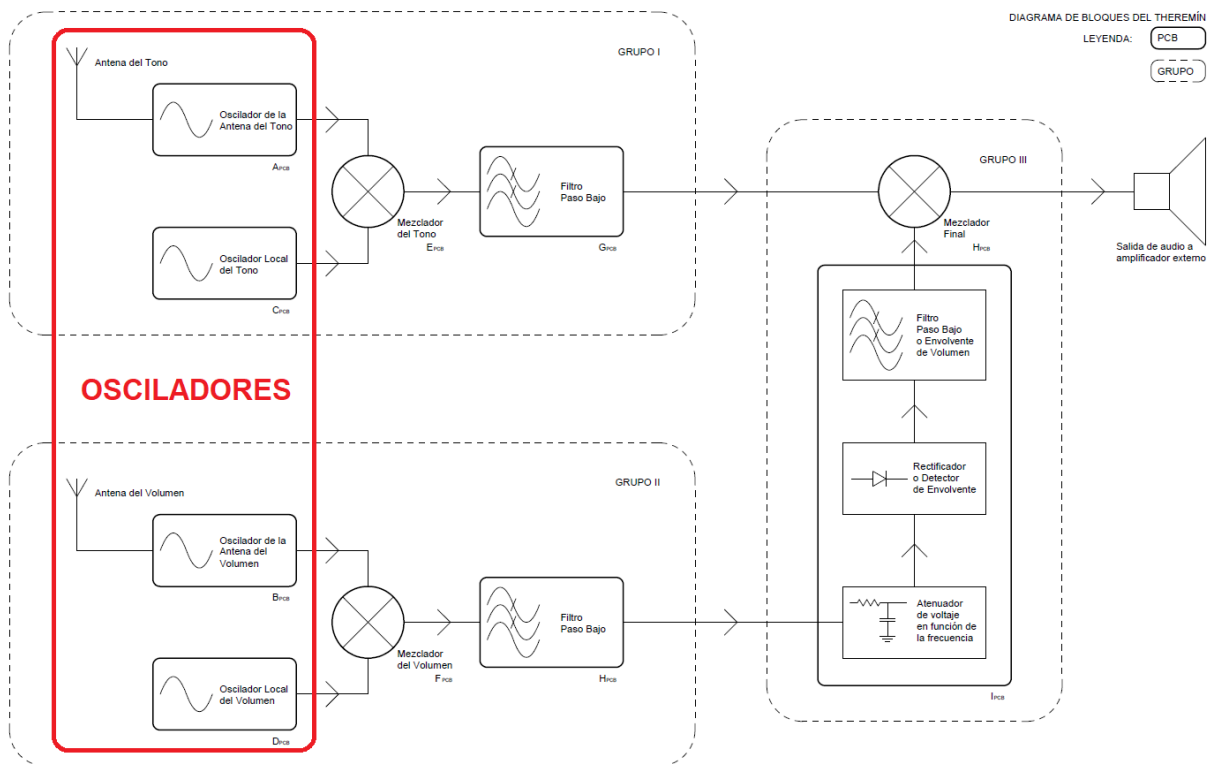


Figura 20. Localización de los osciladores dentro del diagrama de bloques general.

El bloque funcional de los osciladores es el más sensible y delicado de todo el theremín. En buena medida el éxito del diseño del theremín descansa en el desempeño de sus osciladores.

En el theremín hay dos tipos de osciladores: los conectados directamente a cada una de las antenas y sus respectivos osciladores locales. Los segundos son osciladores que oscilan a una frecuencia fija, mientras que los primeros presentan una frecuencia de oscilación variable. De hecho, los primeros son transductores que traducen una variación de la proximidad de la mano del intérprete a la antena en una variación de su frecuencia de oscilación. Esto es así porque la llamada antena no lo es. Es un electrodo de un condensador variable, siendo el otro la mano del intérprete. Este condensador variable forma parte de la retroalimentación del oscilador. De manera que una pequeña variación de su capacidad se traduce en una pequeña variación de la localización del polo dominante del sistema que determina su frecuencia de oscilación.

En la Figura 21 se muestra el diagrama de bloques del sistema con retroalimentación positiva propio de un oscilador; y en la ecuación (1), su función de transferencia.

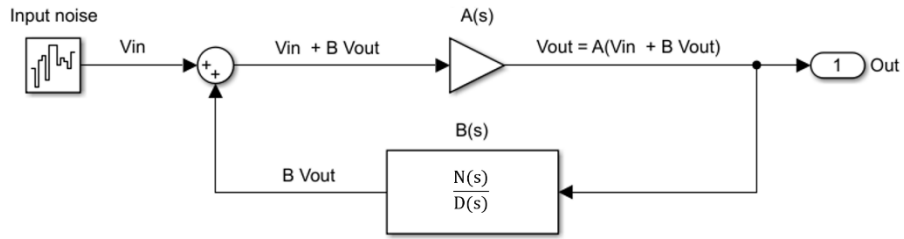


Figura 21. Diagrama de bloques del oscilador.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A}{1 - AB} \quad (1)$$

Para que el sistema oscile basta con que el denominador de su función de transferencia —o ecuación característica del sistema— sea igual a cero. Esto es lo que se denomina criterio de Barkhausen [10].

4.1.2 Soluciones estudiadas

Para los osciladores se estudiaron dos soluciones. Una primera en la que se usaba un puente de Viena —o *Wien Bridge* en inglés— y una segunda en la que se optó por un *Colpitts*. En la primera opción, la etapa amplificadora se resolvía con un amplificador operacional (OpAmp) con retroalimentación negativa [14], mientras que en la segunda se usaba un transistor bipolar (BJT) [10]. Ambas implementaciones se muestran en la Figura 22.

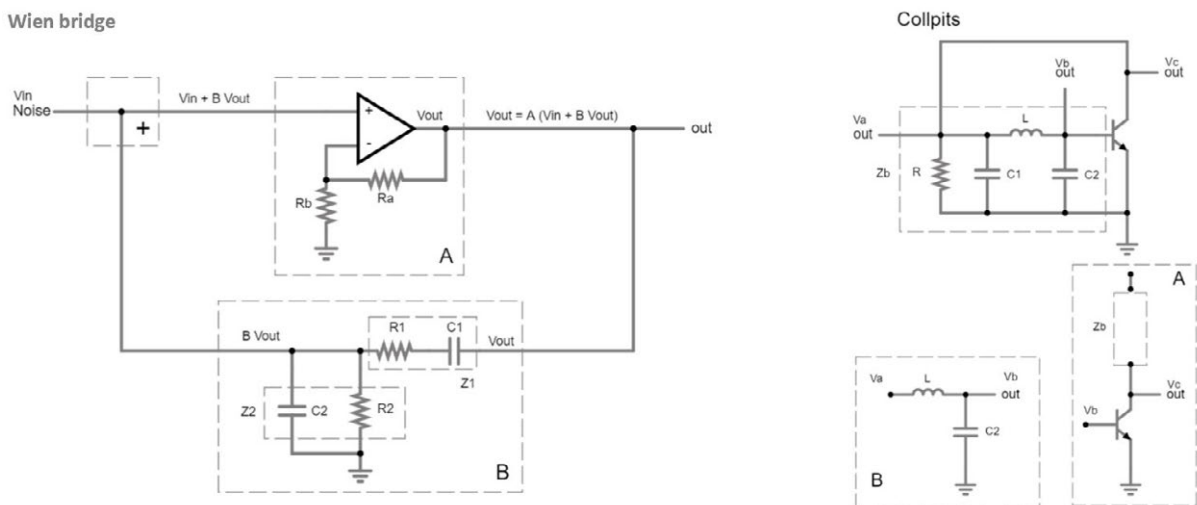


Figura 22. Osciladores Wien bridge y Colpitts.

Teóricamente la primera opción es más sencilla que la segunda porque, si se aplica el criterio de Barkhausen, se llega a una ecuación compleja de segundo orden muy fácil de resolver, mientras que en la segunda opción se llega a una ecuación de tercer orden algo más difícil. Además, las ecuaciones con las que se modeliza el operacional de la primera opción son más amables que tener que tratar con la transconductancia del transistor y el tanque LC formado por el inductor L y los condensadores C₁ y C₂ en serie de la segunda opción.

Pero como los osciladores son el bloque funcional más sensible y delicado de todo el theremín, su modelización teórica requiere de la mayor precisión posible. Basta una implementación real sobre una breadboard para darse cuenta de que no se puede tratar al operacional de la primera opción como un operacional ideal, sino como un sistema más complejo con al menos un polo interno de compensación. Llegados a ese punto, lo que parecía una sencilla ecuación de segundo orden pasa a convertirse en una endiablada ecuación de tercer orden muy difícil de despejar. Además, un transistor bipolar es siempre más barato que un operacional. De ahí que finalmente se optara por la segunda opción. Todo este proceso se explica en el apartado A.1.1 de los anexos.

4.1.3 Solución adoptada: oscilador Colpitts

Ahora vamos a centrarnos en la opción adoptada, esto es, en el oscilador Colpitts que se muestra en la Figura 23. Si se resuelve la ecuación compleja de tercer orden que se deriva de aplicar el criterio de Barkhausen, se obtienen dos ecuaciones: una para la parte imaginaria y otra para la parte real. De la parte imaginaria se deriva la frecuencia de oscilación como se ve en la ecuación (2); y de la parte real, la condición de oscilación en sí como se muestra en la ecuación (3).

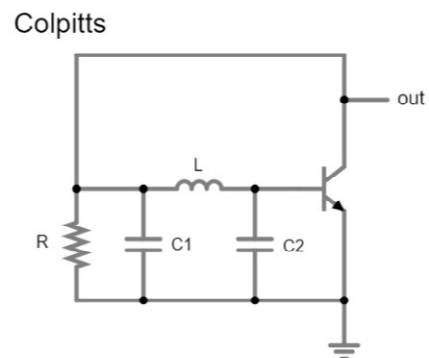


Figura 23. Oscilador Colpitts.

$$\Im \rightarrow \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (2)$$

$$\Re \rightarrow g_m R = \frac{C_2}{C_1} \quad (3)$$

4.1.4 Frecuencia de oscilación: el tanque LC como transductor

La ecuación (2), como era de prever, nos dice que la frecuencia del oscilador coincide con la frecuencia de oscilación natural del tanque formado por el inductor L y los condensadores C_1 y C_2 en serie.

Quizá el problema más difícil de abordar en el diseño de un theremín es determinar la frecuencia de oscilación de sus osciladores. Necesitamos una frecuencia lo suficientemente elevada como para que una pequeña variación en la capacidad del condensador que forman la antena y la mano del intérprete se transforme en una variación en la frecuencia audible tras su heterodinación.

El rango que se busca para el theremín es de 5 octavas. Concretamente, de unos 65 Hz (C2, 36 MIDI) hasta unos 2093 Hz (C7, 96 MIDI). El recorrido de la mano del intérprete desde su posición de reposo hasta tocar la antena es de unos 40 cm. De manera que un movimiento de 40 cm se tiene que traducir en una variación de frecuencia de 2 kHz. Ahora bien, si volvemos a la ecuación (2), vemos que nosotros no vamos a trabajar con distancias sino con capacidades. Así que lo primero que deberíamos preguntarnos es a qué variación de la capacidad de la antena se corresponde esa variación de la distancia. Y así nos topamos de lleno con el punto más problemático en el diseño de un theremín: medir la capacidad de sus antenas.

Medir la capacidad diferencial de la antena es muy difícil porque, siendo optimistas, estamos hablando de unos pocos picofaradios y, siendo más realistas, de decimas de picofaradio que, además, se alteran con cualquier ligera modificación de su entorno. De manera que, si intentásemos medirla, no sabríamos si lo que estamos midiendo es la capacidad de la antena o la capacidad parásita de cualquier parte del instrumental de medición. De hecho, hasta que no se caracterice este módulo ya montado sobre su PCB no se podrá inferir indirectamente dicha capacidad. Por ahora nos tendremos que contentar con estimar el orden de ésta.

Llegados a este punto lo que vamos a hacer es modelizar el tanque del oscilador para establecer cómo varía su frecuencia de oscilación natural en función de la variación de la capacidad de la antena. Esto es, vamos a establecer la sensibilidad del tanque como transductor que transforma una capacidad en una frecuencia.

Para ello debemos partir de un modelo lo más simplificado posible del tanque fijando, además, ciertos valores como el del inductor. El modelo después se irá complicando paulatinamente porque, por ejemplo, el inductor tiene capacidades parásitas comparables con la de la antena. Por otro lado, conviene establecer ciertas restricciones. Así, por ejemplo, la frecuencia final no debe superar la que imponga como límite el *Slew Rate* de los operacionales que aparezcan en etapas posteriores. El lector interesado tiene todo este desarrollo con sus cálculos en el apartado A.1.2 de los anexos.

Finalmente llegamos al modelo que vemos en la Figura 24. A partir de este modelo dimensionado ya estamos en situación de poder confeccionar el cuadro de la Tabla 1. Este cuadro nos permite establecer la sensibilidad del tanque como transductor que transforma una capacidad en una frecuencia.

A primera vista el rango de capacidades de la antena en el cuadro puede parecer excesivo porque es 10 veces superior a nuestras estimaciones. Pero es que nuestras estimaciones se referían a la variación de la capacidad de la antena provocada por el movimiento de la mano del intérprete. La antena sin el intérprete presenta una capacidad base con el suelo y el resto del entorno del orden de los 10 pF.

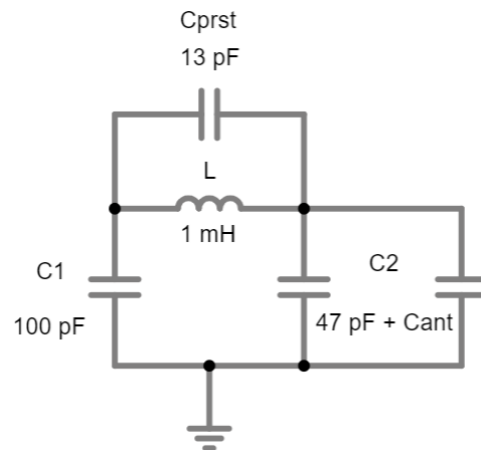


Figura 24. Modelo final del tanque LC.

Tabla 1. Cuadro para establecer la sensibilidad del tanque.

C_{ANTENA} [pF]	$C_2 = 47\text{pF} + C_{\text{ANTENA}}$ [pF]	$C_{\text{TOTAL}} = (C_1 C_2 / (C_1 + C_2)) + C_{\text{PRST}}$ [pF]	$f = 1 / (2\pi \sqrt{L C_{\text{TOTAL}}})$ [Hz]	Δf [Hz]
1	48	45.43	746.7E+3	
3	50	46.33	739.4E+3	7.3E+3
5	52	47.21	732.5E+3	6.9E+3
7	54	48.06	725.9E+3	6.5E+3
9	56	48.90	719.7E+3	6.2E+3
11	58	49.71	713.8E+3	5.9E+3
13	60	50.50	708.2E+3	5.6E+3

El cuadro establece que una variación de 2 pF en la antena supondrá una variación de unos 6.4 kHz en la frecuencia de oscilación natural del tanque. Es decir, que el tanque tiene una sensibilidad de 3.2 kHz/pF. Teniendo en cuenta que se estima que el movimiento de la mano del intérprete genere una variación de un picofaradio, la sensibilidad del tanque está bastante bien ajustada a nuestras pretensiones.

4.1.5 Condición de oscilación: la transconductancia del transistor

Salvado este primer escollo, podemos centrar nuestra atención en la ecuación (2). Esta ecuación establece que la condición de oscilación depende de la transconductancia del transistor g_m . Concretamente, la ecuación (3) dice que, si el producto de la transconductancia por la resistencia del colector del transistor es igual a la ratio de los condensadores, el oscilador tendrá una oscilación estable, esto es, el polo del sistema se colocará sobre el eje imaginario del plano s . Por el contrario, si es menor, la oscilación decaerá y, si es mayor, crecerá hasta saturar al oscilador. En la práctica, como siempre hay una colección de factores

que hacen que la oscilación decaiga, como las resistencias parásitas, etc., conviene, por tanto, que el producto de la transconductancia del transistor por su resistencia de colector sea sensiblemente mayor que la mencionada ratio de los condensadores.

La transconductancia del transistor es un parámetro que, por suerte para nosotros, es menos problemático que su β . Ambos parámetros dependen de la temperatura que es difícil de controlar, pero además la β de un transistor presenta una gran variabilidad de un transistor a otro, aunque ambos sean de la misma familia incluso de la misma tirada de producción. De ahí que siempre convenga independizar el diseño de este parámetro [10] [11].

Por el contrario, g_m es un parámetro que se puede controlar mejor. Este parámetro es directamente proporcional a la corriente del colector I_C que se puede fijar diseñando adecuadamente la polarización del transistor [11]. Nosotros vamos a forzar que I_C valga 1 mA.

4.1.6 Polarización y acople

Para polarizar al transistor en emisor común se requieren tres o cuatro resistores como muestra la Figura 25. El resistor del emisor R_e se podría eliminar, pero su inclusión establece cierta retroalimentación negativa que mejora la linealidad del sistema. Teniendo en cuenta que la corriente del colector ha de ser de 1 mA y que el divisor que forman R_{b1} y R_{b2} ha de ser independiente de la β del transistor, el dimensionado de los resistores de polarización y su sustitución por valores comerciales queda como se muestra en la Figura 26. El lector tiene el desarrollo detallado de estos cálculos en el apartado A.1.3 de los anexos.

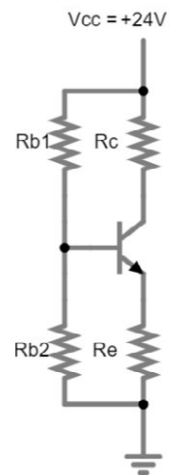


Figura 25. Polarización del transistor.

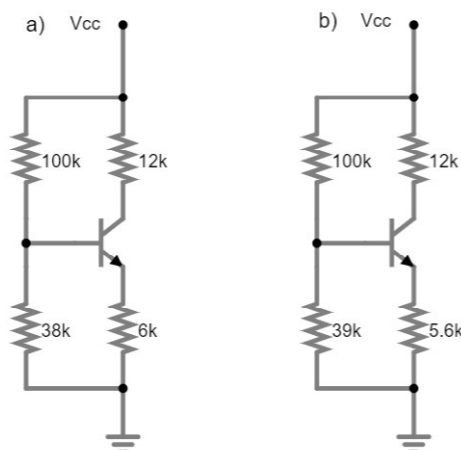


Figura 26. Dimensionado de la polarización:

- a) Valor de las resistencias.
- b) Valores comerciales de los resistores elegidos.

La polarización del transistor establece la corriente de colector en continua. Esto determina el punto de trabajo o *quiescent point* del transistor en continua. Sobre este punto ha de superponerse la señal alterna producida por la oscilación natural del tanque. Para ello se usa un condensador de acople que junto a los resistores Rb1 y Rb2 forman un filtro paso alto como se muestra en la Figura 27. La frecuencia de corte de este filtro ha de estar como mínimo una década por debajo de la frecuencia de oscilación del tanque. Si usamos un condensador de 100 pF y la resistencia equivalente del paralelo Rb1 y Rb2 es de 28 kΩ, entonces la frecuencia de corte de este filtro será de 57 kHz, esto es, más de una década por debajo de los 700 y pico kHz de oscilación del tanque.

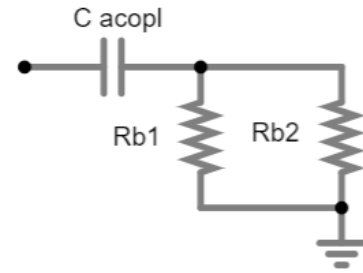


Figura 27. Filtro paso alto del condensador de acople.

4.1.7 Simulaciones del oscilador

Con los valores de los componentes pasivos anteriormente indicados, añadiendo las magnitudes parásitas del inductor y sin añadir todavía la desconocida capacidad de la antena podemos hacer una primera simulación del oscilador. En la Figura 28 y en la Figura 29 vemos las capturas de las simulaciones hechas con los simuladores Falstad y Pspice de Orcad respectivamente.

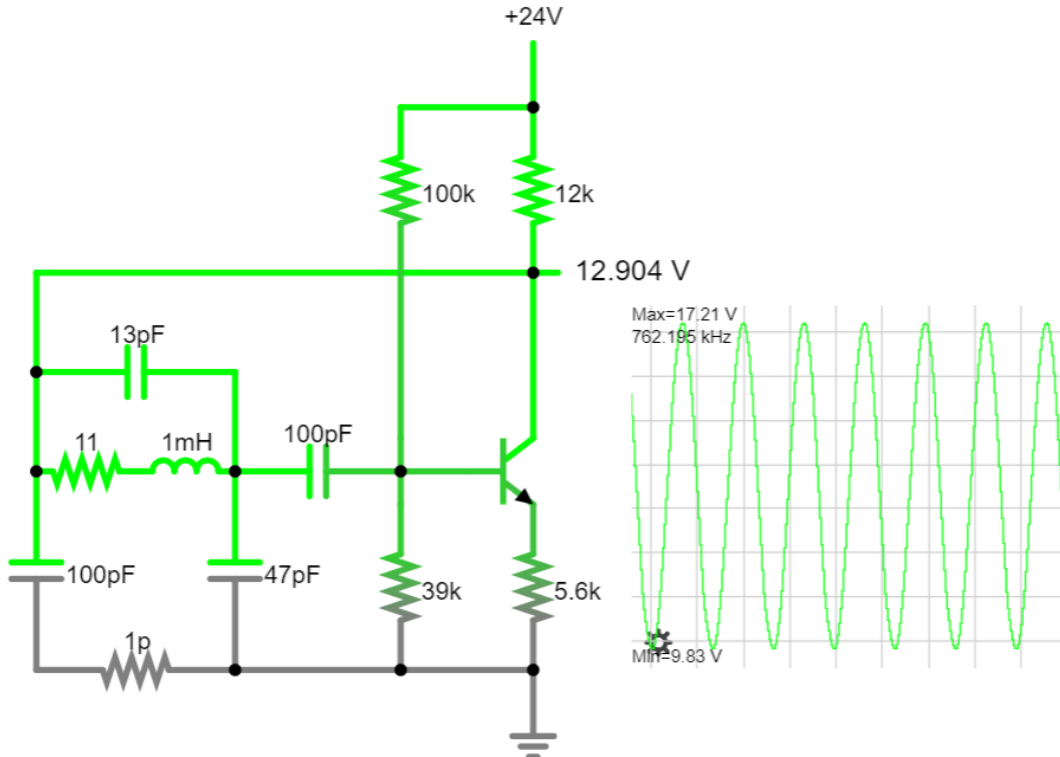


Figura 28. Simulación en Falstad del oscilador sin la antena.

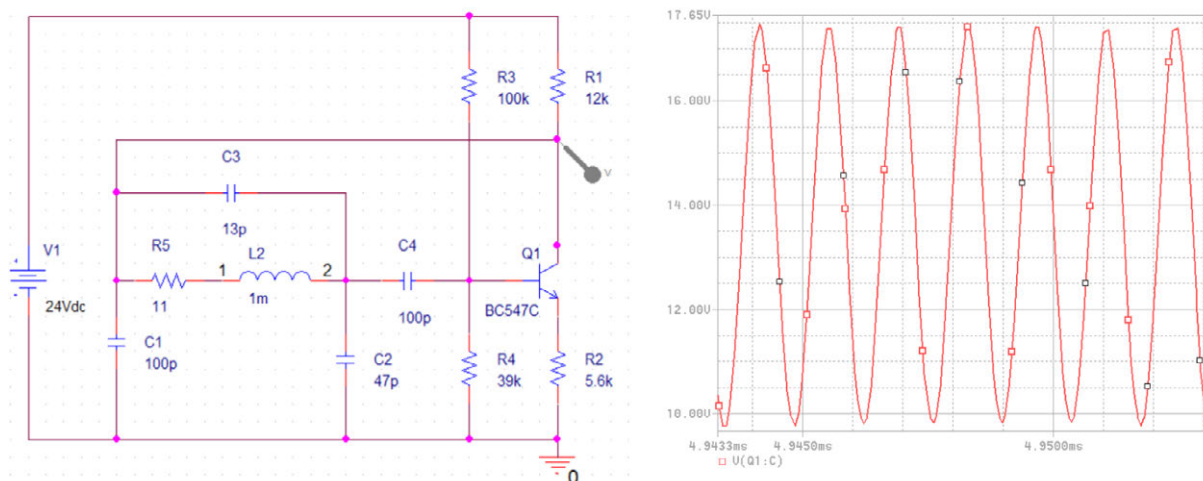


Figura 29. Simulación en Pspice del oscilador sin la antena.

Si ahora variamos el valor de C_2 añadiendo las posibles capacidades de la antena (C_{ANTENA}), podemos completar la tabla anterior como se ve en Tabla 2.

Tabla 2. Cuadro comparativo de la sensibilidad del tanque teórica y simulada.

	C_{ANTENA} [pF]	C_2 [pF]	C_{TOTAL} [pF]	f Teórica [Hz]	f Falstad [Hz]	f Orcad [Hz]
	1	48	45.43	746.7E+3	758.0E+3	717.6E+3
	3	50	46.33	739.4E+3	751.0E+3	713.3E+3
	5	52	47.21	732.5E+3	744.0E+3	704.3E+3
	7	54	48.06	725.9E+3	737.0E+3	700.6E+3
	9	56	48.90	719.7E+3	731.0E+3	696.1E+3
	11	58	49.71	713.8E+3	725.0E+3	691.3E+3
	13	60	50.50	708.2E+3	720.0E+3	685.7E+3
FSR	12	12	5	-38.5E+3	-38.0E+3	-31.9E+3
Sensibilidad				-3.2E+3	-3.2E+3	-2.7E+3

A partir de este cuadro podemos realizar la gráfica de la Figura 30 que nos permite visualizar la sensibilidad teórica y simulada del tanque.

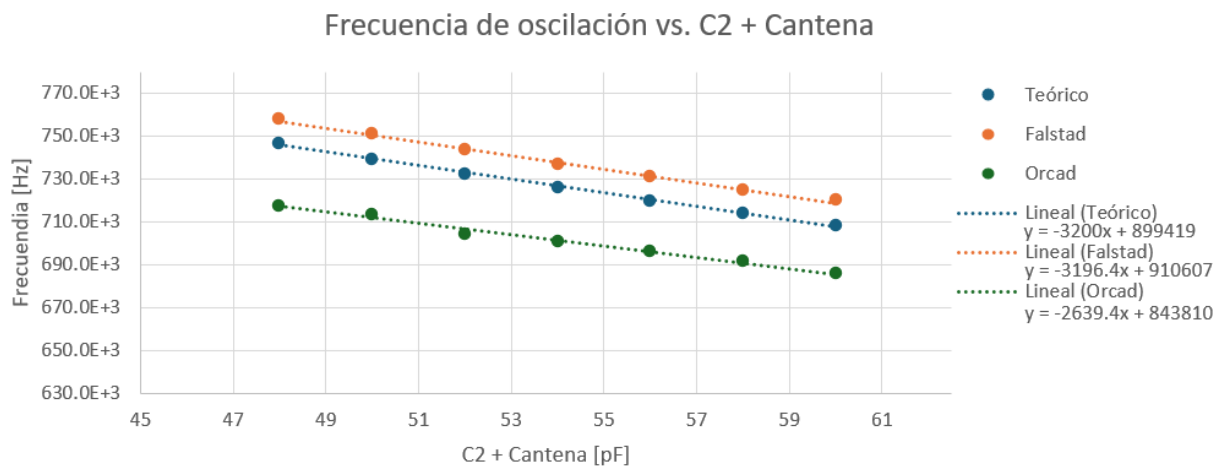


Figura 30. Gráfica comparativa de la sensibilidad del tanque teórica y simulada.

En el gráfico apreciamos cómo la principal diferencia entre las tres líneas de tendencia no es tanto de ganancia como de offset. Así el simulador Falstad eleva las expectativas de la frecuencia de oscilación respecto a lo calculado teóricamente, mientras que el simulador Pspice las disminuye.

4.1.8 Implementaciones y mediciones del oscilador

Siguiendo el flujo de trabajo establecido en la metodología, ya estamos en situación de llevar el diseño a la realidad. Antes de empezar a medir con el osciloscopio las frecuencias de los osciladores montados en una breadboard, conviene tener presente que una breadboard, además de introducir resistencias parásitas cuando la conexión no es muy buena, introduce también capacidades parásitas por defecto. Concretamente, se puede estimar que la capacidad entre sus filas ronda los 2 pF o 5 pF y entre las columnas que forman los raíles de potencia puede llegar hasta los 20 pF. Estas capacidades normalmente se pueden despreciar, pero en el caso que nos ocupa son comparables con la variación de la capacidad que pretendemos añadir mediante el conjunto formado por la antena y la mano del músico. De ahí que convenga tomar los resultados de la medición con cierta prevención.

En la breadboard vamos a medir tres implementaciones. En la Figura 31 se muestran las tres además de una imagen de la antena. De izquierda a derecha y de arriba abajo tenemos: una primera implementación con dos valores distintos para C_2 próximos a los extremos del rango antes simulado, una segunda con el condensador variable que se usará para ajustar el oscilador local y una tercera con la antena. Como se desconoce el valor capacitivo de la antena, de esta última medición se tomarán las frecuencias de oscilación para las posiciones extremas de la mano del intérprete respecto a la antena.

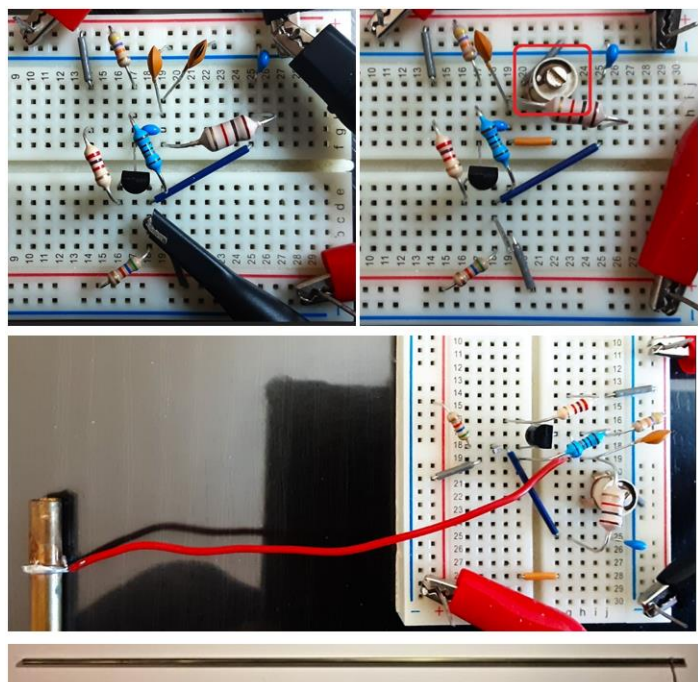


Figura 31. Las tres implementaciones del oscilador sobre la breadboard y la antena.

Finalmente se inferirá de forma indirecta la capacidad de la antena a partir de estas frecuencias localizando su posición en las líneas de tendencia de las dos primeras mediciones.

El condensador variable tiene un rango nominal comprendido entre los 3,5 pF y los 13 pF. La antena es una simple varilla de latón de 68.5 cm de largo por ½ cm de diámetro.

A partir de los datos de la dos primeras mediciones se puede confeccionar el cuadro comparativo de la Tabla 3.

Tabla 3. Cuadro comparativo de las dos primeras implementaciones del oscilador.

	condensadores fijos		condensador variable	
	$C_2 = 47\text{pF} + C_{\text{ANTENA}}$ [pF]	f medida [Hz]	$C_2 = 47\text{pF} + C_{\text{ANTENA}}$ [pF]	f medida [Hz]
	47	714.4E+3	50.5	685.0E+3
	57	675.3E+3	60	644.0E+3
FSR	10	-39.1E+3	10	-41.0E+3
Sensibilidad		-3.9E+3		-4.3E+3
offset		898.2E+3		902.9E+3

Como dos puntos definen una recta, las mediciones extremas que hemos hecho nos bastan para dibujar sobre el gráfico anterior las líneas de tendencia de estas nuevas mediciones. En la Figura 32 se muestra la gráfica comparativa con las dos nuevas líneas de tendencia.

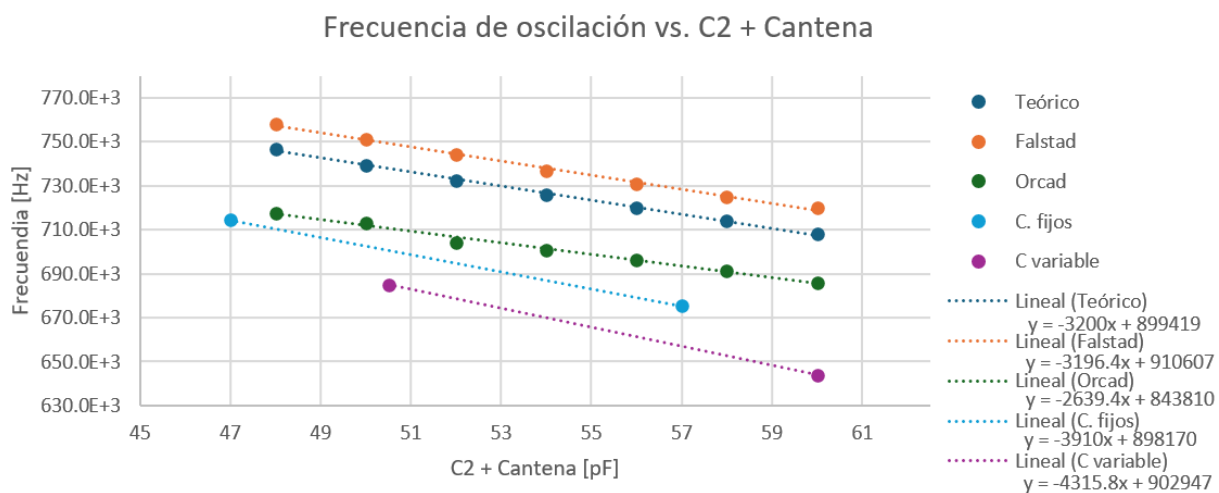


Figura 32. Gráfica comparativa con las mediciones del oscilador sobre la breadboard.

Las dos nuevas líneas de tendencia son las que aparecen en la parte baja de la gráfica. Analizándolas se observa un claro error de offset con respecto a las líneas anteriores que se traduce en una menor frecuencia de oscilación para las mismas capacidades. Esto viene a confirmar lo comentado anteriormente: la breadboard introduce capacidades parásitas. En otro tipo de circuito esas capacidades parásitas pasarían inadvertidas, pero en un transductor con una sensibilidad teórica de 3.2 kHz/pF hacen acto de presencia reduciendo su frecuencia de oscilación.

También se observa una mayor ganancia. Así la implementación del transductor sobre la breadboard presenta una sensibilidad 4 kHz/pF frente a los 3 teóricos anteriores. Este aumento en la sensibilidad puede que se traduzca en que nuestro theremín acabe abarcando una octava más.

Ahora pasamos a medir la última implementación sustituyendo el condensador variable por la antena. Tras medir las frecuencias del oscilador que se corresponden con las posiciones extremas de la mano del intérprete respecto a la antena, pasamos a incorporarlas sobre las dos últimas líneas de tendencia con el fin de inferir indirectamente su capacidad. En la Tabla 4 se muestra el cuadro anterior con las dos nuevas frecuencias y en la Figura 33 se incluyen en la gráfica.

Tabla 4. Cuadro comparativo con las frecuencias extremas de la antena.

	condensadores fijos		condensador variable	
	$C_2 = 47\text{pF} + C_{\text{ANTENA}}$ [pF]	f medida [Hz]	$C_2 = 47\text{pF} + C_{\text{ANTENA}}$ [pF]	f medida [Hz]
	47.000	714.4E+3	50.500	685.0E+3
	57.000	675.3E+3	56.988	657.0E+3
	61.680	657.0E+3	57.799	653.5E+3
	62.575	653.5E+3	60.000	644.0E+3
FSR	14.680	-57.4E+3	9.500	-41.0E+3
Sensibilidad		-3.9E+3		-4.3E+3
offset		898.2E+3		902.9E+3

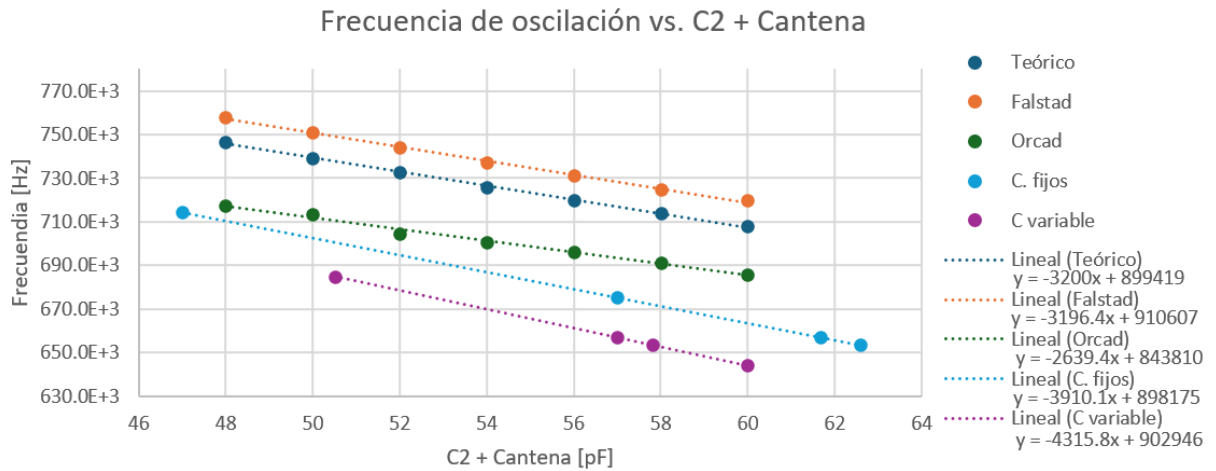


Figura 33. Gráfica comparativa con las frecuencias extremas de la antena.

Las frecuencias medidas con la antena suponen un diferencial de 3.5 kHz que es ligeramente superior al rango esperado teóricamente. Con este diferencial nuestro theremín casi abarcaría una octava de más. Éste es un resultado bastante bien ajustado a nuestras pretensiones.

Centrándonos en la medición indirecta de la capacidad de la antena, ésta no llega ni a un picofaradio. Si tomamos como referencia la línea formada por los condensadores fijos, el rango de variación capacitiva de la antena es de 0.895 pF; y si tomamos la formada por el condensador variable, es de 0.811 pF. Así que se confirman nuestras estimaciones más realistas.

Con lo anterior podemos dar por terminado y comprobado el diseño del transductor.

4.1.9 Adaptación de salida y diseño final del módulo oscilador

Ahora ya solo queda adaptar la salida del módulo oscilador. Para ello se van a interponer una serie de etapas intermedias con diferentes propósitos:

Una primera etapa que evite que el oscilador se vea cargado por la adaptación. Para ello usaremos un operacional configurado como seguidor. Este operacional debe tener un *Slew Rate* y un *Gain–BandWidth Product* (GBWP) suficientes. El operacional finalmente elegido es el TLE2074AC Excalibur Low-Noise High-Speed JFET-Input que, según su datasheet, tiene un *Slew Rate* típico de $40 \text{ V}/\mu\text{s}$ y un *Unity-Gain BandWidth* (UGBW) de 10 MHz [15].

Una segunda etapa que sirva para atenuar la señal si se quiere. El oscilador proporciona una señal robusta de casi 8 Vpp y el módulo siguiente puede llegar a saturarse si se le suministra una señal tan grande. Por ello conviene disponer de una etapa intermedia que nos permita atenuar la señal con precisión. Para ello usaremos un filtro paso alto RC cuya red resistiva permita atenuar la señal alterna de salida. Esto se consigue con un divisor variable formado por un potenciómetro y un par de resistores. Esta etapa se culmina con un operacional configurado como seguidor para aislarla de la siguiente.

Una tercera y última etapa que permita eliminar con precisión la componente continua y adaptar la impedancia de salida. Esta etapa es parecida a la anterior, pero con una red resistiva simétrica y un potenciómetro multivuelta que permita eliminar con precisión cualquier error de offset que se pueda producir. Esta etapa se culmina con un operacional configurado como seguidor para dotar al módulo de una impedancia de salida mucho más baja que la del operacional, que es de 80Ω [15]. Esto sucede porque la realimentación negativa entre la salida y la entrada inversora del operacional actúa como un muestreo paralelo de voltaje. Esta configuración provoca una reducción drástica de la resistencia de salida, alcanzando valores prácticamente nulos.

En la Figura 34 podemos ver una simulación del módulo con todas sus etapas.

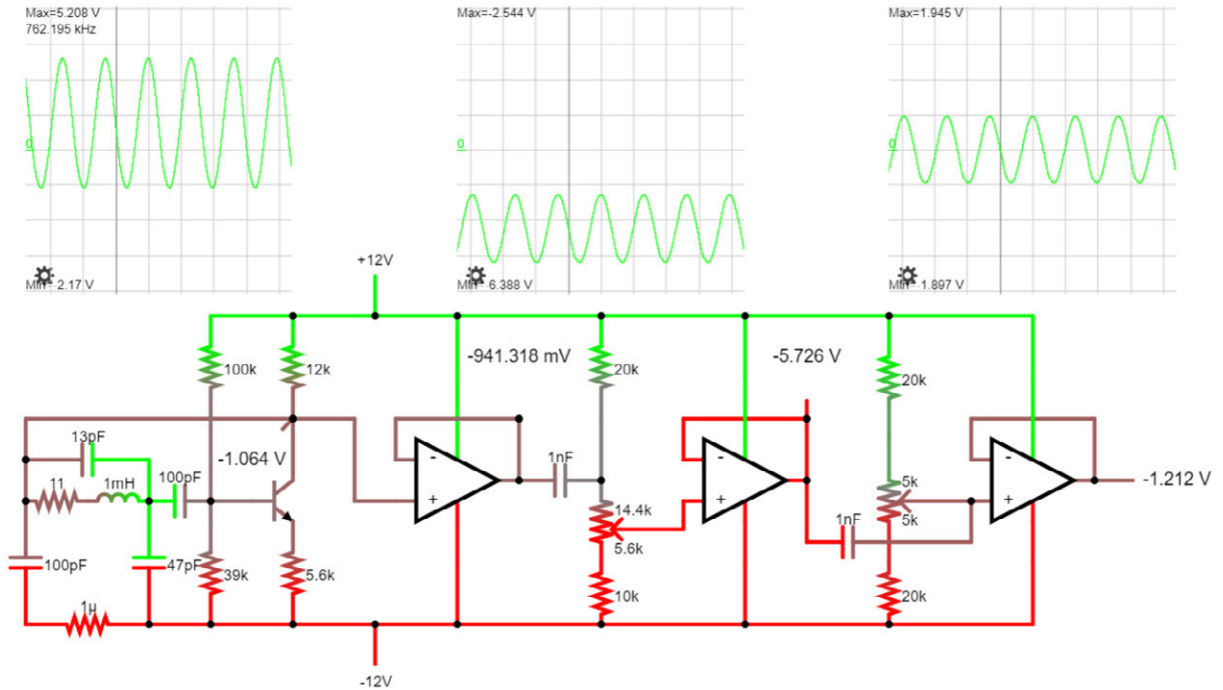


Figura 34. Diseño final del módulo oscilador con su adaptación de salida incluida.

Este diseño final se implementó y midió sobre la breadboard, y como los resultados de las medidas coincidieron con lo esperado —no aportan nada nuevo o inesperado—, no se han incluido aquí. No obstante, el lector interesado los encontrará en el apartado A.1.6 de los anexos.

4.2 Multiplicadores

4.2.1 Introducción: localización, tipos y fundamento teórico

En la Figura 35 se muestra la localización de los multiplicadores dentro del diagrama de bloques general.

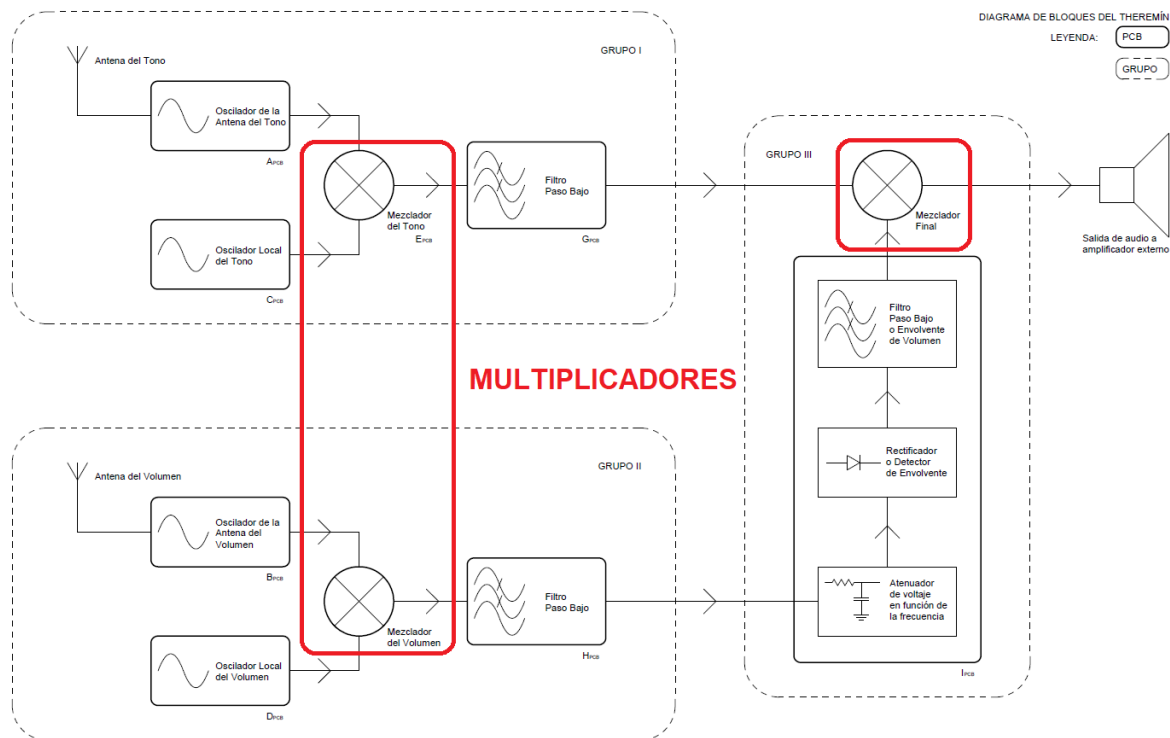


Figura 35. Localización de los multiplicadores dentro del diagrama de bloques general.

El bloque funcional de los multiplicadores es, después del de los osciladores, uno de los más sensibles y delicados de todo el theremín.

En el theremín puede parecer que hay dos tipos de multiplicadores: los que trasladan el diferencial de frecuencias al rango audible en los bloques de las antenas y el del bloque final que modula la señal del tono con la del volumen. Pero esta diferencia responde sólo a la funcionalidad externa, internamente, ambos son iguales y hacen lo mismo: multiplicar dos señales entrantes.

De las dos funciones externas mencionadas, quizá la más sorprendente sea la primera: que mediante una multiplicación se acabe consiguiendo realizar una resta. Esto no responde tanto a la multiplicación en sí, como a una propiedad notable de las señales sinusoidales: cuando se multiplican dos señales de este tipo, la señal resultante es la diferencia de otras dos señales senoidales cuyas frecuencias son precisamente la suma y la resta de las señales multiplicadas, como podemos ver en la ecuación (4).

$$\sin(\alpha) \times \sin(\beta) = 1/2 (\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)) \quad (4)$$

Este notable resultado es fácil de demostrar si cambiamos la notación y expresamos la multiplicación de ambos senos por la de sus equivalentes complejos expresados en forma polar, como así se demuestra en el apartado A.2.1 de los anexos.

4.2.2 Soluciones estudiadas

Para multiplicar dos señales electrónicamente existen varias maneras, pero nosotros hemos estudiado dos para, finalmente, decantarnos por una de ellas.

La primera ya se introdujo cuando analizamos el theremín PAiA Theremax, nos referimos al anillo de diodos, y la segunda es la célula de Gilbert que tiene cierta familiaridad con el VCA que se usaba en la modulación tono-volumen del theremín PAiA Theremax. De hecho, en nuestra solución sustituimos ese VCA (*Voltage Controlled Amplifier*) por el mismo tipo de célula de Gilbert que nos sirve para implementar todos los módulos multiplicadores. En la Figura 36 se muestran ambas opciones.

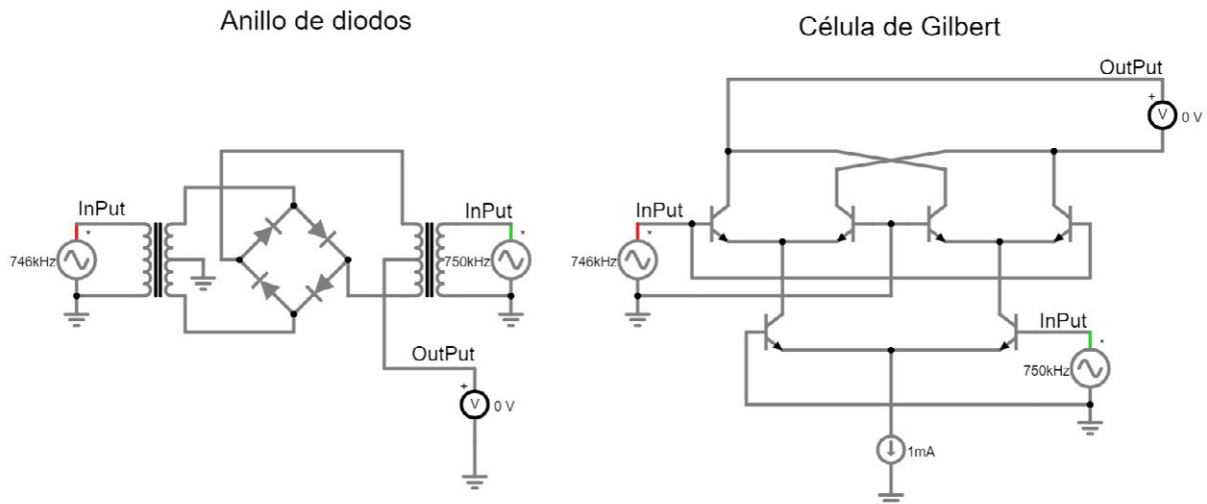


Figura 36. Anillo de diodos y célula de Gilbert.

Finalmente se eligió la segunda opción —la célula de Gilbert— por varias razones que, en lo que sigue, voy a exponer.

El anillo de diodos es un circuito muy usado en mezcladores de radio frecuencia (RF), pero para frecuencias inferiores al megahercio, como es nuestro caso, es poco eficiente. Es un tipo de circuito que introduce muchos armónicos porque los diodos del anillo funcionan como interruptores.

Como es un circuito pensado para trabajar en frecuencias superiores a la nuestras, necesita adaptaciones de impedancias tipo RF. Cuando se trabaja con esas frecuencias, las longitudes de las pistas del circuito son mayores que las longitudes de onda de las señales. De manera que las pistas se convierten en líneas de transmisión y para evitar reflexiones hay que adaptar impedancias igualándolas. Nosotros vamos a multiplicar señales que rondan los 750 kHz, de manera que sus longitudes de onda en el cobre rondarán los 200 metros. No tiene sentido

alguno adaptar impedancias de ese modo. En nuestro caso, lo suyo es hacerlo como se hace con las señales de audio, esto es, haciendo que la impedancia de salida de una etapa sea muchísimo más pequeña que la de entrada de la siguiente.

Si nos fijamos en las entradas de circuito del anillo de diodos en la Figura 36, vemos que están implementadas con transformadores con toma central. Este tipo de componentes, además de ser voluminosos y pesados, emiten ruido radioeléctrico. Pero, sobre todo, no encajan muy bien en el tipo de diseño modular.

Por el contrario, la célula de Gilbert ofrece muchas ventajas y se adapta mucho mejor a nuestros propósitos que el anillo de diodos. Por un lado, es un multiplicador mucho más limpio, es decir, introduce muchos menos armónicos. En lugar de interrupciones abruptas, ofrece transiciones suaves que conducen a una mayor limpieza espectral.

La célula de Gilbert es muy fácil de adaptar en sistemas modulares con alimentación simétrica. Concretamente, su salida diferencial es muy fácil de adaptar con un operacional. Por no hablar del diseño de sus entradas que son clavadas a las del par diferencial de la primera etapa de un operacional.

Este tipo de mezclador sirve tanto para restar frecuencias como para modular el tono y el volumen como si de una modulación AM se tratase.

Por último, es un circuito más controlable por diseño. De hecho, se puede llegar a controlar su ganancia, mientras que en el anillo de diodos no se puede.

En resumidas cuentas, tanto por frecuencia de trabajo, limpieza espectral, facilidad de integración, versatilidad funcional y posibilidad de ajuste y control se elige la célula de Gilbert y se descarta el anillo de diodos.

4.2.3 Solución adoptada: célula de Gilbert.

En el último capítulo del libro *Design with Operational Amplifiers* de Sergio Franco [16] se describe un circuito fascinante al que se refiere como *Four-quadrant analog multiplier* (Multiplicador analógico de cuatro cuadrantes). Este circuito, que vemos en la Figura 37, es conocido bajo el nombre de célula de Gilbert porque basa su funcionamiento en el *principio de translinealidad* enunciado por Barrie Gilbert que, de forma general, establece que *en un lazo cerrado de dispositivos con relación exponencial corriente-tensión (como los BJTs en región activa), el producto de las corrientes en una dirección es igual al producto de las corrientes en la dirección opuesta*.

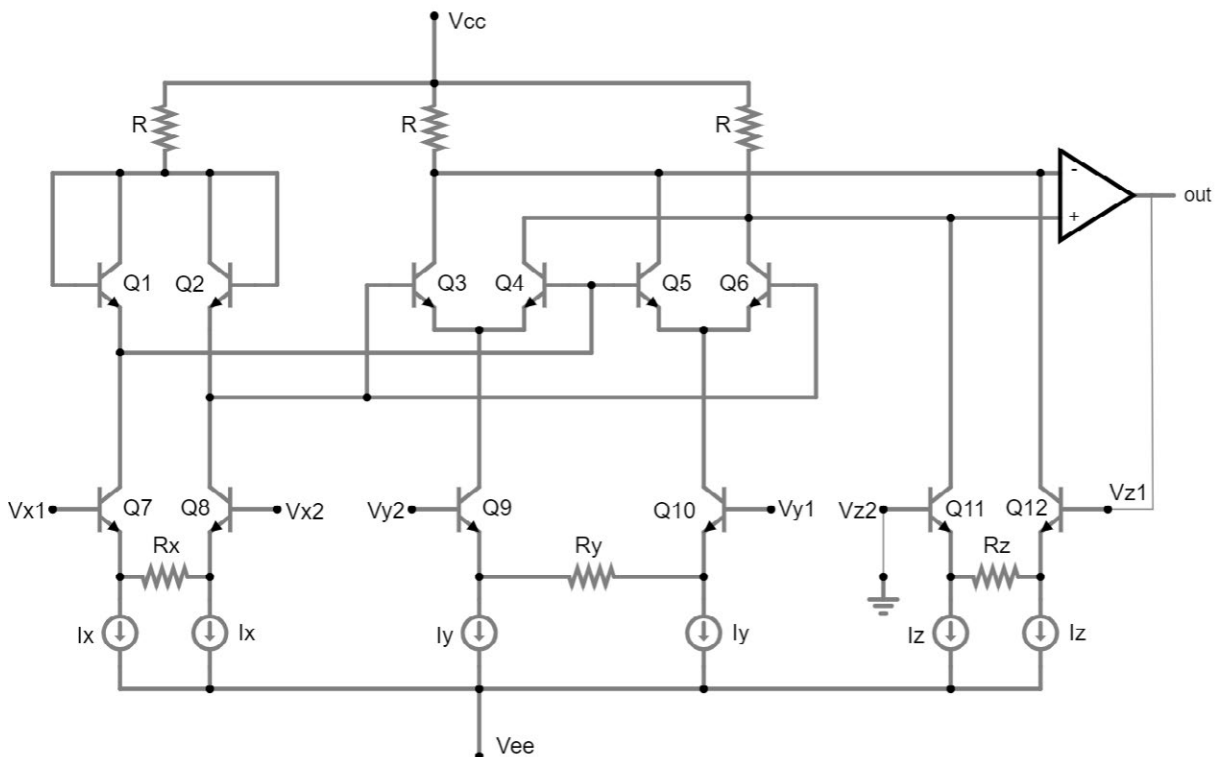


Figura 37. Célula de Gilbert.

Este principio se basa a su vez en aplicar la ley de las tensiones de Kirchhoff en un bucle cerrado formado por las conexiones base-emisor de varios transistores bipolares como el que aparece en la Figura 38. Así, gracias a la relación derivada de la ecuación de Ebers-Moll para un transistor bipolar en activa $V_{BE} = V_T \cdot \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right)$, la igualdad de sumatorios de tensiones que establece la citada ley de Kirchhoff pasa a convertirse en una igualdad de productos de corrientes.

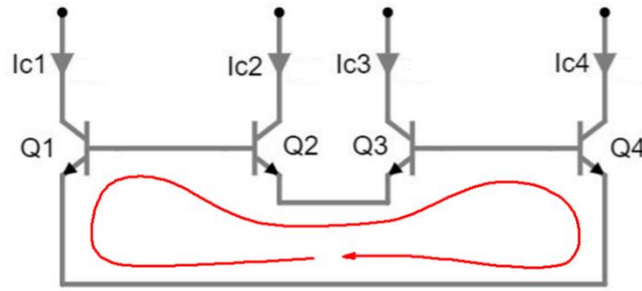
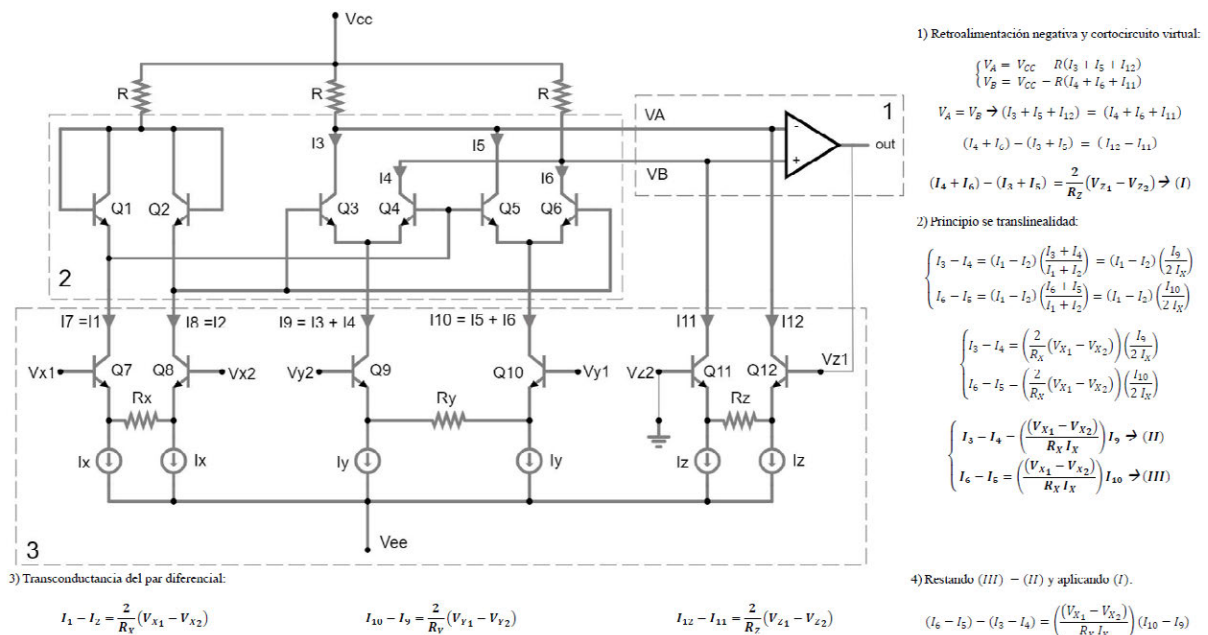


Figura 38. Principio de translinealidad.

De manera que si aplicásemos este principio en el bucle de la Figura 38 obtendríamos la ecuación (5).

$$V_{BE1} + V_{BE3} = V_{BE2} + V_{BE4} \rightarrow I_{C1}I_{C3} = I_{C2}I_{C4} \quad (5)$$

Aplicando este principio y un par de cosas más se puede resolver la célula de Gilbert como muestra la Figura 39 (→Planos). El lector tiene el desarrollo completo en los apartados A.2.2 y A.2.3 de los anexos.



1) Retroalimentación negativa y cortocircuito virtual:

$$\begin{cases} V_A = V_{CC} - R(I_3 + I_5 + I_{12}) \\ V_B = V_{CC} - R(I_4 + I_6 + I_{11}) \end{cases}$$

$$V_A = V_B \rightarrow (I_3 + I_5 + I_{12}) = (I_4 + I_6 + I_{11})$$

$$(I_4 + I_6) - (I_3 + I_5) = (I_{12} - I_{11})$$

$$(I_4 + I_6) - (I_3 + I_5) = \frac{2}{R_Z}(V_{Z1} - V_{Z2}) \rightarrow (I)$$

2) Principio de translinealidad:

$$\begin{cases} I_3 - I_4 = (I_1 - I_2) \left(\frac{I_3 + I_4}{I_1 + I_2} \right) = (I_1 - I_2) \left(\frac{I_9}{2I_X} \right) \\ I_6 - I_5 = (I_1 - I_2) \left(\frac{I_6 + I_5}{I_1 + I_2} \right) = (I_1 - I_2) \left(\frac{I_{10}}{2I_X} \right) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_3 - I_4 = \left(\frac{2}{R_X} (V_{X1} - V_{X2}) \right) \left(\frac{I_9}{2I_X} \right) \\ I_6 - I_5 = \left(\frac{2}{R_X} (V_{X1} - V_{X2}) \right) \left(\frac{I_{10}}{2I_X} \right) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_3 - I_4 - \left(\frac{(V_{X1} - V_{X2})}{R_X I_X} \right) I_9 \rightarrow (II) \\ I_6 - I_5 - \left(\frac{(V_{X1} - V_{X2})}{R_X I_X} \right) I_{10} \rightarrow (III) \end{cases}$$

4) Restando (III) - (II) y aplicando (I).

$$(I_6 - I_5) - (I_3 - I_4) = \left(\frac{(V_{X1} - V_{X2})}{R_X I_X} \right) (I_{10} - I_9)$$

$$(I_4 + I_6) - (I_3 + I_5) = \left(\frac{V_{X1} - V_{X2}}{R_X I_X} \right) \left(\frac{2}{R_Y} (V_{Y1} - V_{Y2}) \right)$$

$$\frac{2}{R_Z} (V_{Z1} - V_{Z2}) = \left(\frac{2}{R_X R_Y I_X} \right) (V_{X1} - V_{X2}) (V_{Y1} - V_{Y2})$$

$$(V_{Z1} - V_{Z2}) = \left(\frac{R_Z}{R_X R_Y I_X} \right) (V_{X1} - V_{X2}) (V_{Y1} - V_{Y2})$$

Figura 39. Resolución de la célula de Gilbert.

Tras el cálculo se llega a la expresión de la ecuación (6).

$$(V_{Z1} - V_{Z2}) = \left(\frac{R_Z}{R_X R_Y I_X} \right) (V_{X1} - V_{X2}) (V_{Y1} - V_{Y2}) \quad (6)$$

En nuestro caso hemos resuelto los resistores R_X y R_Y con resistores de 10 k Ω , el resistor R_Z con otro resistor de 10 k Ω en serie con un potenciómetro de 100 k Ω y hemos hecho que todos los sumideros de corriente inferiores drenen 1 mA. De esta forma la ecuación queda reformulada como se ve en (7).

$$V_{ZOUT} = k V_{XIN} V_{YIN} \quad (7)$$

Donde k puede variar de 0.1 a 1.1 según la posición del potenciómetro de ganancia.

4.2.4 Polarización: sumideros y espejos de corriente.

Para conseguir que los sumideros de corriente de la célula de Gilbert drenen un miliamperio de manera constante basta con polarizar un transistor NPN para que la corriente de su colector sea de un miliamperio también e implementar los sumideros como espejos de corriente de ese NPN.

En la Figura 40 se muestra la polarización del NPN. Al cortocircuitar la base y el colector tanto del NPN como del PNP, la caída de voltaje colector-emisor se iguala a la previsible caída base-emisor en ambos transistores. De manera que el dimensionado de R_C y R_E para que por esa rama caiga un miliamperio se vuelve banal. El lector encontrará el cálculo para este dimensionado en el apartado A.2.4 de los anexos.

La polarización de este NPN se replica en los que configuran los sumideros de la célula. Para ello basta con conectar sus bases y replicar R_E en todos ellos para que sus emisores estén bajo el mismo potencial. De manera que la caída de voltaje entre base y emisor sea igual en todos ellos. En la Figura 41 se muestra lo que se acaba de describir.

Por último, como éste es un circuito que requiere cierto cuidado para su implementación, se elige el BJT BC550C que es un transistor de bajo ruido.

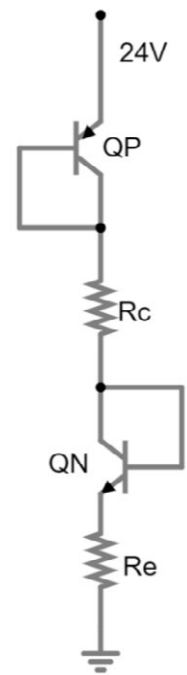


Figura 40. Polarización del espejo de corriente.

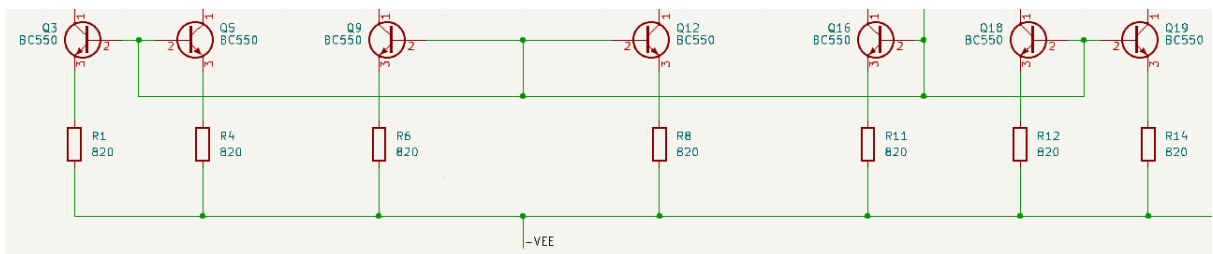


Figura 41. Espejos de corriente de la célula.

4.2.5 Simulaciones de la célula

Diseñada la célula en su totalidad ya podemos pasar a simular el circuito. En este caso se ha hecho una simulación en Falstad. En la Figura 42 se puede ver la simulación.

Como señales de entrada se han tomado dos señales sinusoidales con frecuencias iguales a las que se esperan en la antena del tono del theremín. Concretamente una de 750 kHz y otra de 747 kHz. La salida obtenida es la esperada, esto es, una señal compuesta por dos componentes: una de 1.5 MHz, debida a la suma de ambas frecuencias, y otra de 3kHz, debida a la resta. De ambas, la que nos interesa es la resta que está en el rango audible. Esta componente es fácilmente recuperable mediante un filtrado. Pero de eso hablaremos en el siguiente módulo a tratar.

En la parte inferior de la Figura 42 se ven las señales de entrada y su producto de salida. En el producto de salida se aprecia claramente la componente de baja frecuencia debida a la resta de las frecuencias de las señales de entrada. En la figura, además, se muestra el espectro de frecuencias con sus dos componentes claramente destacadas.

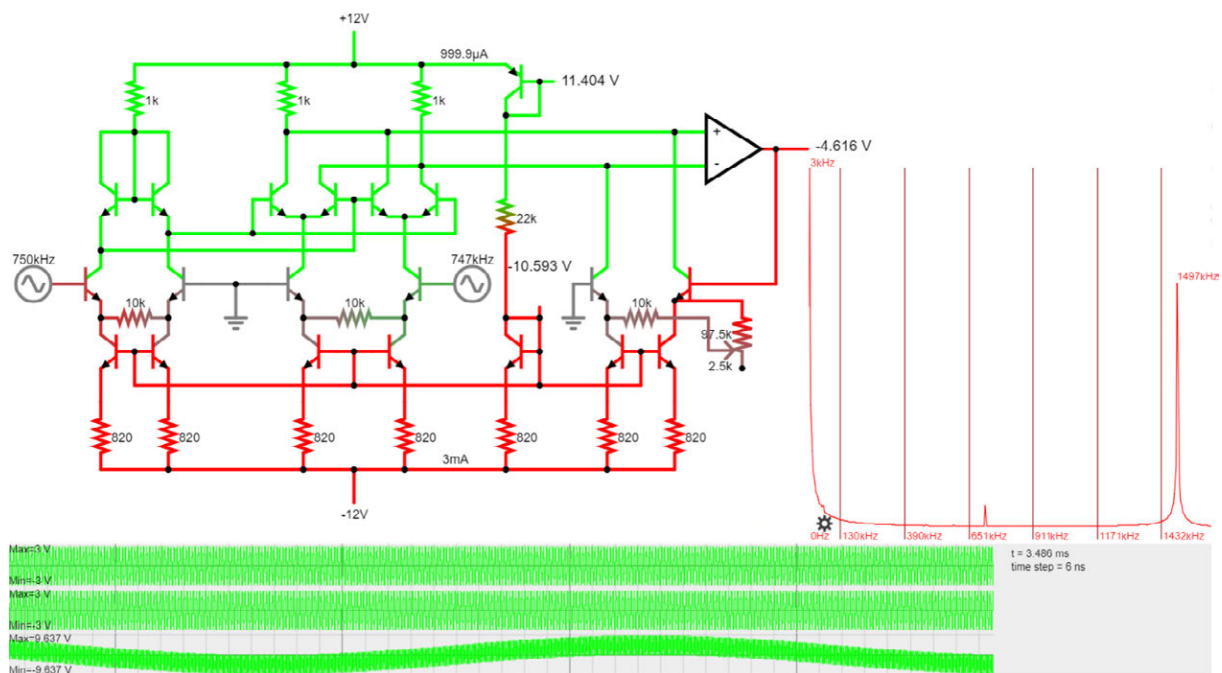


Figura 42. Simulación en Falstad de la célula de Gilbert.

4.2.6 Implementaciones y mediciones de la célula.

El siguiente paso consiste en montar el circuito sobre la breadboard para poder probarlo y hacer mediciones con el osciloscopio. En la Figura 43 vemos cómo quedó el circuito y su derecha su integración con los osciladores.

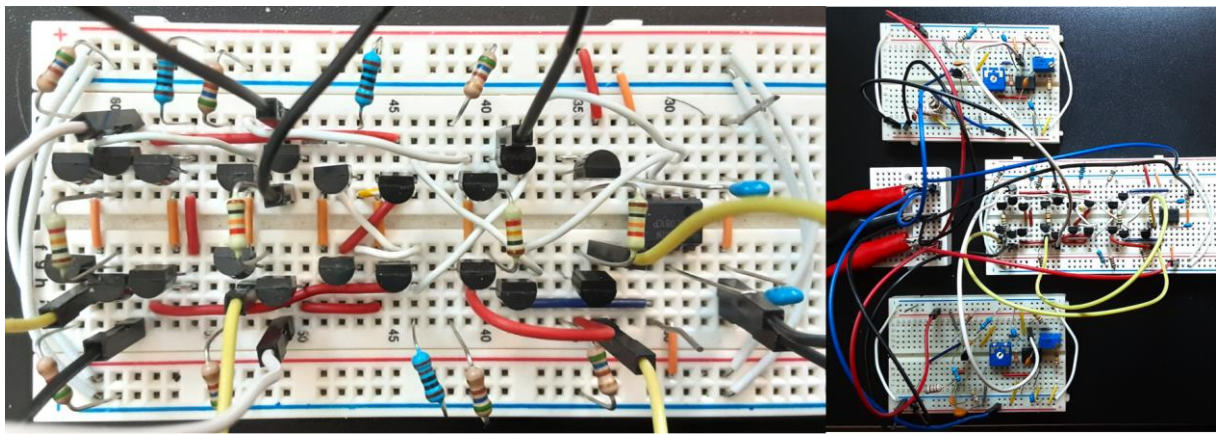


Figura 43. Implementación de la célula sobre la breadboard y su integración con los osciladores.

Con el circuito ya montado lo probamos y medimos en el osciloscopio. En Figura 44 se muestran los resultados. A la izquierda de la imagen se muestra la componente de alta frecuencia debida a la suma; y a la derecha, la de baja debida a la resta (envolvente de la señal de color morado).

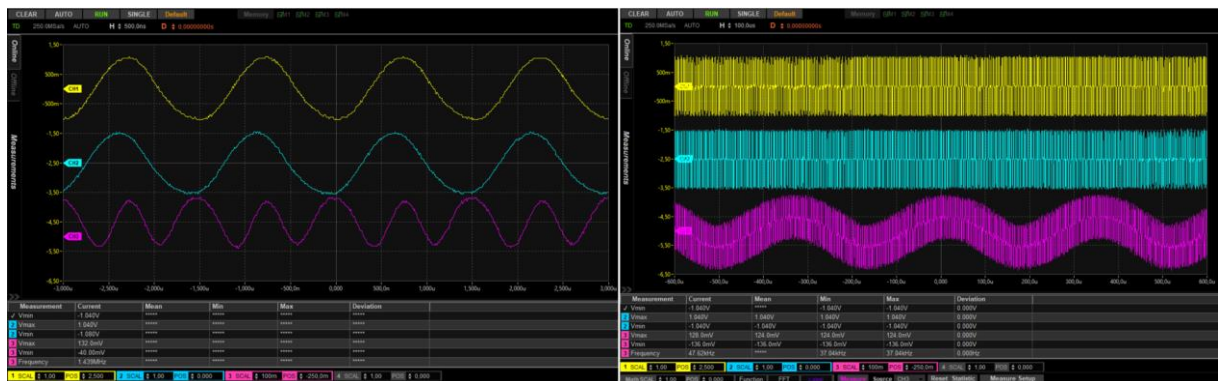


Figura 44. Medición de las componentes del producto en el osciloscopio.

La componente de baja frecuencia, evidentemente, necesita ser filtrada. Pero eso se hará en el siguiente módulo dedicado al filtrado. Por ahora, lo más importante es que el circuito funciona como era de esperar.

Ya que está montado el circuito aprovechamos para ver su interacción con los módulos osciladores y, sobre todo, para comprobar la variación de la componente en bajas frecuencias que se observa cuando se aproxima y aleja la mano a la antena del tono.

Para ello primero ajustamos la frecuencia de oscilación con el condensador variable para que la oscilación más baja se produzca cuando nos alejamos de la antena. Así, una vez ajustado, obtenemos alrededor de unos 83 Hz ($\approx E2$, 40 MIDI). Con la mano casi tocando la antena obtenemos en torno a unos 2.5 kHz ($\approx D\#7$, 99 MIDI).

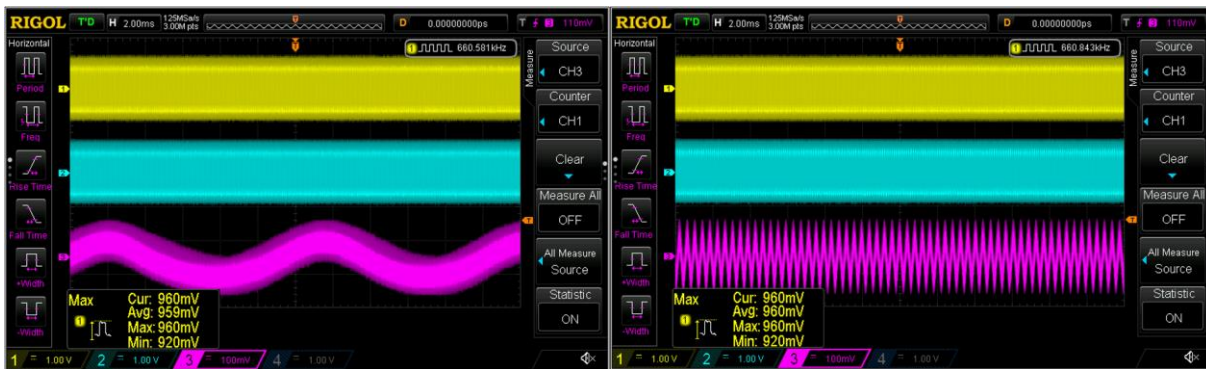


Figura 45. Variación de la componente en bajas frecuencias al interactuar con la antena.

De manera que, ajustando adecuadamente el oscilador local, obtenemos casi exactamente el rango de frecuencias para el que diseñamos el circuito. Recordemos que un theremín suele cubrir unas 5 octavas. Concretamente, de unos 65 Hz (C2, 36 MIDI) hasta unos 2093 Hz (C7, 96 MIDI).

4.2.7 Adaptación de salida y diseño final del módulo

En el módulo anterior se añadieron una serie de etapas antes de la salida del circuito con el fin de aislar el circuito principal, atenuar la señal, corregir el offset y adaptar impedancias. En este módulo se pretende hacer lo mismo, pero en este caso, como el circuito multiplicador atenúa la señal de salida por diseño, lo que conviene es aumentar la señal.

Con el fin de aumentar la señal ya vimos que se añadió un potenciómetro que aumentaba el valor resistivo de R_z de los 10 k Ω a los 110 k Ω . Con esto por lo menos se consigue que el producto no se atenúe.

De manera que sólo queda aislar el circuito principal, corregir el offset y adaptar impedancias. Esto se consigue primero con un operacional configurado como seguidor. Después, con un filtro paso alto RC con una red resistiva simétrica y un potenciómetro multivuelta que permita eliminar con precisión cualquier error de offset que se pueda producir. Y finalmente con un operacional configurado como seguidor para dotar al módulo de una impedancia de salida mucho más baja que la del operacional.

A diferencia del módulo anterior, hay que tener especial cuidado a la hora de diseñar el filtro paso alto para que su frecuencia de corte esté por debajo de las frecuencias audibles de interés.

En la Figura 46 se muestra como quedó el diseño final del circuito con su etapa de salida incluida.

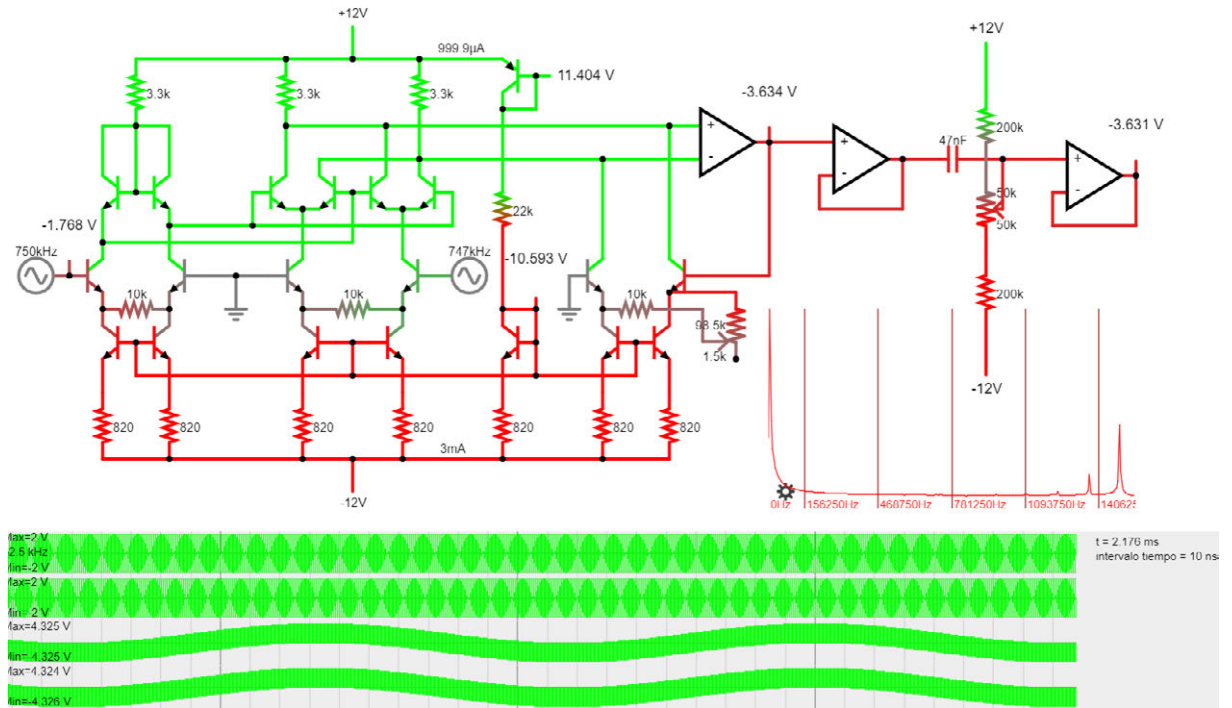


Figura 46. Diseño final del módulo multiplicador con su adaptación de salida incluida.

4.3 Módulos de filtrado

4.3.1 Introducción: localización, tipos y fundamento teórico

En la Figura 47 se muestra la localización de los módulos de filtrado dentro del diagrama de bloques general.

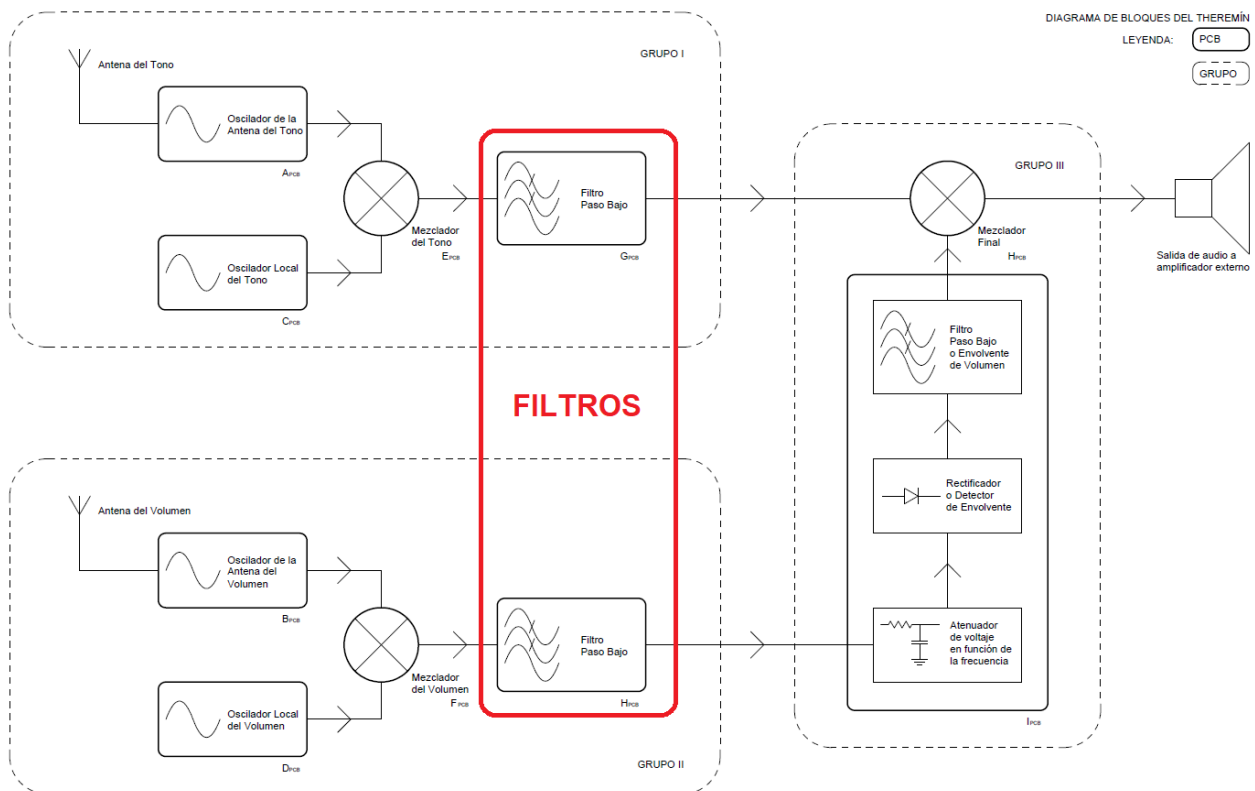


Figura 47. Localización de los módulos de filtrado dentro del diagrama de bloques general.

El bloque funcional de filtrado es el más robusto y menos problemático de todos los que hemos visto hasta ahora.

En la Figura 47 se localizan dos bloques de filtrado, pero hay más. Si nos fijamos bien, el primer bloque que encuentra la señal producida por el grupo II al entrar en el grupo III también es un filtro. Este bloque no se ha resaltado en la figura porque no se usa como un filtro. El cometido de un filtro es dejar pasar las frecuencias de interés y eliminar (atenuar), en la medida de lo posible, las restantes. En un filtro ideal esto ha de hacerse de la forma más abrupta posible. En un filtro real la transición entre las frecuencias que se dejan pasar y las que se rechazan no es abrupta, siempre hay una zona de transición indeseada pero inevitable. Sin embargo, en el bloque (filtro) que no se ha resaltado en la figura es precisamente esta zona de transición indeseada la que se busca ya que el cometido de ese módulo es traducir una variación en frecuencia en una variación en amplitud. De ahí que en el texto que encierra el módulo se pueda leer: atenuador de voltaje en función de la frecuencia.

El último bloque del módulo que contiene el atenuador de voltaje es también un filtro. Nos referimos al filtro de paso bajo que limpia la envolvente detectada por el rectificador. Este bloque sí es un filtro en toda regla, pero no se resalta porque no configura un módulo aparte. Es un bloque integrado en otro módulo.

Este último filtro lo vamos a dejar para el siguiente tipo de módulo a tratar. En este apartado vamos a describir sólo los filtros que por complejidad e importancia se han diseñado como módulos aparte, que en nuestro caso son sólo dos: los módulos de filtrado de los grupos I y II que, además, son iguales entre sí.

4.3.2 Solución adoptada

En el diagrama de bloques los módulos de filtrado aparecen como filtros paso bajo y en esencia lo son. Su principal labor es tomar la señal heterodinada con sus dos componentes, rescatar la componente de baja frecuencia y eliminar la de alta. Con todo, como al módulo se le dota de la capacidad de eliminar la componente continua, como también se hizo en los módulos anteriores, el bloque en realidad es un filtro paso banda.

En la Figura 48 se muestra cómo está compuesto internamente el módulo. Primero tenemos una etapa en la que se resuelve el filtrado principal con un filtro activo. Después tenemos dos etapas que cumplen la misma función que las adaptaciones finales de salida que hemos visto en módulos anteriores: amplificar la señal y eliminar las bajas frecuencias indeseadas, sobre todo, la componente continua.

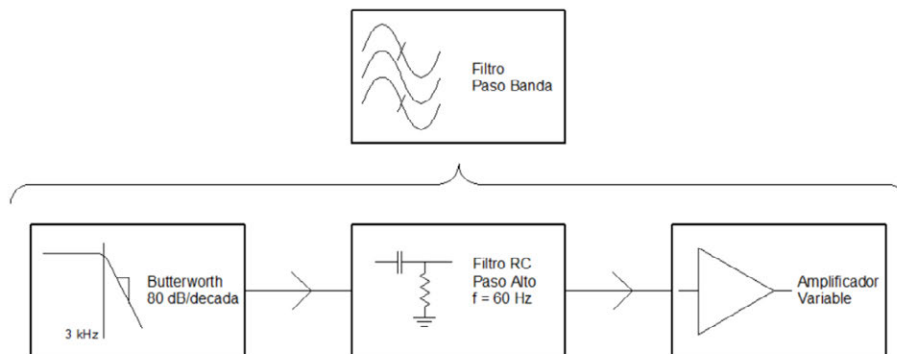


Figura 48. Diagrama de bloques interno del módulo de filtrado.

Concretamente, en la primera etapa, se hace un filtrado paso bajo preciso y potente con un filtro activo tipo Butterworth de cuarto orden, algo de ganancia y una frecuencia de corte de 3.3 kHz. En las siguientes etapas se adapta la señal para su salida del filtro. Específicamente, lo que se propone es un primer filtro pasivo paso alto RC con una frecuencia de corte de 60 Hz, que elimine cualquier tipo de componente continua, seguido de un amplificador de ganancia ajustable implementado con un operacional en configuración no inversora.

4.3.3 Filtro paso bajo: filtro activo Butterworth

Para la primera etapa optamos por un filtro activo de tipo Butterworth. Este tipo de filtro se diseña para que los polos de la función de transferencia estén en el semiplano izquierdo (el negativo con respecto al eje real) del plano de Laplace y sobre una circunferencia con centro el origen de coordenadas y radio la frecuencia de corte elegida. Para ello se forma la función multiplicando cada polo por su conjugado de donde se obtiene la expresión [14] de la ecuación (8).

$$|T(j\omega)|^2 = \frac{A_o}{B_o + B_2\omega^2 + B_4\omega^4 + \dots + B_{2n}\omega^{2n}} \quad (8)$$

Siendo n el orden del polinomio del denominador de la función. En nuestro caso vamos a trabajar con un filtro de orden 4, por lo que sus polos se dispondrán como se resalta en la Figura 49.

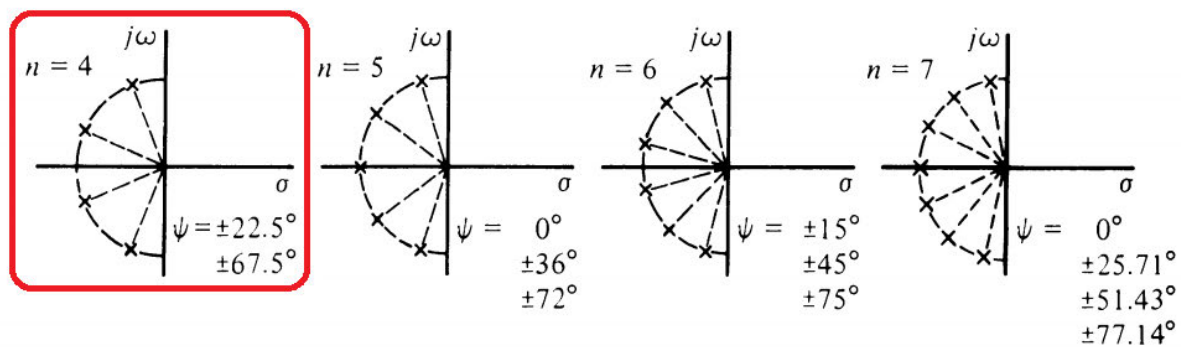


Figura 49. Localización de los polos del filtro Butterworth [14].

El propósito de esta disposición de los polos en un Butterworth es que el producto de los factores de calidad, Q , de todos los pares conjugados de polos sea igual a $1/\sqrt{2}$. De manera que, conforme se aumenta el número de polos, en el Bode Plot la pendiente de la curva aumente 20 dB/década por polo, pero la curva en sí siempre pase por el mismo punto a la altura de la frecuencia de corte (ω_0 , $1/\sqrt{2}$). En la Figura 50 se muestra claramente este comportamiento y se resalta la curva de la solución adoptada.

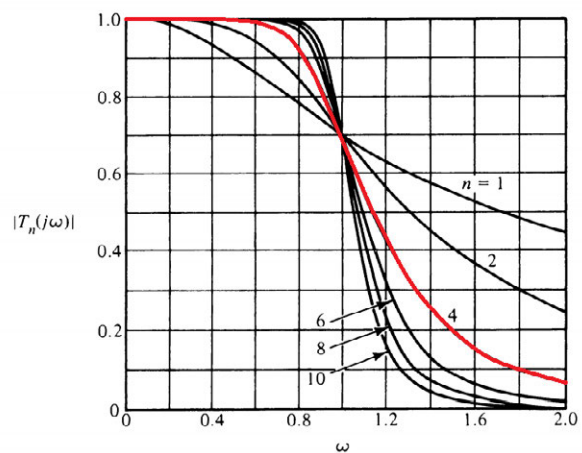


Figura 50. Bode plot del filtro Butterworth según su orden [14].

4.3.4 El circuito Sallen and Key

Para implementar el filtro descrito más arriba se opta por el empleo de una estructura de Sallen Key. Este tipo de topología genera un filtro de segundo orden. Para entender este circuito conviene que lo dividamos en partes como se muestra en la Figura 51.

Los subcircuitos B y C de la figura no tienen misterio alguno: uno es un filtro pasivo RC paso bajo de orden uno y el otro es un operacional en configuración no inversora. El subcircuito A, sin embargo, no es tan inmediato. Por un lado, parece otro filtro pasivo RC paso bajo en cascada con el primero, y a ciertas frecuencias lo es, mientras que por el otro el condensador C_1 establece una retroalimentación positiva variable en función de la frecuencia.

Este subcircuito genera un efecto llamado *bootstrapping*. Cuando la señal a filtrar presenta una frecuencia muy superior a la de corte, la salida es prácticamente masa. Lo que a efectos prácticos refuerza la atenuación del filtro porque lo convierte en una cascada de RCs seguida de un amplificador. Sin embargo, a frecuencias cercanas a la de corte el *bootstrap* hace las veces de retroalimentación positiva, lo que reduce su atenuación.

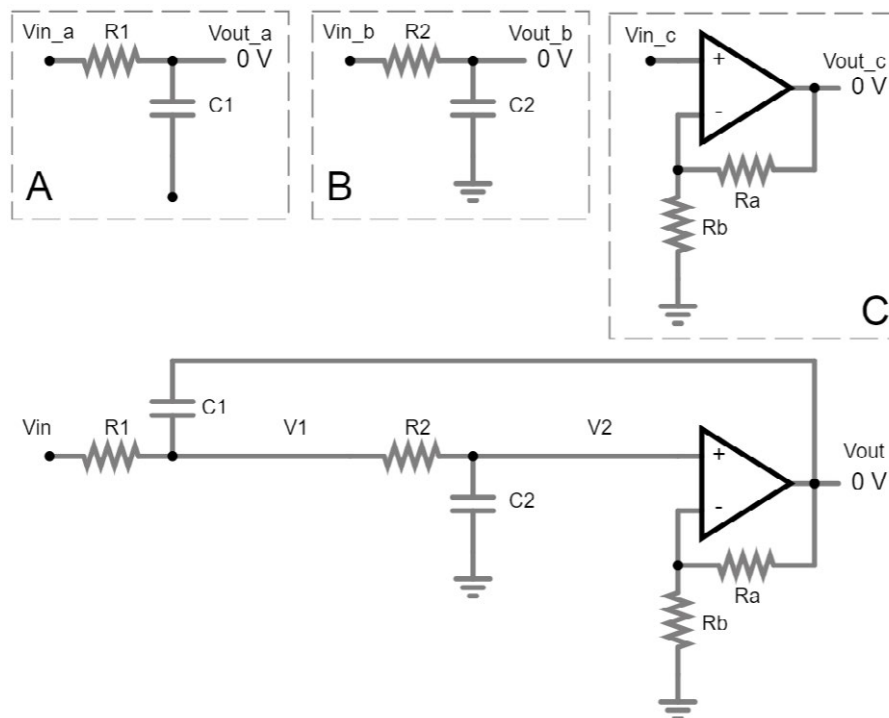


Figura 51. Descomposición del circuito Sallen Key en subcircuitos.

Si se igualan los resistores R_1 y R_2 , así como los condensadores C_1 y C_2 se llega a la expresión de la ecuación (9). El lector interesado tiene la derivación de esta ecuación en el apartado A.3.1 de los anexos.

$$T(s) = \frac{k \omega_0^2}{s^2 + (3 - k) \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (9)$$

Donde k es la ganancia del subcircuito C definida por los valores de los resistores R_a y R_b . El valor de k determina el valor del factor de calidad Q que a su vez determina la posición de los polos conjugados del filtro en el plano s . En la Tabla 5 se muestra con algunos valores esta relación.

Tabla 5.. Cuadro que relaciona k , Q y φ .

	k	Q	φ
$R_a = 2R_b$	3	∞	90°
$R_a = R_b$	2	1	60°
$R_a \ll 2R_b$	1	$1/2$	0°

En nuestro caso, como queremos un filtro de 4º orden con unos ángulos ϕ de 22.5° y $67.5^\circ - \pi/8$ y $3\pi/8$, podemos resolver el filtro con dos circuitos Sallen Key, uno para cada ángulo par conjugado.

Por otro lado, la frecuencia de corte del filtro ω_0 la definen los valores ya igualados de los resistores R_1 y R_2 y los condensadores C_1 y C_2 . En nuestro caso hemos elegido una frecuencia de corte ligeramente superior a los 2 kHz que alcanza nuestro theremín. Concretamente hemos elegido una frecuencia de corte igual a la frecuencia de resonancia del oído humano, esto es, en torno a los 3.3 kHz. De manera que la caída en potencia propia de la frecuencia de corte se ve compensada por la resonancia del oído a dicha frecuencia.

Si dimensionamos los componentes con estas restricciones, obtenemos el circuito que se ve en la Figura 52. En esta figura se muestra, además, una primera simulación en la que se comprueba el buen comportamiento del circuito diseñado.

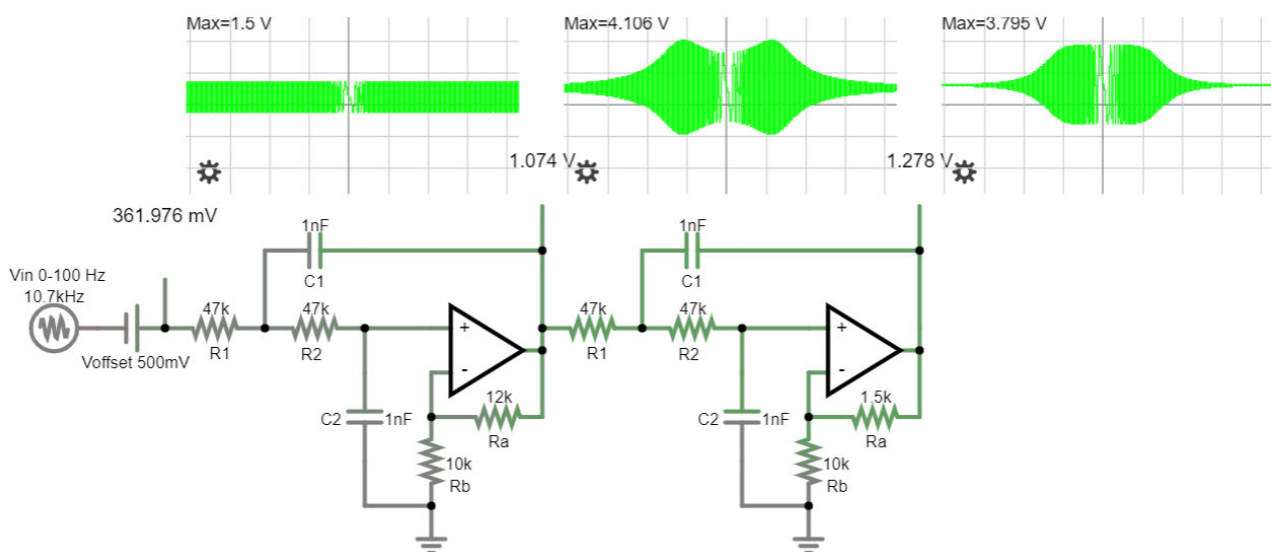


Figura 52. Dimensionado y simulación del filtro paso bajo Sallen Key.

4.3.5 Filtro paso alto y amplificación: adaptación de salida

Las dos etapas que quedan son muy parecidas a los subcircuitos B y C del circuito Sallen Key que acabamos de ver. Con una diferencia: el filtro que ahora nos ocupa es paso alto.

De manera que primero vamos a tener un filtro pasivo RC paso alto de orden uno y después un operacional en configuración no inversora. En esta última etapa la ganancia no es fija, sino que se puede configurar con un potenciómetro. En la Figura 53 se muestra la descomposición de la adaptación de salida en dos etapas A y B.

El subcircuito B no tiene misterio y el subcircuito A es exactamente igual a los filtros paso alto implementados a la salida de los módulos ya vistos.

En la Figura 54 se muestra, además del circuito con sus componentes dimensionados, una simulación en la que se comprueba el buen comportamiento del circuito diseñado.

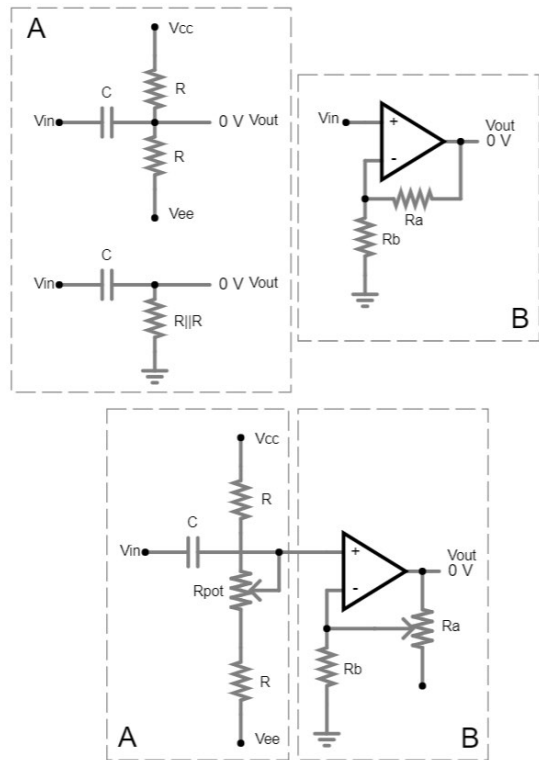


Figura 53. Descomposición de la adaptación de salida en subcircuitos.

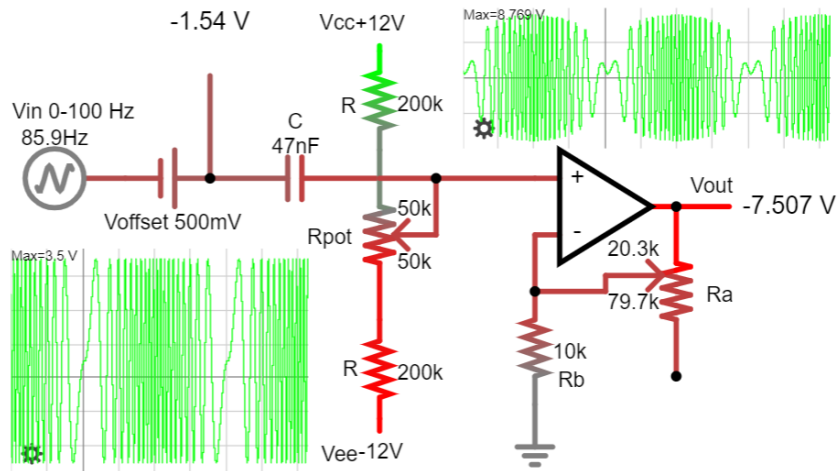


Figura 54. Dimensionado y simulación del filtro paso alto y amplificación de salida.

El lector interesado tiene los cálculos de este filtro paso alto en el apartado A.3.1 de los anexos.

4.3.6 Filtro paso banda: filtro del módulo en su conjunto

Si finalmente juntamos los dos filtros, obtenemos un filtro paso banda con ganancia configurable. En la Figura 55 vemos el circuito final siendo simulado bajo un barrido de frecuencias de 60 Hz a 10 kHz y una señal continua de medio voltio. Si nos fijamos en la salida del circuito, vemos cómo la componente continua ha desaparecido, se atenúan severamente las frecuencias altas y la señal se amplifica.

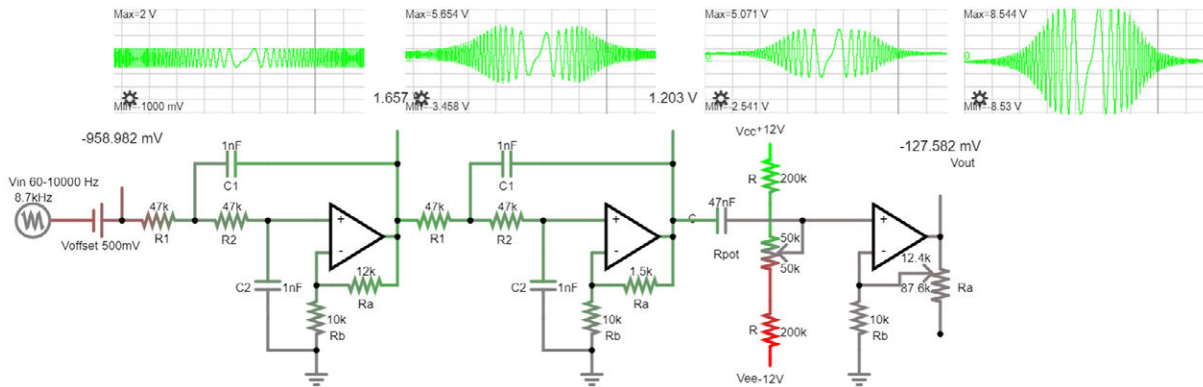


Figura 55. Dimensionado y simulación del filtro paso banda en su conjunto.

Como la mejor manera de caracterizar un filtro es dibujando su Bode Plot, lo hacemos en Matlab a partir de su función de transferencia. Tener el filtro caracterizado en esta herramienta es muy conveniente porque nos va a permitir, en el siguiente capítulo, compararlo con las mediciones que hagamos del módulo ya montado en su PCB. En la Figura 56 se comprueba que el diseño responde adecuadamente a las especificaciones que nos marcamos al inicio.

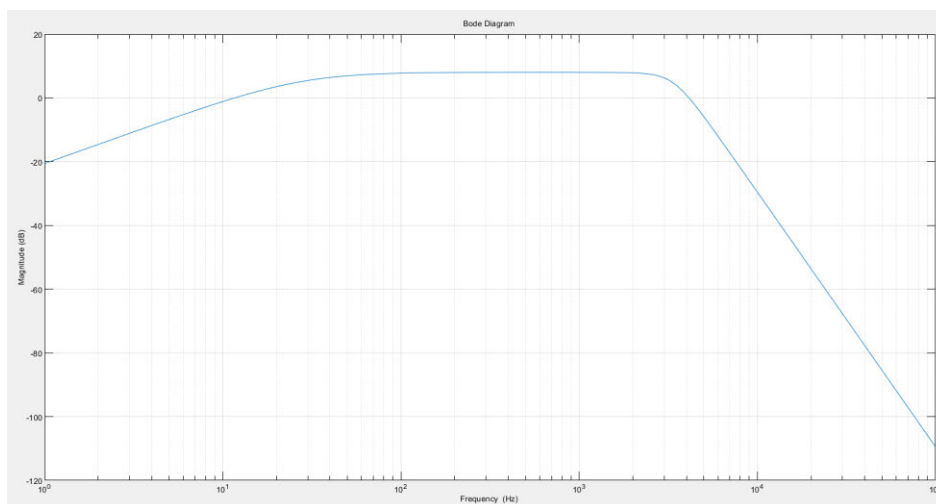


Figura 56. Bode Plot del filtro paso banda.

4.3.7 Implementaciones y mediciones del módulo de filtrado.

Tras simularlo, ya podemos dar el salto del mundo de las ideas al mundo real e implementar nuestro circuito en la breadboard. En la Figura 57 se muestra la implementación sobre la breadboard.

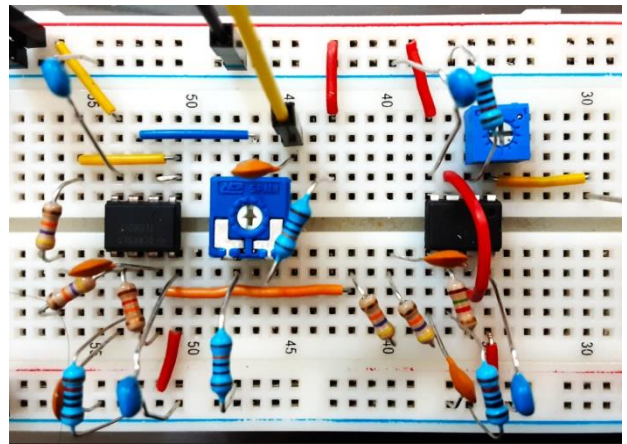


Figura 57. Implementación sobre la breadboard del módulo de filtrado.

En el diseño final, para los operacionales se va a usar un TLE2074AC. Pero en esta implementación se usaron dos tipos de operacionales: los dos primeros eran TL082 para que no distorsionen las altas frecuencias y el último un LM833N por ser un operacional adecuado para el rango audible.

Como la célula de Gilbert es un circuito delicado, y la implementación que hicimos sobre la breadboard fallaba, se trasladó de la breadboard a una perfboard. Gracias a ello el comportamiento de la célula mejoró notablemente. En la Figura 58 se muestra esta implementación.

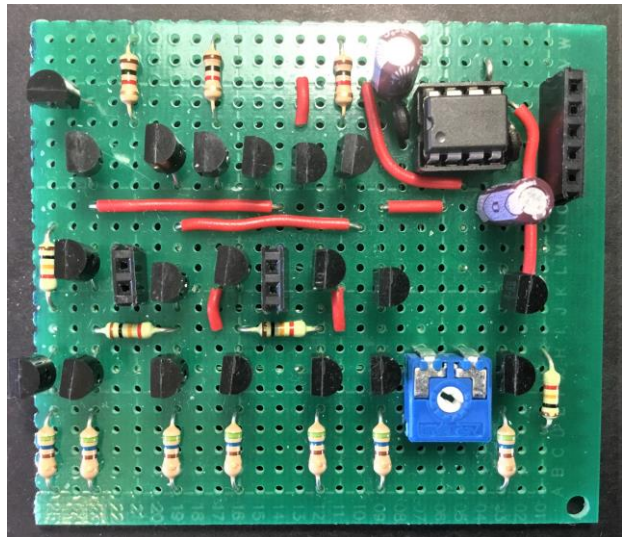


Figura 58. Implementación de la célula de Gilbert en un perfboard.

Comprobamos en el osciloscopio cómo se comporta el filtro para las frecuencias audibles de interés: comenzando en la frecuencia de corte superior, en torno a los 3 kHz y terminando en la inferior, alrededor de los 60 Hz. En la Figura 59 se ve cómo el filtro funciona perfectamente. Además, se observa que la célula de Gilbert tiene cierto comportamiento de filtro paso bajo.

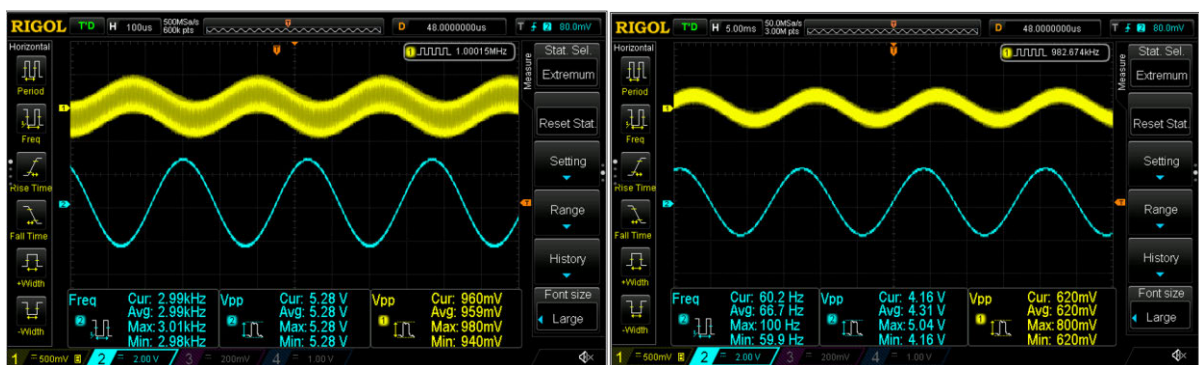


Figura 59. Medición el osciloscopio del módulo de filtrado.

4.4 Módulo de atenuación por frecuencia y detección de envolvente

4.4.1 Introducción: localización y fundamento teórico

En la Figura 60 se muestra la localización del módulo de atenuación por frecuencia y detección de envolvente dentro del diagrama de bloques general.

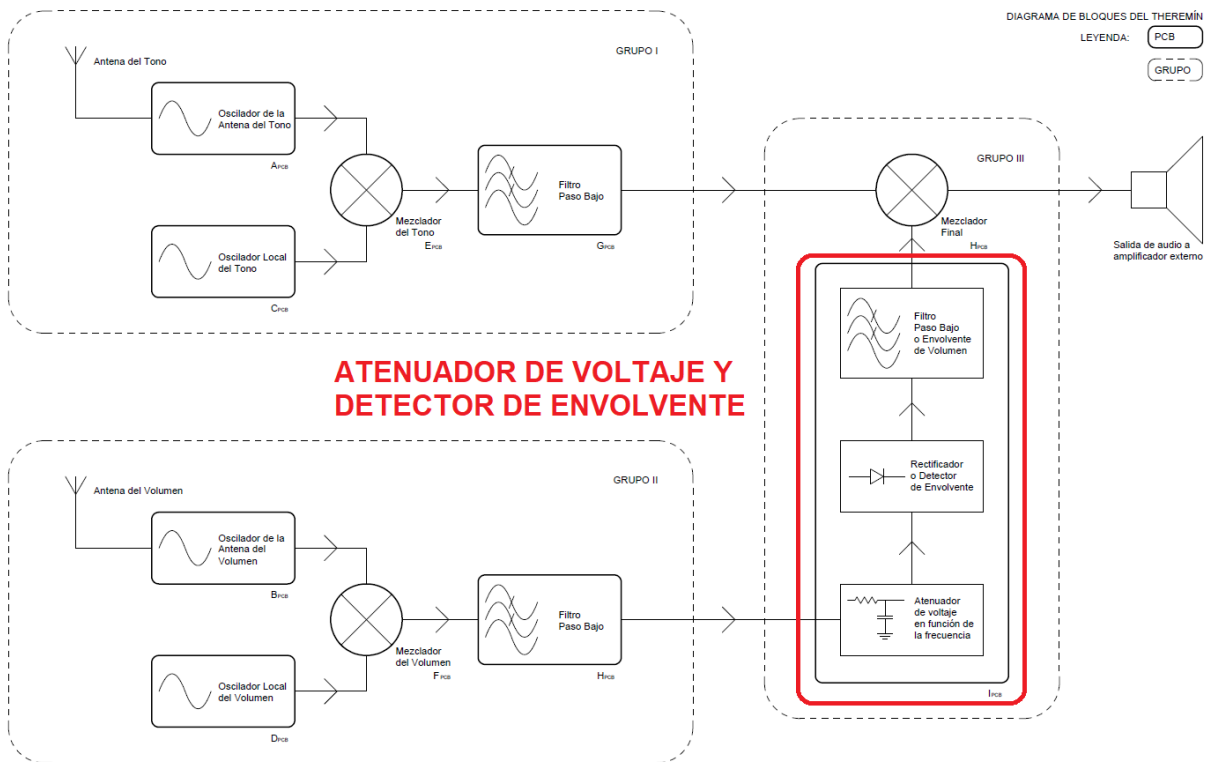


Figura 60. Localización del módulo de atenuación por frecuencia y detección de envolvente dentro del diagrama de bloques general.

El módulo que nos falta es especial en varios sentidos. Para empezar ya no pertenece a los grupos de las antenas, de manera que no es un módulo que se vaya a llevar a la PCB — recuerdo al lector que sólo se construirá el theremín con la antena de tono—. Simplemente se propondrá una solución que se probará sobre la breadboard. Además, está formado internamente por una serie de bloques funcionales heterogéneos entre sí, pero como ninguno de ellos requiere de una electrónica con cierta entidad o funcionalidad integrable en otros sistemas, se ha optado por agruparlos en un solo módulo.

Como este módulo no se ha implementado a nivel PCB, se encuentra todavía en un nivel más teórico y propositivo. De hecho, no se ha estudiado más solución que la que se presenta.

El propósito del módulo es convertir la señal que produce el grupo II de la antena del volumen y transformarla en otra que permita modular en amplitud la señal que produce el grupo I del tono. Esta modulación se llevará a cabo en un módulo multiplicador como el que ya se ha visto. En esencia va a ser una modulación AM en la que la señal proveniente del grupo I hará las veces de portadora o señal modulada y la señal proveniente del módulo que nos ocupa hará las veces de señal moduladora o señal en la que reside la información.

Como la señal que entrega el grupo II no es la adecuada para hacer de moduladora, el módulo que nos ocupa la transformará. La señal que entrega el grupo II es una señal constante en amplitud, pero cuya frecuencia varía entre los 60 Hz y los 3.3 kHz. Este módulo se va a encargar de convertir esa variación en frecuencia en una variación en amplitud, para generar con ella una envolvente.

Por último, como el módulo multiplicador en que se llevará a cabo la modulación AM final ya se ha explicado como módulo, no se incluirá un subcapítulo aparte posterior a éste dedicado a él. Con todo, como el módulo multiplicador todavía no se ha testado como modulador AM, se incluirá en las simulaciones y mediciones del módulo de atenuación por frecuencia y detección de envolvente que nos ocupa.

4.4.2 Solución adoptada y nomenclatura

La solución adoptada para el módulo que nos ocupa ahora queda expresada gráficamente a nivel funcional por el diagrama de bloques que se muestra en la Figura 61. El módulo está compuesto internamente por tres bloques: un atenuador que atenúa el voltaje de la señal entrante en función de su frecuencia, un rectificador que detecta la envolvente de la señal atenuada en voltaje y un filtro paso bajo que limpia la envolvente anterior de rizados indeseados.

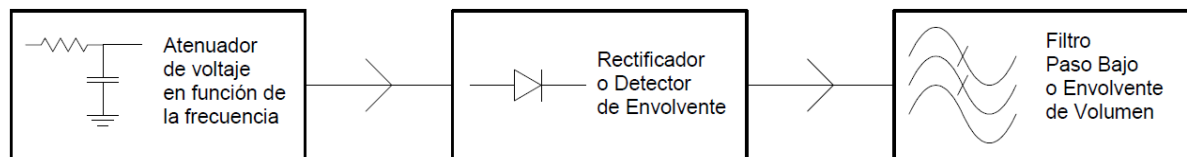


Figura 61. Diagrama de bloques interno del módulo de atenuación por frecuencia y detección de envolvente.

El primer bloque consiste en hacer uso de la parte normalmente indeseada de un filtro, esto es, de su *roll-off* (zona de caída o de atenuación). Por economía del lenguaje, nos referiremos a él como *Frequency-Selective Attenuator* (FSA). Los dos siguientes forman lo que se conoce como *Envelope Follower* (EF). De manera que podríamos renombrar el módulo en su conjunto como *Frequency-Selective Attenuator and Envelope Follower* (FSA-EF) o traducido al español como: *Atenuador Selectivo en Frecuencia y Seguidor de Envolvente* (ASF-SE).

4.4.3 Atenuador selectivo en frecuencia (FSA)

Como ya se ha adelantado esta fase se va a implementar con el *roll-off* de un filtro que nos permita convertir la variación en la frecuencia de la señal entrante en una variación en amplitud de la señal saliente. Esto es fácil de conseguir con un sencillo filtro RC de paso bajo, Basta con pensar en él como un divisor de voltaje sensible a la frecuencia. En nuestro caso se va a establecer la frecuencia de corte en torno a los 300 Hz.

Descripción de la solución propuesta

Por otro lado, como inmediatamente después se va a llevar a cabo una rectificación con un diodo y como la señal que dé la antena del volumen puede venir con una amplitud de pico de en torno al voltio y medio, conviene amplificar la señal todo lo que se pueda previamente. Concretamente convertir el citado voltio y medio en unos cuatro voltios.

Teniendo en cuenta las dos premisas anteriores, se ha optado por usar un filtro paso bajo activo que permita cierta amplificación [14]. En la Figura 62 se muestra el filtro en concreto. Si se resuelve, se obtiene la función de transferencia que muestra la ecuación (10). Donde k es la ganancia propia de la configuración inversora del filtro en continua —con el condensador en circuito abierto—, en este caso R_2/R_1 , y ω_0 es la frecuencia de corte angular, en este caso $1/(R_2 C_2)$.

Como queremos una frecuencia de corte de 300 Hz y una ganancia de 2.66 V/V, un posible dimensionado de los componentes con valores comerciales sería el siguiente: $R_1 = 3.9 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ y $C_2 = 47 \text{ nF}$.

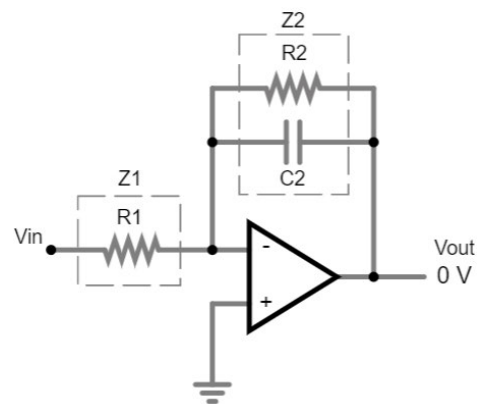


Figura 62. Filtro activo paso bajo.

$$T(s) = \frac{-k \omega_0}{s + \omega_0} \quad (10)$$

Todos estos cálculos los encontrará el lector en el apartado A.4.1 de los anexos.

Si lo simulamos en Falstad con un barrido logarítmico de frecuencias (60 Hz - 3.3 kHz), vemos que funciona perfectamente para sus dos cometidos; también el de ampliar la señal hasta dejarla en torno a los $4 V_{\text{PICO}}$. En la Figura 63 se muestra la simulación.

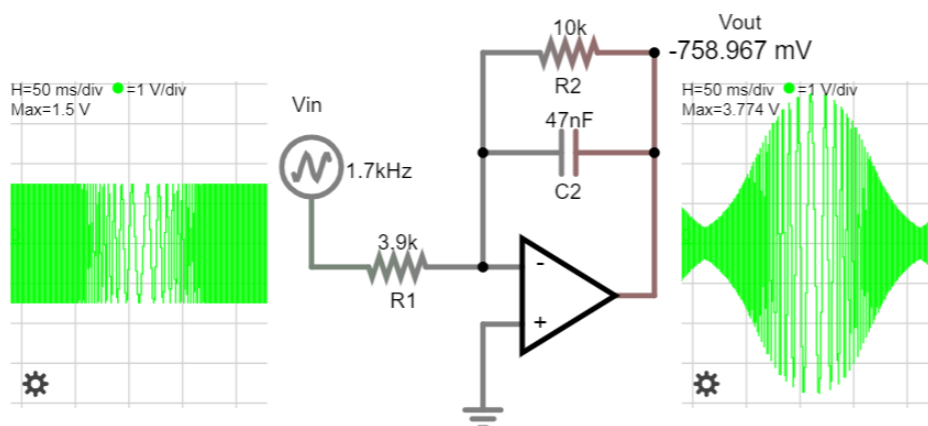


Figura 63. Simulación del atenuador en función de la frecuencia.

4.4.4 Seguidor de envolvente (EF)

El seguidor de envolvente está formado por dos etapas: un rectificador como detector de envolvente y un filtro para limpiarla.

El detector de envolvente está a su vez formado por dos partes: un condensador que se descarga por un resistor al ritmo que marca la constante de tiempo τ que configuran ambos componentes y un diodo Schottky que va recargando al condensador cada vez que su voltaje cae por debajo del de la señal de entrada. Como el ritmo de descarga impuesto por la τ es mucho más lento que el que marca la frecuencia de la señal de entrada, la señal que se obtiene a la salida es la envolvente de la señal de entrada; muy ruidosa todavía, pero recuperable tras un filtrado.

En la Figura 64 se intenta mostrar este proceso de descarga del condensador por el resistor y su recarga por el diodo.

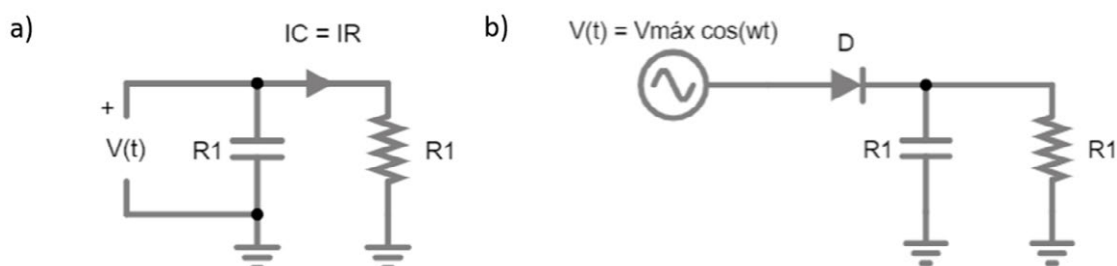


Figura 64. Descarga y carga del condensador:
 a) Descarga del condensador por el resistor.
 b) Carga del condensador por el diodo.

Teniendo en cuenta que el condensador se descarga por el resistor siguiendo una curva exponencial y que se carga siguiendo la curva sinusoidal de la señal de entrada, podemos calcular el rizado de la envolvente a partir de la intersección de ambas curvas. Si se hace el cálculo, se deriva la ecuación (11) donde δ es la fracción del voltaje de pico que se conserva tras el rizado, y se puede considerar una medida de la eficiencia de la rectificación.

$$C = \frac{\left(\frac{\cos^{-1}(\delta)}{2\pi} - 1\right)}{f R \ln|\delta|} \quad (11)$$

Si aplicamos la fórmula con un resistor de 10 k Ω y procuramos que el rizado sea de un 100 mV a una frecuencia intermedia (1.5 kHz), obtenemos un condensador de 2.2 μ F. Con estos valores pasamos a simularlo.

En la Figura 65 vemos la simulación. La envolvente obtenida presenta un rizado muy acusado para las bajas frecuencias. De ahí la necesidad de hacer un filtrado.

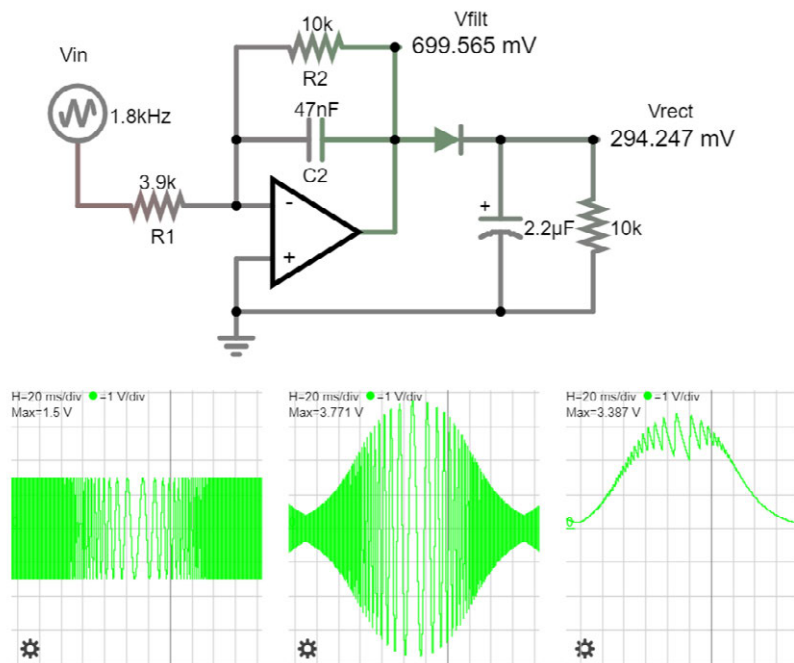


Figura 65. Detección de la envolvente de la señal atenuada.

La etapa final del seguidor de envolvente es el filtrado que cómo vemos es muy necesario. En las frecuencias más bajas el rizado es muy alto, pero teniendo en cuenta que la frecuencia a la que el ser humano es capaz de mover el brazo es muy baja (menos de 5 Hz en casos de párkinson extremo), basta con aplicar un filtro paso bajo con una frecuencia de corte de unos 16 Hz, tras aislar la etapa anterior con un seguidor, para obtener una envolvente bastante limpia. En la Figura 66 se muestra la simulación que lo corrobora.

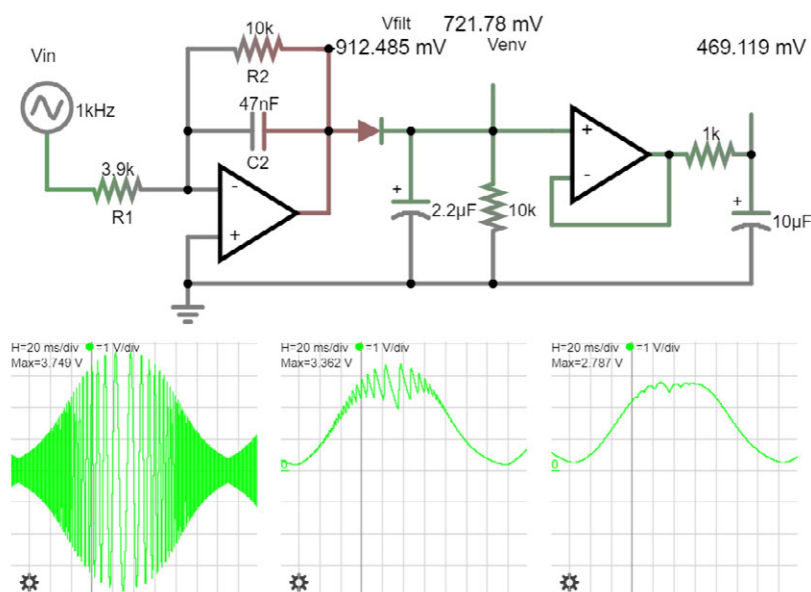


Figura 66. Simulación del filtrado de la envolvente.

4.4.5 Implementación y mediciones del módulo (FSA-EF)

Montamos el circuito y, con ayuda del generador de funciones, lo sometemos a un barrido de frecuencias entre 60 Hz y 3 kHz con una amplitud de 750 mV. En la Figura 67 se ve la implementación y en la Figura 68 su medición con el osciloscopio.

Como vemos que en las bajas frecuencias el filtro paso bajo de salida no acaba de eliminar el rizado, vamos añadiendo condensadores de 10 μF en paralelo al ya existente. Esto aumenta la capacidad, pero sobre todo reduce la *Equivalent Series Resistance* (ESR). Con tres de ellos, el rizado desaparece. Lo que significa que hemos bajado la frecuencia de corte a 5.3 Hz que todavía es ligeramente superior a la mayor frecuencia a la que es capaz el ser humano de mover la mano. De ahí que demos por buena esta implementación.

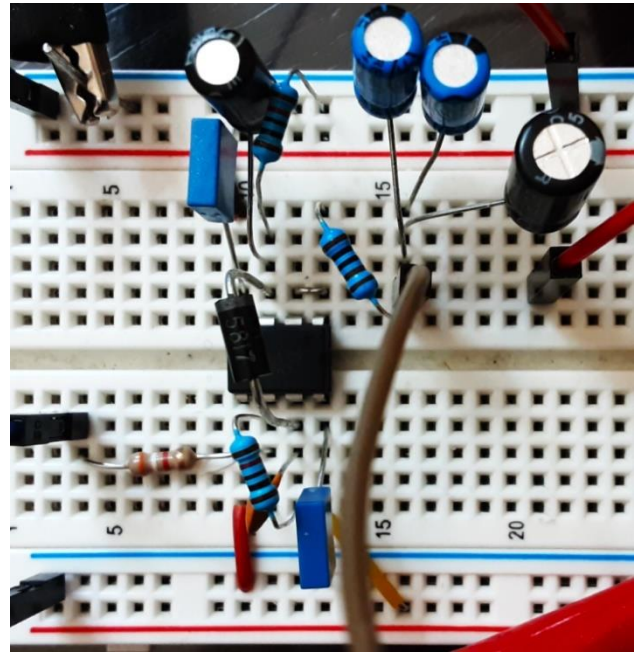


Figura 67. Implementación del FSA-EF sobre la breadboard.

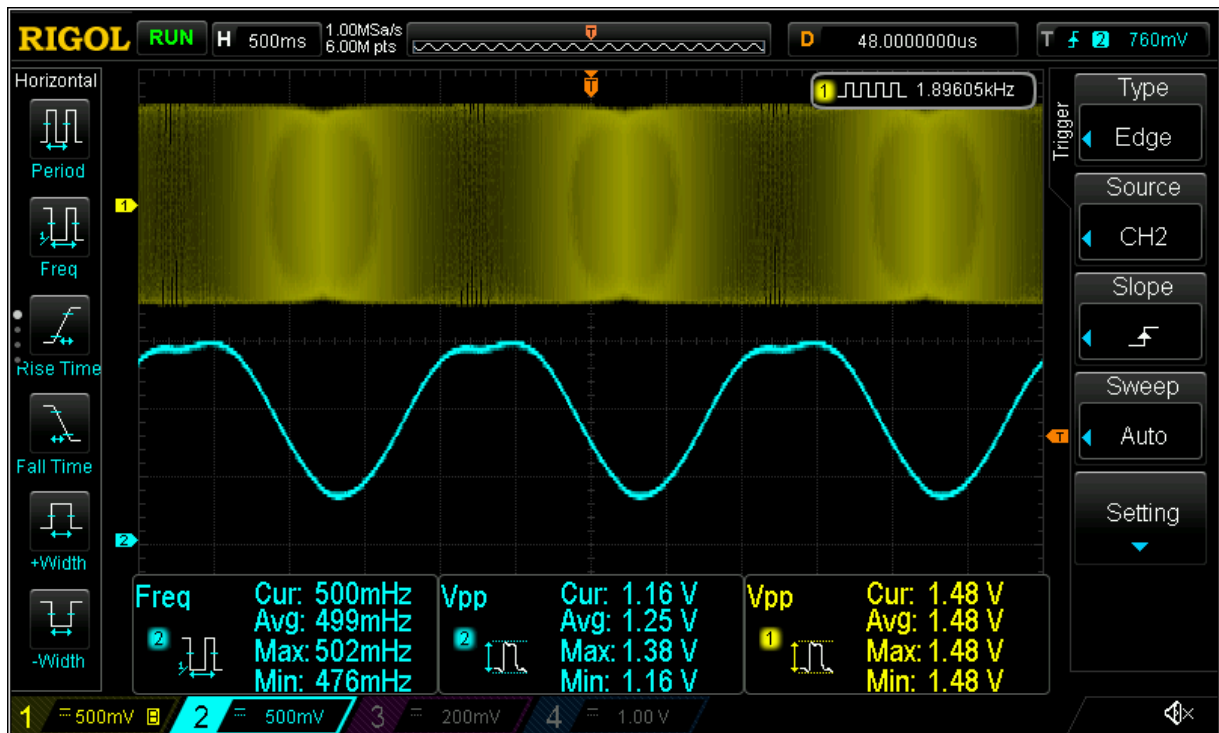


Figura 68. Medición del módulo FSA-EF con el osciloscopio.

4.4.6 Modulación final AM

Antes de terminar el módulo FSA-EF con una propuesta para su etapa de salida, vamos a comprobar cómo el módulo multiplicador consigue modular la señal del tono producida por el grupo II con la envolvente que acabamos de generar.

Para ello vamos a añadir a la simulación anterior una célula de Gilbert. Con ella vamos a multiplicar un barrido de frecuencias a modo de señal de tono por la envolvente de la señal de volumen. En la Figura 69 se muestra la simulación. En ella aparecen las señales implicadas numeradas. Estas señales nos deberían de sonar porque son las que se usaron en el punto 2.2 para explicar el propósito del bloque III.

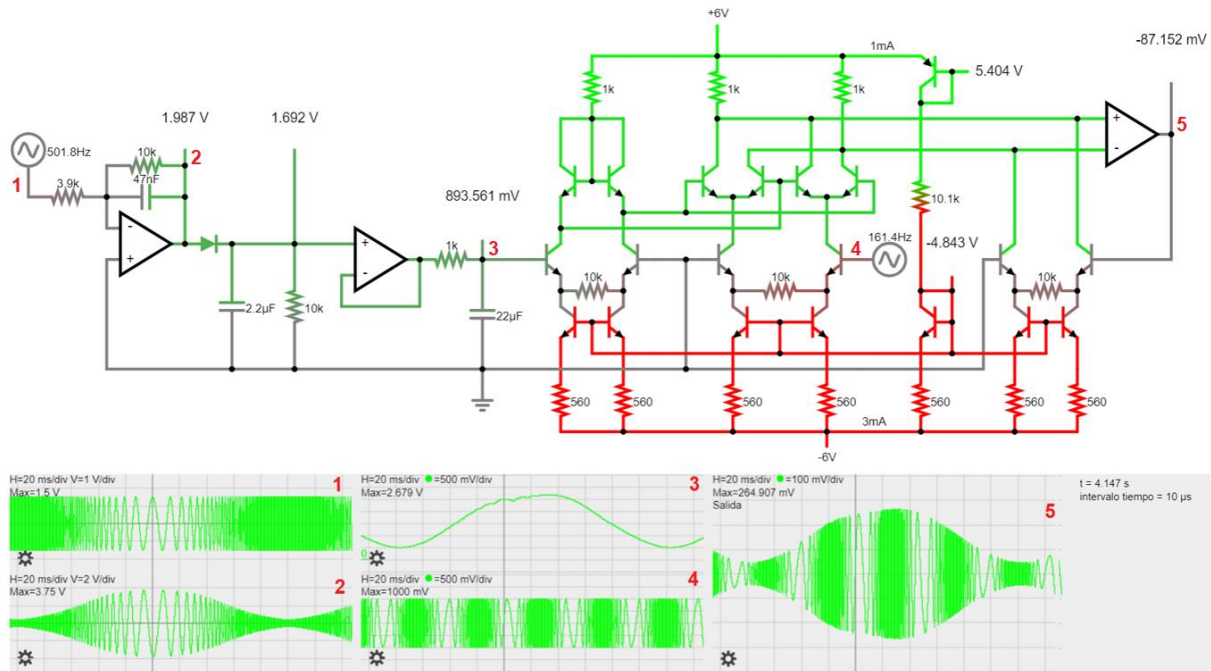


Figura 69. Simulación del bloque III.

A modo de recordatorio se vuelve a incluir el diagrama de bloques del grupo III con la localización de las señales numeradas. En la Figura 70 se muestra el diagrama de bloques.

Siguiendo las señales podemos comprobar que el grupo cumple su cometido a la perfección. Ahora ya sólo queda comprobarlo en la realidad implementando el circuito sobre la breadboard y midiendo el resultado.

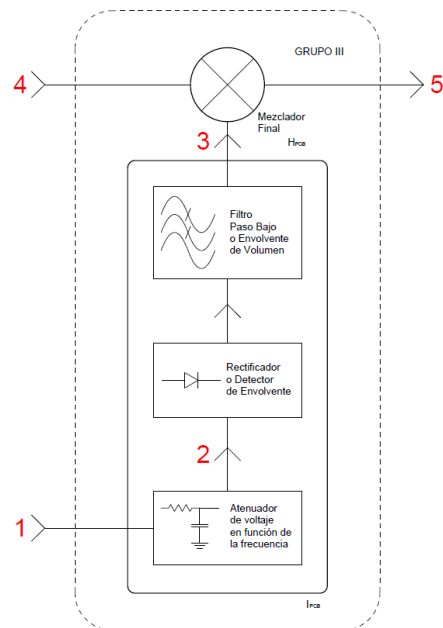


Figura 70. Diagrama del grupo de modulación tono-volumen.

4.4.7 Implementación y medición de la modulación final AM

Por último, ya sólo queda conectar el circuito anterior con la célula de Gilbert y multiplicar con ella la envolvente con otra señal que cubra el rango audible de la antena del tono. Como ambas antenas trabajan con el mismo rango, nos limitamos a usar el barrido de frecuencias que se usó como entrada en la medición anterior. En la Figura 71 se muestra la implementación conjunta del módulo FSA-EM sobre la breadboard y el multiplicador en la perfboard.

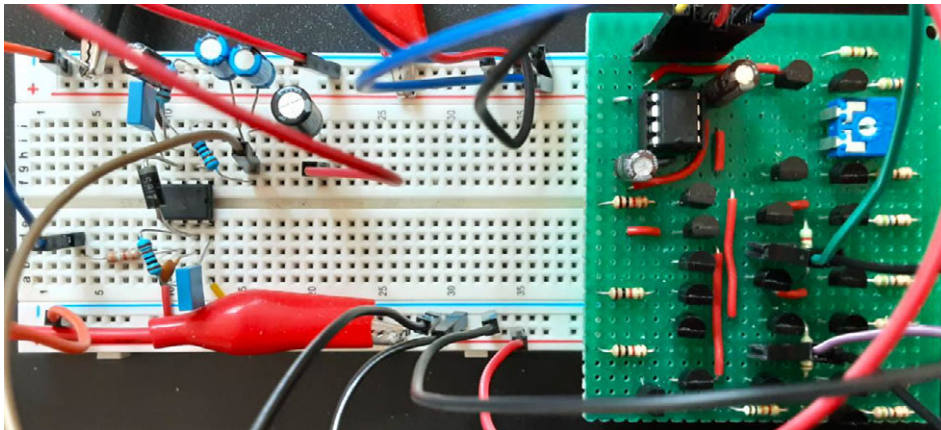


Figura 71. Implementación del bloque III.

En la Figura 72 observamos en el osciloscopio cómo se modula la señal de tono que entrega el bloque I con la envolvente del volumen que entrega el módulo FSA-EM. Viendo el resultado, comprobamos que la solución propuesta es perfectamente válida.

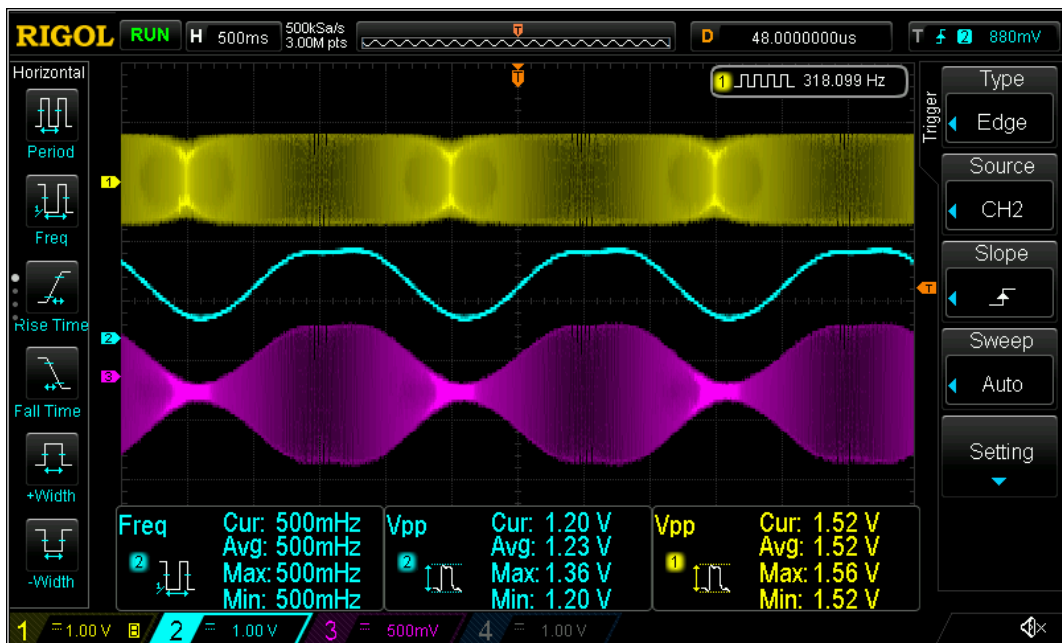


Figura 72. Medición en el osciloscopio de la modulación AM final.

4.4.8 Adaptación de la salida del módulo FSA-EM

Volviendo al módulo FSA-EM, hemos visto la electrónica que cumple su cometido funcional, pero nos falta adaptar su salida para que se pueda independizar como módulo integrable en otros sistemas.

Si nos fijamos bien, la envolvente del volumen que hemos generado es siempre positiva: no se anula ni en su pico inferior. Esto es un claro error de offset. De ahí que conviene intercalar a modo de adaptación de salida una etapa que no sólo adapte impedancias y permita cierta amplificación, sino que también reduzca la señal de salida a cero cuando el intérprete casi toque la antena del volumen.

En módulos anteriores se introdujo un filtro paso alto con un potenciómetro para eliminar la componente continua y eliminar cualquier error de offset. En el módulo que nos ocupa esa solución carece de sentido porque la envolvente es una señal de muy baja frecuencia. Por ello se propone en este caso, para adaptar la señal de salida, el empleo de un componente que solventa todos los problemas mencionados a la vez: el Amplificador de Instrumentación o *Instrumentation Amplifier (InAmp)* en inglés.

En la Figura 73 vemos la simulación del módulo en su conjunto en el simulador Falstad. En lugar de introducir en la simulación el InAmp como integrado se ha replicado una posible circuitería interna. Además, se ha añadido un divisor regulable y un seguidor para generar el voltaje de referencia con el que eliminar el error de offset. Como vemos, este diseño para la salida del módulo evita cargar la salida del filtro final del EF, ofrece una impedancia de salida muy baja, permite una ganancia regulable y elimina el error de offset.

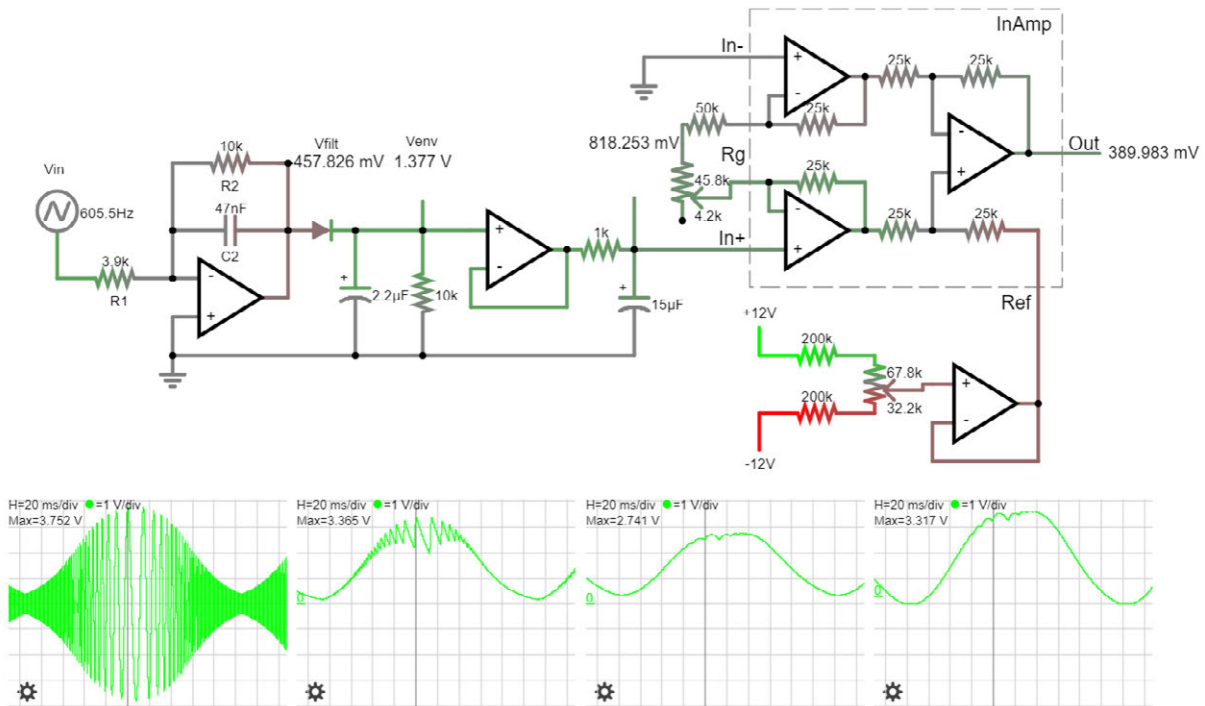


Figura 73. Simulación del módulo FSA-EM en su conjunto.

5. Resultados

En este capítulo vamos a caracterizar la antena del tono construida para compararla después con la caracterización teórica esperada.

Como la antena está construida modularmente, vamos a hacer primero una caracterización de cada uno de los módulos, para finalmente centrarnos en la caracterización de la antena en su conjunto.

5.1 Caracterización del oscilador de la antena del tono.

De este módulo vamos a medir dos cosas: el rango de frecuencia abarcado y el rango de amplitudes de la señal generada. De las dos mediciones, la importante es la primera. La segunda es importante de cara a no saturar la siguiente etapa, esto es, el multiplicador. Por ello ahora vamos a centrarnos en la frecuencia. Para medir con precisión la frecuencia, vamos a echar mano del contador del osciloscopio que, cómo se explica en los anexos, ofrece una mayor sensibilidad y precisión.

En la Figura 74 vemos una imagen de cómo quedó finalmente la PCB tras soldar los componentes.

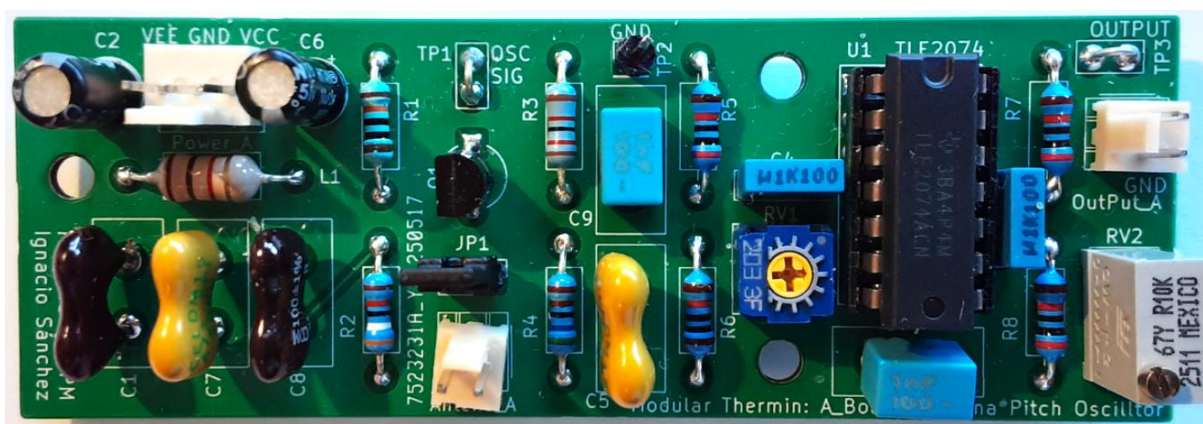


Figura 74. PCB del oscilador de la antena del tono.

En la Figura 75 vemos una captura de la medición. En el canal 1, en amarillo, vemos la señal producida por el oscilador y en el canal 2, en azul, la salida del módulo tras su adaptación con su amplitud controlada y sin componente continua.

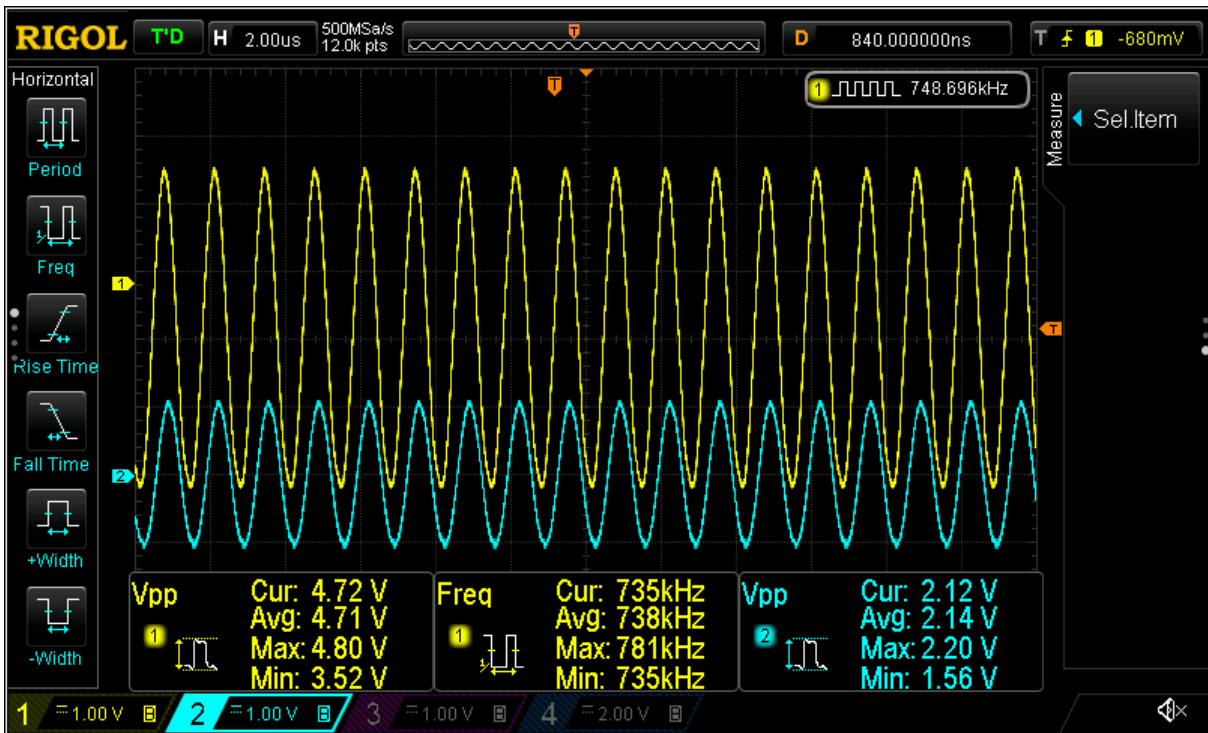


Figura 75. Medición en el osciloscopio del oscilador de la antena del tono.

En la Tabla 6 se muestran las cinco mediciones de frecuencia hechas: una primera con el oscilador sin la antena conectada; una segunda sin la antena, pero con el jumper que conecta 4.7 pF en paralelo puesto; una tercera con la antena y la mano alejada; una cuarta con la antena y la mano casi tocándola; y una quinta con la antena, la mano casi tocándola y el jumper conectado. Las dos primeras mediciones y la última pueden parecer ociosas, pero son importantes para poder dibujar la medición gráficamente y compararla con las hechas en capítulos anteriores.

Tabla 6. Cuadro de valores medidos en la antena.

Oscil. Antena	Frecuencia [Hz]	Vpp [V]
Sin antena	783190.00	---
Sin + 4.7pF	756560.00	---
Con ant. máx	748860.00	4.54
Con ant. min	744500.00	1.42
Con + 4.7pF	725500.00	---
Δ	4360.00	3.12

En la Figura 76 vemos la comparación gráfica con los valores: teóricos, de las dos simulaciones y de las dos mediciones hechas con el circuito montado en la breadboard.

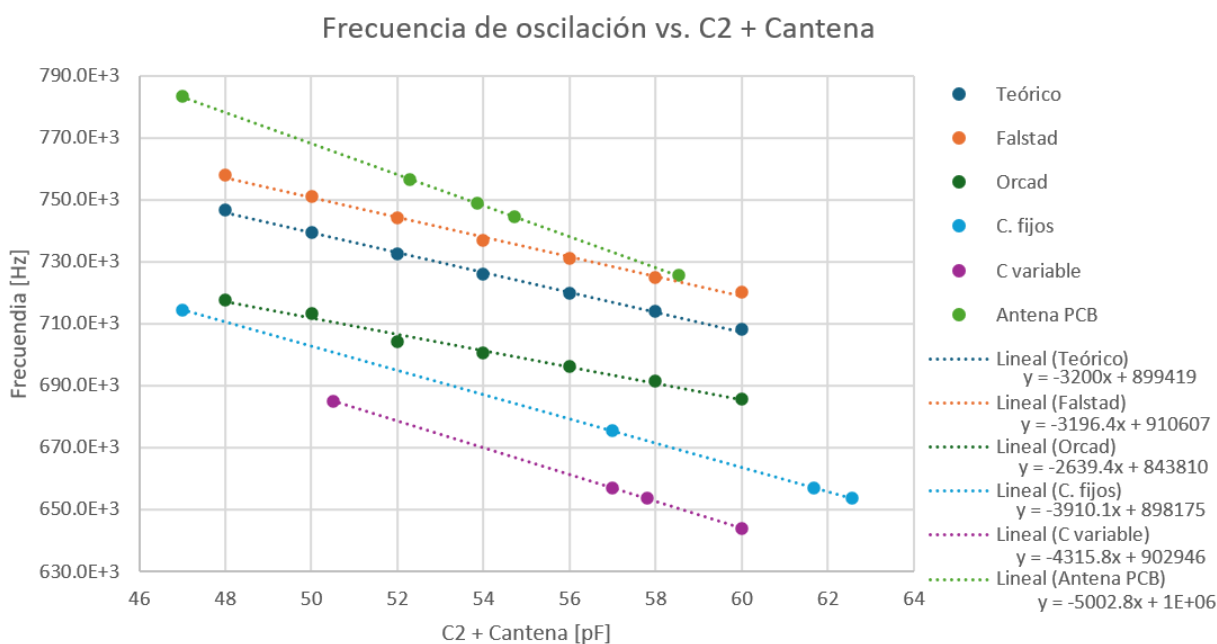


Figura 76. Comparativa gráfica de la sensibilidad de la antena.

La línea de tendencia verde superior representa la medición que nos ocupa. Lo primero que salta a la vista es que sus frecuencias de oscilación son las mayores de todas. Así las frecuencias medidas están más cercanas a las teóricas y a las simuladas que a las medidas con el circuito montado en la breadboard. Que las frecuencias superen notablemente a éstas últimas tiene sentido porque, como ya se dijo, la breadboard introduce capacidades parásitas del orden de unos pocos picofaradios. En otro tipo de circuito esos pocos picofaradios apenas influirían en su comportamiento, pero en el circuito que nos ocupa sí lo hacen porque son comparables con la variación de la capacidad de la antena del theremín. Estas capacidades parásitas introducen un error de offset en la medición apreciable.

Por otro lado, la ganancia es también la mayor y, en este caso, más cercana a las medidas en la breadboard que a las calculadas y simuladas. Lo que confirma que las capacidades parásitas introducen un error exclusivamente de offset.

A partir de la fórmula de la línea de tendencia, podemos derivar el rango de capacidades de la antena que va de los 6.86 pF, con la mano alejada de la antena, a los 7.73 pF con la mano cerca. Lo que arroja un diferencial de 0.87 pF que es un valor casi idéntico al medido con la breadboard. La sensibilidad es de 5 kHz/pF, esto es, ligeramente mayor a la medida sobre la breadboard. Lo que vuelve a tener sentido porque a mayor frecuencia el transductor se vuelve más sensible.

Respecto al diferencial de frecuencias conseguido con la antena, vemos que es de unos 4.36 kHz. Recordemos que el rango que se busca para el theremín es de unas 5 octavas. Concretamente, de unos 65 Hz (C2, 36 MIDI) hasta unos 2093 Hz (C7, 96 MIDI). De manera que el rango finalmente cubierto por la antena es, grosso modo, de una octava más.

Teniendo en cuenta que este módulo es el más sensible y difícil de implementar con precisión, consideramos que los resultados obtenidos son bastante buenos.

5.2 Caracterización del oscilador local del tono.

En la Figura 77 vemos una imagen de cómo quedó finalmente la PCB tras soldar los componentes.



Figura 77. PCB del oscilador local del tono.

En la primera medición que se ha hecho de este módulo ha surgido un problema que tiene fácil solución. Concretamente, las frecuencias alcanzadas por el oscilador eran algo superiores a las esperadas. De manera que la frecuencia más baja era muy parecida a la del módulo anterior con la antena y sin acercar la mano. Esto es problemático porque el módulo actual se debe configurar para que su oscilación sea exactamente igual a la anterior y conviene que esta frecuencia se encuentre centrada en el rango, no en uno de sus extremos.

Este problema no hubiera surgido si se hubiera usado un condensador variable de mayor rango. El actual tiene un rango que va de los 3.5 pF a los 13 pF. Bastaría con que este último valor ascendiera hasta los 18 pF para que no hubiera surgido el problema. Como estos condensadores variables son difíciles de conseguir y hacerse con uno requería hacer un encargo especial, que pasara la aduana, etc. Se ha optado por soldar un conector hembra en paralelo al condensador variable de la PCB con el objeto de poder conectar un condensador fijo con el valor adecuado. Una vez hecho esto y colocado un condensador de 4.7 pF el oscilador ha funcionado perfectamente.

En la Tabla 7 se muestran las cuatro mediciones de frecuencia hechas: una primera sin el condensador fijo anterior conectado y con el condensador variable en su valor más bajo; una segunda sin el condensador fijo conectado y con el variable en su valor más alto; una tercera con el condensador fijo conectado y con el variable en su valor más bajo; y una cuarta con el condensador fijo conectado y con el variable en su valor más alto.

Tabla 7. Medidas del oscilador local.

Oscil. Antena	Frecuencia [Hz]	Vpp [V]
Sin Cf; con Cv máx.	782200.00	---
Sin Cf; con Cv mín.	746800.00	---
Con Cf; con Cv máx.	765500.00	4.56
Con Cf; con Cv mín.	734200.00	1.48
Δ	31300.00	3.08

En la Figura 78 vemos la comparación gráfica con los valores: teóricos, de las dos simulaciones, de las dos mediciones hechas con el circuito montado en la breadboard y de la medición de la PCB del módulo anterior.

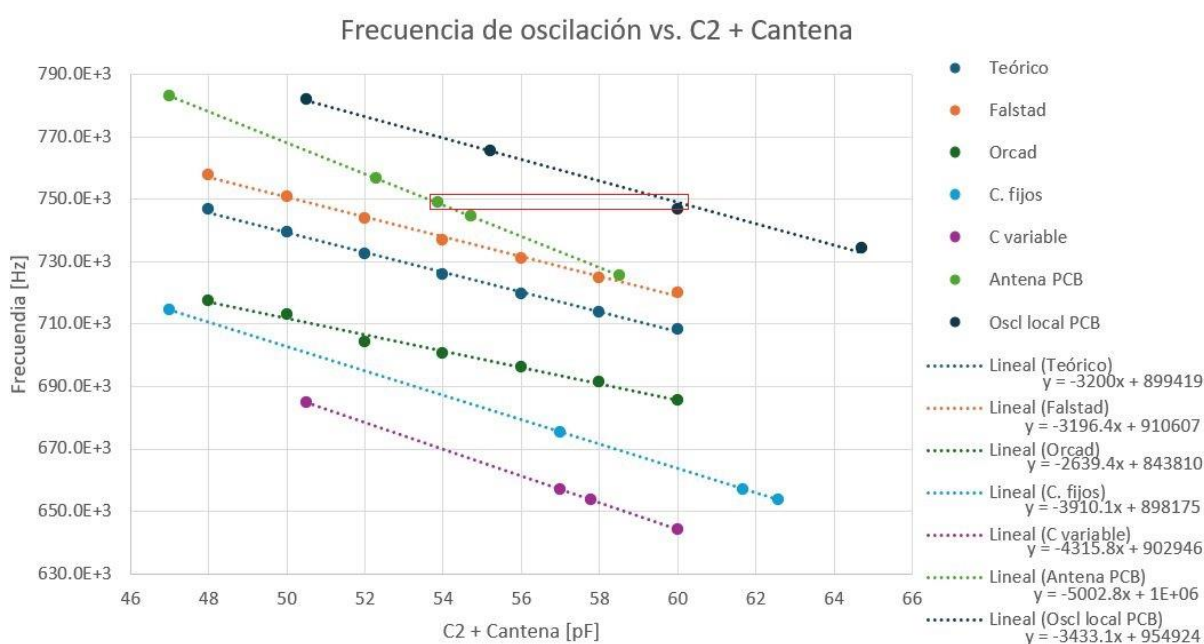


Figura 78. Comparativa gráfica de la sensibilidad del oscilador local.

La línea de tendencia azul oscuro superior representa la medición que nos ocupa. En rojo está resaltada la frecuencia superior de la antena (unos 748 kHz) que debe caer a mitad del rango de frecuencias del oscilador local. En el gráfico se aprecia cómo la inclusión de un condensador de 4.7 pF en paralelo al condensador variable ha hecho que dicha frecuencia caiga en mitad del rango de frecuencias del módulo. En principio la línea de tendencia del módulo actual debería solaparse con la del anterior. En su lugar se observa que, además de no coincidir en ganancia, están desplazadas entre sí. Este desplazamiento se puede deber a diversas razones, pero teniendo en cuenta que se tuvo especial cuidado en elegir condensadores de mica con tolerancias muy bajas, el error puede venir de otros componentes con tolerancias superiores como el condensador variable, el inductor, el mismo transistor o de varios de ellos a la vez.

Sea como fuere, el caso es que estamos ante un circuito muy sensible en el que, más que esperar que cada circuito construido vaya a replicar la línea de tendencia del anterior, debemos asumir que se va a mover dentro de un área con cierto margen de errores de ganancia y offset. De la misma forma que así lo asumimos con la función de transferencia de muchos componentes. En la Figura 79 vemos, por ejemplo, cómo puede variar la función de transferencia del JFET 2N5486.

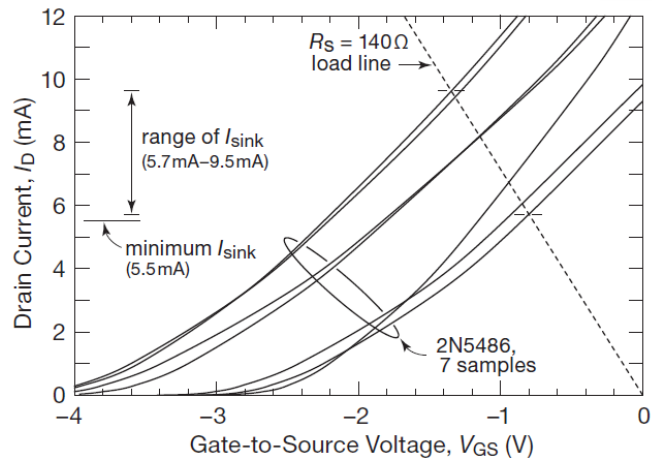


Figura 79. Rango de líneas de un JFET [11].

De lo anterior podemos concluir que es importante dotar al módulo actual de cierta flexibilidad, ya sea aumentando el rango del condensador variable o incluyendo un jumper como el que sí tiene el módulo anterior. En éste último se incluyó un jumper para conectar en paralelo un condensador de 4.7 pF a la antena, ya que se estimó que el problema del offset podía aparecer en él. Sin embargo, el problema acabó manifestándose en el módulo actual, donde no se implementó dicho jumper. Por ello, convendría incorporar esta opción en ambos módulos.

5.3 Caracterización del multiplicador.

En la Figura 80 vemos una imagen de cómo quedó finalmente la PCB del multiplicador, implementado con una célula de Gilbert, tras soldar sus componentes.

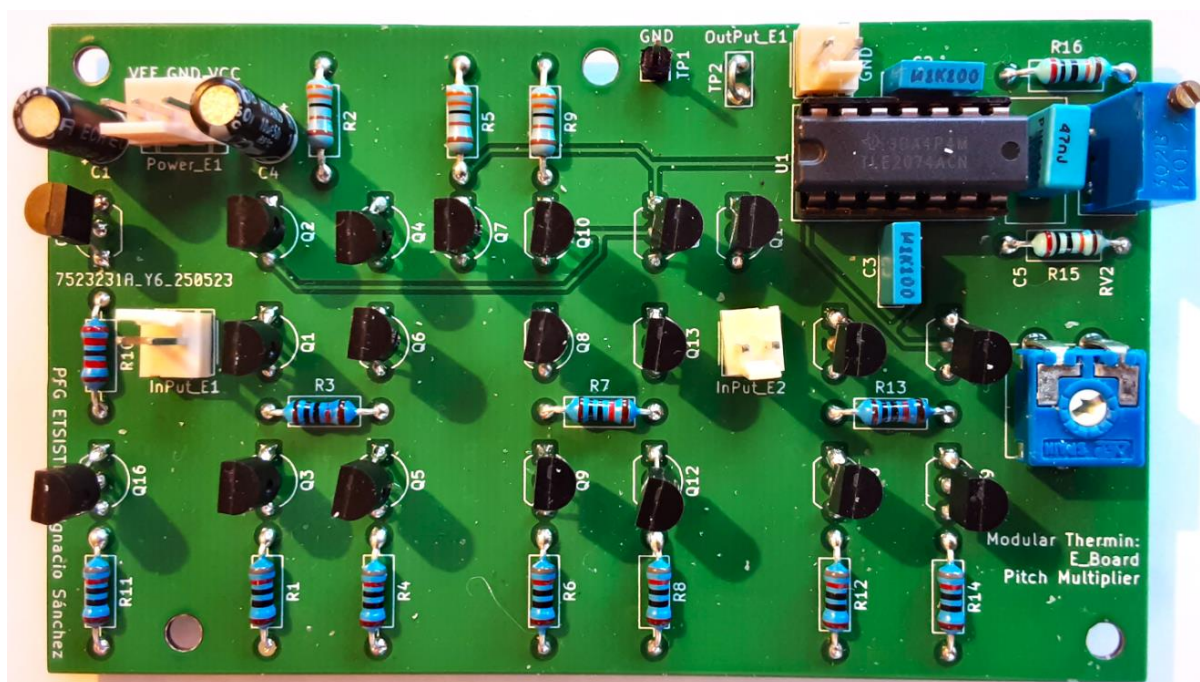


Figura 80. PCB del multiplicador del tono.

Antes de entrar de lleno en la caracterización del módulo vamos a comentar una decisión que se tomó antes de soldar los componentes a la PCB y que condiciona la señal de salida del módulo y por tanto su caracterización.

En la Figura 81 se resaltan tres resistores de 3.3 k Ω de la célula de Gilbert (mediante un recuadro azul) de los que no se ha hablado todavía porque no aparecen en la función de transferencia del circuito. Por estos tres resistores circulan 2 miliamperios casi constantes porque cada uno de ellos alimenta a dos de los seis sumideros de corriente inferiores. En un principio se iban a usar resistores de 1 k Ω o 2.2 k Ω , pero teniendo en cuenta que la caída de voltaje en ellos iba a determinar el modo común que tenía que rechazar el operacional de salida de la célula, se optó por aumentar su valor con el fin de reducir dicho modo común.

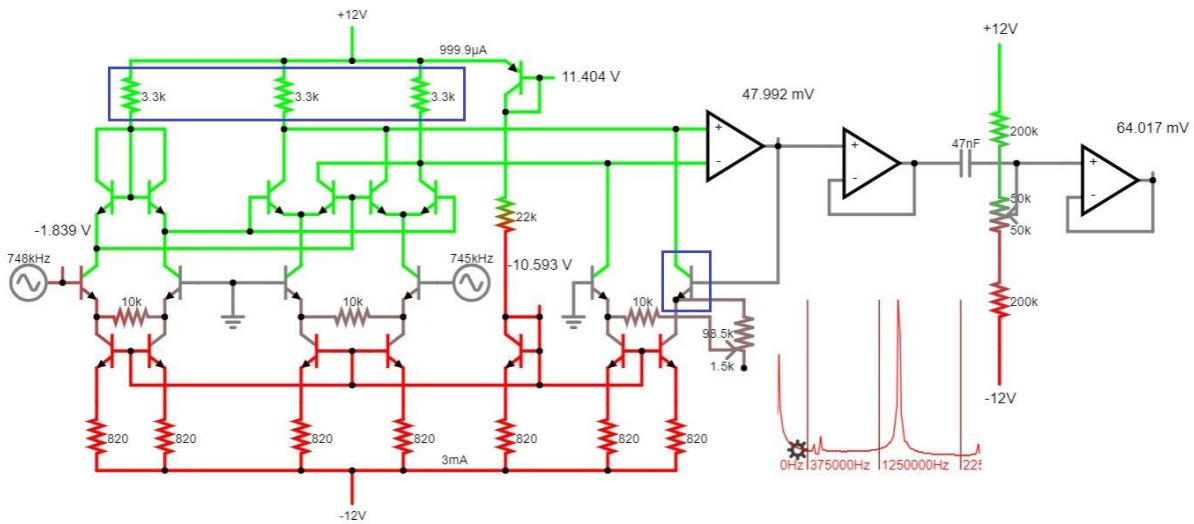


Figura 81. Rechazo al modo común en la célula de Gilbert.

La contrapartida de esta decisión es que ese modo común impone un límite en la amplitud de la señal de salida de la célula de 5.4 V. Esto se debe al transistor por el que se produce la retroalimentación de operacional de salida de la célula. El transistor también está resaltado en la figura, mediante un recuadro de color azul. En el momento en que el voltaje de salida supere el modo común que ve el operacional a su entrada, el transistor empieza a saturarse porque su base empieza a tener más voltaje que su colector y el circuito en su conjunto deja de funcionar.

De ahí que sea importante controlar tanto la amplitud de las señales de entrada como la ganancia del circuito en sí. De lo primero se encargan las etapas de atenuación de los módulos anteriores y de lo segundo lo hace el potenciómetro de ganancia del módulo actual.

Ahora vamos a entrar en la caracterización en sí. Para ello vamos a centrarnos en la característica del circuito que nos ha llevado a elegirlo, esto es, su capacidad para sumar y, sobre todo, restar frecuencias.

Primero recordemos que queremos que el theremín cubra 5 octavas. Concretamente, de 65.406 Hz (C2, 36 MIDI) hasta 2093.005 Hz (C7, 96 MIDI). Aunque ya vimos en los apartados anteriores que la antena nos permite cubrir una octava más hasta los 4186 Hz.

Para comprobar si el módulo es capaz de multiplicar señales con este rango de frecuencias vamos a crear dos señales con el generador de funciones que simulen la salida de los módulos anteriores. Así la señal, que va a simular la salida del oscilador local, va a tener una frecuencia constante de unos 749 kHz. Mientras que la otra señal, que va a simular la oscilación condicionada por la antena, va a variar entre 7 frecuencias diferentes separadas una octava entre sí. Seguidamente vamos a medir con el osciloscopio la componente en baja frecuencia del producto producido por el circuito para ver si coincide con la resta de las frecuencias simuladas por el generador de funciones.

En la Figura 82 y en la Figura 83 podemos ver dos capturas del osciloscopio. En la primera se aprecia la componente de baja frecuencia del producto, esto es, la resta; en la segunda, la componente de alta frecuencia, esto es, la suma. En los canales 1 (amarillo) y 2 (azul), vemos las señales de entrada; mientras que en el canal 3 (morado), el producto de salida.

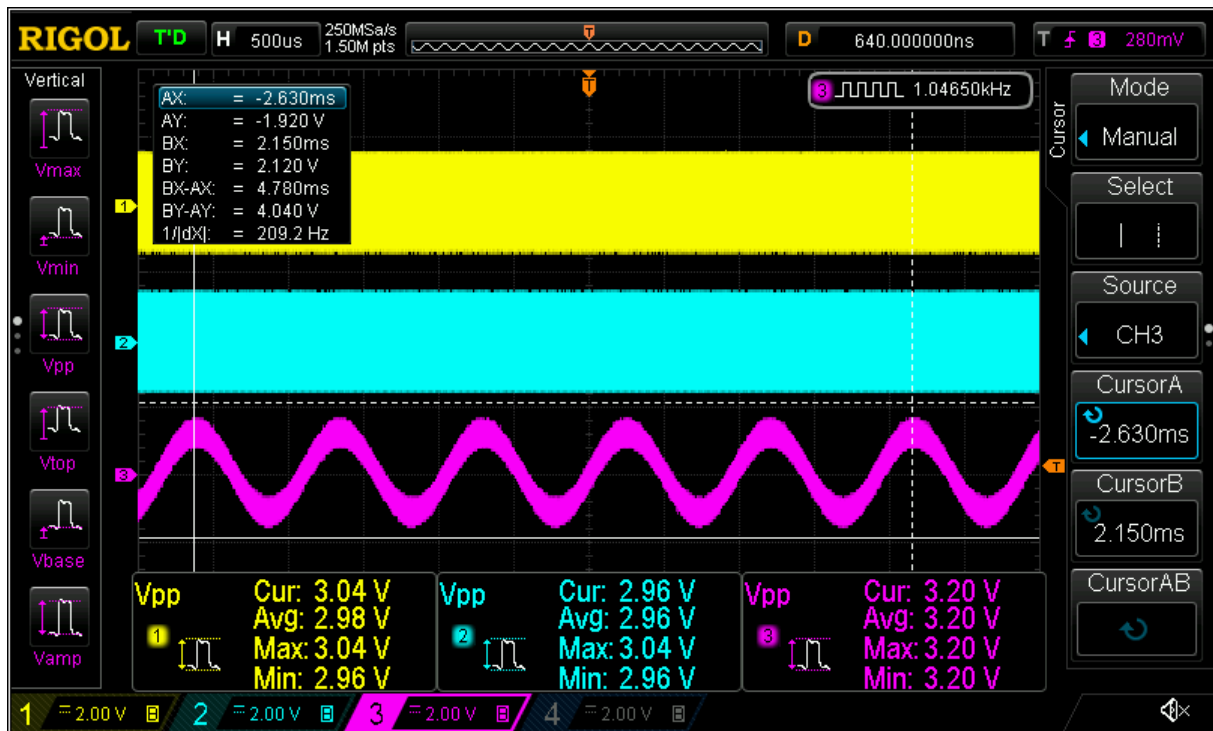


Figura 82. Componente en baja frecuencia o resta de frecuencias.

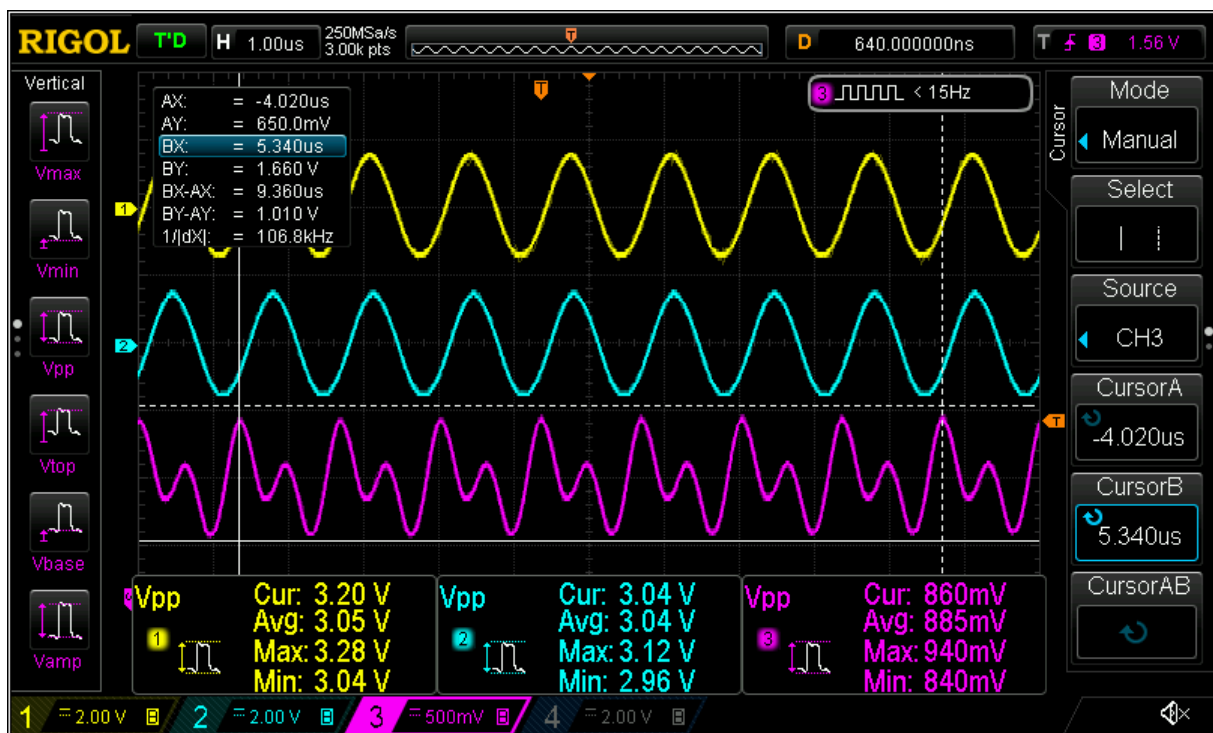


Figura 83. Componente en alta frecuencia o suma de frecuencias.

Si hacemos una transformada rápida de Fourier —o *Fast Fourier Transform* (FFT) en inglés— con el osciloscopio, obtenemos la Figura 84. En ella vemos que la componente principal es la resta, después la suma y luego las señales de entrada. También aparecen artefactos a 1 MHz, 1.25 MHz y 1.75 MHz. Pero lo más importante es que la componente que nos interesa es la que tiene más energía.

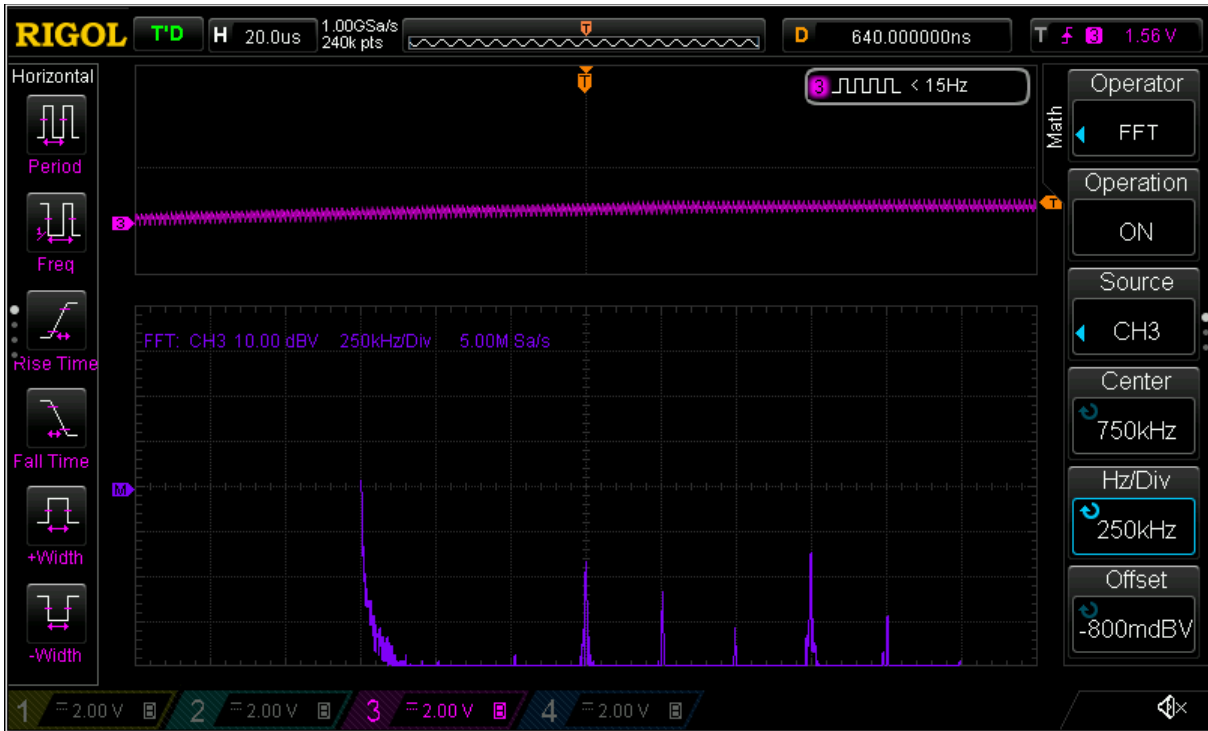


Figura 84. FFT del producto de salida del módulo multiplicador.

Como de todas las componentes la que nos interesa es la resta, tomamos los valores medidos de ésta y confeccionamos la siguiente tabla en la que se comparan con los valores teóricos. La tabla se muestra en la Tabla 8.

Tabla 8. Tabla comparativa entre frecuencias diferencias teóricas y medidas.

Primera nota de la	2ª octava: C2	3ª octava: C3	4ª octava: C4	5ª octava: C5	6ª octava: C6	7ª octava: C7	8ª octava: C8
F. Oscil. Local [Hz]	749000.00						
Difer. Teórica [Hz]	65.41	130.81	261.62	523.25	1046.50	2092.99	4185.98
F. Oscil. Antena [Hz]	748934.59	748869.19	748738.38	748476.75	747953.50	746907.01	744814.02
Difer. Medida [Hz]	65.36	130.60	261.19	522.65	1046.03	2091.25	4182.16
Error abs [Hz]	0.05	0.21	0.43	0.60	0.47	1.74	3.83
Error relativo [%]	0.07	0.16	0.17	0.11	0.04	0.08	0.09

En la Figura 85 se compara gráficamente la diferencia teórica con la medida. En ella comprobamos que lo medido es casi idéntico a lo esperado teóricamente.

De lo anterior podemos concluir que este módulo se comporta satisfactoriamente.

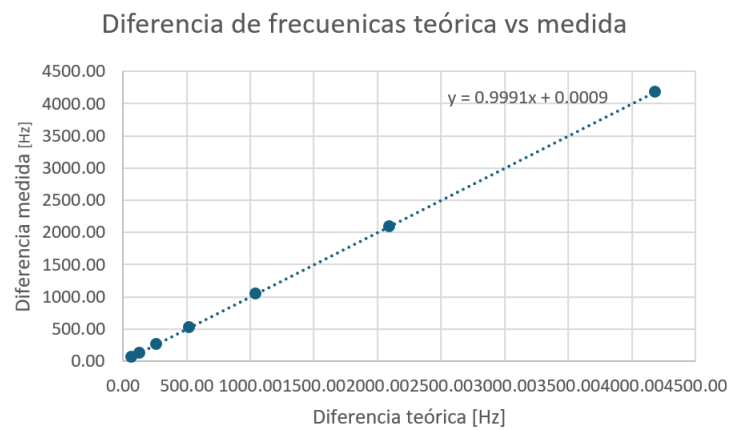


Figura 85. Comparativa grafica teoría/medición del módulo multiplicador.

5.4 Caracterización del módulo de filtrado.

En este apartado, mediante las medidas correspondientes, vamos a dibujar el *Bode Plot* o función de transferencia del filtro construido para este módulo y compararlo con el teórico.

En la Figura 86 vemos una imagen de cómo quedó finalmente la PCB tras soldar los componentes.

Para dibujar el *Bode Plot* vamos a generar una señal sinusoidal de 10 Hz con el generador de funciones y vamos a ir doblando su frecuencia hasta que sólo podamos medir ruido a la salida del filtro.

En la Figura 87 vemos una comparativa entre las mediciones representadas como puntos rojos y la función de transferencia teórica representada con una línea azul.

A la vista del resultado, queda claro que este módulo funciona a la perfección.

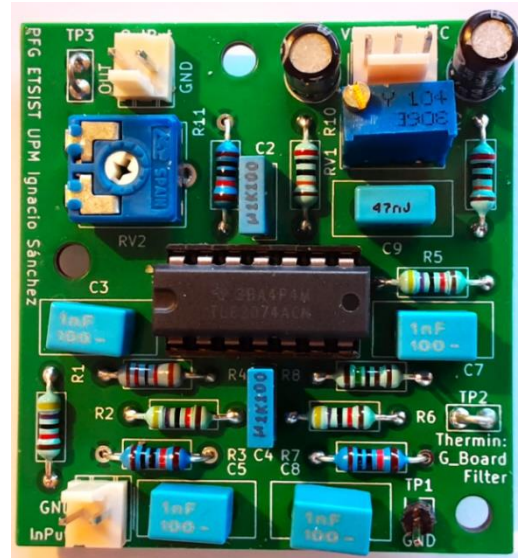


Figura 86. PCB filtro.

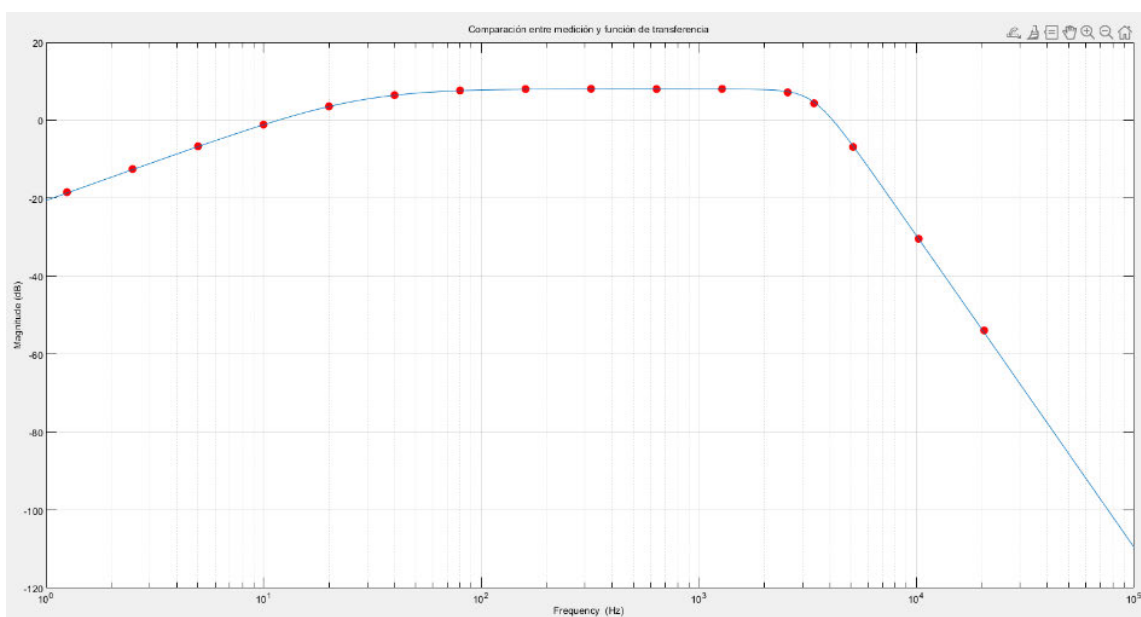


Figura 87. Comparación entre la medición, en rojo, y la función de transferencia teórica, en azul, del filtro.

5.5 Caracterización de la antena del tono en su conjunto.

Finalmente, el último paso es integrar el subsistema que configura la antena del tono interconectando sus módulos funcionales según el diagrama de bloques que derivamos al principio (Grupo I, en la Figura 9).

Tras interconectar los 4 módulos y alimentar el sistema, se tomó la captura que se puede ver en la Figura 88. En ella vemos 4 señales que se corresponden con los cuatro módulos que configuran el subsistema de la antena del tono: en el canal 1 (amarillo) tenemos la salida del oscilador de la antena del tono; en el 2 (azul celeste), la del oscilador local; en el 3 (morado lila), la del multiplicador; y en el 4 (azul oscuro), la del filtro.

Sorprendieron dos cosas. La primera tiene que ver con la frecuencia de oscilación de la antena. Esta frecuencia se esperaba que estuviera alrededor de los 750 kHz, sin embargo, era de 760 kHz. Esto en realidad no supuso un problema porque esta nueva frecuencia estaba más cerca de la mitad del rango de frecuencias del oscilador local que la frecuencia esperada. Recordemos que al oscilador local se le añadió un conector con un condensador de 4.7pF en paralelo a su condensador variable con el fin de que la mitad de su rango cayera más cerca de la frecuencia de oscilación del oscilador de la antena del tono. Así que bastó con retirar ese condensador para que todo volviera a alinearse.

La segunda tiene que ver con el módulo multiplicador. Recordemos que una de las precauciones que se tuvo con este módulo era el procurar que las señales de entrada y la de salida no se acercaran al modo común que ve su operacional de salida a su entrada para evitar que el transistor de retroalimentación se saturara. Sin embargo, lo que sucedió fue que la señal que generaba el multiplicador era mucho más pequeña que la esperada. Para arreglarlo se dejaron de atenuar las señales de entrada y se amplificó la señal de salida tanto del módulo multiplicador como del módulo de filtrado.

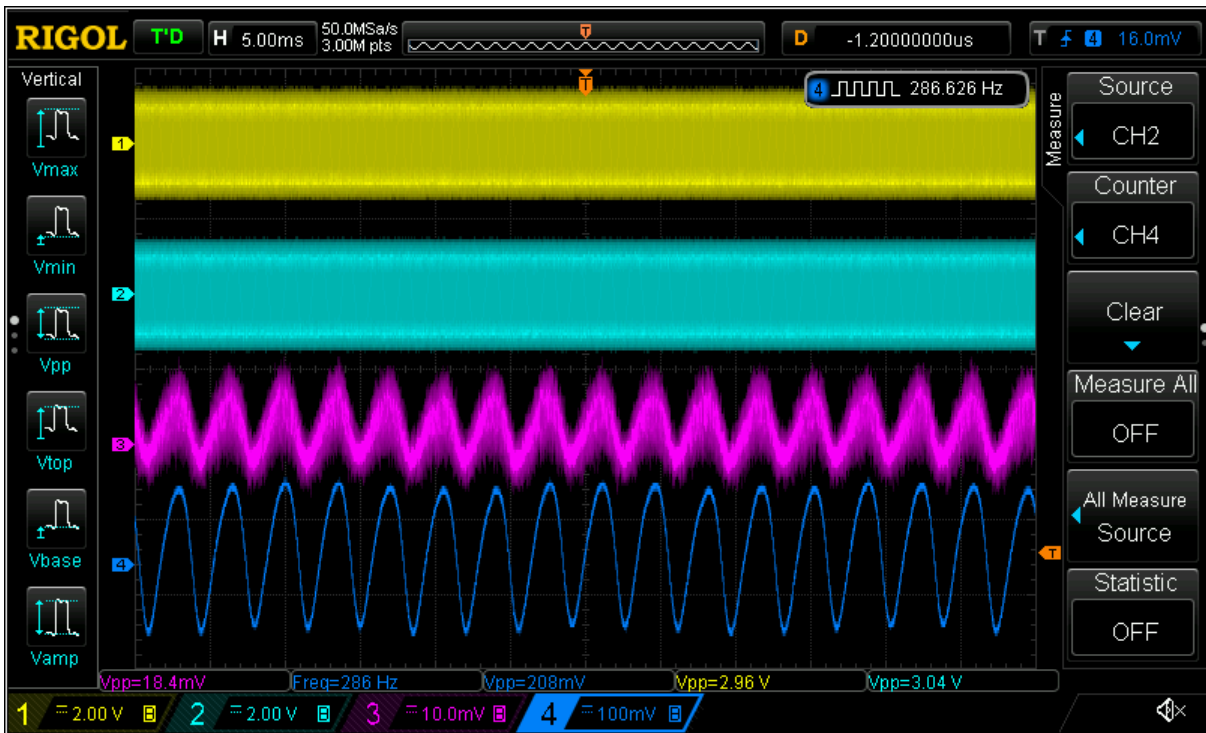


Figura 88. Comparativa de las salidas de los cuatro módulos que configuran el sistema de la antena del tono.

Para analizar lo sucedido, conviene tener en cuenta que cuando se caracterizó este módulo no presentó este comportamiento. Desde el punto de vista del módulo multiplicador la principal diferencia entre las condiciones de ambas mediciones radica en la fuente de sus entradas. Cuando se caracterizó el módulo, la fuente de sus entradas era el generador de funciones que produce unas señales muy estables en frecuencia y amplitud y que presenta una impedancia de salida de 50Ω , mientras que en la caracterización del sistema la fuente eran los módulos osciladores que producen señales menos estables y que presentan una impedancia de salida casi nula. De manera que se comprueba que el multiplicador es muy sensible a las inestabilidades de las señales de entrada y en un theremín, al menos, la señal del oscilador de la antena es inestable por definición.

Aparte de estos dos asuntos reseñables, el theremín ha funcionado muy bien y se ha podido hacer una caracterización que pone en relación la distancia entre la mano y la antena y la frecuencia generada por el instrumento. La relación tiene un carácter logarítmico como era de esperar, pero dentro de ese comportamiento el rango más interesante para la interpretación musical —esto es, de los 100 Hz hasta el kilohercio— presenta una progresión suave con una acusada linealidad. Esto último es muy importante porque es lo que hace que un theremín sea funcional.

En la Figura 89 se muestra el gráfico que relaciona la distancia entre la mano del intérprete y la antena y la frecuencia audible conseguida.

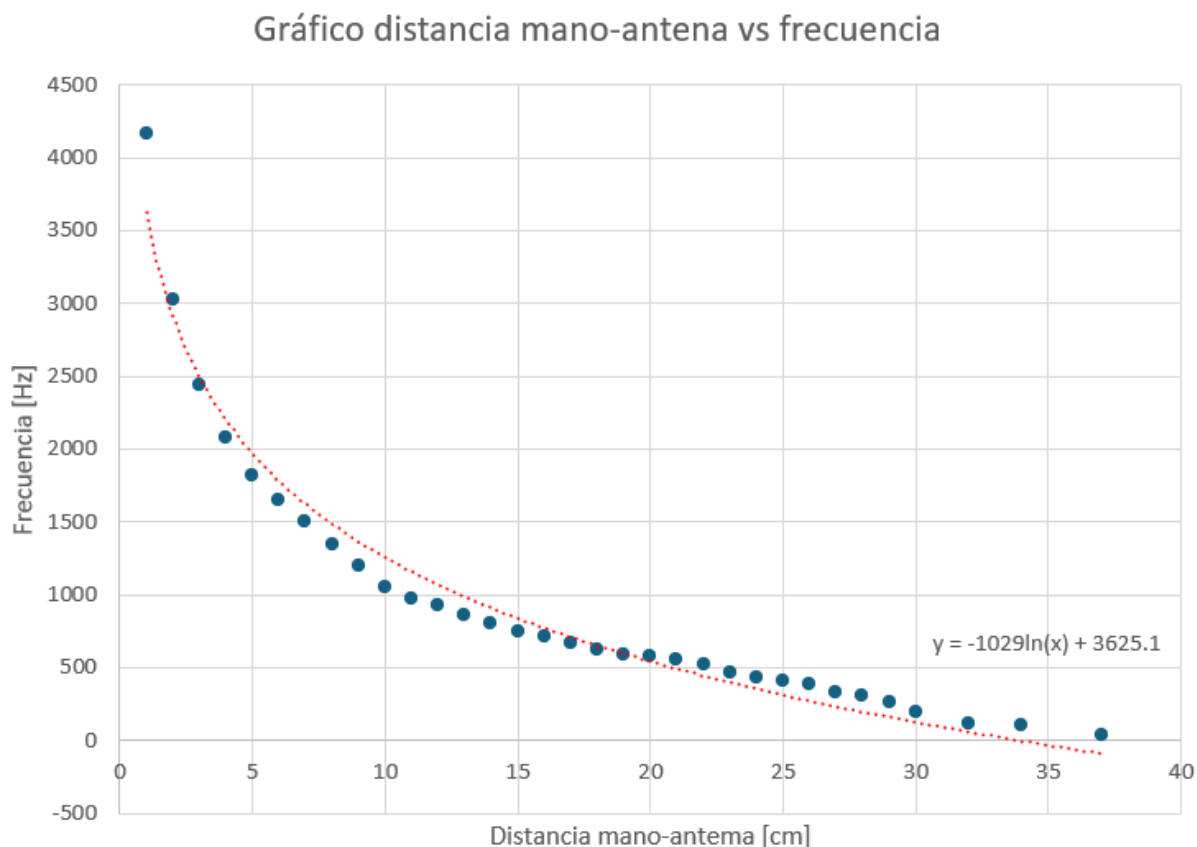


Figura 89. Gráfico que relaciona la distancia entre la mano y la antena y la frecuencia audible conseguida.

Los puntos azules son las mediciones realizadas y la línea roja la línea de tendencia calculada por Excel.

Un theremín es un instrumento que hay que estar afinando continuamente, sobre todo, si se cambian las condiciones de su entorno. De manera que el intérprete al afinarlo busca que cierto movimiento de su mano se corresponda con la octava más representativa para su interpretación o su manera de tocar. Es decir que no hay tal cosa como una afinación estándar. Lo que sí se le exige a un theremín es que mitigue su comportamiento logarítmico y presente cierta linealidad en el rango de mayor interés para el intérprete. Y esto último es lo que muestra la caracterización hecha.

6. Presupuesto

A continuación, se desglosan los presupuestos para cada uno de los cuatro módulos prototipados a nivel PCB.

Módulo A: PCB dedicada al oscilador de la antena del tono:

Tabla 9. Cuadro de cálculo del presupuesto para PCB del módulo A.

Id	Designator	Quantity	Designation	Price/unit	SubTotal
1	C1,C8	2	100pF	2.7670	5.534
2	C9,C10	2	1nF	0.9060	1.812
3	Power_A	1	Conn_01x03_Socket	0.1500	0.15
4	RV1	1	20k	0.9500	0.95
5	U1	1	TLE2074	2.9220	2.922
6	TP2	1	Conn_01x01_Pin	0.0075	0.0075
7	C7	1	47pF	5.2300	5.23
8	C5	1	4.7pF	4.0380	4.038
9	R1	1	100k	0.0430	0.043
10	R6	1	10k	0.0328	0.0328
11	R2	1	39k	0.0390	0.039
12	OutPut_A,Antena_A	2	Conn_01x02_Socket	0.1200	0.24
13	TP3,TP1	2	TestPoint	0.0000	0
14	Q1	1	BC547	0.1108	0.1108
15	C3,C4	2	100nF	0.0938	0.1876
16	R7,R5,R8	3	20k	0.0328	0.0984
17	R3	1	12k	0.0484	0.0484
18	JP1	1	Jumper_2_Bridged	0.0150	0.015
19	L1	1	1mH	0.4000	0.4
20	RV2	1	10k	1.4690	1.469
21	R4	1	5k6	0.0370	0.037
22	C2,C6	2	10uF	0.0600	0.12
23	PCB	1		20.9500	20.95
				TOTAL	44.4345

Módulo C: PCB dedicada al oscilador local del tono:

Tabla 10. Cuadro de cálculo del presupuesto para PCB del módulo C.

Id	Designator	Quantity	Designation	Price/unit	SubTotal
1	C1,C8	2	100pF	2.7670	5.534
2	C9,C10	2	1nF	0.9060	1.812
3	Alimentación_C1	1	Conn_01x03_Socket	0.1500	0.15
4	RV1	1	20k	0.9500	0.95
5	U1	1	TLE2074	2.9220	2.922
6	TP2	1	Conn_01x01_Pin	0.0075	0.0075
7	C7	1	47pF	5.2300	5.23
8	R1	1	100k	0.0430	0.043
9	R2	1	39k	0.0390	0.039
10	OutPut_C1	1	Conn_01x02_Socket	0.1200	0.12
11	TP3,TP1	2	TestPoint	0.0000	0
12	Q1	1	BC547	0.1108	0.1108
13	C3,C5	2	100nF	0.0938	0.1876
14	R7,R5,R8	3	20k	0.0328	0.0984
15	R6	1	10k	0.0328	0.0328
16	R3	1	12k	0.0484	0.0484
17	C4	1	C_Trim_Diff	2.3000	2.3
18	L1	1	1mH	0.4000	0.4
19	RV2	1	10k	1.4690	1.469
20	R4	1	5k6	0.0370	0.037
21	C2,C6	2	10uF	0.0600	0.12
22	PCB	1		20.9500	20.95
				TOTAL	42.5615

Módulo E: PCB dedicada a la célula de Gilbert para la heterodinación:

Tabla 11. Cuadro de cálculo del presupuesto para PCB del módulo E.

Id	Designator	Quantity	Designation	Price/unit	SubTotal
1	Q1-Q14,Q16-Q20	19	BC550	0.1108	2.1052
2	R7,R3,R13	3	10k	0.0328	0.0984
3	R6,R8,R14,R1,R4,R11,R12	6	820	0.0328	0.1968
4	R9,R2,R5	3	2k2	0.039	0.117
5	InPut_E2,InPut_E1,OutPut_E1	3	Conn_01x02_Socket	0.1200	0.36
6	RV1	1	10k	0.9500	0.95
7	C3,C2	2	100nF	0.0938	0.1876
8	TP1	1	Conn_01x01_Pin	0.0075	0.0075
9	U1	1	TLE2074	2.9220	2.922
11	C4,C1	2	10uF	0.0600	0.12
12	R15,R16	2	200k	0.0364	0.0728
13	Q15	1	BC557	0.1108	0.1108
14	Power_E1	1	Conn_01x03_Socket	0.1500	0.15
15	RV2	1	10k	1.4690	1.469
16	R10	1	22k	0.0328	0.0328
17	C5	1	1nF	0.9060	0.906
18	TP2	1	TestPoint	0	0
19	PCB	1		13.7500	13.75
				TOTAL	23.5559

Módulo G: PCB dedicada al filtrado de la señal heterodinada:

Tabla 12. Cuadro de cálculo del presupuesto para PCB del módulo G.

Id	Designator	Quantity	Designation	Price/unit	SubTotal
1	R3,R7,R11	3	10k	0.0328	0.0984
2	R5,R6,R1,R2	4	47k	0.0364	0.1456
3	U1	1	TLE2074	2.9220	2.922
4	TP3,TP2	2	TestPoint	0.0000	0
5	C8,C5,C9,C3,C7	5	1nF	0.9060	4.53
6	C2,C4	2	100nF	0.0938	0.1876
7	C1,C6	2	10uF	0.0600	0.12
8	R10,R9	2	20k	0.0328	0.0656
9	R4	1	12k	0.0484	0.0484
10	TP1	1	Conn_01x01_Pin	0.0075	0.0075
11	Power_G1	1	Conn_01x03_Socket	0.1500	0.15
12	RV1	1	10k	0.9500	0.95
13	RV2	1	50k	1.4690	1.469
14	R8	1	1k5	0.0430	0.043
15	InPut,OutPut	2	Conn_01x02_Socket	0.1200	0.24
19	PCB	1		13.7500	13.75
				TOTAL	24.7271

Si sumamos el total obtenido en cada módulo realizado, la suma asciende a los **135.28 €**.

Esta suma cubre los gastos de adquisición de los materiales empleados (componentes, placas, etc.). A ello habría que añadir los gastos relativos a las horas de ingeniería que lleva asociado el diseño, prototipado, construcción, caracterización, puesta en marcha y documentación.

Para hacer este cálculo vamos a tener en cuenta que el *Proyecto final de grado* es una asignatura a la que la universidad asigna 12 créditos ECTS (European Credit Transfer and Accumulation System). Como cada crédito ECTS equivale, aproximadamente, a 25 horas de trabajo del estudiante, el *Proyecto final de grado* equivale a unas 300 horas de trabajo.

Como la Unión Europea prohíbe que los colegios profesionales recomienden honorarios a sus colegiados, no podemos remitirnos a ellos para establecer la tarifa que cobraría un Ingeniero técnico en telecomunicaciones en Madrid por las horas de trabajo calculadas. En su defecto vamos a recurrir a uno de los portales de búsqueda de trabajo más populares en España: *InfoJobs.net*.

Si hacemos la consulta de cuanto cobra un Ingeniero técnico de telecomunicaciones en Madrid, nos dice que el salario anual puede variar entre los 25800 y los 50250 euros [17]. Asumiendo que un recién graduado cobraría el rango bajo —esto es, 25800 €/año— y que la jornada máxima anual en España es de 1826 horas, obtenemos una tarifa de 14.13 €/hora.

Si multiplicamos esta tarifa por las 300 horas calculadas anteriormente, obtenemos un valor de **4238.77 €** por los gastos relativos a las horas de ingeniería que lleva asociado el diseño, prototipado, construcción, caracterización, puesta en marcha y documentación.

Este sería el valor del trabajo del ingeniero si trabajase por cuenta ajena. Pero como el cliente ha de pagar el sobrecoste de las cotizaciones del trabajador que después tendría que pagar la empresa o el trabajador si es autónomo, vamos a calcular cuánto tendría que pagar el trabajador como autónomo por dos meses de cotización.

Primero calculamos el valor de trabajo por mes. Como por 300 horas hay que cotizar dos meses, el valor del trabajo por mes es de 2119.39 €. Después vamos a coger la tabla de cotizaciones por tramo de rendimiento y vamos a restar la base mínima de cotización tanto al valor máximo del tramo como al mínimo. Por último, vamos a ver en que tramo cae el valor de nuestro trabajo.

En la Tabla 13 vemos que tendremos que cobrar el sobrecoste de 1601.31 €/mes para trasladar la cotización al cliente. Esto es, el cliente tendrá que pagar 3202.62 € por los dos meses de cotización. De manera que el cliente terminará pagando **7441.4 €** por nuestro trabajo y nuestras cotizaciones.

Tabla 13. Cuadro para el cálculo de la base de cotización de autónomos [18].

	Tramo mín.	Tramo máx.	Base mín.	Tmín. - Base	Tmáx. - Base
	Euros/mes	Euros/mes	Euros/mes	Euros/mes	Euros/mes
Tramo 1	1166.7	1300	950.98	215.72	349.02
Tramo 2	1300	1500	960.78	339.22	539.22
Tramo 3	1500	1700	960.78	539.22	739.22
Tramo 4	1700	1850	1143.79	556.21	706.21
Tramo 5	1850	2030	1209.15	640.85	820.85
Tramo 6	2030	2330	1274.51	755.49	1055.49
Tramo 7	2330	2760	1356.21	973.79	1403.79
Tramo 8	2760	3190	1437.91	1322.09	1752.09
Tramo 9	3190	3620	1519.61	1670.39	2100.39
Tramo 10	3620	4050	1601.31	2018.69	2448.69
Tramo 11	4050	6000	1732.03	2317.97	4267.97
Tramo 12	6000		1928.1	4071.9	

Si sumamos los gastos de adquisición de los materiales empleados (que no forman parte del rendimiento) a lo que acabamos de calcular, obtenemos un presupuesto total de **7576.68 €**.

7. Impacto del proyecto

En este capítulo se van a explicar y justificar los posibles impactos que el proyecto que nos ocupa puede tener en diferentes ámbitos: social, seguridad y salud, ambiental, económico y tecnológico o industrial.

Por últimos se van a resaltar las contribuciones que el proyecto aporta a los Objetivos de Desarrollo Sostenible (ODS) [19].

7.1 Ámbitos del impacto del proyecto.

7.1.1 Impacto social

La modularidad del proyecto permite su integración en múltiples sistemas, lo que acerca su uso a un amplio abanico de usuarios: músicos, estudiantes, makers, centros educativos, etc. Para todos ellos nuestro proyecto puede suponer una puerta de acceso al ámbito de la tecnología musical.

La desintegración del theremín en módulos funcionales más elementales conceptualmente permite su uso en ámbito de la educación. Cada módulo por separado puede usarse para ilustrar fenómenos complejos del mundo de la física, el sonido, la electrónica, la síntesis y el diseño modular.

La implementación de los circuitos con componentes discretos de montaje en orificio pasante es de gran valor educativo. Estos componentes, a diferencia de los *Surface-Mount Device* (SMD), no permiten su miniaturización y obligan a un diseño más abierto. En décadas pasadas, muchos niños aprendían electrónica trasteando y desmontando aparatos electrónicos. Hoy en día con la tendencia a la miniaturización y el encapsulamiento eso se ha perdido.

Dado que el theremín es un instrumento que se toca sin tocarlo, puede ser de gran ayuda para el desarrollo de las habilidades musicales de personas con movilidad reducida.

7.1.2 Impacto en seguridad y salud

Como los módulos del theremín están diseñado siguiendo los requerimientos del sistema Eurorack, su alimentación es de ± 12 V. Este reducido voltaje evita riesgos eléctricos importantes.

Para evitar emisiones electromagnéticas los módulos que soporten señales de altas frecuencias deberán ser apantallados debidamente.

7.1.3 Impacto ambiental

El bajo voltaje de la alimentación y la poca corriente que necesitan los módulos para su correcto funcionamiento hace que su consumo energético sea muy bajo. Ninguno de los módulos diseñados ha requerido de la inclusión de ninguna etapa de potencia. Todos ellos pertenecen al dominio de la señal preamplificada.

El diseño del sistema en módulos separados documentados facilita el mantenimiento y reparación del sistema porque hace muy sencilla la sectorización para la localización del problema.

La implementación de los módulos con componentes de orificio pasante facilita el mantenimiento, reparación y reciclado de los módulos del sistema. Estos componentes no permiten su miniaturización, lo que es una ventaja considerable a la hora de reparar el dispositivo localizando el problema y reponiendo los componentes dañados. Así como el reciclado de éstos terminada la vida útil del módulo al que pertenecen.

7.1.4 Impacto económico

El diseño está pensado para que pueda ser fácilmente replicado y fabricado a bajo coste por estudiantes o makers.

La publicación del diseño hace que el proyecto pase a formar parte del mundo del Hardware abierto, lo que fomenta la economía circular o educativa.

7.1.5 Impacto tecnológico o industrial

Los módulos están diseñados para ser integrados en sistemas abiertos e indeterminados. Los módulos no tienen por qué formar parte de un theremín. Son módulos versátiles que tan pronto pueden formar parte de un theremín como de otra cosa. De manera que, si quisiéramos integrarlos en un sintetizador analógico modular o destinarlos a otros propósitos, podríamos hacerlo.

La compatibilidad electrónica del sistema con el estándar Eurorack facilita su integración con los sistemas comerciales de música electrónica modular.

El proyecto abre las puertas a futuras líneas de investigación dentro de la síntesis electrónica musical, la electrónica analógica modular, la interacción sin contacto o el desarrollo de sensores y transductores dentro del ámbito de la instrumentación electrónica.

7.2 Aportaciones a los ODS

Como posibles contribuciones del proyecto a los Objetivos de Desarrollo Sostenible caben destacar las siguientes:

- **ODS 4: Educación de calidad.**
La naturaleza de la electrónica propia de un termómetro que está a medio camino entre la de un instrumento de medición, un receptor de radio y un sintetizador analógico primitivo, así como el desarrollo modular del proyecto fácilmente integrable en sistemas complejos, flexibles y abiertos, pone de manifiesto el carácter interdisciplinar del proyecto. Este carácter interdisciplinar hace que el proyecto se encuadre muy fácilmente bajo la herramienta pedagógica interdisciplinar conocida como *Science, Technology, Engineering and Mathematics* (STEM).
- **ODS 9: Industria, innovación e infraestructura.**
El diseño electrónico del proyecto está en total sintonía con el objetivo de promover una industrialización sostenible. Como se vio en diversos ámbitos del impacto del proyecto, se ha hecho un gran hincapié en el carácter sostenible, reutilizable y reciclable del proyecto.
- **ODS 12: Producción y consumo responsables**
En varios de los ámbitos de impacto del proyecto se recalcó el especial cuidado que se ha tenido en generar un diseño abierto, modular, versátil, de bajo consumo, reutilizable, de fácil mantenimiento y sencillo reciclaje. Este enfoque en el diseño se encuadra perfectamente bajo el punto 12 de los Objetivos de Desarrollo Sostenible.

8. Conclusiones

En este apartado final se va a recordar la problemática inicial de la que se partió, la solución propuesta y los resultados obtenidos. También se analizan los resultados destacando tanto sus logros como la problemática encontrada.

Finalmente se proponen futuras líneas de trabajo si se decide continuar con los aspectos del proyecto que han quedado abiertos.

8.1 Conclusiones

En el presente proyecto se propuso analizar y cuestionar el diseño clásico del instrumento musical electrónico llamado theremín, para posteriormente rediseñarlo y prototiparlo, respetando en todo momento la esencia de su arquitectura analógica.

Como aportación principal de la solución adoptada, se ha dotado al instrumento de un enfoque modular, lo que permite aislar y desarrollar cada uno de sus bloques funcionales fundamentales de forma independiente. Esto además facilita su integración en sistemas más complejos y flexibles, como un sintetizador analógico modular o un ordenador analógico.

Con el objetivo de garantizar su compatibilidad con otros sistemas, se ha optado por diseñar los módulos del theremín siguiendo el estándar Eurorack en lo relativo a especificaciones eléctricas, rangos de voltaje de entrada y salida, entre otros parámetros.

La solución propuesta se compone de cuatro tipos de módulos independientes: osciladores, multiplicadores, de filtrado y de atenuación por frecuencia y detección de envolvente.

Estos módulos además presentan la versatilidad de poder formar parte tanto de un theremín como de otro tipo de sistema modular más complejo. De manera que, si quisiéramos integrarlos en un sintetizador analógico modular o en un ordenador analógico compatible con el estándar Eurorack, podríamos hacerlo.

Los resultados finales se han visto condicionados por el escaso tiempo disponible para la consecución del proyecto. De manera que el alcance del proyecto se ha limitado al desarrollo de un theremín de una sola antena, destinada al control del tono. El theremín completo incluye una segunda antena para el control del volumen del instrumento.

La construcción final de un theremín de una sola antena ha supuesto la construcción de tres de los cuatro tipos de módulos que componen un theremín completo. Concretamente, se han construido dos osciladores, un multiplicador y un módulo de filtrado. La caracterización de estos módulos por separado ha sido satisfactoria.

Tras analizar los resultados obtenidos, se concluye que varios de los bloques funcionales han podido ser rediseñados satisfactoriamente, mientras que en otros casos se ha optado por mantener aproximaciones más convencionales.

En cualquier caso, se considera un éxito la modularización del theremín, por las ventajas que ello supone en términos de flexibilidad, mantenimiento y escalabilidad.

Otro éxito también destacable es que la caracterización del bloque de la antena del tono construida ha arrojado unos resultados muy positivos. Un theremín es un instrumento que transforma una distancia en una onda sonora, siendo la relación entre ambas de naturaleza logarítmica. Con todo, en un theremín bien diseñado se busca que el tramo de la curva logarítmica que cubre las octavas de mayor interés tienda a ser lo más lineal posible. Y esto último es lo que muestran los resultados de la caracterización hecha.

Por último, cabe destacar que se han cumplido todas las especificaciones y restricciones que se impusieron al inicio. Concretamente:

1. El rango de octavas cubierto es el propio de un theremín.
2. La distribución de éstas es la adecuada para que un intérprete sea capaz de afinar el instrumento.
3. Los módulos son compatibles con el standard Eurorack en sus especificaciones eléctricas: rango de voltajes de entrada, de salida, etc.
4. Las especificaciones eléctricas de salida del instrumento en su conjunto son compatibles con el propio del entorno profesional.
5. El equipo electrónico respeta la normativa vigente de compatibilidad electromagnética entre aparatos electrónicos.

8.2 Trabajos futuros

Aunque el trabajo realizado hasta el momento cumple satisfactoriamente con los objetivos propuestos, ciertos aspectos del proyecto han quedado abiertos a un futuro desarrollo.

La primera tarea que se propone para acometer en un futuro es la construcción de un theremín completo, esto es, uno de dos antenas. El theremín que se ha construido es de una sola antena, pero se ha estudiado y propuesto una solución para un theremín completo. De manera que el siguiente paso sería construir los módulos propuestos que faltan y caracterizarlos tanto a ellos como al theremín completo de dos antenas en su conjunto.

Otro aspecto que se podría desarrollar en un futuro es construir otras soluciones para los módulos que se crea conveniente. Una de las principales virtudes de un sistema modular es su flexibilidad. Esta flexibilidad permite rediseñar, construir e integrar cualquiera de sus módulos con mayor facilidad que en un sistema compacto.

Otro trabajo que se podría realizar es integrar los módulos desarrollados —o algunos de ellos— en un sistema más complejo como un sintetizador analógico modular o un ordenador analógico.

Otra línea de trabajo futura podría centrarse en el desarrollo de algunos de los módulos diseñados como transductores integrables en sistemas de sensórica para la instrumentación electrónica.

En resumidas cuentas, el proyecto deja abierta las puertas a futuras líneas de investigación dentro de la síntesis electrónica musical, la electrónica analógica modular, la interacción sin contacto o el desarrollo de sensores y transductores dentro del ámbito de la instrumentación electrónica.

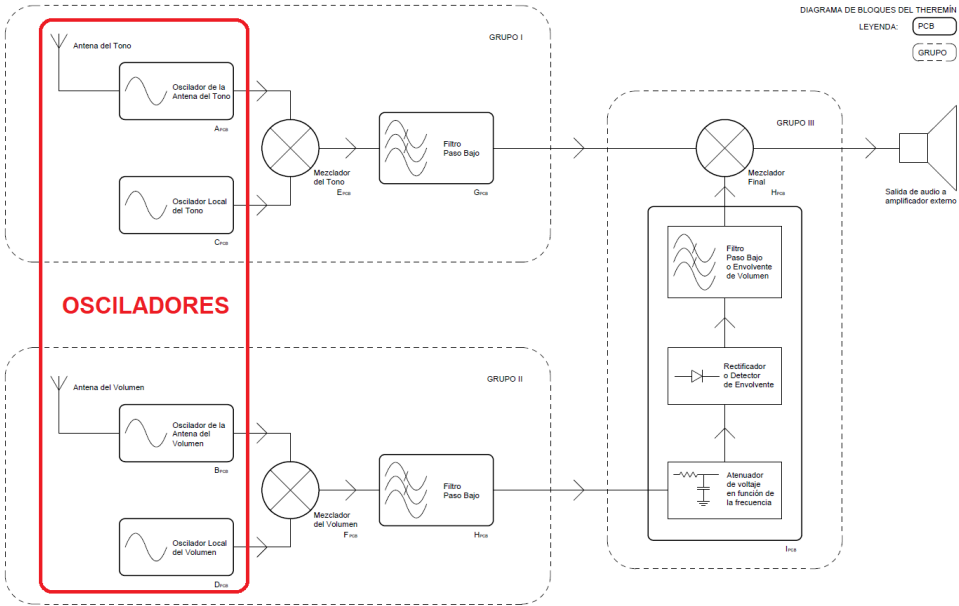
9. Referencias

- [1] K. D. Skeldon, L. M. Reid, V. McNally, B. Dougan, and C. Fulton, "Physics of the Theremin," *American Journal of Physics*, vol. 66, no. 11, pp. 945–955, nov. 1998, doi: 10.1119/1.19004.
- [2] "Leon Theremin," *Wikipedia*, May 28, 2025. [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Leon_Theremin. [Accessed: 28-May-2025].
- [3] Bob Moog Foundation, "Dr. Robert 'Bob' Moog: A Humble Visionary," *moogfoundation.org*, [Online]. Available: <https://moogfoundation.org/about/humble-visionary/>. [Accessed: 28-May-2025].
- [4] R. Moog, "The Theremin," *Radio & Television News*, Jan. 1954. [Online]. Available: https://synthfool.com/docs/Moog/The_Theremin_1954.pdf. [Accessed: 28-May-2025].
- [5] wikiHow, "Step 4 – Identify the theremin's range by reaching toward and away from the pitch antenna," *How to Play the Theremin*, wikiHow, 2025. [Online]. Available: <https://www.wikihow.com/Play-the-Theremin#/Image:Play-the-Theremin-Step-4.jpg> [Accessed: 13-Jun-2025].
- [6] Ulfbastel, "Variable capacitor," *Wikipedia: Wikimedia Commons*, Aug. 2005. [Online]. Available: <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=605145>. Licensed under CC BY-SA 3.0. [Accessed: 13-Jun-2025].
- [7] "Maxies Pages – theremin schematics, circuit diagrams, plans..," *nagasm.org*, [Online]. Available: <https://nagasm.org/ASL/Sketch04/fig3/index.html>. [Accessed: 28-May-2025].
- [8] PAiA Electronics, *Theremax Model 9505: Assembly and Using Manual*, Edmond, OK, USA: PAiA Electronics, 1996. [Online]. Available: https://www.paia.com/manuals/docs/9505_pages_200.pdf. [Accessed: 28-May-2025].
- [9] w2aew, "#167: How a Diode Ring Mixer works | Mixer operation theory and measurement," *YouTube*, 14-Aug-2014. [Online]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=junuEwmQVQ8>. [Accessed: 28-May-2025].
- [10] A. S. Sedra and K. C. Smith, *Microelectronic Circuits*, 7th ed., New York: Oxford University Press, 2014.
- [11] P. Horowitz and W. Hill, *The Art of Electronics*, 3rd ed., New York: Cambridge University Press, 2015.
- [12] w2aew, "#303: What is a Pulse Counting FM Demodulator | Detector | Discriminator?," *YouTube*, 22-Aug-2019. [Online]. Available: <https://youtu.be/jQIN2fc7LJc>. [Accessed: 28-May-2025].
- [13] Analog Devices, "Electronics Lab: FM Detectors," *Analog Devices Wiki*, [Online]. Available: https://wiki.analog.com/university/courses/electronics/electronics_lab_fm_detectors. [Accessed: 28-May-2025].
- [14] M. E. Van Valkenburg, *Analog Filter Design*, Holt-Saunders International Edition, CBS College Publishing, Tokyo, 1982.
- [15] Texas Instruments, *TLE207x, TLE207xA Excalibur Low-Noise High-Speed JFET-Input Operational Amplifiers (Rev. C)*, datasheet SLOS181C, Feb. 1997, revised Dec. 2009. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tle2074a.pdf>.
- [16] S. Franco, *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*, 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2002.

- [17] InfoJobs, “Cuánto cobra un Ingeniero técnico de telecomunicaciones en Madrid,” *InfoJobs Salarios*, [Online]. Available: <https://salarios.infojobs.net/ingeniero-tecnico-de-telecomunicaciones/madrid>. [Accessed: 22-Jun-2025].
- [18] Seguridad Social - Gobierno de España, “Trabajo Autónomo: Guía práctica,” *Importass - Portal de la Tesorería General de la Seguridad Social*, 2025. [Online]. Available: <https://portal.seg-social.gob.es/wps/portal/importass/importass/Colectivos/Trabajo+Autonomo/guia#IDControlee569d66-d34e-4a6a-950a-17bd7761b575>. [Accessed: 22-Jun-2025].
- [19] Naciones Unidas, *Objetivos de Desarrollo Sostenible*. [Online]. Available: <https://www.un.org/sustainabledevelopment/es/objetivos-de-desarrollo-sostenible/> [Accessed: 20-Jun-2025].

Anexo

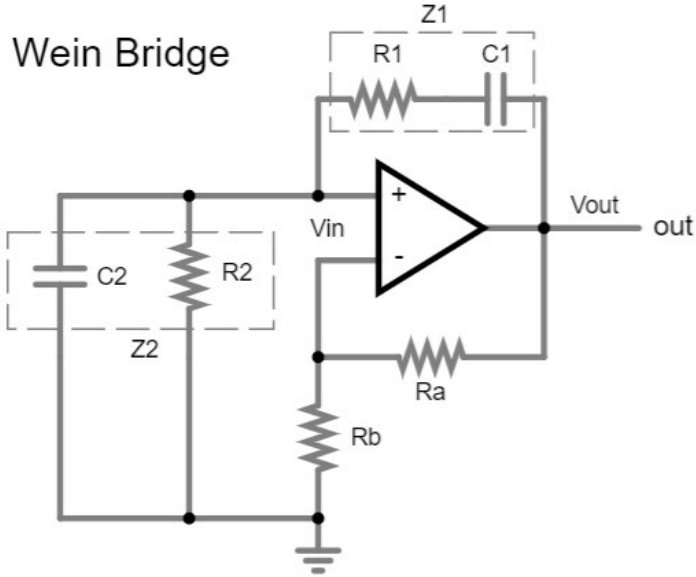
A.1 Diseño de los osciladores



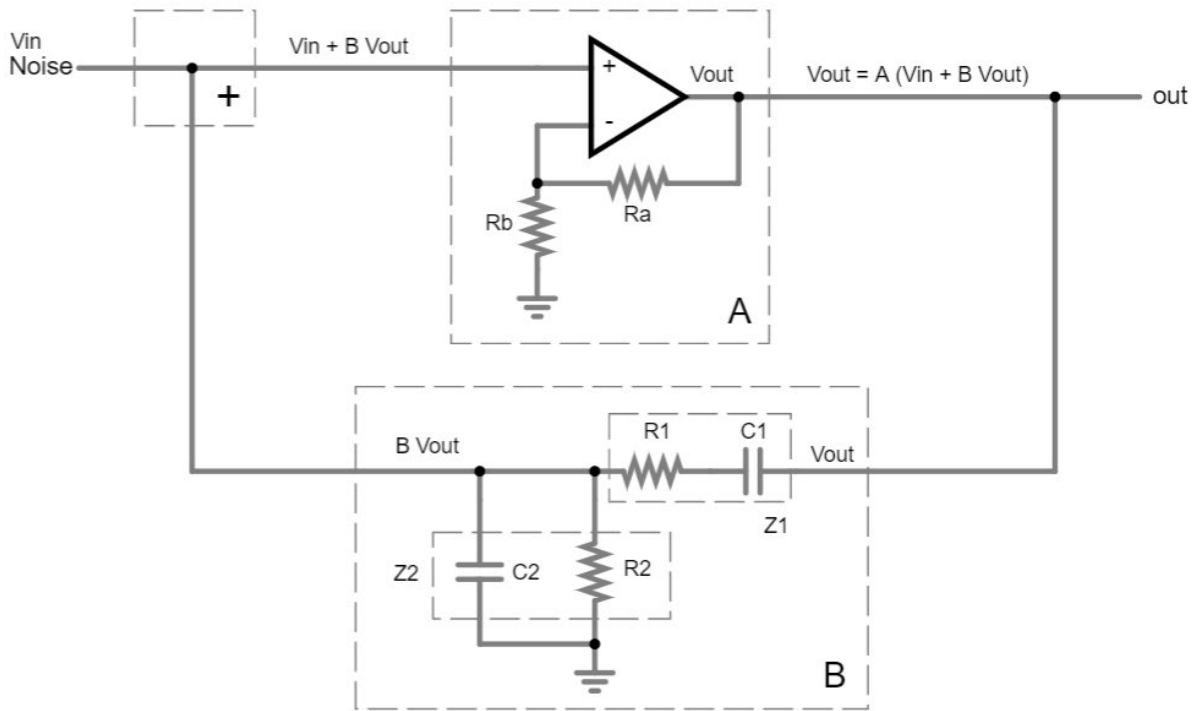
Se han estudiado dos osciladores. El primero presenta un gran escollo en su implementación, no así el segundo.

A.1.1. Primera opción

El primer tipo de oscilador estudiado ha sido el Puente Viena, o Wien Bridge, por su sencillez.



Este tipo de oscilador está formado por un amplificador operacional en configuración no inversora, $A(s)$; y un filtro RC de segundo orden como red de retroalimentación, $B(s)$.



$$A(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} \rightarrow V_{in} = V_{out} \frac{R_b}{R_a + R_b} \rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = 1 + \frac{R_a}{R_b} = k$$

$$A(s) = k = 1 + \frac{R_a}{R_b}$$

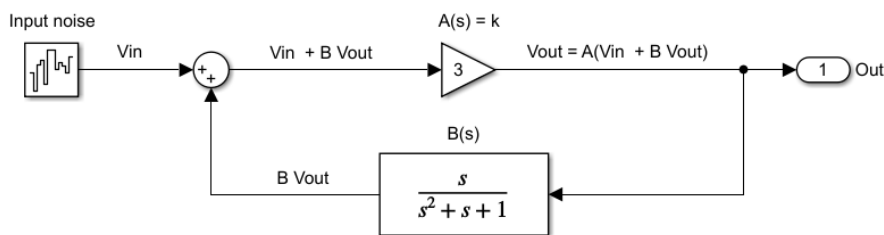
$$B(s) = \frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \rightarrow \begin{cases} Z_1 = R_1 + \frac{1}{C_1 s} = \frac{1 + R_1 C_1 s}{C_1 s} \\ Z_2 = \frac{\frac{R_2}{C_2 s}}{R_2 + \frac{1}{C_2 s}} = \frac{R_2}{1 + R_2 C_2 s} \end{cases}$$

$$B(s) = \frac{\frac{R_2}{1 + R_2 C_2 s}}{\frac{1 + R_1 C_1 s}{C_1 s} + \frac{R_2}{1 + R_2 C_2 s}} = \frac{R_2 C_1 s}{(1 + R_1 C_1 s)(1 + R_2 C_2 s) + R_2 C_1 s}$$

$$B(s) = \frac{R_2 C_1 s}{1 + R_1 C_1 s + R_2 C_2 s + R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + R_2 C_1 s}$$

$$B(s) = \frac{R_2 C_1 s}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + (R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1) s + 1}$$

Si se estudia el sistema en su conjunto, fácilmente se obtiene la función de transferencia global. Si se estudian los polos de ésta última, pronto se llega al conocido criterio de Barkhausen:



$$V_{out} = A (V_{in} + B V_{out}) \rightarrow V_{out} = A V_{in} + AB V_{out}$$

$$V_{out} - ABV_{out} = AV_{in} \rightarrow V_{out}(1 - AB) = AV_{in}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A}{1 - AB}$$

Para que el circuito oscile no sólo hace falta que el denominador se anule en módulo, sino que, además y más importante, los polos del sistema han de colocarse sobre el eje imaginario del plano “s” (transformada de Laplace).

$$1 - AB = 0 \rightarrow 1 - \frac{k R_2 C_1 s}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + (R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1) s + 1} = 0$$

$$R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + (R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1 - k R_2 C_1) s + 1 = 0 \rightarrow \Re + \Im j = 0$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Re = R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + 1 = 0 \rightarrow s^2 = \frac{-1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \\ \Im = (R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1 - k R_2 C_1) s = 0 \rightarrow R_1 C_1 + R_2 C_2 + (1 - k) R_2 C_1 = 0 \end{array} \right.$$

$$R = R_1 = R_2 \left\{ \begin{array}{l} \omega_0 = \frac{1}{R \sqrt{C_1 C_2}} \\ C_2 + (2 - k) C_1 = 0 \end{array} \right.$$

$$C = C_1 = C_2 \left\{ \begin{array}{l} \omega_0 = \frac{1}{R C} \\ (3 - k) = 0 \rightarrow k = 3 = 1 + \frac{R_a}{R_b} \rightarrow R_a = 2R_b \end{array} \right.$$

Con estos datos podemos tener una primera visualización de la respuesta en frecuencia y el lugar de las raíces del sistema haciendo uso de Matlab. Así, si hacemos que R valga 10 kΩ y C 100 pF, obtenemos los siguientes resultados:

```
R = 10e3
C = 100e-12
wo = 1/(R*C)

B = tf([wo 0],[1 3*wo wo^2])

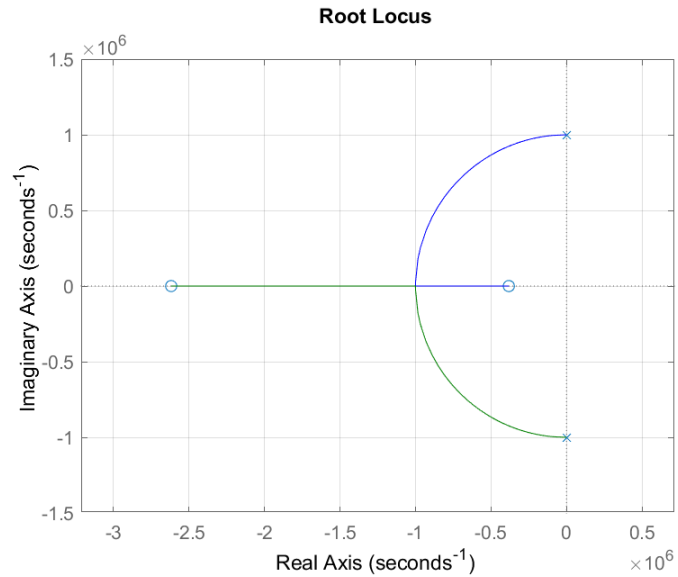
Ra = 10e3
Rb = 5e3
k = (1+(Ra/Rb))
A = k

sys = feedback(A,B,+1)

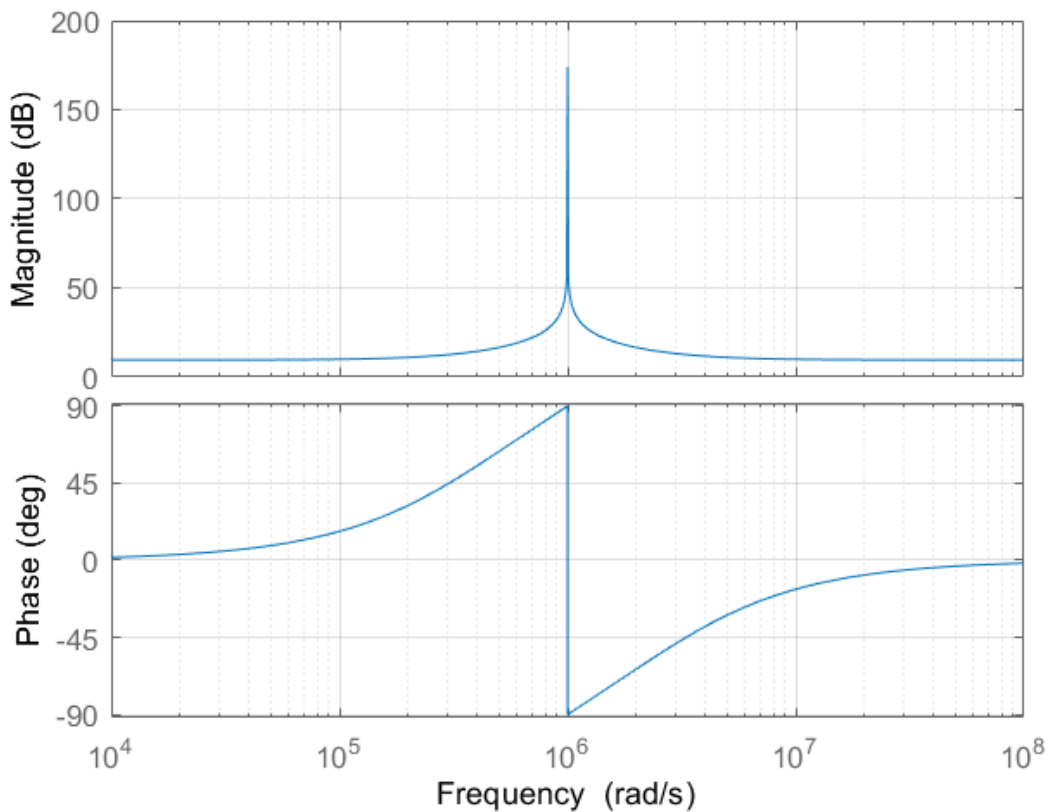
rlocus(sys)
axis equal
set(gca,'XGrid','on')
set(gca,'YGrid','on')
figure
bode(sys)
grid on
grid minor
```

$$B = \frac{1e06 s}{s^2 + 3e06 s + 1e12}$$

$$sys = \frac{3 s^2 + 9e06 s + 3e12}{s^2 + 1e12}$$

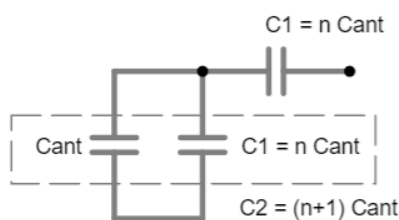


Bode Diagram



En los osciladores locales, al poder igualar tanto R_1 y R_2 como C_1 y C_2 , la condición de oscilación sólo depende de la proporción entre R_A y R_B . Sin embargo, en los osciladores de las antenas esto último no es así porque, recordemos, las antenas no son verdaderas antenas sino electrodos de condensadores variables.

De ahí que sea necesario estudiar la dependencia de k , no sólo de R_A y R_B , sino también de C_1 , C_2 y, sobre todo, de la capacidad variable de la pseudoantena, C_{ANTENA} . Por ello vamos a estudiar cómo afecta la variación de la capacidad de la antena en el circuito. Para ello vamos a expresar C_1 y C_2 en función de C_{ANTENA} y un factor de escala variable que vamos a llamar n :



$$C_2 + (2 - k) C_1 = 0 \begin{cases} C_1 = n C_{ant} \\ C_2 = C_1 + C_{ant} \\ C_2 = (n + 1) C_{ant} \end{cases} \rightarrow (n + 1) C_{ant} + (2 - k) n C_{ant} = 0$$

$$((3 - k)n + 1) C_{ant} = 0 \rightarrow n = \frac{1}{k - 3} \rightarrow k = 3 + \frac{1}{n}$$

n	$k = 3 + \frac{1}{n}$	$R_a = (k - 1)R_b$
1	4	$R_a = 3 R_b$
2	$\frac{7}{2}$	$R_a = \frac{5}{2} R_b$
3	$\frac{10}{3}$	$R_a = \frac{7}{3} R_b$
\vdots	\vdots	\vdots
10	$\frac{31}{10}$	$R_a = \frac{21}{10} R_b$
100	$\frac{301}{100}$	$R_a = \frac{201}{100} R_b$
\vdots	\vdots	\vdots
∞	3	$R_a = 2 R_b$

Esto es, conforme C_1 y C_2 van siendo cada vez mayores que C_{ANTENA} , k depende cada vez menos de C_{ANTENA} , para volver a depender casi exclusivamente de R_A y R_B , como en los osciladores locales.

De ahí, podríamos deducir que cuanto más grande se haga n mejor. Pero, como veremos más adelante, conforme aumentamos n también aumentamos la frecuencia de oscilación necesaria. De ahí que vamos a estimar que n varía entre 10 y 100. Estos valores permiten aproximar k a 3 sin incrementar mucho la frecuencia de oscilación.

Se puede estimar que la capacidad entre la antena y el cuerpo humano oscila entre 1 y 10 pF según se aproxime la mano a la antena:

$$C_1 = n C_{ant} \begin{cases} C_{ant} = 1 \text{ pF} \rightarrow n = 100 \rightarrow C_1 = 100 \times 1 \text{ pF} \\ C_{ant} = 10 \text{ pF} \rightarrow n = 10 \rightarrow C_1 = 10 \times 10 \text{ pF} \end{cases} \quad C_1 = \mathbf{100 \text{ pF}}$$

$$C_2 = C_1 + C_{ant} = C_1 + \frac{C_1}{n} = \left(100 + \frac{100}{n}\right) \text{ pF}$$

Con los valores de C_1 y C_2 ya acotados en un entorno definido, calculamos la frecuencia de oscilación para la que una pequeña variación de 10 pF en la capacidad de la antena genere una variación de 2 kHz en ella.

Un theremín suele cubrir unas 5 octavas. Concretamente, de unos 65.406 Hz (C2, 36 MIDI) hasta unos 2093.005 Hz (C7, 96 MIDI). Esto es, de la gran octava a la tercera ambas incluidas.

Una variación de 2 kHz es lo mismo que una variación de unos 12566 radianes por segundo.

$$\Delta f_0 = 2 \text{ kHz} \rightarrow \Delta \omega_0 = 2\pi \Delta f_0 = 12.6 \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

Teniendo esto en cuenta vamos a deducir la variación de frecuencias que supone una variación de n de 10 a 100. Como la frecuencia y la capacidad son inversamente proporcionales, un decremento en n supondrá un incremento en C_2 y, por lo tanto, un decremento en la frecuencia

$$\omega_0 = \frac{1}{R C_1} \rightarrow \omega_0 - \Delta \omega_0 = \frac{1}{R \sqrt{C_1(C_1 + \frac{C_1}{n})}} = \frac{1}{R C_1 \sqrt{(1 + \frac{1}{n})}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{\frac{n+1}{n}}} = \omega_0 \sqrt{\frac{n}{n+1}}$$

$$\omega_0 - \Delta \omega_0 = \omega_0 \sqrt{\frac{n}{n+1}} \rightarrow \omega_0 \left(1 - \sqrt{\frac{n}{n+1}}\right) = \Delta \omega_0 \rightarrow \omega_0 = \frac{\Delta \omega_0}{\left(1 - \sqrt{\frac{n}{n+1}}\right)}$$

n	$\omega_0 = \frac{\Delta\omega_0}{(1 - \sqrt{\frac{n}{n+1}})}$	ω_0 [krad/s]	f_0 [kHz]
0	$\omega_0 = \Delta\omega_0$	12.566	2.000
1	$\omega_0 = 3.4 \Delta\omega_0$	42.904	6.828
⋮	⋮	⋮	⋮
10	$\omega_0 = 21.5 \Delta\omega_0$	27.0027	42.976
14.3	$\omega_0 = 30.1 \Delta\omega_0$	377.782	60.126
100	$\omega_0 = 201.5 \Delta\omega_0$	2532.108	402.998
⋮	⋮	⋮	⋮
∞	∞	∞	∞

Estos valores estarían bien si la antena estuviera en el vacío, pero no es así. Se puede estimar que la capacidad de la antena y el entorno, principalmente el suelo, suponen unos 7 pF. Por ello se recalcula con más precisión la frecuencia necesaria teniendo en cuenta esta capacidad de reposo de la antena:

$$C_1 = n C_{ant} \rightarrow n = \frac{C_1}{C_{ant}} = \frac{100}{7} = 14.3$$

$$f_0 = 60.126 \text{ kHz} \rightarrow \omega_0 = 377.782 \text{ krad/s}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{R C_1} \rightarrow R = \frac{1}{\omega_0 C_1} = 26.470 \text{ k}\Omega$$

Pero en realidad el cálculo no acaba de estar bien hecho ya que la variación de la capacidad es entre 107 pF y 110 pF. Por lo tanto:

$$\omega_0 = \frac{1}{R C_1 \sqrt{(1 + \frac{1}{10})}} \rightarrow \omega_0 + \Delta\omega_0 = \frac{1}{R C_1 \sqrt{(1 + \frac{1}{14.3})}}$$

$$\omega_0 \sqrt{(1 + \frac{1}{10})} = (\omega_0 + \Delta\omega_0) \sqrt{(1 + \frac{1}{14.3})}$$

$$\omega_0 \left(\sqrt{(1 + \frac{1}{10})} - \sqrt{(1 + \frac{1}{14.3})} \right) = \Delta\omega_0 \sqrt{(1 + \frac{1}{14.3})}$$

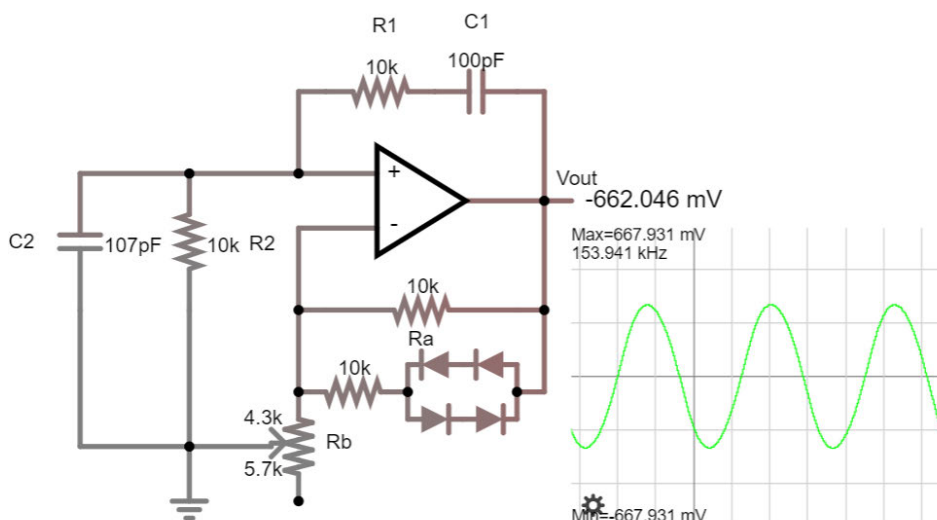
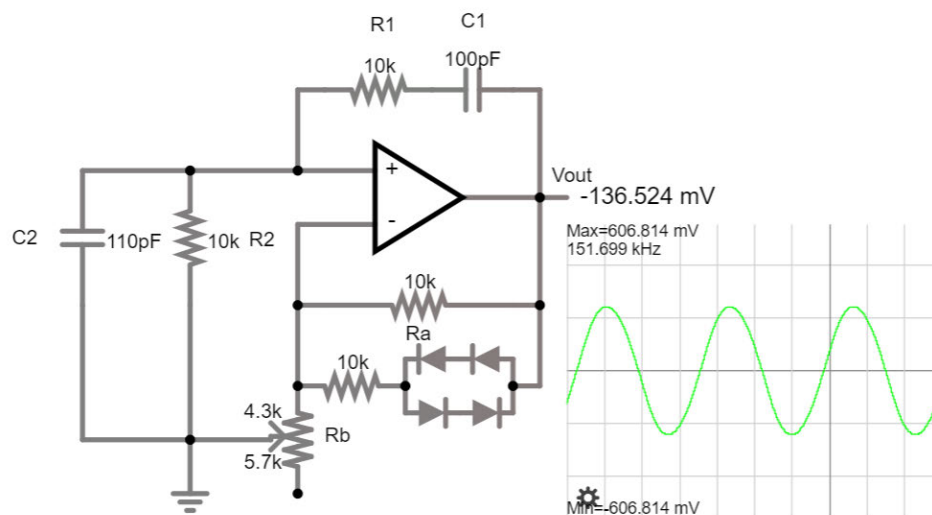
$$\omega_0 = \Delta\omega_0 \frac{\sqrt{(1 + \frac{1}{14.3})}}{\sqrt{(1 + \frac{1}{10})} - \sqrt{(1 + \frac{1}{14.3})}} = 902.641 \text{ krad/s} \rightarrow f_0 = 143.660 \text{ kHz}$$

$$R = \frac{1}{\omega_0 C_1} = 9.026 \text{ k}\Omega \approx 9.09 \text{ k}\Omega$$

Como es un valor muy cercano a $10\text{ k}\Omega$ se opta por éste último. Este valor junto con los 100 pF de C_1 configuran una frecuencia de oscilación base de unos 159 kHz .

Se implementa el oscilador con una red de diodos a modo de control de ganancia para evitar que los polos se desplacen permanentemente al semiplano positivo del plano de Laplace. Así se dimensionan R_a y R_b para que la ganancia sea mayor que tres. Con ello los polos se sitúan en el semiplano derecho del plano de Laplace y el circuito se vuelve inestable, lo que provoca que el voltaje sobre R_a crezca exponencialmente. El voltaje sigue creciendo hasta que uno de los diodos se polariza y conduce. Entonces el resistor que está en serie con ellos pasa a estar en paralelo con R_a haciendo que la resistencia caiga y con ella la ganancia. Los polos retornan al semiplano izquierdo del plano de Laplace, el circuito se vuelve otra vez estable, el voltaje decrece y se evita una posible saturación. Y el ciclo vuelve a empezar. El número de diodos que se colocan en serie determina la amplitud de la señal creada. Otra posible implementación sería con dos diodos Zener *back to back*.

Tras simularlo en Falstad variando la capacidad de C_2 entre 107 pF y 110 pF :



Se comprueba que con 107 pF la frecuencia de oscilación es de 153.9 kHz ; y con 110 pF , de 151.7 kHz . Es decir, que una variación de 3 pF genera una variación de 2.2 kHz .

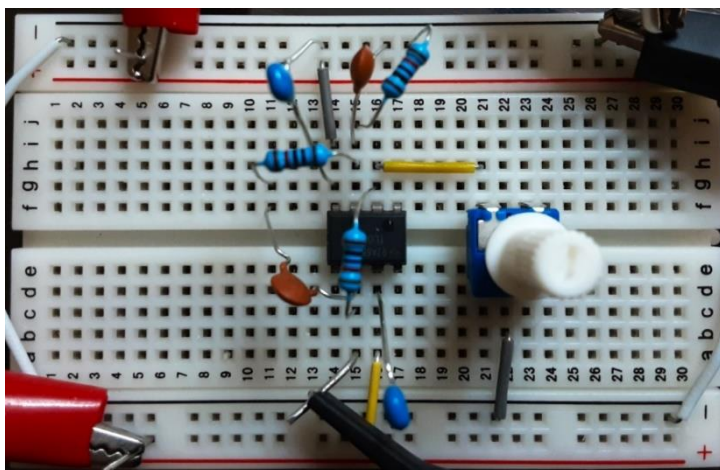
Para el operacional se opta por el TL081 porque su Gain Band Width y su Slew Rate presentan valores que se estima que no van a dar problemas. Como así se indica en su datasheet¹:

FREQUENCY RESPONSE				
GBW	Gain-bandwidth product		5.25	MHz
SR	Slew rate	$V_S = 40V, G = +1, C_L = 20pF$	20	V/ μ s

Seguidamente se prototipa en la breadboard:

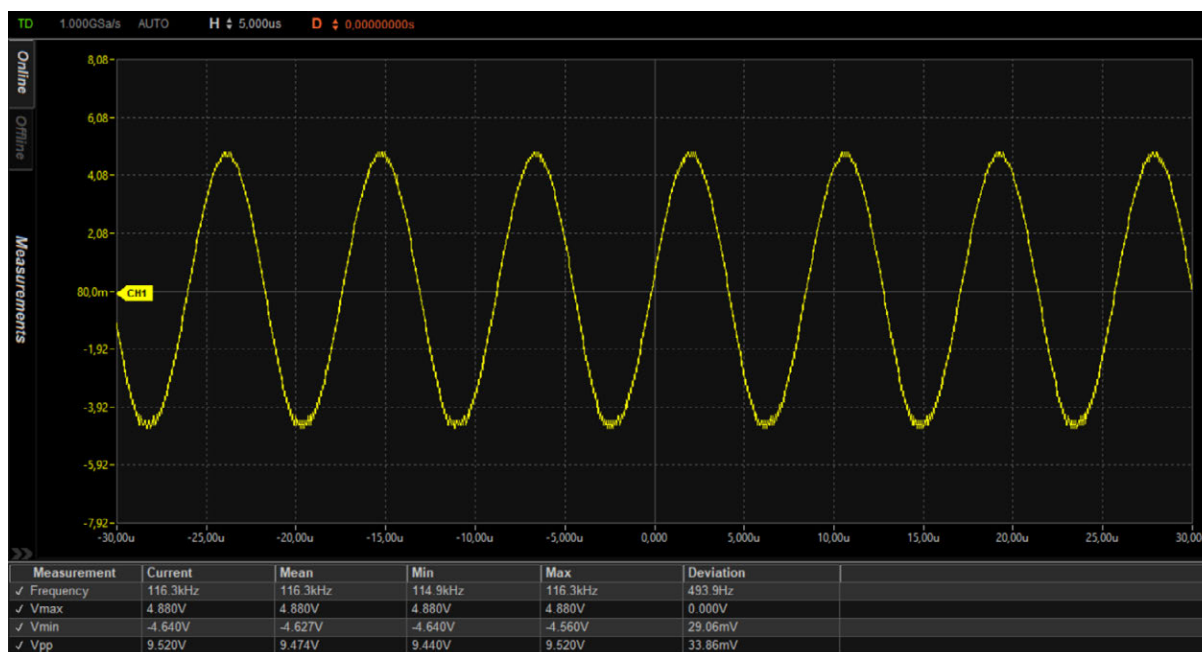
En esta primera implementación se prescinde de la red de diodos confiando el ajuste de ganancia a un potenciómetro. Además, el circuito se implementa con los dos condensadores iguales de 100 pF, por lo que se espera una frecuencia de oscilación cercana a los 159 kHz.

La frecuencia que se mide en el osciloscopio es de 116.3 kHz, esto es, un 73% de la esperada.



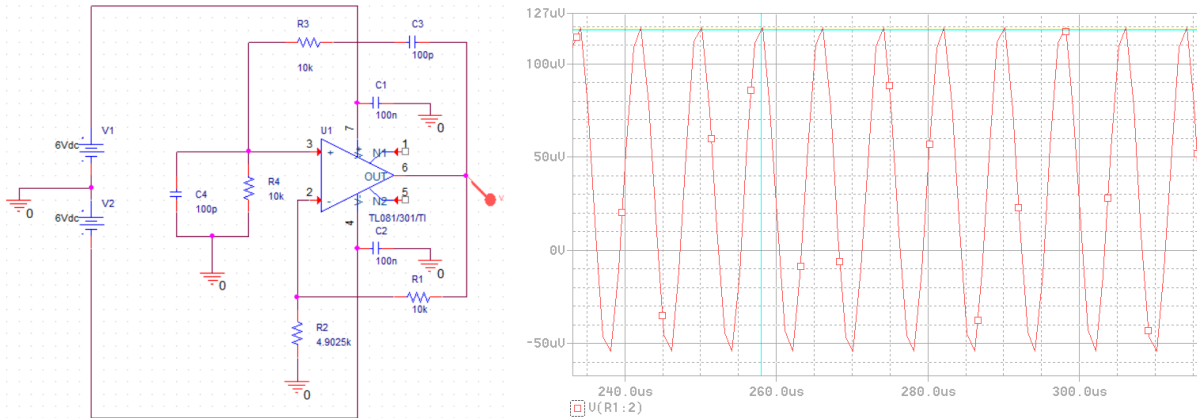
Evidentemente el circuito no cumple nuestras expectativas así que vamos a recalcular el circuito teniendo en cuenta tanto el polo de compensación interno del operacional como sus impedancias de entrada y de salida.

Por otro lado, se comprueba que con un aumento de 4.7 pF se obtiene una oscilación de 113.8 kHz, esto es, 2.4 kHz.



¹ STMicroelectronics, *General Purpose JFET Single Operational Amplifiers – TL081*, STMicroelectronics, 2008. [Online]. Available: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/tl081.pdf>

Antes de rehacer el modelo para reelaborar los cálculos, vamos a simular el circuito en Orcad haciendo uso del modelo en concreto de operacional usado:



La simulación arroja una frecuencia de 125 kHz que es un valor mucho más cercano a los 116.3 kHz medidos con el osciloscopio.

Rehacemos el modelo del operacional. Para ello localizamos el polo de compensación a partir de la ganancia en lazo abierto y la frecuencia de transición:

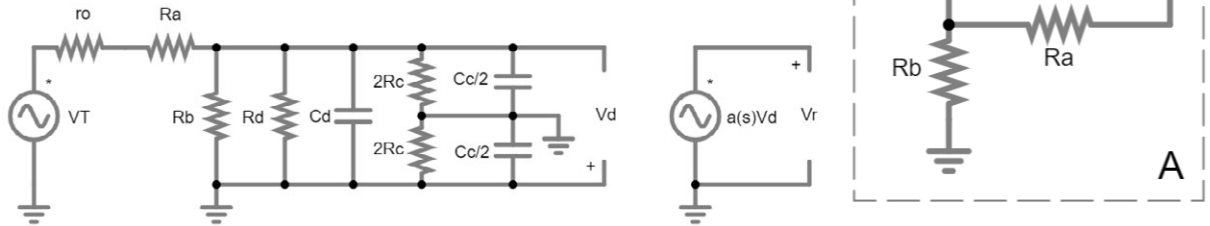
OPEN-LOOP GAIN						
A _{OL}	Open-loop voltage gain	V _S = 40V, V _{CM} = V _S / 2, (V _{CC-}) + 0.3V < V _O < (V _{CC+}) - 0.3V	T _A = -40°C to 125°C	118	125	dB
A _{OL}	Open-loop voltage gain	V _S = 40V, V _{CM} = V _S / 2, R _L = 2kΩ, (V _{CC-}) + 1.2V < V _O < (V _{CC+}) - 1.2V	T _A = -40°C to 125°C	115	120	dB
FREQUENCY RESPONSE						
GBW	Gain-bandwidth product			5.25		MHz

$$f_a = \frac{GBW}{a_{OL}} = \frac{GBW}{10^{\frac{A_{OL}}{20}}} = \frac{5.25 \cdot 10^6}{10^{\frac{125}{20}}} = 2.95 \text{ Hz} \approx 3 \text{ Hz} \rightarrow \omega_a = 18.55 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

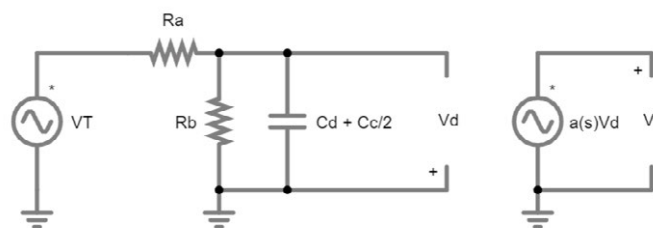
$$a(s) = \frac{a_o}{1 + \frac{s}{\omega_a}} = \frac{a_o \omega_a}{s + \omega_a}$$

INPUT CAPACITANCE				
Z _{ID}	Differential		100 2	MΩ pF
Z _{ICM}	Common-mode		6 1	TΩ pF
C _{LOAD}	Capacitive load drive		300	pF
Z _O	Open-loop output impedance	f = 1MHz, I _O = 0 A	125	Ω

A partir de estos datos recalculamos el bloque A de nuestro sistema realimentado. Concretamente, comenzamos por calcular la ganancia de lazo, $T(s)$, del amplificador no inversor que configura dicho bloque:



Como R_D y $R_{CM} \gg R_a$ y $R_b \gg r_o$, podemos simplificar el modelo del siguiente modo:



$$V_d = V_T \frac{\frac{\frac{R_b}{Cs}}{R_b + \frac{1}{Cs}}}{R_a + \frac{\frac{R_b}{Cs}}{R_b + \frac{1}{Cs}}} = V_T \frac{\frac{R_b}{1 + R_b Cs}}{R_a + \frac{R_b}{1 + R_b Cs}} = V_T \frac{R_b}{R_b + R_a + R_a R_b Cs}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = V_T \frac{R_b}{R_b + R_a} \frac{1}{1 + (R_a || R_b) Cs} \\ A(s)_{ideal} = k = 1 + \frac{R_a}{R_b} \end{array} \right. \Rightarrow V_d = V_T \frac{\frac{1}{k}}{1 + (R_a || R_b) Cs}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_r = -V_T \frac{\frac{1}{k}}{1 + (R_a || R_b) Cs} \frac{a_o \omega_a}{s + \omega_a} \\ \omega_{in} = \frac{1}{(R_a || R_b) C} \end{array} \right. \Rightarrow V_r = -V_T \frac{\frac{\omega_{in}}{k}}{s + \omega_{in}} \frac{a_o \omega_a}{s + \omega_a}$$

$$T(s) = \frac{-V_r}{V_T} = \frac{\frac{\omega_{in}}{k}}{s + \omega_{in}} \frac{a_o \omega_a}{s + \omega_a}$$

Ahora bien, si calculamos ω_{in} , vemos que este polo está localizado a 19 MHz, es decir, $\omega_{in} \gg \omega_a$. Por lo que podemos despreciar este segundo polo. Quedando la ecuación simplificada del siguiente modo:

$$T(s) = \frac{\frac{a_o}{k} \omega_a}{s + \omega_a}$$

$$A(s) = A(s)_{ideal} \frac{1}{1 + \frac{1}{T(s)}} = k \frac{1}{1 + \frac{(s + \omega_a)}{\frac{a_o}{k} \omega_a}} = k \frac{\frac{a_o}{k} \omega_a}{\frac{a_o}{k} \omega_a + (s + \omega_a)}$$

$$A(s) = k \frac{\frac{a_o}{k} \omega_a}{s + \frac{a_o}{k} \omega_a + \omega_a} = \frac{a_o \omega_a}{s + (\frac{a_o}{k} + 1)\omega_a}$$

De manera que el ancho de banda se ha dividido entre k , quedando a algo más de una década de la frecuencia a la que se pretende que oscile nuestro circuito:

$$BW_{3dB} = 2\pi \omega_a (1 + \frac{a_o}{k}) = 1.75 \text{ MHz}$$

La ganancia se queda como estaba:

$$A_o = A(s)_{ideal} \frac{1}{1 + \frac{1}{T_o}} = k \frac{1}{1 + \frac{1}{\frac{a_o}{k}}} = k \frac{1}{1 + \frac{k}{a_o}} \approx k$$

Si replanteamos la ecuación que establece el criterio de Barkhausen con la nueva función de transferencia del bloque A, obtenemos la siguiente expresión en la que, por simplicidad, se establecen todos los resistores y condensadores del bloque de realimentación B iguales:

$$1 - AB = 0 \rightarrow 1 - \frac{a_o \omega_a}{s + (\frac{a_o}{k} + 1)\omega_a} \times \frac{\frac{1}{RC} s}{s^2 + 3 \frac{1}{RC} s + (\frac{1}{RC})^2} = 0$$

$$1 - \frac{a_o \omega_a \frac{1}{RC} s}{(s + (\frac{a_o}{k} + 1)\omega_a) (s^2 + 3 \frac{1}{RC} s + (\frac{1}{RC})^2)} = 0$$

$$1 - \frac{a_o \omega_a \frac{1}{RC} s}{(s^3 + (3 \frac{1}{RC} + \omega_a (\frac{a_o}{k} + 1)) s^2 + ((\frac{1}{RC})^2 + 3 \frac{1}{RC} \omega_a (\frac{a_o}{k} + 1)) s + \omega_a (\frac{1}{RC})^2 (\frac{a_o}{k} + 1))} = 0$$

$$s^3 + \left(3 \frac{1}{RC} + \omega_a \left(\frac{a_o}{k} + 1\right)\right) s^2 + \left(\left(\frac{1}{RC}\right)^2 + \left(3 \omega_a \left(\frac{a_o}{k} + 1\right) - a_o \omega_a\right) \frac{1}{RC}\right) s + \omega_a \left(\frac{a_o}{k} + 1\right) \left(\frac{1}{RC}\right)^2 = 0$$

$$a_o s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3 = 0$$

$$\begin{cases} \Re = a_3 - a_1 \omega_o^2 = 0 \rightarrow \omega_a \left(\frac{a_o}{k} + 1\right) \left(\frac{1}{RC}\right)^2 - \left(3 \frac{1}{RC} + \omega_a \left(\frac{a_o}{k} + 1\right)\right) \omega_o^2 = 0 \\ \Im = a_2 \omega_o - a_o \omega_o^3 = 0 \rightarrow \left(\left(\frac{1}{RC}\right)^2 + \left(3 \omega_a \left(\frac{a_o}{k} + 1\right) - a_o \omega_a\right) \frac{1}{RC}\right) \omega_o - \omega_o^3 = 0 \end{cases}$$

Dada la complejidad de ambas ecuaciones se resuelven en Matlab para $\frac{1}{RC} = 10^6 \text{ rad/s}$.

Como vemos, las soluciones del sistema son:

$$k = 3.02$$

$$\omega_o = 885743 \text{ rad/s}$$

O lo que es lo mismo:

$$f_o = 140.97 \text{ kHz}$$

```
R = 10e3
C = 100e-12
w = 1/(R*C)

GBW = 5.25e6
Ao = 125
ao = 10^(Ao/20)
fa = GBW/ao
wa = 2*pi*fa

syms wo k
x = wa*((ao/k)+1);
equ_1 = x*(w^2)-(3*w+x)*(wo^2) == 0;
equ_2 = ((w^2)+(3*x-(ao*wa))*w)-(wo^2) == 0;

[solk, solwo] = solve(equ_1, equ_2);

double(solk)
double(real(solwo))
```

```
ans = 4x1
    -11.27
     3.02
    -11.27
     3.02

ans = 4x1
     0
    -885743.12
     0
    885743.12
```

Éste es un valor más cercano al obtenido en la simulación hecha en Orcad, 125 kHz, y en la implementación real medida con el osciloscopio, 116.3 kHz. El modelo algo ha mejorado, pero sigue estando incompleto porque no acaba de dar la frecuencia que tiene que dar.

Con todo, vamos a recalculer el modelo en Matlab para tener una nueva visualización de la respuesta en frecuencia y el lugar de las raíces del sistema.

```

GBW = 5.25e6
Ao = 125
ao = 10^(Ao/20)
fa = GBW/ao
wa = 2*pi*fa
As = tf([ao*wa],[1 wa])

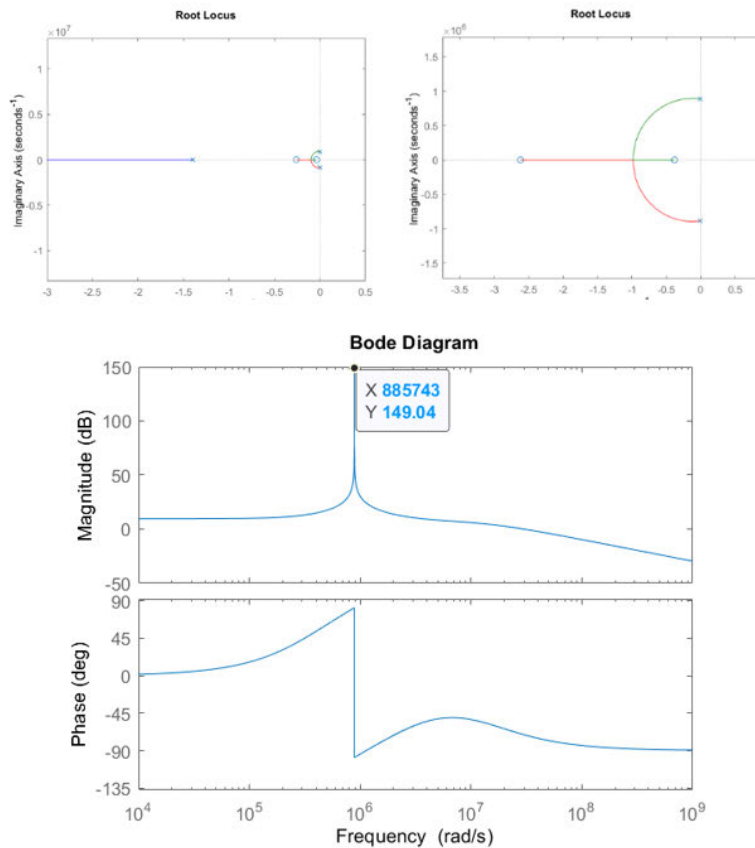
% Cin = 2.5e-12
% Rab = (Ra*Rb)/(Ra+Rb)
% winab = 1/(Rab*Cin)
% Bs = tf([winab/k],[1 winab])
Bs = 1/k

T = (As*Bs)
A = k/(1+(1/T))

figure
bode(A)
grid on
grid minor

sys = feedback(A,B,+1)

figure
rlocus(sys)
axis equal
figure
bode(sys)
    
```



El sistema modelizado en Matlab da una frecuencia de oscilación igual a la obtenida a partir del sistema de ecuaciones resuelto también con Matlab. De donde se deduce que el sistema de ecuaciones está bien planteado, pero es incompleto porque no acaba de dar una frecuencia del todo satisfactoria.

Ahora vamos a intentar la operación inversa, esto es, derivar R a partir de una frecuencia de oscilación conocida. Para eso rehacemos el sistema de ecuaciones implementado en Matlab:

Así para una frecuencia de oscilación de 159 kHz obtenemos los siguientes resultados:

$$k = 3.03$$

$$R = 8.72 \text{ k}\Omega$$

```

wo = 1e6
GBW = 5.25e6
Ao = 125
ao = 10^(Ao/20)
fa = GBW/ao
wa = 2*pi*fa

syms w k
x = wa*((ao/k)+1);
equ_1 = x*(w^2)-(3*w+x)*(wo^2) == 0;
equ_2 = ((w^2)+(3*x-(ao*wa))*w)-(wo^2) == 0;

[solk, solw] = solve(equ_1, equ_2);

double(solk)
double(real(solw))

C = 100e-12
R = 1/(real(solw(3,1))*C);
double(R)

wo = 1000000.00
GBW = 5250000.00
Ao = 125.00
ao = 1778279.41
fa = 2.95
wa = 18.55

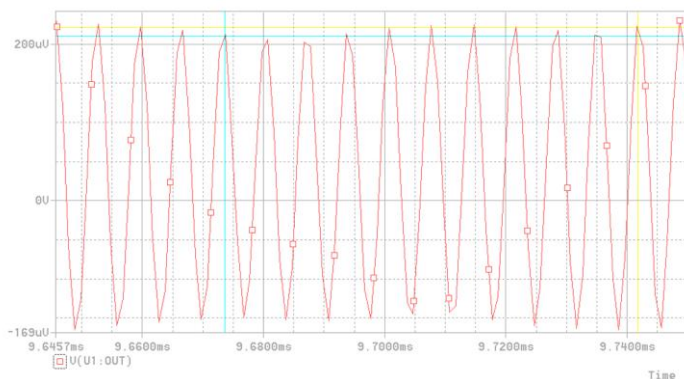
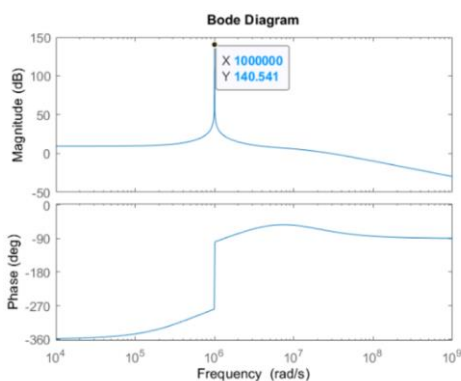
ans = 4x1
    359.76
     3.03
     3.03
    359.76

ans = 4x1
    -30541.69
    -871851.93
    1146983.76
    32742132.72

C = 0.00
ans = 8718.52
    
```

Vamos a usar estos nuevos valores tanto en el modelo del sistema en Matlab, como en las simulaciones en Falstad y Orcad, como en la implementación real en la breadboard.

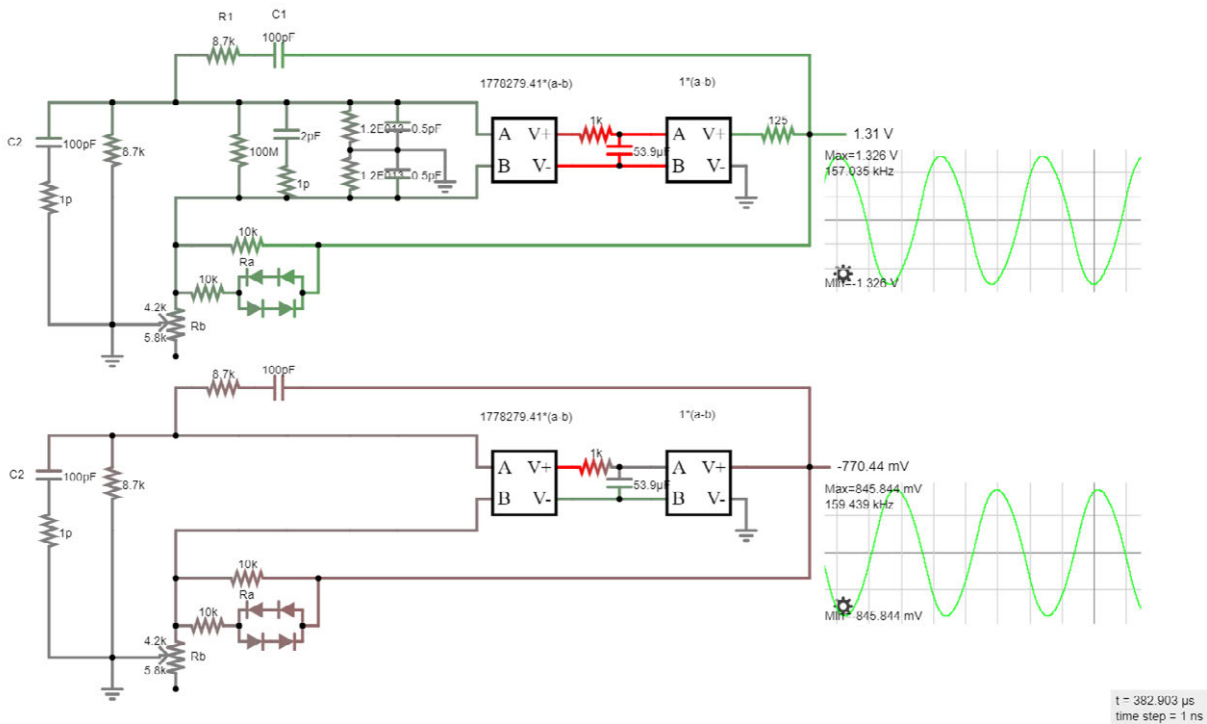
En estos últimos vamos a usar resistores de 8.2 kΩ que es un valor del que sí disponemos.



En Matlab, como era de esperar, obtenemos una oscilación en la frecuencia deseada. En Orcad, con resistores de 8.2 kΩ, la oscilación se produce a 147 kHz, esto es, a un 92% de la frecuencia deseada. Finalmente, en la implementación real, hemos obtenido una frecuencia de 135.1 kHz, esto es, un 85% de la frecuencia deseada.



En Falstad, hemos optado por usar el valor 8.72 kΩ para R y, sobre todo, por sustituir el operacional ideal que estábamos usando por una implementación más real recreando tanto las impedancias de entrada y de salida, como la ganancia y el polo de compensación interno del operacional real. En este caso, hemos conseguido un valor muy cercano al teórico. Además, si eliminamos las impedancias que al final hemos despreciado en el cálculo teórico, el valor obtenido es idéntico al teórico. Este resultado es importante porque indica que el modelo teórico es correcto. Pero también indica que el modelo que usa Orcad es más cercano al real y, sobre todo, que debe contener algún factor que no estamos teniendo en cuenta.



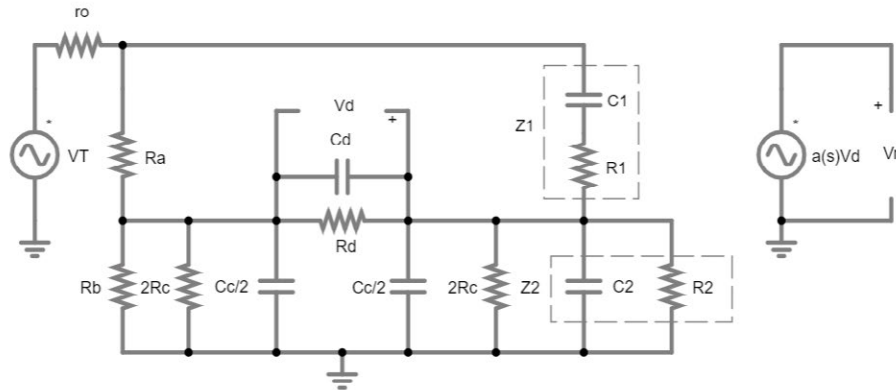
Con todo, la frecuencia que hemos obtenido con el modelo real es una frecuencia muy cercana a los 143 kHz teóricos que deberíamos conseguir. Recordemos que los 159 kHz se debían a la decisión de usar resistores de 10 kΩ en lugar de los 9.09 kΩ de los que no se disponía en ese momento. Ahora cabría comprobar si el baile de frecuencias que produce una variación en la capacidad C₂ se encuentra dentro del rango aceptable.

Si medimos esta variación obtenemos los siguientes resultados:

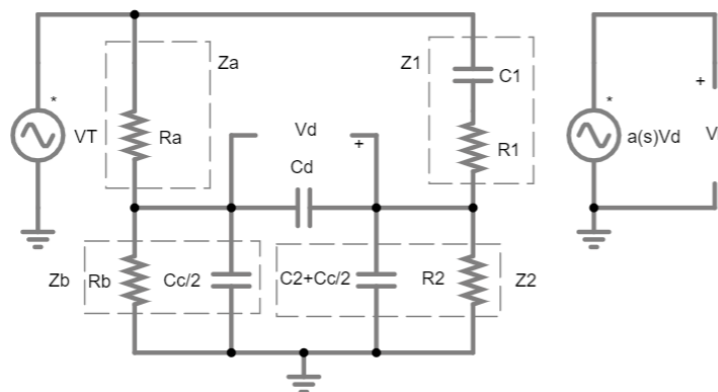
	C ₂ [pF]	f _o [kHz]
	100	135.1
	104.7	131.6
Δ	4.7	- 3.5
S = $\frac{\Delta f_o}{\Delta C_2} \left[\frac{\text{kHz}}{\text{pF}} \right]$	0.745	

Obtenemos una sensibilidad de 745 Hz por cada pico Faradio lo que supone un diferencial de 2.235 kHz para una variación de 3 pF. Recordemos que nuestro objetivo era obtener una variación de 2 kHz para una variación de 3 pF. Esto es, estamos dentro del rango requerido, por lo que esta sería una implementación válida para los osciladores.

Podríamos intentar mejorar el modelo replanteando el modelo en su conjunto analizando la realimentación tanto positiva como negativa a la vez, sin diferenciar entre bloque *A* y *B*. Concretamente, comenzaríamos por calcular la ganancia de lazo, $T(s)$, del amplificador en su conjunto:



Como R_D y $R_{CM} \gg R_a$ y $R_b \gg r_o$ y la impedancia de C_{CM} a la frecuencia de estudio es mucho más pequeña que R_{CM} , podríamos simplificar el modelo del siguiente modo:



Podríamos intentar resolver el circuito por superposición suponiendo una realimentación positiva en su conjunto para poder aplicar el criterio de Barkhausen con posterioridad. Pero teniendo en cuenta la complejidad de los cálculos y que ya hemos llegado a una solución válida, damos por zanjado el estudio de este tipo de osciladores y pasamos al siguiente.

A.1.2. Segunda opción

El segundo tipo de oscilador estudiado ha sido el *Colpitts*.

Este tipo de oscilador está formado por un transistor en emisor común, esto es, en configuración inversora, $A(s)$; y un filtro LC como red de retroalimentación $B(s)$.

La red de retroalimentación $B(s)$ es la más fácil de resolver porque es un simple filtro pasivo paso bajo de segundo orden formado por el inductor L y el condensador C_2 de la figura:

$$B(s) = \frac{V_b}{V_a} = \frac{\frac{1}{C_2 s}}{L s + \frac{1}{C_2 s}} = \frac{1}{L C_2 s^2 + 1}$$

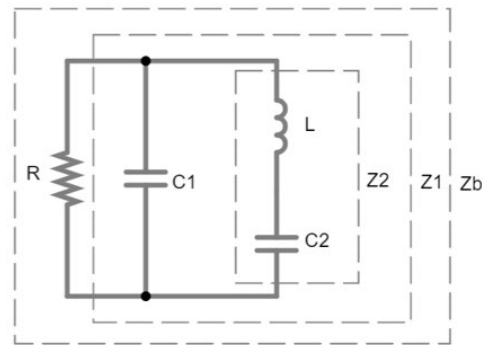
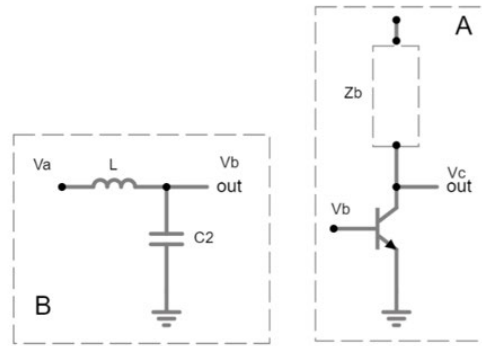
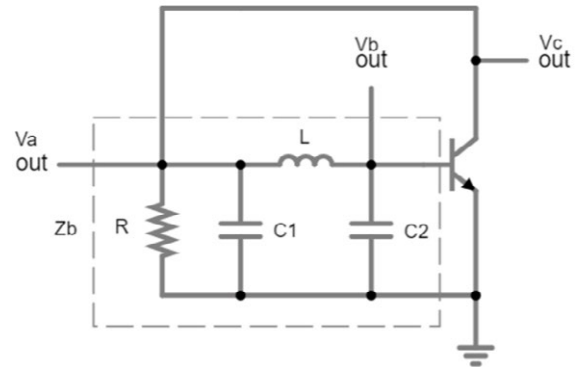
La red $A(s)$ presenta la dificultad del cálculo de la impedancia Z_b . Por lo demás también es fácil de calcular:

$$A(s) = -g_m Z_b$$

La impedancia Z_b la resolvemos como si fuera una muñeca Matrioshka:

$$\begin{cases} Z_2 = L \text{ --- } C_2 \\ Z_1 = C_1 \parallel Z_2 \\ Z_b = R \parallel Z_1 \end{cases}$$

Colpitts



$$Z_2 = L \text{ --- } C_2 = L s + \frac{1}{C_2 s} = \frac{L C_2 s^2 + 1}{C_2 s}$$

$$Z_1 = C_1 \parallel Z_2 = \frac{\frac{Z_2}{C_1 s}}{Z_2 + \frac{1}{C_1 s}} = \frac{\frac{L C_2 s^2 + 1}{C_2 s}}{\frac{L C_2 s^2 + 1}{C_2 s} + \frac{1}{C_1 s}} = \frac{L C_2 s^2 + 1}{C_1 s (L C_2 s^2 + 1) + C_2 s}$$

$$Z_1 = \frac{L C_2 s^2 + 1}{L C_1 C_2 s^3 + (C_1 + C_2) s}$$

$$Z_b = R \parallel Z_1 = \frac{R \frac{L C_2 s^2 + 1}{L C_1 C_2 s^3 + (C_1 + C_2) s}}{R + \frac{L C_2 s^2 + 1}{L C_1 C_2 s^3 + (C_1 + C_2) s}}$$

$$Z_b = \frac{R(L C_2 s^2 + 1)}{R(L C_1 C_2 s^3 + (C_1 + C_2) s) + L C_2 s^2 + 1}$$

$$Z_b = \frac{R(L C_2 s^2 + 1)}{R L C_1 C_2 s^3 + L C_2 s^2 + R(C_1 + C_2) s + 1}$$

$$A(s) = -g_m \frac{R(L C_2 s^2 + 1)}{R L C_1 C_2 s^3 + L C_2 s^2 + R(C_1 + C_2) s + 1}$$

Si se estudia el sistema en su conjunto, se obtiene la función de transferencia global sobre la que podemos aplicar el criterio de Barkhausen:

$$1 - AB = 0 \rightarrow 1 - \left(-g_m \frac{R(L C_2 s^2 + 1)}{R L C_1 C_2 s^3 + L C_2 s^2 + R(C_1 + C_2) s + 1} \right) \frac{1}{L C_2 s^2 + 1} = 0$$

$$1 + \frac{g_m R}{R L C_1 C_2 s^3 + L C_2 s^2 + R(C_1 + C_2) s + 1} = 0$$

$$R L C_1 C_2 s^3 + L C_2 s^2 + R(C_1 + C_2) s + (1 + g_m R) = 0$$

$$a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3 = 0$$

$$\begin{cases} \Re = a_3 - a_1 \omega_o^2 = 0 \rightarrow (1 + g_m R) - L C_2 \omega_o^2 = 0 \\ \Im = a_2 \omega_o - a_0 \omega_o^3 = 0 \rightarrow R(C_1 + C_2) \omega_o - R L C_1 C_2 \omega_o^3 = 0 \end{cases}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Re = a_3 - a_1 \omega_o^2 = 0 \rightarrow (1 + g_m R) = \frac{L C_2}{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} \rightarrow g_m R = \frac{C_2}{C_1} \rightarrow \frac{R}{r_e} = \frac{C_2}{C_1} \\ \Im \rightarrow \omega_o = \sqrt{\frac{R(C_1 + C_2)}{R L C_1 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \end{array} \right.$$

Como vemos, la frecuencia de oscilación depende de los condensadores considerados en serie y del inductor.

La condición de oscilación viene dada por la ratio entre C_2 y C_1 , que ha de ser menor que la ratio entre R y r_e . Recordemos que r_e es igual a $\frac{V_T}{I_C}$:

$$\frac{R}{r_e} = \frac{C_2}{C_1}$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_C} = \frac{25 \text{ mV}}{I_C}$$

Es decir, que con un miliamperio bajando por el transistor r_e es igual a 25Ω . Valor que se va dividiendo por cada miliamperio de más que se añada. Lo que a su vez aumentará la ratio entre R y r_e , haciendo que la envolvente de la oscilación sea ascendente y el oscilador se vuelva inestable y se sature.

Seguidamente pasamos a calcular la frecuencia de oscilación en función de la ratio entre la capacidad de la antena, C_{ANTENA} , y la de los condensadores C_1 y C_2 :

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \rightarrow f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$$

$$f_o \begin{cases} C_1 = C_2 = C \\ C = n C_{ant} \end{cases} \rightarrow f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{n C_{ant}}{2}}}$$

$$f'_o \begin{cases} C_1 = n C_{ant} \\ C_2 = (n + 1) C_{ant} \end{cases} \rightarrow \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{n(n + 1) C_{ant}^2}{(n + 2) C_{ant}} = \frac{n C_{ant} (n + 1)}{2(n + \frac{1}{2})}$$

$$f'_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \frac{n C_{ant} (n + 1)}{2(n + \frac{1}{2})}}} = f_o \sqrt{\frac{(n + \frac{1}{2})}{(n + 1)}}$$

$$f_o - f'_o = 2 \text{ kHz} \rightarrow f_o - f_o \sqrt{\frac{(n + \frac{1}{2})}{(n + 1)}} = 2 \text{ kHz}$$

$$f_o \left(1 - \sqrt{\frac{(n + \frac{1}{2})}{(n + 1)}} \right) = f_o \left(\frac{\sqrt{(n + 1)} - \sqrt{(n + \frac{1}{2})}}{\sqrt{(n + 1)}} \right) = 2 \text{ kHz}$$

$$f_o = 2\text{kHz} \left(\frac{\sqrt{(n+1)}}{\sqrt{(n+1)} - \sqrt{(n+\frac{1}{2})}} \right) \rightarrow$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C}{2}}} \rightarrow C = \frac{2}{L(2\pi f_o)^2}$$

$$L = 1\text{mH} \rightarrow C = \frac{500}{(\pi f_o)^2} \rightarrow$$

n		fo [Hz]
1	7.46	14.9E+3
2	11.48	23.0E+3
3	15.48	31.0E+3
10	43.49	87.0E+3
12	51.50	103.0E+3
16	67.50	135.0E+3
100	403.50	807.0E+3

Dado que la capacidad de la antena es difícil de medir, lo ideal es hacer que n sea lo más grande posible, pero como en las etapas posteriores seguramente se usará algún operacional, se opta por no ir más allá del megahercio, es decir quedarse en una $n = 100$.

Como por otro lado se va a usar un inductor de 1 mH, se pasa a calcular el valor de los condensadores:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C}{2}}} \rightarrow C = \frac{2}{L(2\pi f_o)^2}$$

$$L = 1\text{mH} \rightarrow C = \frac{500}{(\pi f_o)^2} \rightarrow$$

n		fo [Hz]	C para L = 1 mH
1	7.46	14.9E+3	227.3E-9
2	11.48	23.0E+3	96.1E-9
3	15.48	31.0E+3	52.8E-9
10	43.49	87.0E+3	6.7E-9
12	51.50	103.0E+3	4.8E-9
16	67.50	135.0E+3	2.8E-9
100	403.50	807.0E+3	77.8E-12

Como 78 pF no es un valor comercial lo redondeamos a 100 pF. Valores a partir de los cuales podemos deducir la frecuencia de oscilación:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C}{2}}} = 711.763\text{kHz}$$

Conocido el valor de C_1 y C_2 podemos derivar el valor de n :

$$f_o \left(1 - \sqrt{\frac{(n+\frac{1}{2})}{(n+1)}} \right) = 2\text{kHz} \rightarrow \left(1 - \frac{2\text{kHz}}{f_o} \right) = \sqrt{\frac{(n+\frac{1}{2})}{(n+1)}}$$

$$(n+1) \left(1 - \frac{2\text{kHz}}{f_o} \right)^2 = \left(n + \frac{1}{2} \right) \rightarrow n \left(\left(1 - \frac{2\text{kHz}}{f_o} \right)^2 - 1 \right) = \frac{1}{2} - \left(1 - \frac{2\text{kHz}}{f_o} \right)^2$$

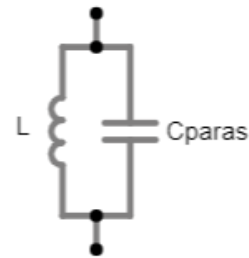
$$n = \frac{\frac{1}{2} - \left(1 - \frac{2kHz}{f_o}\right)^2}{\left(1 - \frac{2kHz}{f_o}\right)^2 - 1} = 88.0955 \rightarrow$$

n		fo [Hz]	C para L = 1 mH
1	7.46	14.9E+3	227.3E-9
2	11.48	23.0E+3	96.1E-9
3	15.48	31.0E+3	52.8E-9
10	43.49	87.0E+3	6.7E-9
12	51.50	103.0E+3	4.8E-9
16	67.50	135.0E+3	2.8E-9
88.0955	355.88	711.8E+3	100.0E-12
100	403.50	807.0E+3	77.8E-12

A partir del valor de C_1 , C_2 y n derivamos el valor C_{ANTENA} como 1.14 pF, lo que es un valor bajo, pero cercano a la realidad.

También es importante resaltar que finalmente se opta por colocar la antena sobre C_2 , y no sobre C_1 .

Con todo, hay que tener en cuenta que todo inductor tiene una frecuencia de auto inducción, y en nuestro caso nos encontramos muy próximos a la del inductor a usar, concretamente 1.4 MHz. Por lo que es necesario modelizar el inductor no como tal sino como un inductor en paralelo a su capacidad parásita:



$$f_L = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C_p}} \rightarrow C_p = \frac{1}{L (2\pi f_L)^2} = 13 \text{ pF}$$

Recalculamos la inductancia del inductor real incluyendo su capacidad parásita:

$$Z_L = \frac{\frac{L s}{C_p s}}{L s + \frac{1}{C_p s}} = \frac{L s}{C_p L s^2 + 1}$$

Sustituimos en la función de transferencia la impedancia antigua del inductor por la nueva para ver cómo afecta al oscilador:

$$\frac{R L C_1 C_2 s^3 + L C_2 s^2}{C_p L s^2 + 1} + R (C_1 + C_2) s + (1 + g_m R) = 0$$

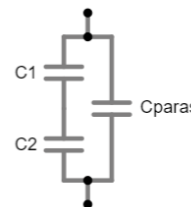
$$R L (C_1 C_2 + C_p (C_1 + C_2)) s^3 + L (C_2 + C_p (1 + g_m R)) s^2 + R (C_1 + C_2) s + (1 + g_m R) = 0$$

$$a_o s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3 = 0$$

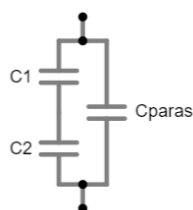
$$\begin{cases} \Re = a_3 - a_1 \omega_o^2 = 0 \rightarrow (1 + g_m R) - L (C_2 + C_p (1 + g_m R)) \omega_o^2 = 0 \\ \Im = a_2 \omega_o - a_0 \omega_o^3 = 0 \rightarrow R (C_1 + C_2) \omega_o - R L (C_1 C_2 + C_p (C_1 + C_2)) \omega_o^3 = 0 \end{cases}$$

$$\mathfrak{S} \rightarrow \omega_o = \sqrt{\frac{R (C_1 + C_2)}{RL (C_1 C_2 + C_p (C_1 + C_2))}} = \frac{1}{\sqrt{L \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C_p \right)}}$$

$$\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C_p = (C_1 \parallel C_2) \parallel C_p \rightarrow$$



La idea es alterar el valor de C_1 o C_2 para que la capacidad de conjunto no difiera de la anterior. Se realizan los cálculos:



$$\begin{cases} C_1 = 100 \text{ pF} \\ C_p = 13 \text{ pF} \end{cases} \rightarrow \frac{C_p}{C_1} = 0.13 \rightarrow C_p = 0.13 C_1$$

$$\begin{cases} C_1 = C \\ C_2 = x C \\ C_1 = 0.13 C \end{cases} \rightarrow \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C_p = \frac{C}{2} \rightarrow \frac{x}{1+x} + 0.13 = \frac{1}{2}$$

$$2x + 0.26(1+x) = 1+x \rightarrow 1.26x = 0.74 \rightarrow x = 0.5873$$

$$C_2 = x C_1 = 58.73 \text{ pF} = 47 \text{ pF} + C_{antena}$$

Como se ha de reducir la capacidad de uno de los condensadores, se opta por reducir C_2 con el fin de reforzar la oscilación.

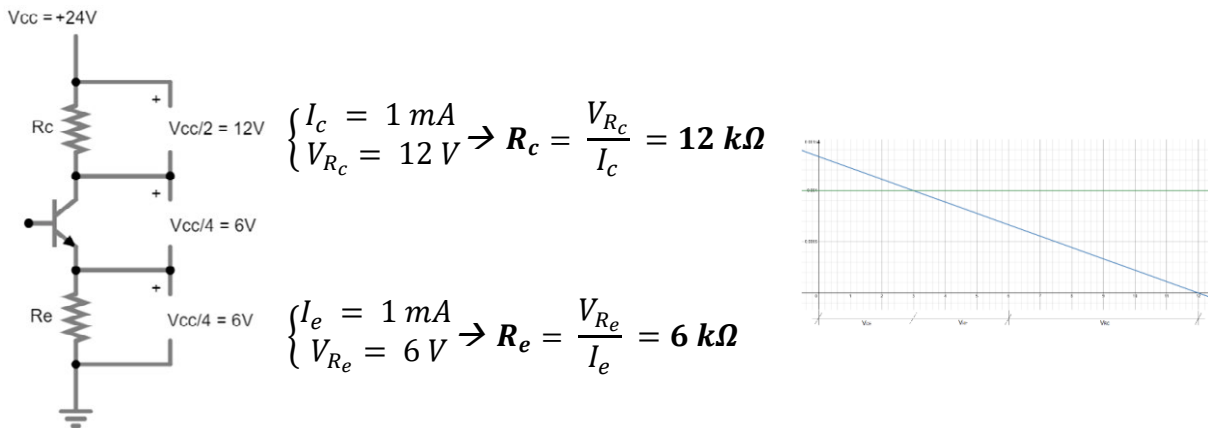
Recalculamos la frecuencia de oscilación para distintos valores de C_{ANTENA} :

C_{ANTENA}	$C_2 = 47\text{pF} + C_{ANTENA}$	$C_{TOTAL} = (C_1 C_2 / (C_1 + C_2)) + C_{PRST}$	$f = 1 / (2\pi \sqrt{LC_{TOTAL}})$	Δf
1	48	45.43	746.7E+3	
3	50	46.33	739.4E+3	7.3E+3
5	52	47.21	732.5E+3	6.9E+3
7	54	48.06	725.9E+3	6.5E+3
9	56	48.90	719.7E+3	6.2E+3
11	58	49.71	713.8E+3	5.9E+3
13	60	50.50	708.2E+3	5.6E+3

En principio una variación de 2 pF en la antena supondrá una variación de entre 6.4 kHz. Es tres veces el rango necesario, pero como es imposible saber el valor real de la antena, y la implementación final requiere de la introducción de la polarización del transistor, así como la del correspondiente condensador de acoplo para asegurar la independencia de la polarización, lo damos por válido y seguimos adelante con la polarización del oscilador.

A.1.3. Polarización del oscilador

Primero se reparte proporcionalmente el voltaje y, después, se dimensiona R_C y R_E para una I_C de 1mA:

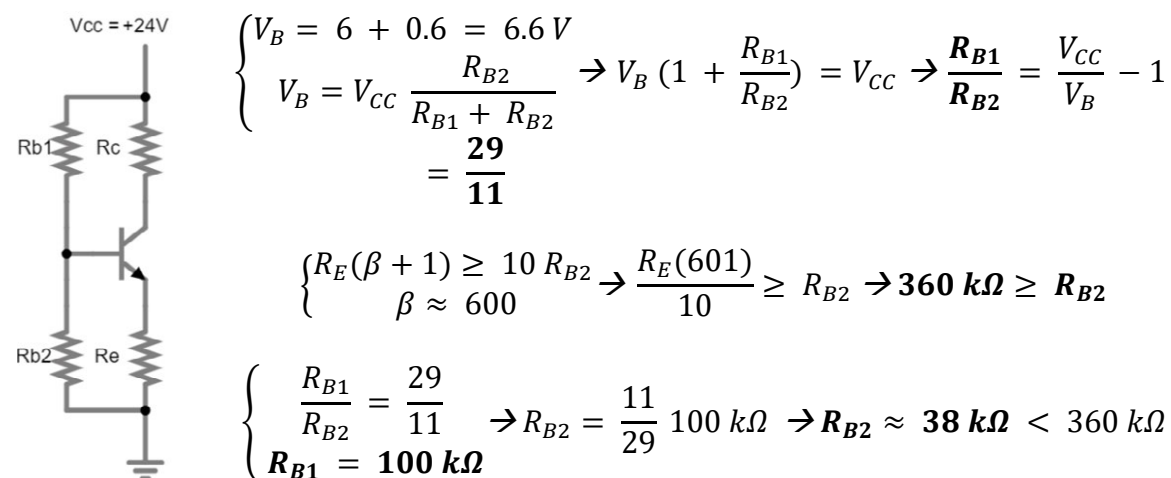


Seguidamente se dimensiona el divisor de voltaje procurando hacerlo independiente del parámetro β , que es un parámetro del que conviene huir.

Teniendo en cuenta que se va a utilizar un transistor BC547C. Según su datasheet²:

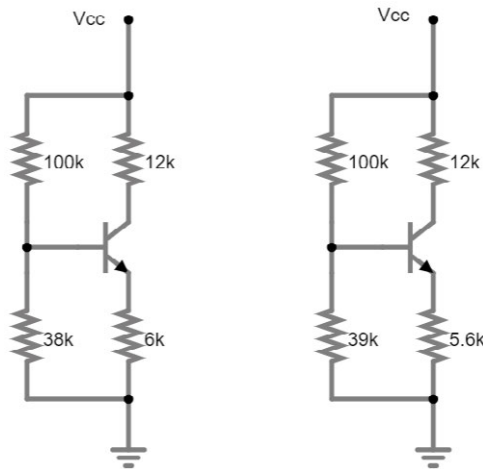
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
h_{FE}	DC Current Gain	$V_{CE} = 5.0 V, I_C = 2.0 mA$	547 547A 547B 547C	110 220 450 800	

Estimamos un valor para la β a medio camino entre el máximo y el mínimo, esto es, una β de 600.



² Fairchild Semiconductor, BC547 – Datasheet, [Online]. Available: <https://www.farnell.com/datasheets/59764.pdf> (consultado el 22 de junio de 2025).

Redimensionamos los resistores con valores reales a nuestra disposición que den algo más de margen al transistor:



Con los valores de todos los resistores, recalculamos todo en sentido inverso al anterior:

$$V_B = V_{CC} \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 24 \frac{39}{139} = 6.734 \text{ V}$$

$$V_E = V_B - 0.6 = 6.134 \text{ V}$$

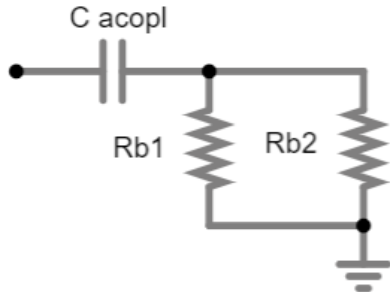
$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = 1.095 \text{ mA}$$

$$I_C \approx I_E$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_C} = \frac{V_T}{I_E} = \frac{25.3 \text{ mV}}{0.93 \text{ mA}} = 23.1 \Omega$$

$$\text{Condición de oscilación} \rightarrow R_C \gg r_e \frac{C_2}{C_1} \approx 23 \frac{50}{100} = 11.5 \Omega$$

Ahora calculamos el condensador de acople entre la retroalimentación y el divisor de polarización de la base del transistor para que el filtro paso alto que configuran se quede con una frecuencia de corte algo más de una década por debajo de la frecuencia de oscilación de nuestro circuito:



$$R_B = R_{B1} || R_{B2} = \frac{39 \times 100}{39 + 100} \text{ k}\Omega = 28.058 \text{ k}\Omega$$

$$T(s) = \frac{R_B}{R_B + \frac{1}{C_{acpl} s}} = \frac{R_B C_{acpl} s}{R_B C_{acpl} s + 1}$$

$$= \frac{s}{s + \frac{1}{R_B C_{acpl}}}$$

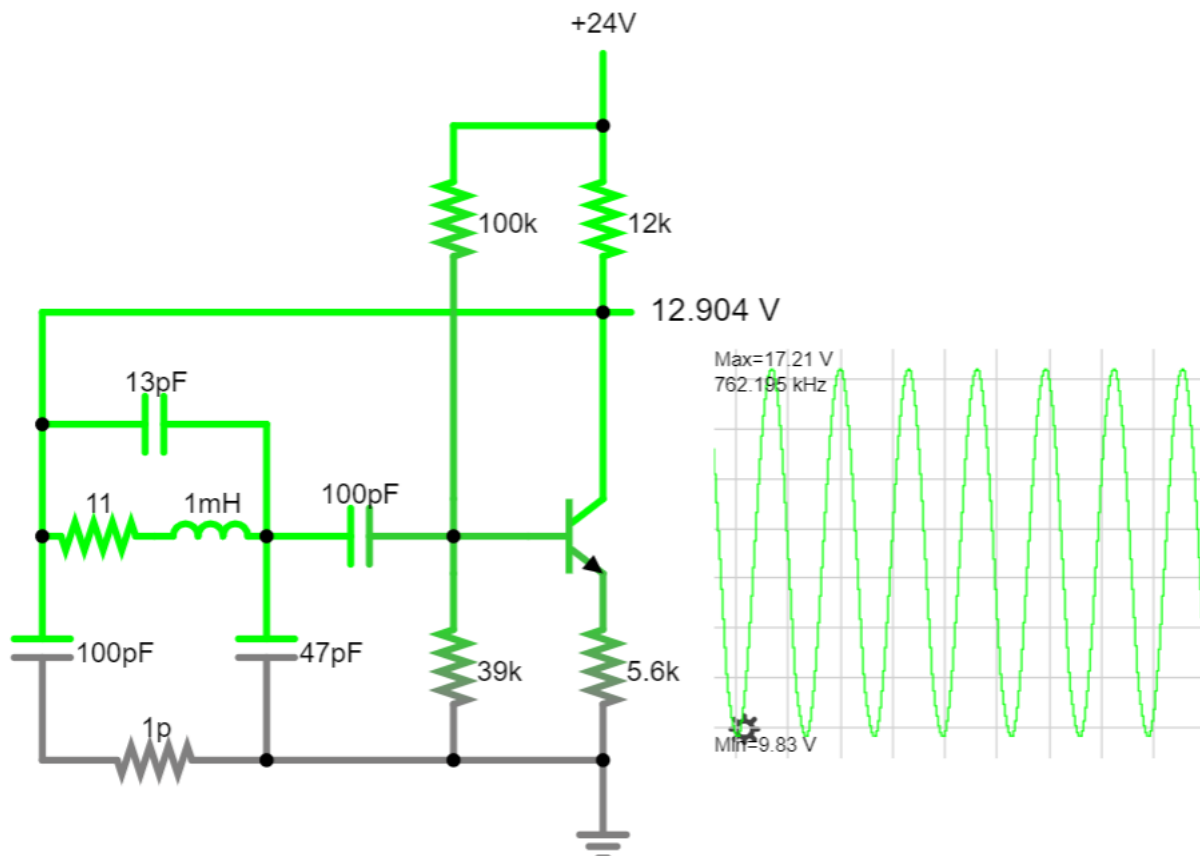
$$\omega_o = \frac{1}{R_B C_{acpl}} \approx 2\pi \frac{500 \text{ kHz}}{10} = 314.16 \text{ krad/s}$$

$$C_{acpl} = \frac{1}{28.058 \text{ k}\Omega \cdot 314.16 \text{ krad/s}} = 113 \text{ pF} \rightarrow C_{acpl} = \mathbf{100 \text{ pF}}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot 24.812 \text{ k}\Omega \cdot 100 \text{ pF}} = 56.724 \text{ kHz} < \frac{700 \text{ kHz}}{10}$$

A.1.4. Simulaciones y mediciones del oscilador

Ahora pasamos a simularlo en Falstad modelizando el inductor añadiendo su resistencia parásita de 11 Ω:

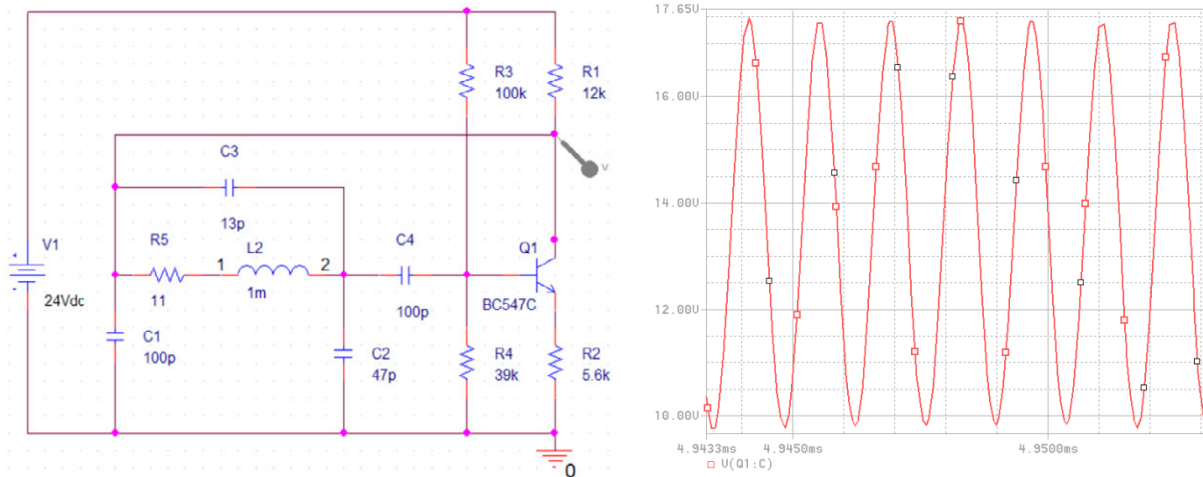


Vamos variando el valor de C_2 en función de las posibles capacidades de la antena, para completar la tabla anterior:

C_{ANTENA}	$C_2 = 47\text{pF} + C_{ANTENA}$	$C_{TOTAL} = (C_1 C_2 / (C_1 + C_2)) + C_{PRST}$	$f = 1 / (2\pi \sqrt{LC_{TOTAL}})$	$f_{simulación Falstad}$
1	48	45.43	746.7E+3	758.0E+3
3	50	46.33	739.4E+3	751.0E+3
5	52	47.21	732.5E+3	744.0E+3
7	54	48.06	725.9E+3	737.0E+3
9	56	48.90	719.7E+3	731.0E+3
11	58	49.71	713.8E+3	725.0E+3
13	60	50.50	708.2E+3	720.0E+3

Observamos que aumenta la frecuencia de oscilación, pero el diferencial de oscilación se mantiene. En principio una variación de 2 pF en la antena supondrá una variación de entre 6.88 kHz.

Simulamos el oscilador en Orcad para ver si ocurre lo mismo en otro simulador. En este caso es necesario incluir ruido para que el oscilador se dispare:

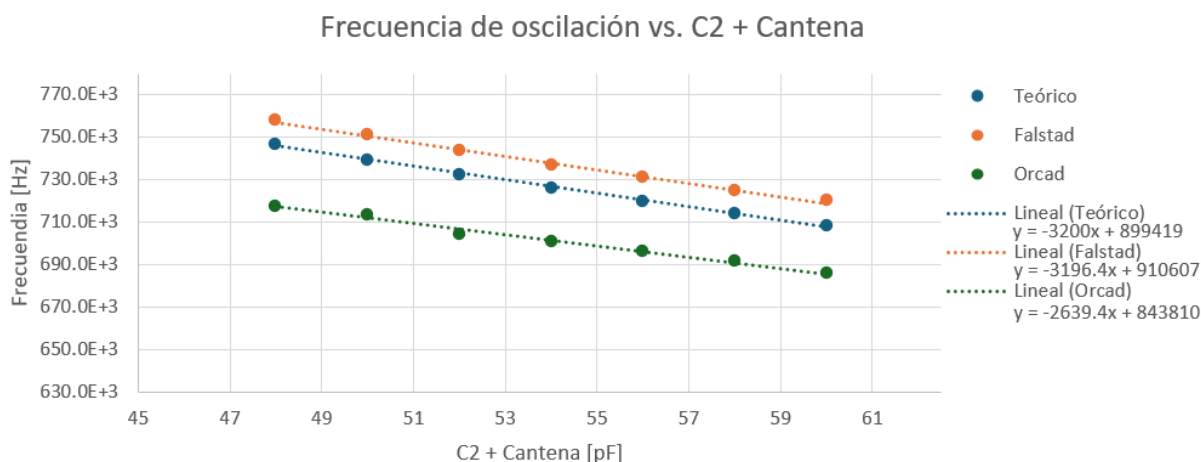


Vamos variando el valor de C_2 en función de las posibles capacidades de la antena, para completar la tabla anterior:

	C_{ANTENA}	$C_2 = 47\text{pF} + C_{ANTENA}$	$C_{TOTAL} = (C_1 C_2 / (C_1 + C_2)) + C_{PRST}$	$f = 1 / (2\pi \sqrt{L C_{TOTAL}})$	$f_{simulación\ Falstad}$	$f_{simulación\ Orcad}$
	1	48	45.43	746.7E+3	758.0E+3	717.6E+3
	3	50	46.33	739.4E+3	751.0E+3	713.3E+3
	5	52	47.21	732.5E+3	744.0E+3	704.3E+3
	7	54	48.06	725.9E+3	737.0E+3	700.6E+3
	9	56	48.90	719.7E+3	731.0E+3	696.1E+3
	11	58	49.71	713.8E+3	725.0E+3	691.3E+3
	13	60	50.50	708.2E+3	720.0E+3	685.7E+3
FSR	12	12	5	-38.5E+3	-38.0E+3	-31.9E+3
Sensibilidad				-3.2E+3	-3.2E+3	-2.7E+3

Disminuye la frecuencia de oscilación, por debajo incluso de la calculada a mano, pero se reduce el diferencial de oscilación, que ahora es de 32 kHz, lo que no influye mucho porque mientras no bajemos de una sensibilidad de 1 kHz por pF no hay problema.

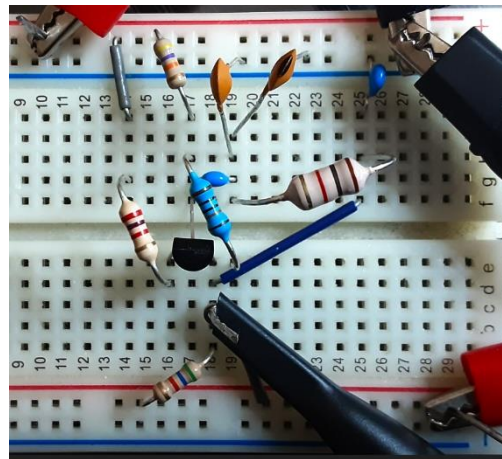
Si mostramos en un gráfico los resultados obtenidos tanto teóricamente como en ambos simuladores, obtenemos las siguientes graficas:



En el gráfico apreciamos cómo la principal diferencia entre las tres líneas de tendencia no es tanto de ganancia como de offset. Así el simulador Falstad eleva las expectativas de la frecuencia de oscilación respecto a lo calculado teóricamente, mientras que el simulador Pspice de Orcad las disminuye. Como veremos seguidamente y como era de esperar, la simulación hecha con Pspice es la que más se acerca a la realidad.

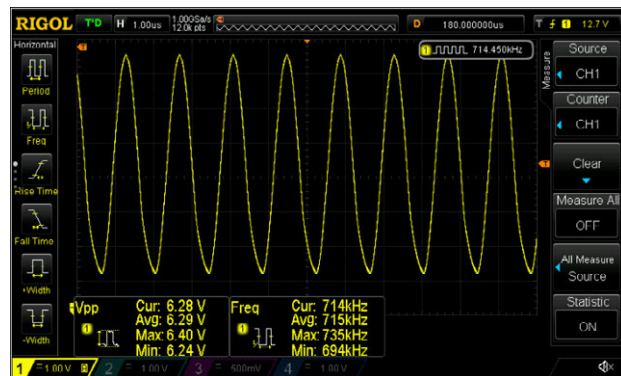
Antes de empezar con la medición de las frecuencias implementando el circuito en una breadboard y midiendo con el osciloscopio, conviene tener presente que una breadboard, además de introducir resistencias parásitas cuando la conexión no es muy buena, introduce también capacidades parásitas por defecto. Concretamente, se puede estimar que la capacidad entre sus filas ronda los 2 pF o 5 pF y entre las columnas que forman los raíles de potencia puede llegar hasta los 20 pF. Estas capacidades normalmente se pueden despreciar, pero en el caso que nos ocupa son comparables con la variación en capacidad que pretendemos medir con nuestro circuito. De ahí que convenga tomar los resultados de la medición con cierta prevención.

Llegados a este punto ya podemos dar el salto a la breadboard. Empezamos por el oscilador local:

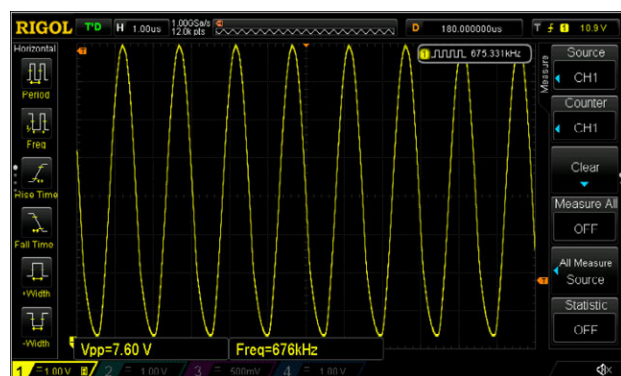


La primera implementación la hacemos usando dos valores para C_2 :

-Para un valor de 47 pF obtenemos una frecuencia de oscilación de 714.4 kHz (la medida del contador es más precisa y, como veremos más adelante, más sensible que la que ofrece por defecto el osciloscopio), que es un valor casi idéntico a los 717 kHz obtenido en Orcad para esa misma capacidad.



-Para un valor de 57 pF (47+10 pF) obtenemos una frecuencia de oscilación de 675.3 kHz, que es un valor cercano, pero ya no casi idéntico a los 691 kHz obtenido en Orcad para esa misma capacidad.



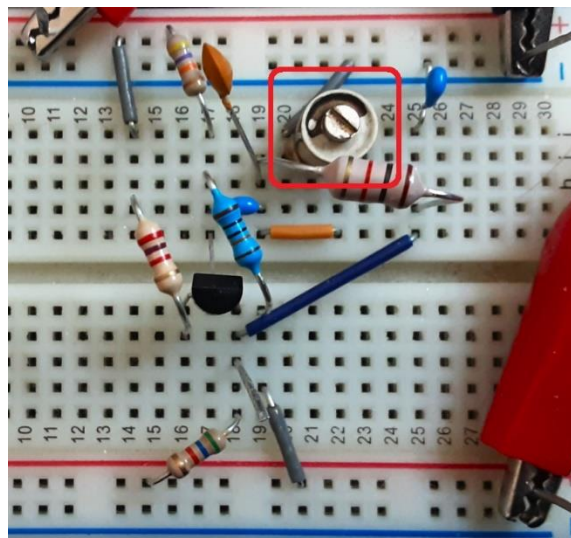
En este caso, hemos obtenido una sensibilidad de 3.91 kHz/pF, que es algo más que los 3.2 kHz/pF teóricos.

Como todavía no sabemos la variación capacitiva que va a suponer la antena del instrumento, sólo podemos decir que parece una sensibilidad adecuada, sobre todo, si tenemos en cuenta que no esperamos una gran variación capacitiva por parte de ésta. De manera que consideramos que disponer de un poco más de sensibilidad no es malo.

En la implementación definitiva se va a introducir un condensador variable en paralelo a C₂. El condensador variable tiene un rango que varía nominalmente entre los 3,5 pF y los 13pF. La medición de esta implementación con el osciloscopio ha arrojado los siguientes valores:

-Para un valor de 3.5 pF del condensador variable obtenemos una frecuencia de oscilación de 685 kHz.

-Para un valor de 13 pF del condensador variable obtenemos una frecuencia de oscilación de 644 kHz.

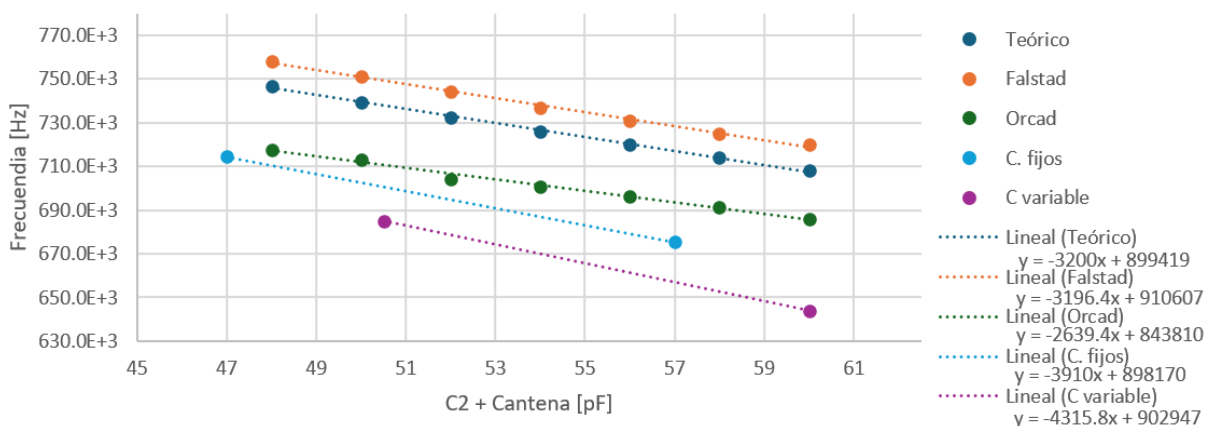


En este caso, se obtiene una sensibilidad de 4.3 kHz/pF.

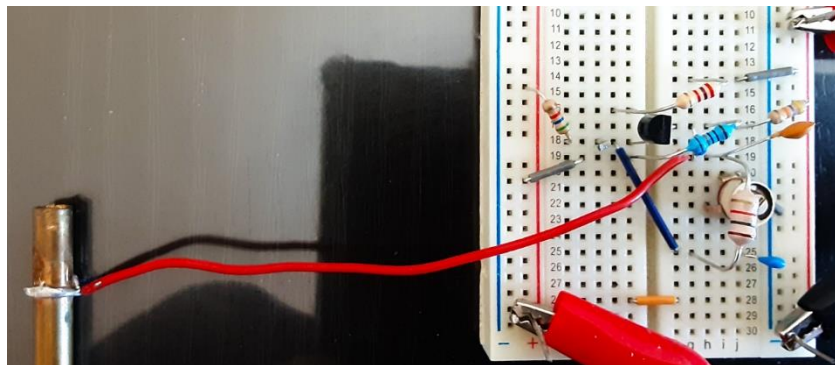
Como resumen comparativo de estas dos mediciones, baste la siguiente tabla, así como su comparativa gráfica con lo calculado teóricamente y simulado:

	condensadores fijos		condensador variable	
	C ₂ = 47pF+C _{ANTENA}	f _{medida}	C ₂ = 47pF+C _{ANTENA}	f _{medida}
	47	714.4E+3	50.5	685.0E+3
	57	675.3E+3	60	644.0E+3
FSR	10	-39.1E+3	10	-41.0E+3
Sensibilidad		-3.9E+3		-4.3E+3
offset		898.2E+3		902.9E+3

Frecuencia de oscilación vs. C₂ + Cantena



Implementado el oscilador local, pasamos a hacer lo propio con el oscilador de la antena. La implementación es sencilla porque basta con sustituir el condensador variable de la implementación anterior por la antena. De tal manera que la implementación final queda del siguiente modo:

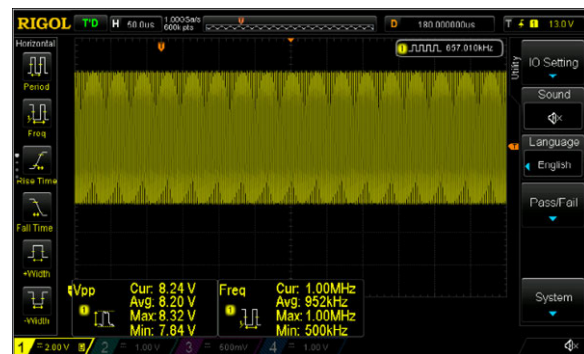


La antena es una simple varilla de latón de 68,5 cm de largo por 1/2 cm de diámetro

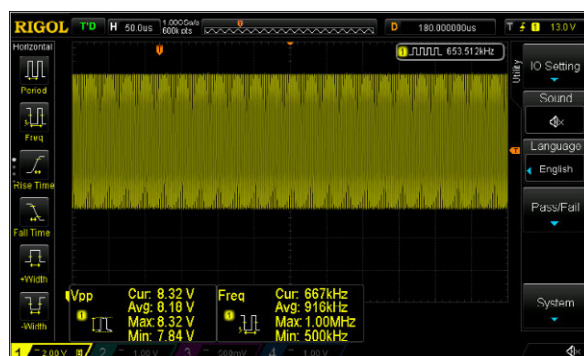


En la medición con el osciloscopio hemos tenido que echar mano del contador por su mayor sensibilidad. De ahí que en las imágenes no se vean unas pocas oscilaciones, que es como el osciloscopio calcula mejor la frecuencia por defecto, sino muchas, que es como la calcula mejor con el contador. Con esta configuración, hemos obtenido los siguientes valores:

-Sin acercar la mano, esto es, con la capacidad que genera la antena y el entorno inmóvil, hemos obtenido una frecuencia de oscilación de 657.0 kHz.



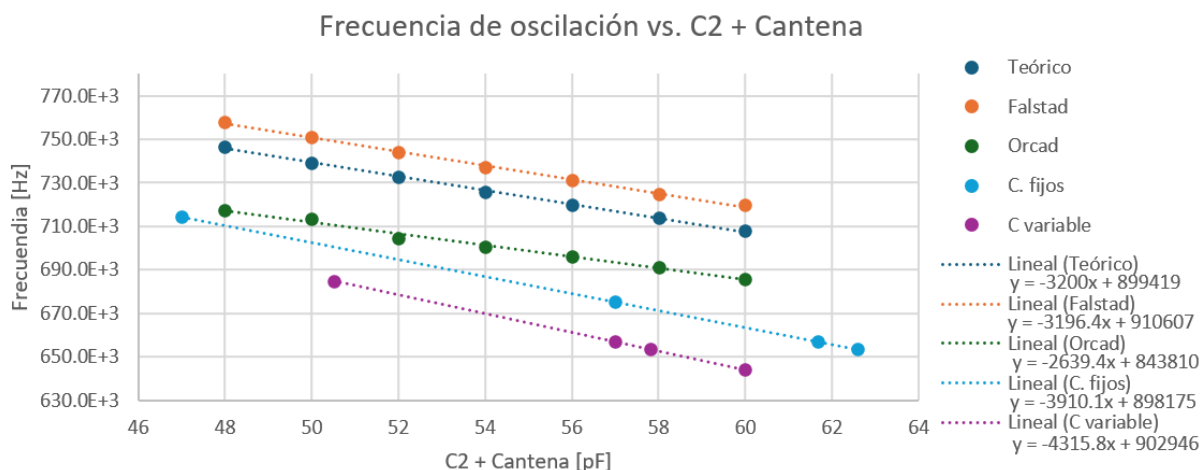
-Acercando la mano hasta casi tocar la antena, hemos obtenido 653.5 kHz.



Los resultados medidos suponen un diferencial de frecuencia de 3.5 kHz que es ligeramente superior al rango que esperábamos teóricamente. Con todo, hay que tener en cuenta dos aspectos importantes. Primero, que el rango de movimientos de la mano de un intérprete de theremín es más reducido que el que hemos simulado y, segundo y más importante, que como todo instrumento musical el theremín tiene un comportamiento logarítmico, esto es, los movimientos que el intérprete ejecuta en el entorno más próximo a la antena abarcan un diferencial lineal de frecuencias mayor que el que abarca en el entorno más lejano. En este sentido, lo importante es que en la zona intermedia un movimiento igual a la longitud de la mano equivalga a una octava. Pero medir esa variación en la medición que nos ocupa es muy difícil. Eso sólo podremos saberlo cuando consigamos llevar la variación de frecuencias al rango audible.

Por último, vamos a intentar medir el rango capacitivo de la antena a partir del rango de frecuencias obtenidas con ella. Derivando la ecuación de cada una de las rectas y despejando la variable, esto es, la capacidad, obtenemos los siguientes resultados:

	condensadores fijos		condensador variable	
	$C2 = 47\text{pF} + C_{\text{ANTENA}}$	f_{medida}	$C2 = 47\text{pF} + C_{\text{ANTENA}}$	f_{medida}
	47.000	714.4E+3	50.500	685.0E+3
	57.000	675.3E+3	56.988	657.0E+3
	61.680	657.0E+3	57.799	653.5E+3
	62.575	653.5E+3	60.000	644.0E+3
FSR	14.680	-57.4E+3	9.500	-41.0E+3
Sensibilidad		-3.9E+3		-4.3E+3
offset		898.2E+3		902.9E+3



Si tomamos como referencia la línea formada por los condensadores fijos, el rango de variación capacitiva de la antena es de 0.895 pF; y si tomamos la formada por el condensador variable, es de 0.811 pF. Así que la variación es aún menor de la esperada. Recordemos que esperábamos una variación de unos 2 pF o 3 pF.

A.1.5. Adaptación de la salida

El siguiente problema que se nos plantea es, primero, aislar esta etapa de la siguiente adaptando además impedancias y, segundo, tener en cuenta que en la terminación de esta etapa y en las siguientes el circuito se implementa con operacionales que pueden tener un Slew Rate que no sea capaz de manejar la señal. De manera que conviene tener la opción de poder reducir su amplitud.

Para ellos se va a implementar un primer filtro paso bajo que, sobre todo, sirva de atenuador. Adecuando así la amplitud de la señal a la requerida por el Slew Rate de los operacionales. Después un seguidor implementado con un operacional para aislar etapas. Luego otro filtro con el fin de centrar la señal eliminando cualquier vestigio de componente continua. Y, finalmente, otro seguidor.

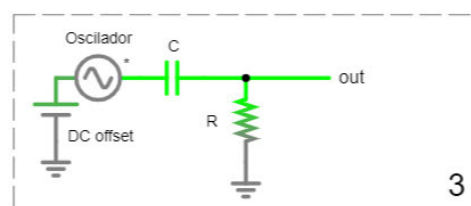
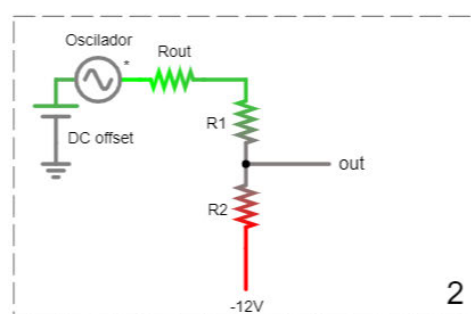
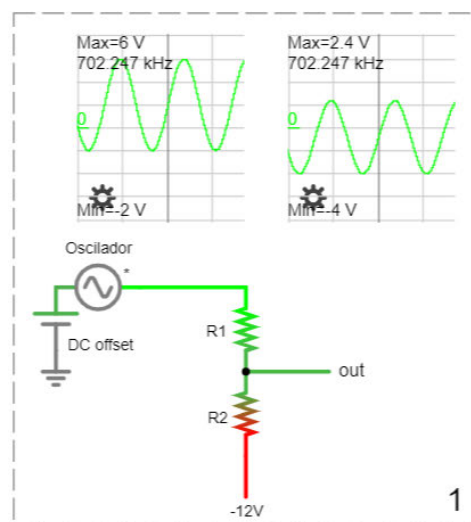
A continuación, se enumeran los criterios seguidos para el diseño de esta etapa intermedia:

1) Como la señal generada por los osciladores puede presentar amplitudes de pico que superan los 4 V y la frecuencia ronda los 700 kHz, el Slew Rate de los operacionales debe superar los $18 \text{ V}/\mu\text{s}$. Si el Slew Rate de éstos no alcanza ese valor, podemos adecuar la amplitud con un simple divisor de voltaje implementado con un par de resistores y un potenciómetro.

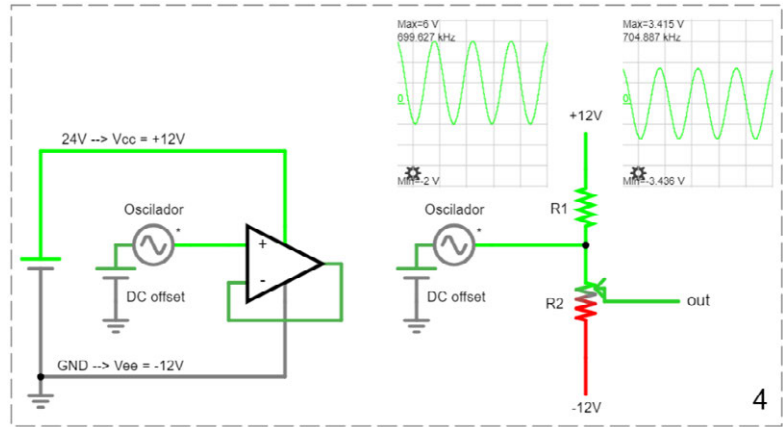
2) Esta red de resistores ha de tener una resistencia muy alta para no cargar al oscilador.

3) La conexión entre el oscilador y el divisor de voltaje se hace con un condensador de acople que forma un filtro paso alto con los resistores del divisor con una frecuencia de corte que ha de estar en torno a una década por debajo de la menor frecuencia de interés, esto es en torno a los 60 kHz.

4) Este filtro no debe eliminar completamente la componente continua porque se va a cambiar la masa con el fin de alimentar al operacional de forma simétrica y, además el operacional que se va a usar no es *rail to rail*. Concretamente, lo que antes era 0 V va a convertirse en -VEE; los anteriores 12 V, en el nuevo GND; y los 24 V anteriores, en el nuevo +VCC.



ANTES	AHORA
24V	+VCC
12V	GND
GND	-VEE



Por esta razón, la red de resistores ha de estar no sólo conectada a la antigua masa, sino también a los antiguos 24 V.

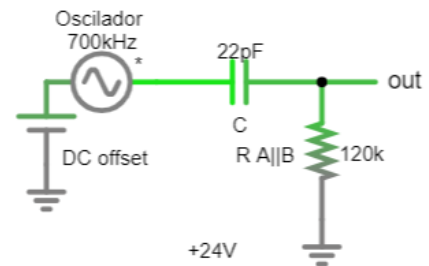
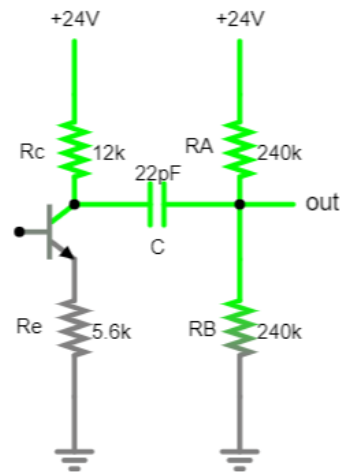
Aplicando los criterios anteriores, el diseño queda así:

$$R_A || R_B \geq 10 R_C = 120 \text{ k}\Omega$$

$$R_A = R_B = 240 \text{ k}\Omega$$

$$f_{corte} = 60 \text{ kHz} = \frac{1}{2\pi \cdot 120 \text{ k}\Omega \cdot C}$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 120 \text{ k}\Omega \cdot 60 \text{ kHz}} = 22.1 \text{ pF} \approx 22 \text{ pF}$$

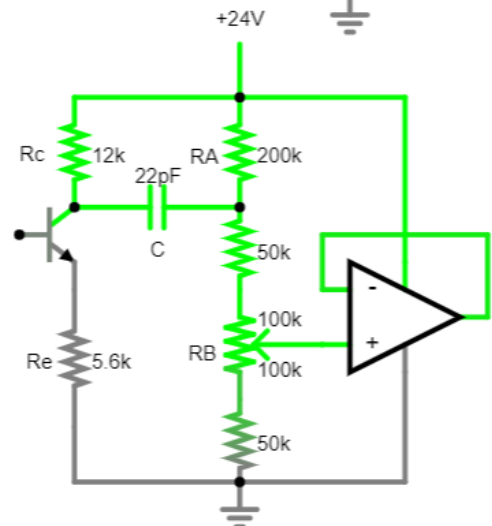


R_B ha de ser mayor que R_A con el fin de tener más espacio para corregir tanto el offset como, sobre todo, la amplitud. Con el fin de permitir cierto ajuste, R_B se resuelve con un potenciómetro.

$$R_A = 200 \text{ k}\Omega; R_B = (50 + 200 + 50) \text{ k}\Omega$$

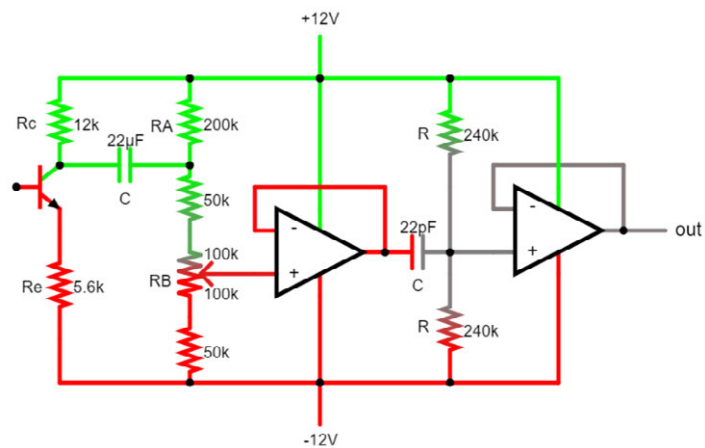
$$R_A || R_B = 120 \text{ k}\Omega$$

$$f_{corte} = \frac{1}{2\pi \cdot 120 \text{ k}\Omega \cdot 47 \text{ pF}} = 60.286 \text{ kHz}$$



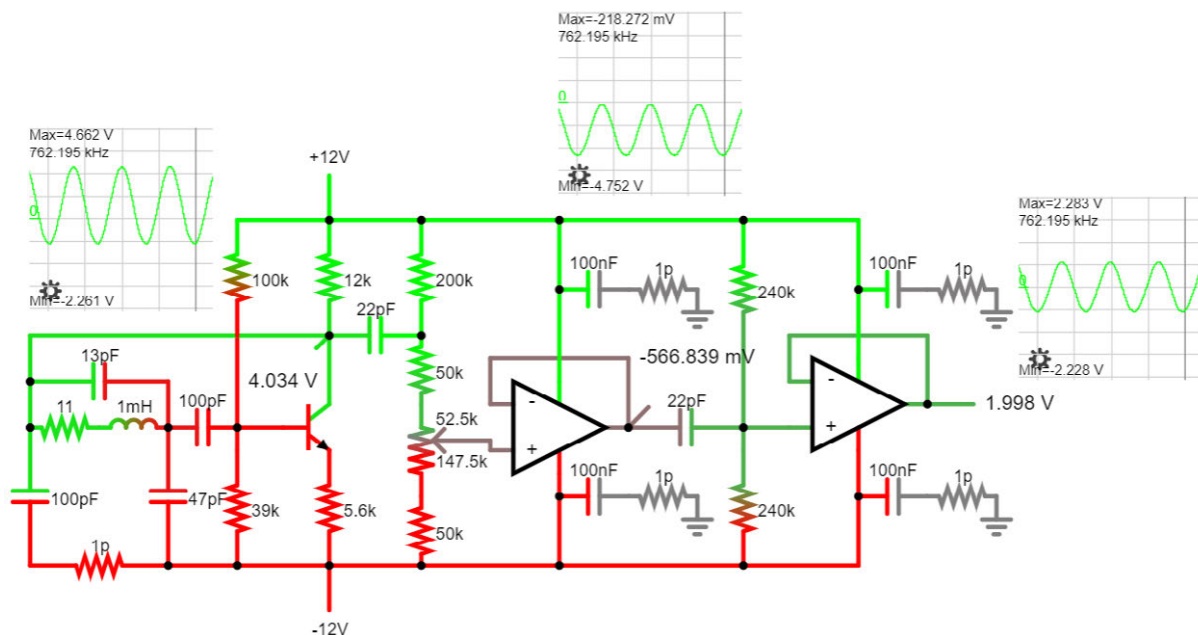
Por último, para acabar con esta etapa intermedia es importante centrar lo más posible la oscilación para que en la multiplicación que se va a llevar a cabo en la siguiente etapa desaparezca la frecuencia introducida y evitar así que acabe consumiendo la mitad de la potencia. En términos de modulación de radiofrecuencia, lo que se busca es una modulación en Doble Banda Lateral (DBL) que tras el filtrado se convierta en Banda Lateral Única (BLU).

Por ello y aprovechando que los encapsulados de los operacionales adquiridos (DIP 8) contienen 2 operacionales, se hace uso del segundo operacional y entre medias se introduce una polarización que centre la componente continua entre +VCC y -VEE, con un condensador de acoplo intermedio, para que sobre ese punto intermedio (la nueva masa) oscile la señal ya bien centrada. Esquemáticamente:



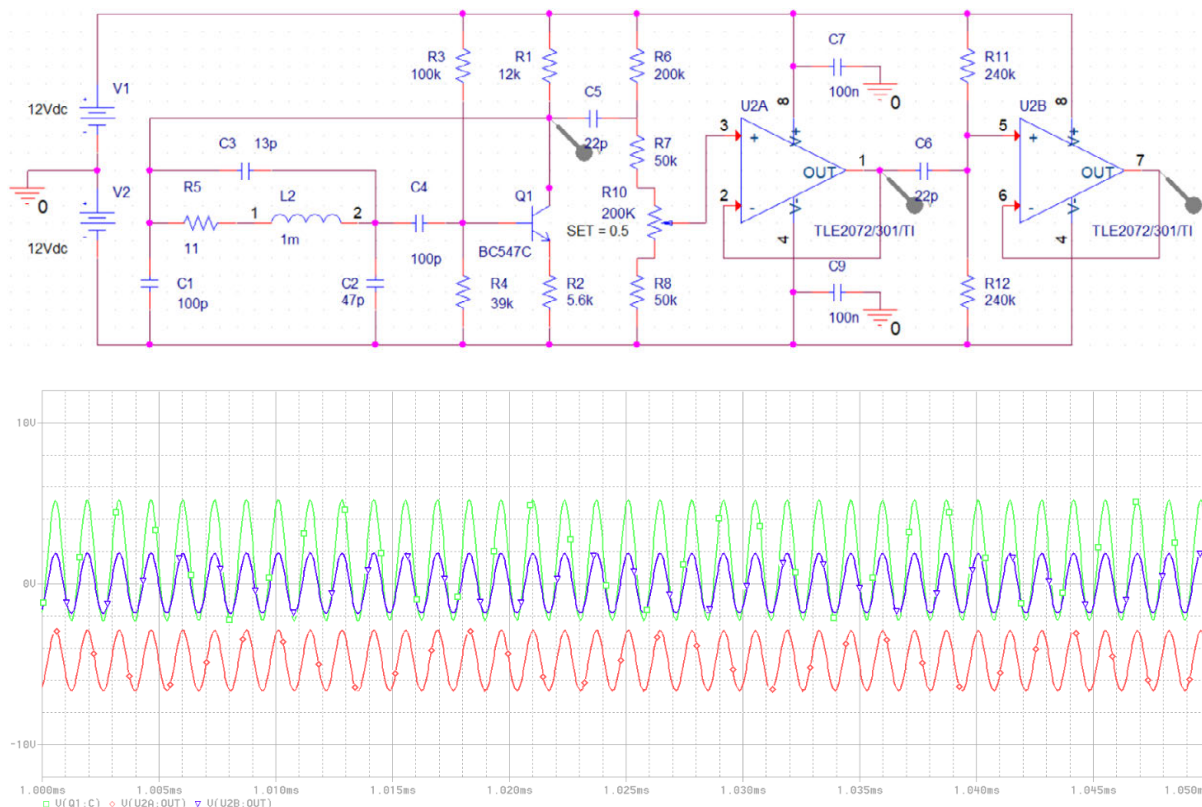
A.1.6. Simulaciones y mediciones del módulo oscilador en su conjunto

Ahora pasamos a simularlo en Falstad:



Como vemos, el diseño funciona como estaba previsto.

Ahora pasamos a simularlo en Orcad:

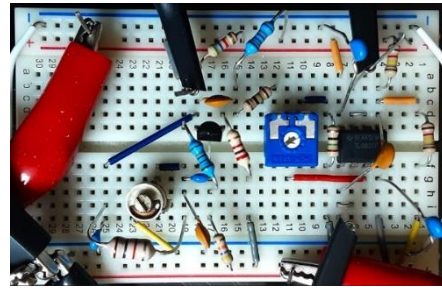


Con esta última simulación, confirmamos el buen comportamiento del diseño adoptado.

Anexos

El siguiente paso es introducir esta etapa intermedia en la breadboard, pero montamos primero el oscilador local.

En el osciloscopio vemos: en amarillo, salida del oscilador sin atenuar; en azul, la señal ya atenuada sin centrar; y en magenta, la señal final atenuada y centrada. Los valores medidos con esta nueva configuración son los siguientes:



– Si bajamos la capacidad, la frecuencia sube a unos 693.5 kHz.

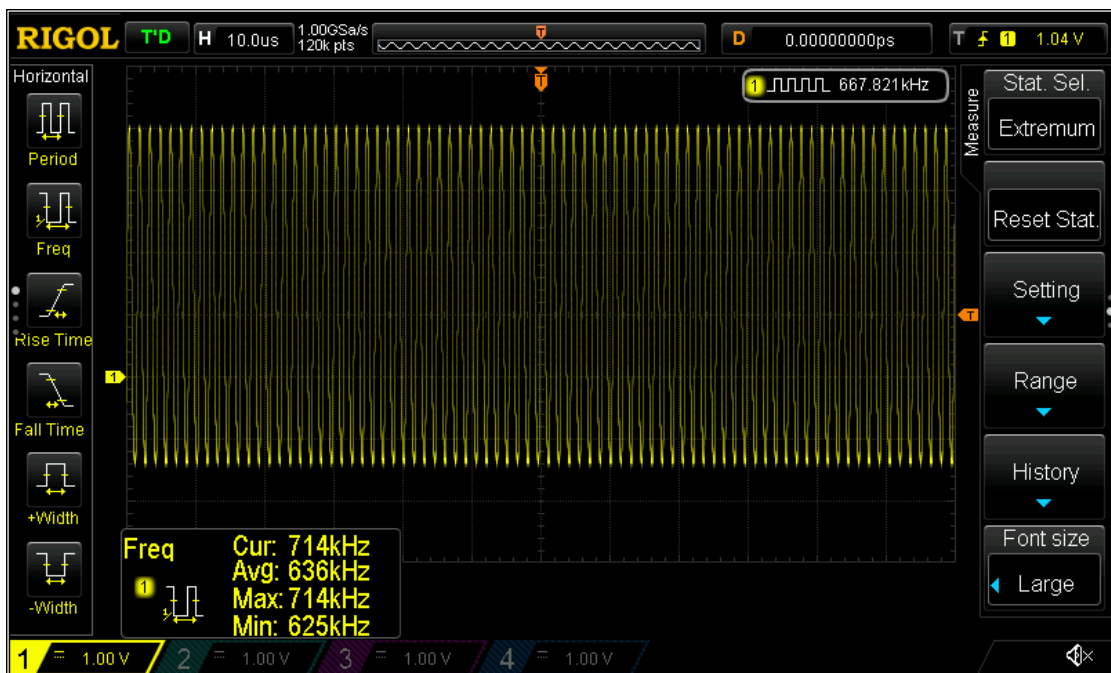
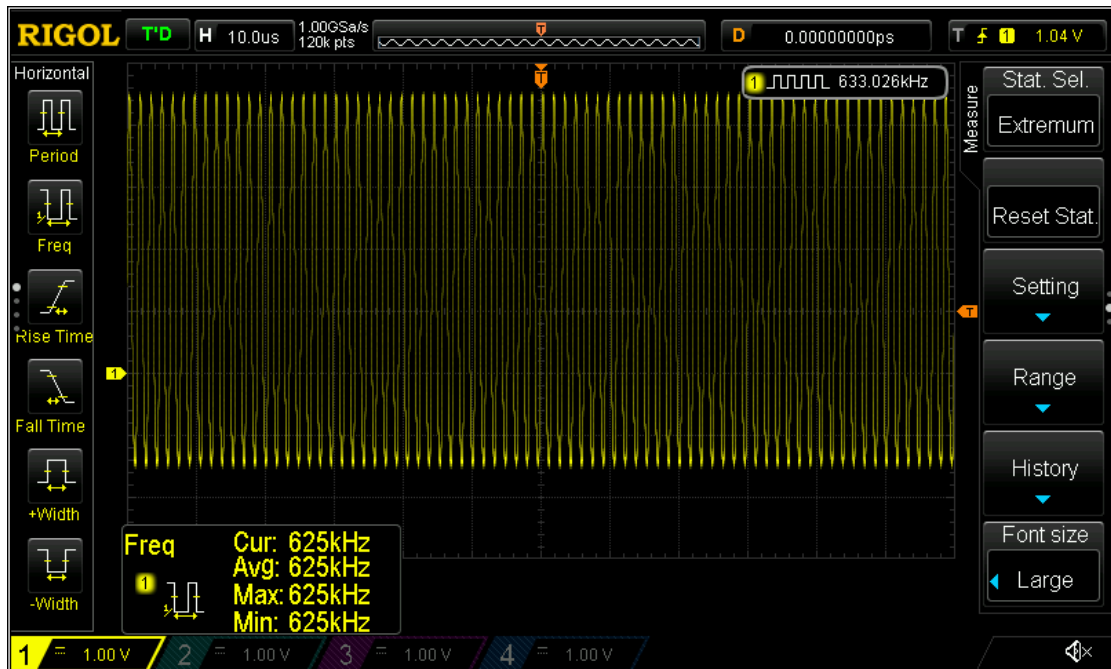


– Si subimos la capacidad, la frecuencia cae a unos 654.5 kHz.



En este caso, se obtiene una sensibilidad de 4.1 kHz/pF.

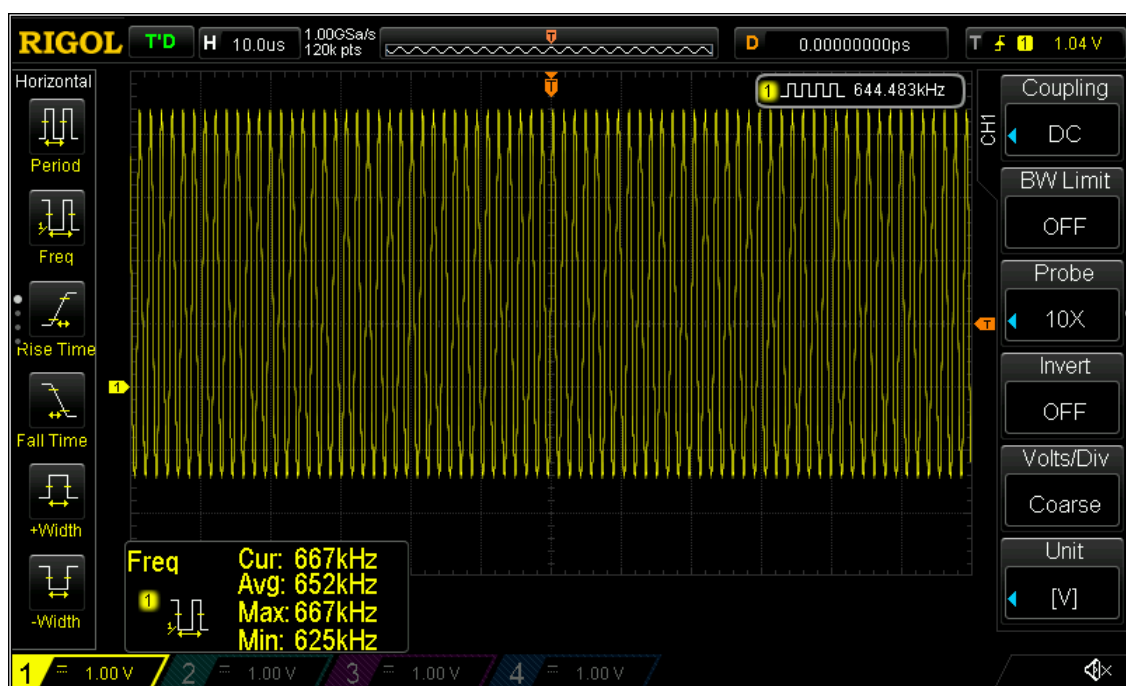
Las capturas del osciloscopio que se ha mostrado hasta ahora estaban hechas con una aplicación que permite ver en el ordenador vía USB la información presentada en el osciloscopio. Pero acabamos de descubrir que nuestro osciloscopio tiene una forma más precisa de medir la frecuencia que es mediante un contador que cuenta el número de veces que la señal interseca con el nivel de trigger. Está medida no se puede ver en la aplicación que estábamos usando hasta ahora. Por eso, cuando queramos mostrar una medida más precisa de la frecuencia, mostraremos una captura de la pantalla del osciloscopio:



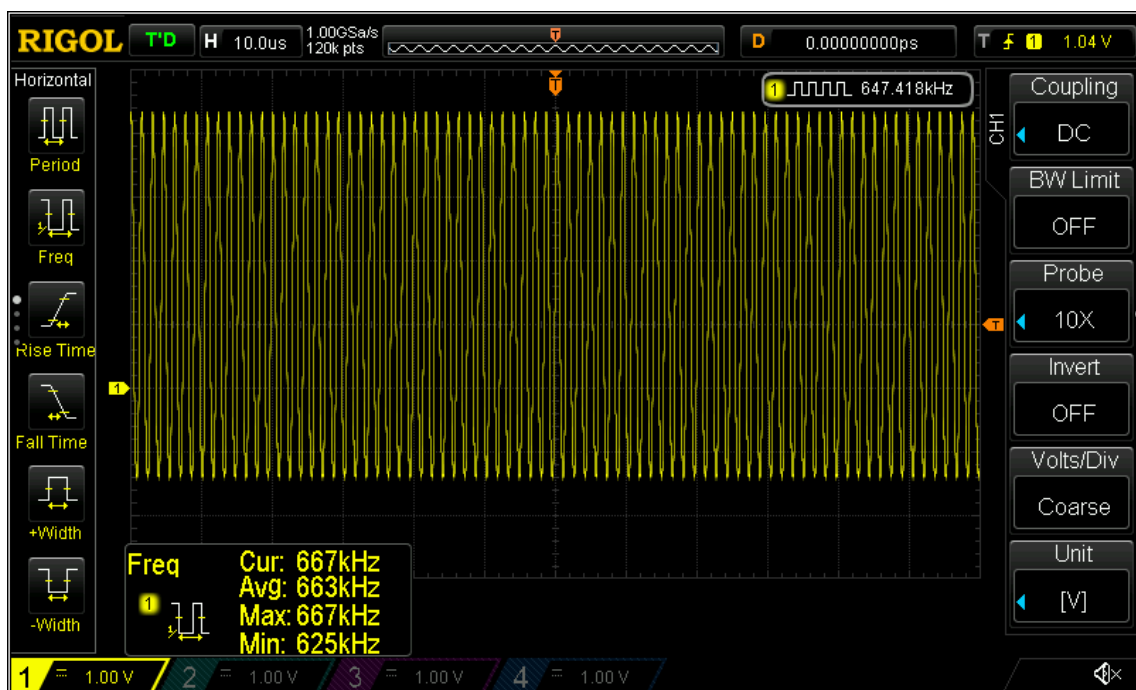
La medida del contador se puede ver en la esquina superior derecha, justo encima de la señal. Según esta medida, si bajamos la capacidad, la frecuencia sube a unos 667.8 kHz y, si subimos la capacidad, la frecuencia cae a unos 633 kHz. Con esta nueva medida se obtiene una sensibilidad de 3.66 kHz/pF.

Respecto al rango de frecuencias de la antena que se ha obtenido con el nuevo modo de medir la frecuencia, los resultados son los siguientes:

- Si nos alejamos de la antena, la frecuencia cae a unos 644.5 kHz.

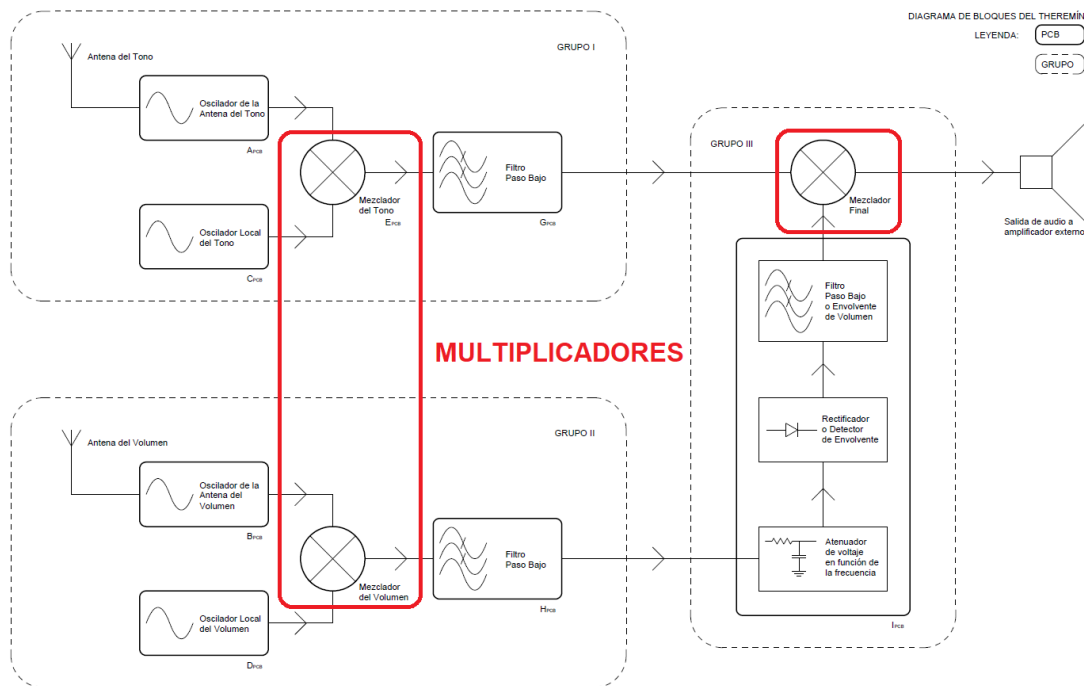


- Si aproximamos la mano a la antena, la frecuencia sube a unos 647.4 kHz



La variación en frecuencia es de 3 kHz. Este resultado es notable porque es precisamente la variación para la que fue diseñada. Así que nuestros cálculos eran correctos. Además, significa que la antena presenta una variación de su capacidad que no llega a un pF, concretamente es de 791.6 femtofaradios.

A.2 Diseño de los multiplicadores



A.2.1. Fundamento teórico previo

Antes de acometer el diseño de los multiplicadores habría que explicar por qué hacen falta multiplicadores cuando lo que se necesita es restar la frecuencia de dos señales senoidales. La razón viene dada porque cuando se multiplican dos señales senoidales, la señal resultante es la diferencia de otras dos señales senoidales cuyas frecuencias son precisamente la suma y la resta de las señales multiplicadas:

$$\sin(\alpha) \sin(\beta) = \frac{1}{2} (\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta))$$

Este notable resultado es fácil de demostrar si cambiamos la notación y expresamos la multiplicación de ambos senos por la de sus equivalentes complejos expresados en forma polar:

$$\begin{cases} \sin(\alpha) = \frac{e^{i\alpha} - e^{-i\alpha}}{2i} \\ \cos(\beta) = \frac{e^{i\beta} + e^{-i\beta}}{2} \end{cases} \rightarrow \sin(\alpha) \sin(\beta) = \frac{e^{i\alpha} - e^{-i\alpha}}{2i} \frac{e^{i\beta} - e^{-i\beta}}{2i}$$

$$\frac{(e^{i\alpha} - e^{-i\alpha})(e^{i\beta} - e^{-i\beta})}{(2i)^2} = \frac{(e^{i\alpha}e^{i\beta} - e^{i\alpha}e^{-i\beta} - e^{-i\alpha}e^{i\beta} + e^{-i\alpha}e^{-i\beta})}{-4}$$

$$\frac{(e^{i(\alpha+\beta)} - e^{i(\alpha-\beta)} - e^{-i(\alpha-\beta)} + e^{-i(\alpha+\beta)})}{-4} = \frac{1}{2} \left(\frac{(-e^{i(\alpha-\beta)} - e^{-i(\alpha-\beta)})}{-2} + \frac{(e^{i(\alpha+\beta)} + e^{-i(\alpha+\beta)})}{-2} \right)$$

$$\frac{1}{2} \left(\frac{(e^{i(\alpha-\beta)} + e^{-i(\alpha-\beta)})}{2} - \frac{(e^{i(\alpha+\beta)} + e^{-i(\alpha+\beta)})}{2} \right) = \frac{1}{2} (\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta))$$

A.2.2. Principio de translinealidad

Ahora solo quedaría ver cómo realizar mediante computación analógica dicha multiplicación. Paradójicamente, dentro de la computación analógica, hay una serie de operaciones que son muy sencillas y otras muy complejas. Dentro de las sencillas estarían: la suma, la resta, la derivación, la integración, los logaritmos, etc. Pero la multiplicación es posiblemente la más difícil de implementar. Para solventar el problema se hace uso directa o indirectamente de la naturaleza exponencial de la función de transferencia de los diodos y los transistores bipolares. Nosotros nos vamos a centrar en éstos últimos.

Normalmente cuando a uno le enseñan cómo funcionan estos transistores, siempre le dicen que los BJTs se ven gobernados por la corriente que se les introduce por su base y por su parámetro β . Lo que es cierto como una primera aproximación. Pero si se investiga más a fondo enseguida aparece la naturaleza transconductiva de estos transistores y más concretamente lo que viene en llamarse el *Modelo Ebers-Moll*.

La función de transferencia que utiliza este modelo es la siguiente:

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

Llegados a este punto existen varios enfoques para explotar la naturaleza exponencial de esta función en la multiplicación analógica. Pero nosotros nos vamos a centrar en el llamado *Principio de Translinealidad* enunciado por Barrie Gilbert en 1975.

Este principio se puede resumir en que:

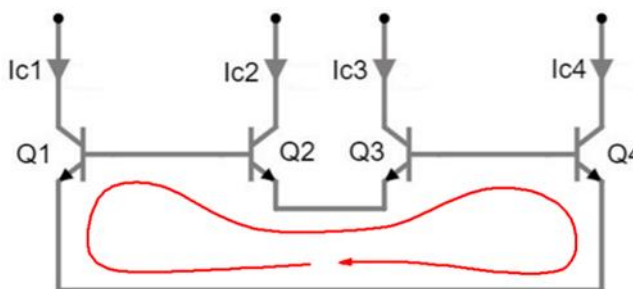
- 1) Como multiplicar dos funciones exponenciales equivale a sumar sus exponentes:

$$I_{C_1} I_{C_2} = \left(I_S e^{\frac{V_{BE_1}}{V_T}} \right) \left(I_S e^{\frac{V_{BE_2}}{V_T}} \right) = I_S e^{\frac{V_{BE_1} + V_{BE_2}}{V_T}}$$

- 2) Según Kirchhoff, en un bucle cerrado el sumatorio de voltajes es cero:

$$V_{BE_1} + V_{BE_3} - V_{BE_2} - V_{BE_4} = 0$$

$$V_{BE_1} + V_{BE_3} = V_{BE_2} + V_{BE_4}$$

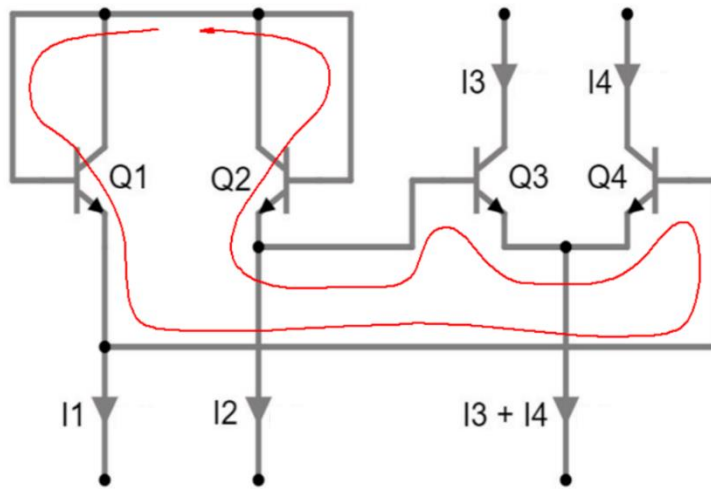


3) De lo anterior se puede derivar la siguiente identidad:

$$I_S e^{\frac{V_{BE1} + V_{BE3}}{V_T}} = I_S e^{\frac{V_{BE2} + V_{BE3}}{V_T}}$$

$$I_{C1} I_{C3} = I_{C2} I_{C4}$$

Esto se puede aplicar en cualquier bucle cerrado formado por transistores, como, por ejemplo, el siguiente que es el que realmente nos interesa. Por sencillez además vamos a asumir que $I_{Cn} \approx I_{En} \approx I_n$:



$$V_{BE1} + V_{BE4} = V_{BE2} + V_{BE3}$$

$$I_1 I_4 = I_2 I_3$$

$$\frac{I_1}{I_3} = \frac{I_2}{I_4} = \frac{I_1 + I_2}{I_3 + I_4} = \frac{I_1 - I_2}{I_3 - I_4}$$

$$I_1 + I_2 = (I_3 + I_4) \left(\frac{I_1 - I_2}{I_3 - I_4} \right)$$

Expresión que también se puede expresar de la siguiente forma y que es la que vamos a usar:

$$I_3 - I_4 = (I_1 - I_2) \left(\frac{I_3 + I_4}{I_1 + I_2} \right)$$

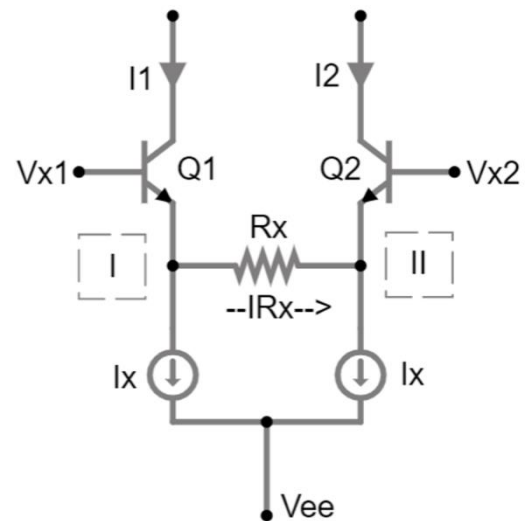
A.2.3. La célula de Gilbert

Si al Principio de Translinealidad le sumamos la transconductancia o capacidad de convertir diferenciales de voltajes en diferenciales de corriente de la siguiente topología:

$$\begin{cases} (I) I_X = I_1 - I_{R_X} \rightarrow I_1 = I_X + I_{R_X} \\ (II) I_X = I_2 + I_{R_X} \rightarrow I_2 = I_X - I_{R_X} \end{cases} \rightarrow I_1 - I_2 = 2I_{R_X}$$

$$\begin{cases} I_1 - I_2 = 2I_{R_X} \\ I_{R_X} = \frac{V_{E1} - V_{E2}}{R_X} \end{cases} \rightarrow I_1 - I_2 = 2 \left(\frac{V_{E1} - V_{E2}}{R_X} \right)$$

$$A) I_1 - I_2 = 2 \left(\frac{V_{E1} - V_{E2}}{R_X} \right)$$



$$\begin{cases} V_{E1} - V_{E2} = (V_{X1} - V_{BE1}) - (V_{X2} - V_{BE2}) = (V_{X1} - V_{X2}) - (V_{BE1} - V_{BE2}) \\ \frac{I_1}{I_2} = \frac{I_S e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}}}{I_S e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}} = I_S e^{\frac{(V_{BE1} - V_{BE2})}{V_T}} \rightarrow (V_{BE1} - V_{BE2}) = V_T \ln \left| \frac{I_1}{I_2} \right| \end{cases}$$

$$B) V_{E1} - V_{E2} = (V_{X1} - V_{X2}) - V_T \ln \left| \frac{I_1}{I_2} \right|$$

$$\begin{cases} A) \\ B) \end{cases} \rightarrow I_1 - I_2 = 2 \left(\frac{(V_{X1} - V_{X2}) - V_T \ln \left| \frac{I_1}{I_2} \right|}{R_X} \right) = \frac{2}{R_X} \left((V_{X1} - V_{X2}) - V_T \ln \left| \frac{I_1}{I_2} \right| \right)$$

Si se diseña adecuadamente, el último término, $\frac{2V_T}{R_X} \ln \left| \frac{I_1}{I_2} \right|$, se puede despreciar. Quedando el siguiente resultado:

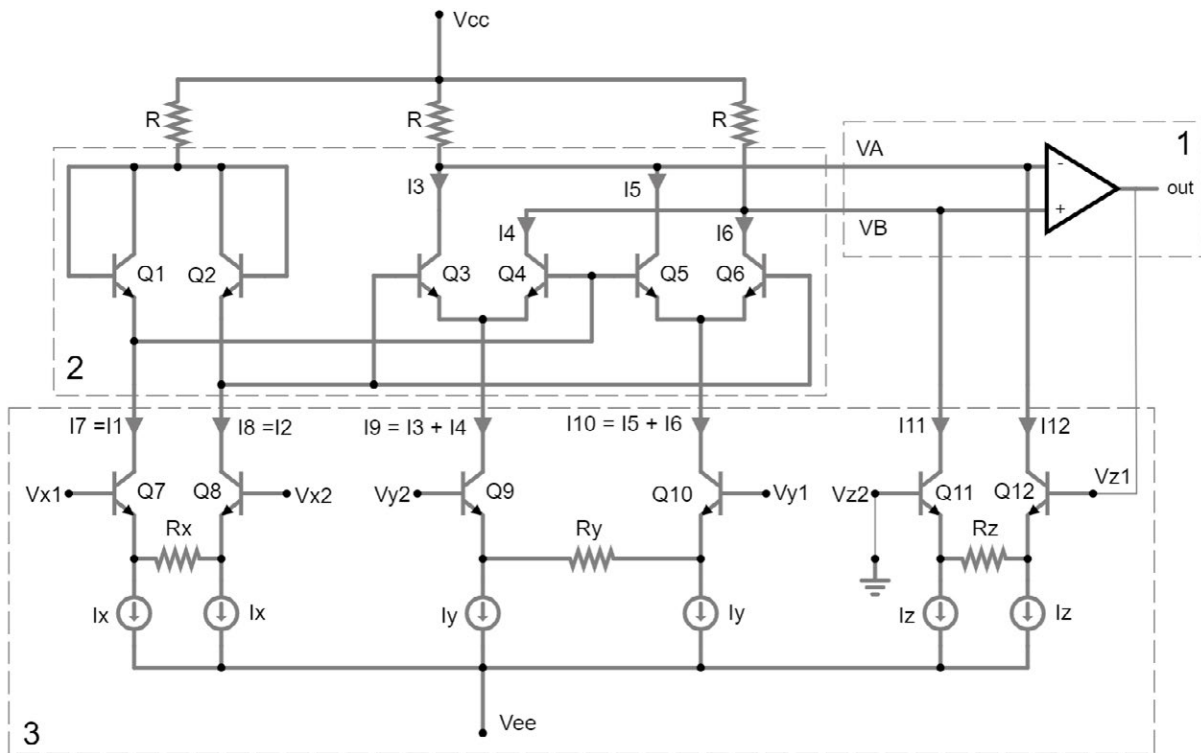
$$I_1 - I_2 = \frac{2}{R_X} (V_{X1} - V_{X2})$$

Ya tenemos las herramientas necesarias para diseñar la llamada Célula de Gilbert que tan bien explicada está en el *Design with Operational Amplifiers* de Sergio Franco.

En la siguiente página se muestra una Célula de Gilbert con los cálculos de los que se deriva su fórmula característica:

$$V_{Z1} - V_{Z2} = k (V_{X1} - V_{X2}) (V_{Y1} - V_{Y2})$$

$$k = \frac{R_Z}{R_X R_Y I_X}$$



1) Retroalimentación negativa y cortocircuito virtual:

$$\begin{cases} V_A = V_{CC} - R(I_3 + I_5 + I_{12}) \\ V_B = V_{CC} - R(I_4 + I_6 + I_{11}) \end{cases}$$

$$V_A = V_B \rightarrow (I_3 + I_5 + I_{12}) = (I_4 + I_6 + I_{11})$$

$$(I_4 + I_6) - (I_3 + I_5) = (I_{12} - I_{11})$$

$$(I_4 + I_6) - (I_3 + I_5) = \frac{2}{R_Z}(V_{Z1} - V_{Z2}) \rightarrow (I)$$

2) Principio de translinealidad:

$$\begin{cases} I_3 - I_4 = (I_1 - I_2) \left(\frac{I_3 + I_4}{I_1 + I_2} \right) = (I_1 - I_2) \left(\frac{I_9}{2 I_X} \right) \\ I_6 - I_5 = (I_1 - I_2) \left(\frac{I_6 + I_5}{I_1 + I_2} \right) = (I_1 - I_2) \left(\frac{I_{10}}{2 I_X} \right) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_3 - I_4 = \left(\frac{2}{R_X} (V_{X1} - V_{X2}) \right) \left(\frac{I_9}{2 I_X} \right) \\ I_6 - I_5 = \left(\frac{2}{R_X} (V_{X1} - V_{X2}) \right) \left(\frac{I_{10}}{2 I_X} \right) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_3 - I_4 = \left(\frac{(V_{X1} - V_{X2})}{R_X I_X} \right) I_9 \rightarrow (II) \\ I_6 - I_5 = \left(\frac{(V_{X1} - V_{X2})}{R_X I_X} \right) I_{10} \rightarrow (III) \end{cases}$$

3) Transconductancia del par diferencial:

$$I_1 - I_2 = \frac{2}{R_X} (V_{X1} - V_{X2})$$

$$I_{10} - I_9 = \frac{2}{R_Y} (V_{Y1} - V_{Y2})$$

$$I_{12} - I_{11} = \frac{2}{R_Z} (V_{Z1} - V_{Z2})$$

4) Restando (III) - (II) y aplicando (I):

$$(I_6 - I_5) - (I_3 - I_4) = \left(\frac{(V_{X1} - V_{X2})}{R_X I_X} \right) (I_{10} - I_9)$$

$$(I_4 + I_6) - (I_3 + I_5) = \left(\frac{V_{X1} - V_{X2}}{R_X I_X} \right) \left(\frac{2}{R_Y} (V_{Y1} - V_{Y2}) \right)$$

$$\frac{2}{R_Z} (V_{Z1} - V_{Z2}) = \left(\frac{2}{R_X R_Y I_X} \right) (V_{X1} - V_{X2}) (V_{Y1} - V_{Y2})$$

$$(V_{Z1} - V_{Z2}) = \left(\frac{R_Z}{R_X R_Y I_X} \right) (V_{X1} - V_{X2}) (V_{Y1} - V_{Y2})$$

A.2.4. Polarización de la célula de Gilbert

Antes de simular el circuito debemos ver cómo implementar y polarizar los sumideros de corriente. Para ello se va a plantear una cadena de espejos de corriente para que todos los sumideros de corriente drenen en torno a 1 mA cada uno. Para ello se toma como referencia una topología formada por:

- Un PNP que, polarizado para que funcione como un diodo, hace de fuente de corriente conectada a V_{CC}
- Un NPN que, polarizado también como un diodo, hace de sumidero de corriente conectada a V_{EE}

De esta forma, de los 24 V que suministra la fuente, en torno a 1,2 V o 1,4 V, son absorbidos por estos transistores. Quedando alrededor de unos 22,8 V o 22,6 V que han de ser absorbidos por dos resistores: uno entre colectores, R_C , y otro entre el emisor del NPN y V_{EE} , R_E .

Como el grueso del voltaje, unos 22 V, ha de ser absorbido por R_C y se pretende que cada sumidero drene 1 mA, hacemos R_C de 22 k Ω . Y como R_E ha de absorber el voltaje restante, lo hacemos de unos 600 Ω u 800 Ω .

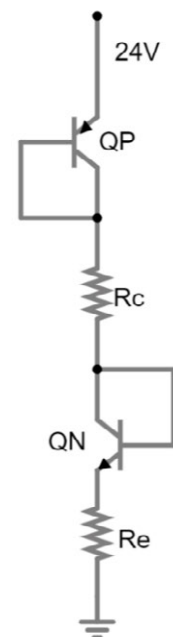
Concretamente:

$$V_{EC_{PNP}} = V_{EB_{PNP}} \approx V_{BE_{NPN}} = V_{CE_{NPN}} \approx \begin{cases} 0.6 \\ 0.7 \end{cases}$$

$$I_C = 1 \text{ mA} = \frac{24V - 2 \times \begin{cases} 0.6 \\ 0.7 \end{cases}}{R_C + R_E}$$

$$R_C + R_E = \begin{cases} 22.8 \text{ k}\Omega \\ 22.6 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

$$R_C = 22 \text{ k}\Omega \rightarrow R_E = \begin{cases} 800 \Omega \\ 600 \Omega \end{cases}$$

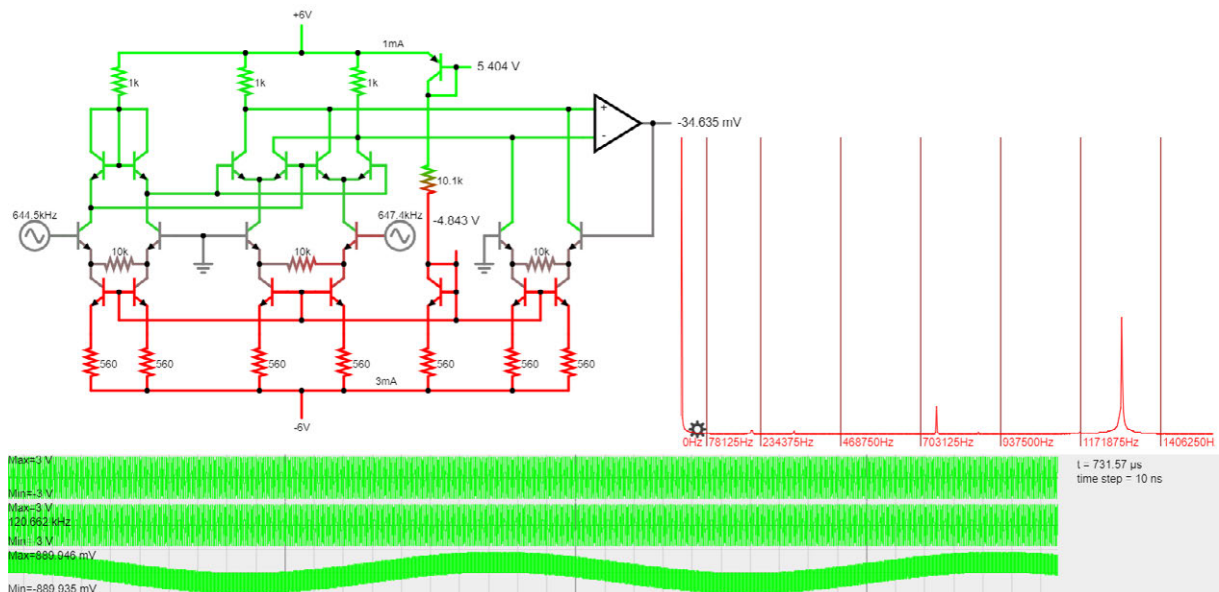


De esta forma sólo quedaría repetir la parte baja de esta topología (NPN + R_E) por cada sumidero a introducir con todas sus bases conectadas entre sí para que reflejen o drenen todos ellos la misma corriente.

Finalmente se dimensionan los resistores que conectan los pares diferenciales con V_{CC} para que absorban una caída de dos voltios. Como por todos ellos corren aproximadamente 2 mA, los hacemos de 1 k Ω .

A.2.5. Simulación de la célula de Gilbert

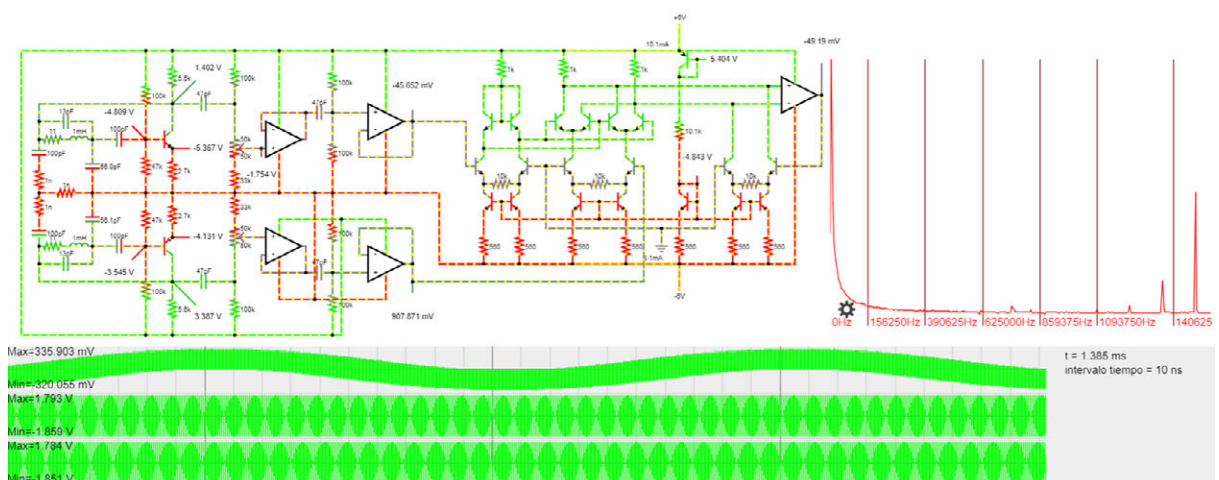
Si lo simulamos en Falstad, vemos que funciona perfectamente:



La simulación se ha hecho con las dos frecuencias extremas que hemos obtenido con la antena, esto es, 644.5 kHz y 647.4 kHz.

Su producto genera la suma y la resta de dos señales: una de 1.3 MHz y otra de casi 3 kHz que es la que nos interesa. Ésta última es fácilmente recuperable mediante un filtrado.

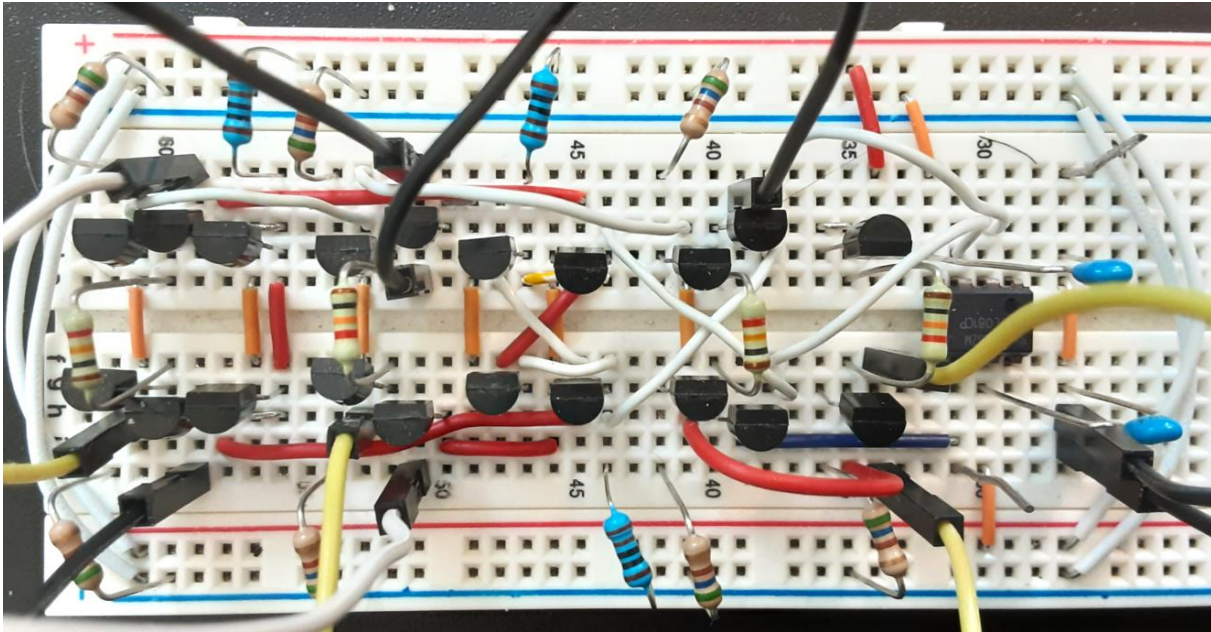
Si añadimos los osciladores diseñados, la simulación queda así:



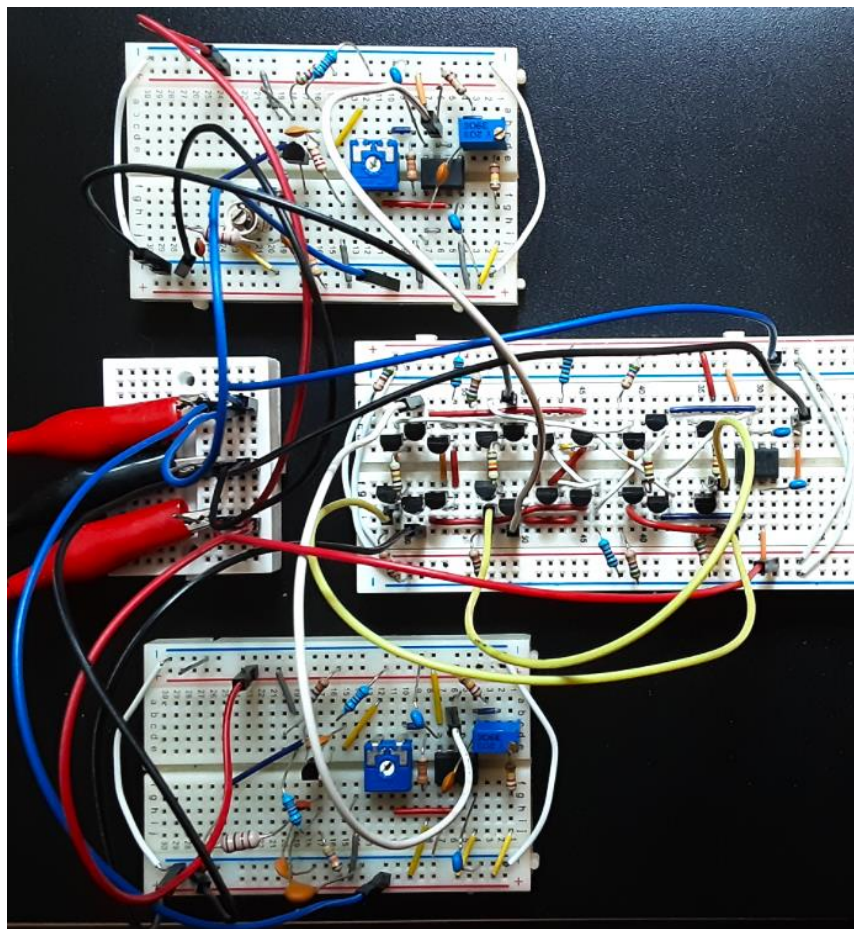
Los valores de los condensadores que pueden variar, la antena y el condensador variable, coinciden con los dos valores extremos que puede adoptar la antena. Concretamente, 56.86 pF y 56.07 pF. Lo que supone un diferencial de 0.79 pF. Este pequeño diferencial está generando una frecuencia ligeramente superior a los 2.5 kHz, que es precisamente el rango para el que se diseñó. De manera que el circuito funciona correctamente.

A.2.6. Implementación sobre la breadboard de la célula de Gilbert

Como funciona, pasamos a montarlo en la breadboard:



Si unimos este nuevo montaje a los anteriores, tenemos lo siguiente:



Veamos cómo funciona en el osciloscopio. Primero comprobamos cómo el multiplicador suma las frecuencias:



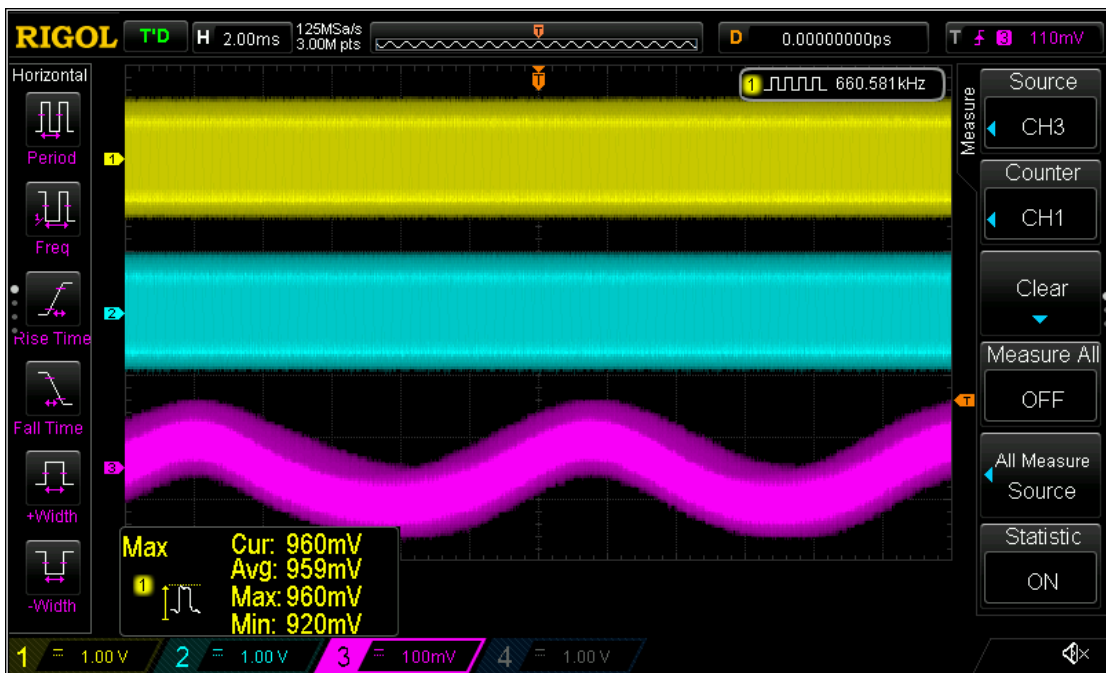
Vemos que la suma se hace perfectamente. Esta suma de frecuencias no nos interesa y, de hecho, será filtrada en la siguiente etapa. Pero en ésta ha de hacerse.

Después comprobamos cómo el multiplicador resta las frecuencias que es la que en realidad nos interesa:

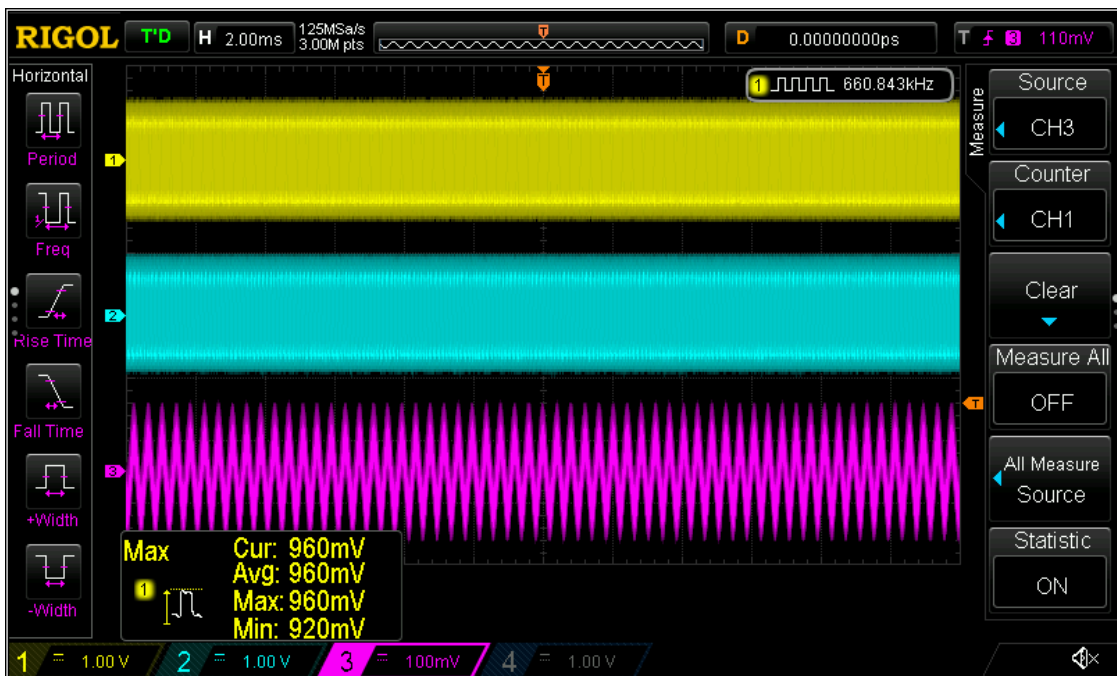


También funciona. Ahora ya sólo queda filtrarlo.

Pero antes vamos a comprobar que el rango de frecuencias que obtenemos acercando y alejando la mano a la antena es el adecuado. Para ello primero ajustamos la frecuencia de oscilación con el condensador variable para que la oscilación más baja se produzca cuando nos alejamos de la antena. Así, una vez ajustado, obtenemos las siguientes frecuencias:



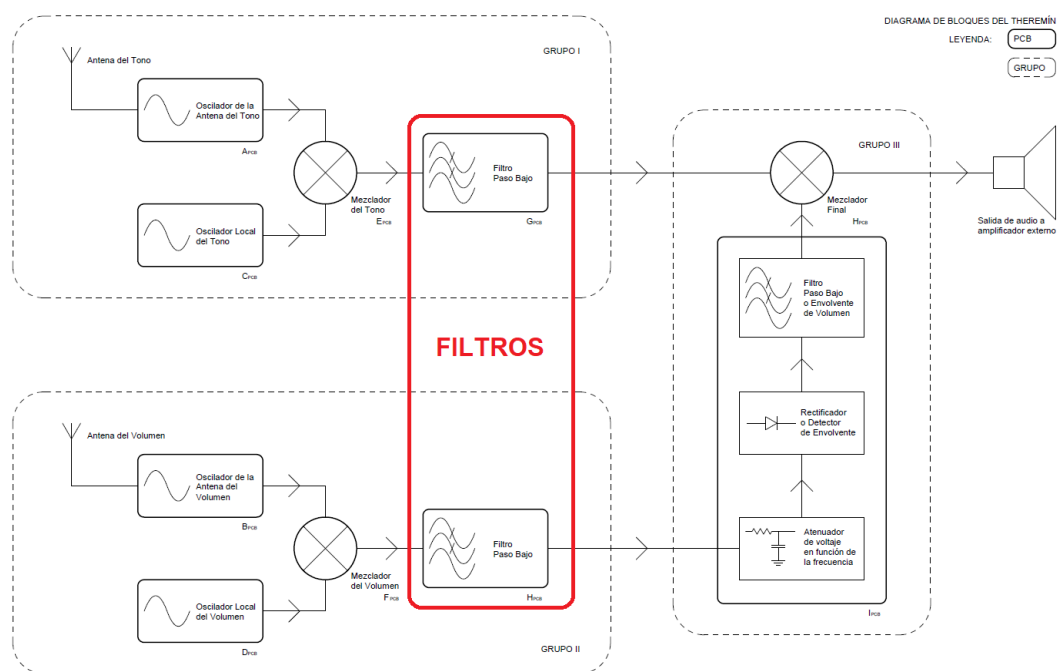
Con la mano alejada obtenemos alrededor de unos 83 Hz ($\approx E2$, 40 MIDI).



Con la mano casi tocando la antena obtenemos en torno a unos 2.5 kHz ($\approx D\#7$, 99 MIDI).

De manera que, ajustando adecuadamente el oscilador local, obtenemos casi exactamente el rango de frecuencias para el que diseñamos el circuito. Recordemos que un theremín suele cubrir unas 5 octavas. Concretamente, de unos 65 Hz (C2, 36 MIDI) hasta unos 2093 Hz (C7, 96 MIDI).

A.3 Diseño de los filtros

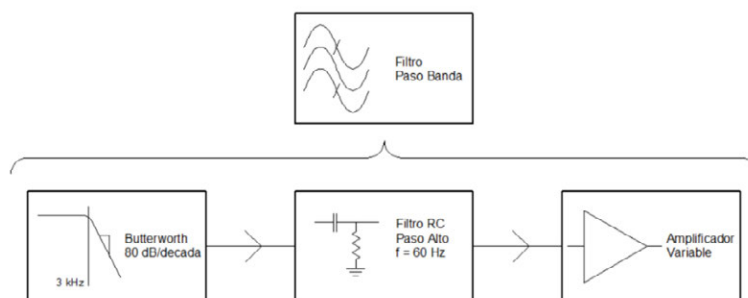


Los filtros que aparecen en el diagrama de bloques son de diferente naturaleza. Concretamente de dos tipos: los dos primeros, los que filtran las señales heterodinadas procedentes de las antenas, son de un tipo; el segundo y último, el que forma parte del detector de envolvente, de otro.

Ahora nos vamos a centrar en los dos primeros, el primer tipo. El diseño que se propone se plantea en dos etapas.

En la primera etapa, se hace un filtrado paso bajo preciso y potente con un filtro activo tipo Butterworth de cuarto orden, algo de ganancia y una frecuencia de corte de 3.3 kHz

En la segunda etapa se adapta la señal para su salida del filtro. Concretamente, lo que se propone es un primer filtro pasivo paso alto RC con una frecuencia de corte de 60 Hz, que elimine cualquier tipo de componente continua, seguido de un amplificador variable implementado con un operacional. Como la señal tiene una frecuencia que no supera los 3.3 kHz, no hace falta que tenga grandes prestaciones. De manera que con un humilde 741 es suficiente. Esquemáticamente:

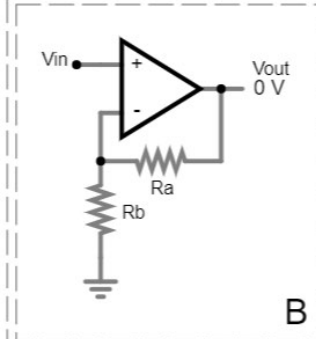
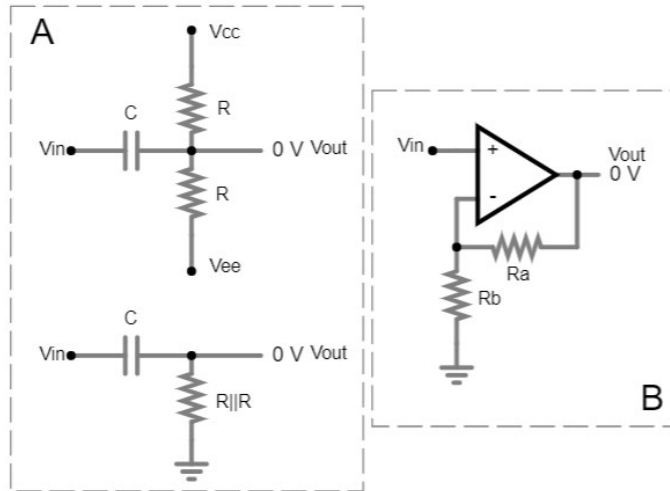


Como la segunda etapa es más sencilla, empezamos la explicación por ella.

A.3.1. Segundo filtrado y amplificación: adaptación de salida

Diseñamos el filtro RC y el amplificador de la primera etapa:

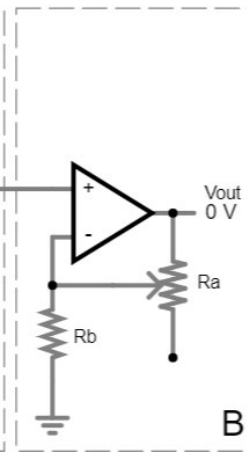
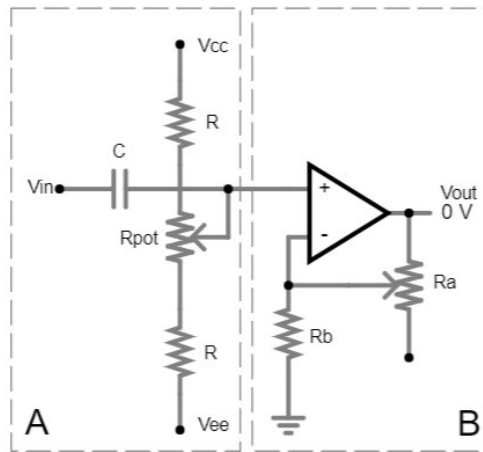
El filtro RC lo configuran un divisor de voltaje entre los dos railes de alimentación formado con dos resistores de igual valor y un potenciómetro para corregir cualquier error de offset y un condensador. Para resolver el filtro basta con tener en cuenta que, desde el punto de vista de la tensión alterna, es como si ambos resistores estuvieran en paralelo conectados a masa.



$$A(s) = \frac{V_{outA}}{V_{inA}}$$

$$V_{outA} = V_{inA} \frac{R||R}{R||R + \frac{1}{Cs}}$$

$$A(s) = \frac{V_{outA}}{V_{inA}} = \frac{s}{s + \frac{1}{R||RC}}$$



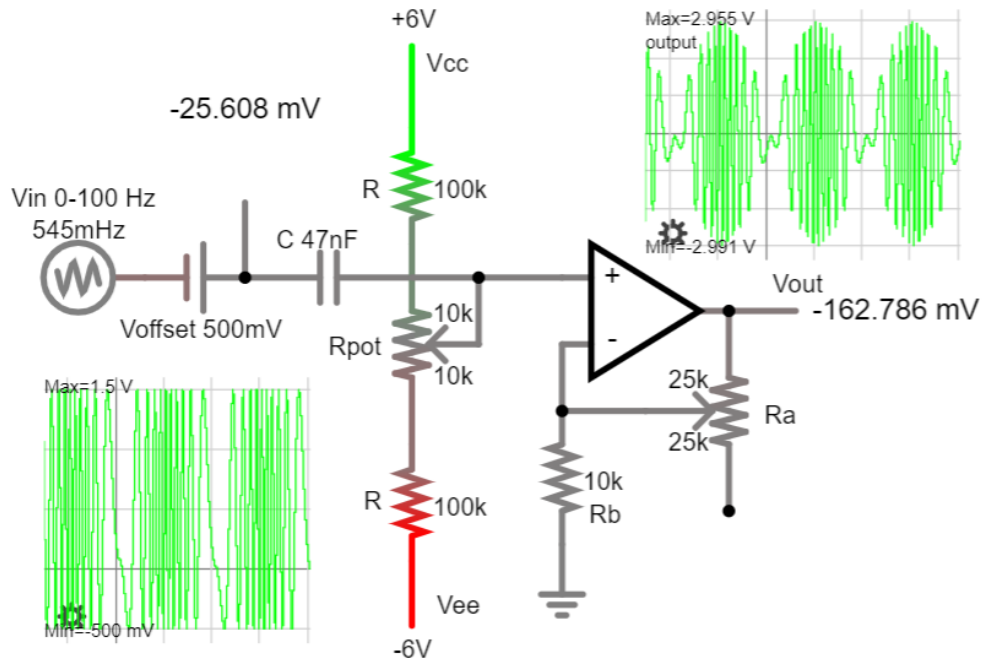
$$B(s) = \frac{V_{outB}}{V_{inB}}$$

$$V_{inB} = V_{outB} \frac{R_b}{R_a + R_b}$$

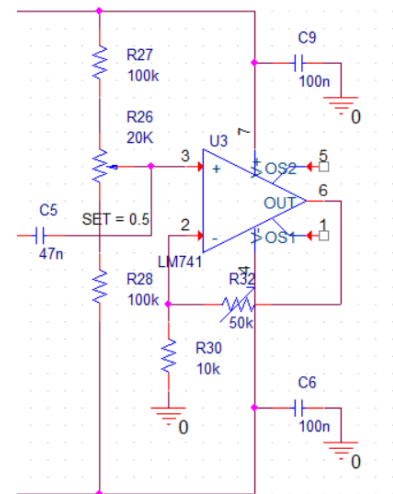
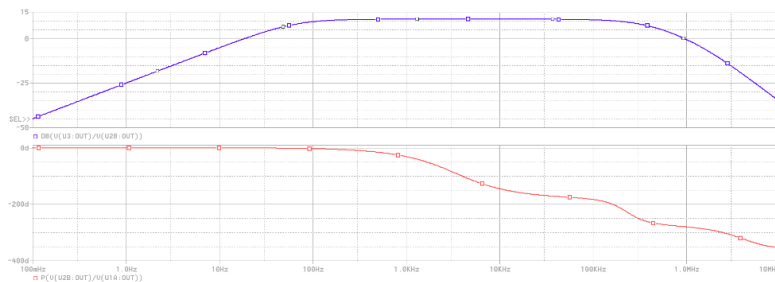
$$B(s) = \frac{V_{outB}}{V_{inB}} = 1 + \frac{R_a}{R_b}$$

$$T(s) = A(s)B(s) = \left(1 + \frac{R_a}{R_b}\right) \left(\frac{s}{s + \frac{1}{R||RC}}\right)$$

Implementando el circuito con los siguientes valores conseguimos que la frecuencia de corte sea de 60 Hz y la ganancia del amplificador varíe ente 1 V/V y 6 V/V.



Tras realizar el esquemático en Orcad, obtenemos el siguiente Bode Plot.

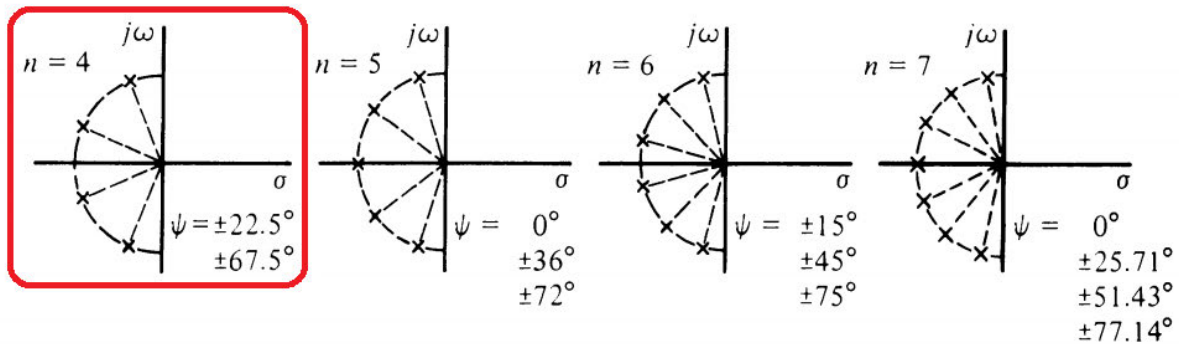


A.3.2. Primer filtrado: El filtro activo Butterworth³

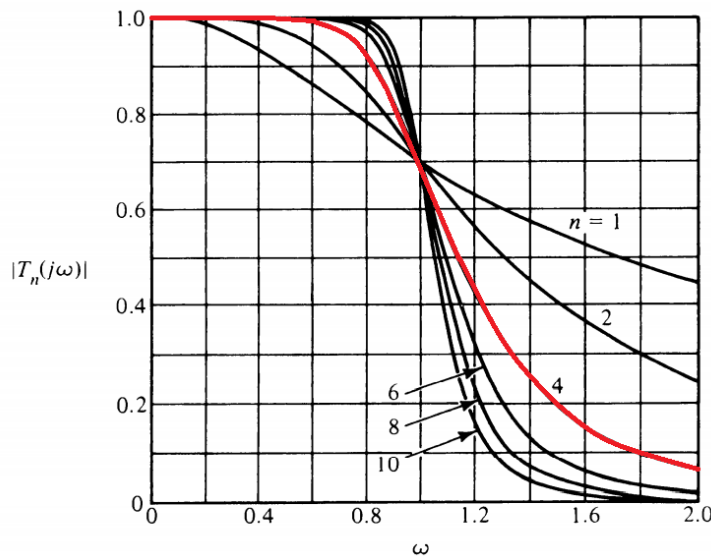
Para la segunda etapa optamos por un filtro activo de tipo Butterworth. Este tipo de filtro se diseña para que los polos de la función de transferencia estén en el semiplano izquierdo (el negativo con respecto al eje real) del plano de Laplace y sobre una circunferencia con centro el origen de coordenadas y radio la frecuencia de corte elegida. Para ello se forma la función multiplicando cada polo por su conjugado de donde se obtiene la siguiente expresión:

$$|T(j\omega)|^2 = \frac{A_o}{B_o + B_2\omega^2 + B_4\omega^4 + \dots + B_{2n}\omega^{2n}}$$

Siendo n el orden del polinomio del denominador de la función. En nuestro caso vamos a trabajar con un filtro de orden 4, por lo que sus polos se dispondrán del siguiente modo:

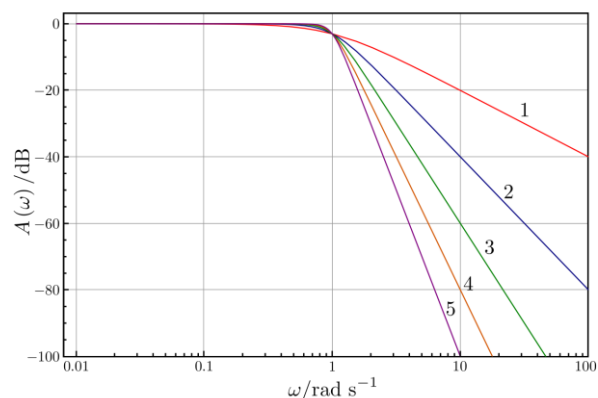


El propósito de esta disposición de los polos en un Butterworth es que el producto de los factores de calidad, Q , de todos los pares conjugados de polos sea igual a $1/\sqrt{2}$. De manera que, conforme aumentemos el número de polos, en el Bode Plot la pendiente de la curva aumenta 20 dB/década por polo, pero la curva en sí siempre pasa por el mismo punto a la altura de la frecuencia de corte ($\omega_0, 1/\sqrt{2}$). En nuestro caso, la pendiente va a ser de 24 dB/octava (80 dB/década):



³ La ecuación y las dos imágenes que aparecen en esta página están tomadas del libro: M. E. Van Valkenburg, *Analog Filter Design*, Holt-Saunders International Edition, CBS College Publishing, Tokyo, 1982

Si cambiamos la escala del Bode Plot por una logarítmica (dB/década), se aprecia perfectamente cómo todas las curvas, da igual el número de polos que tengan, caen 3dB en la frecuencia de corte para después tender a identificarse con su asíntota que es la que tiene la pendiente definida por el número de polos (el orden del filtro)⁴. La asíntota tiene 0 dB en la frecuencia de corte.

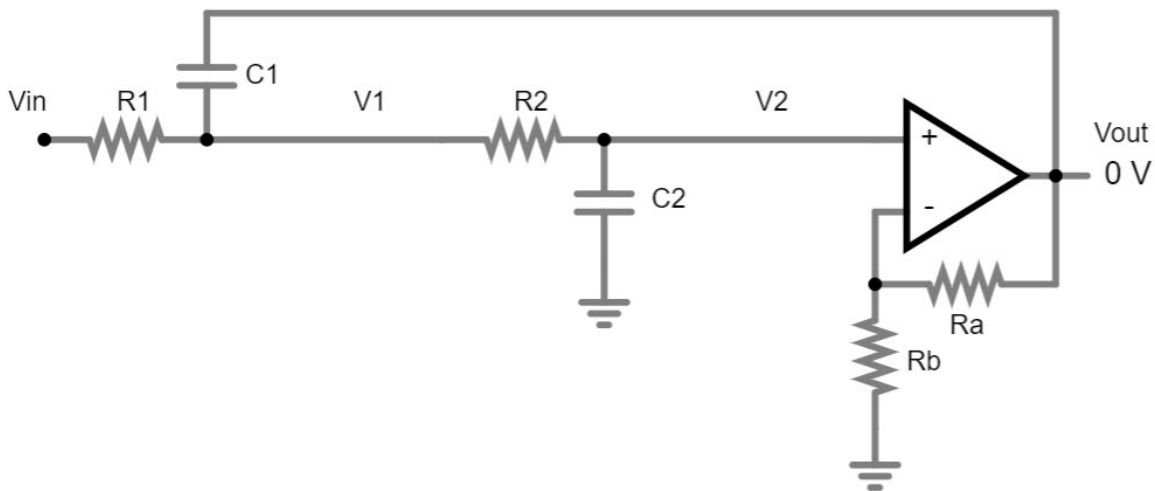
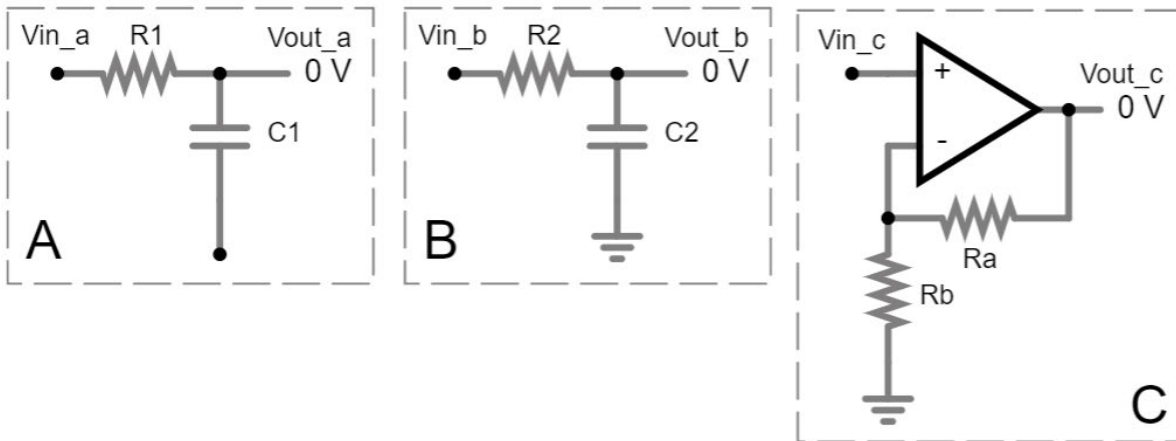


La manera más común de implementar un Butterworth es mediante una cadena de circuitos Sallen and Key; circuito que vemos a continuación.

⁴ La imagen que ilustra esta página tiene la siguiente referencia: Inductiveload, "Butterworth Filter Orders," *Wikimedia Commons*, 18-Oct-2007. Imagen de dominio público. [Online]. Available: https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Butterworth_Filter_Orders.svg. [Accessed: 21-Jun-2025].

A.3.1. El circuito Sallen and Key

Este tipo de topología genera un filtro de segundo orden. Y en cierto sentido, es un circuito que casi acabamos de ver, porque es casi idéntico al visto en la etapa anterior salvo porque se le añade otro filtro RC previo que lo dota de un polo más. (En nuestro caso además se añade la diferencia de que, mientras el filtro anterior era un paso alto, el que ahora vamos a ver es un paso bajo). Este filtro RC que se añade tiene la peculiaridad de usar el condensador, no para purgar las frecuencias altas derivándolas a masa, sino para referenciarse a la salida del filtro a modo de *bootstrapping*. Cuando la señal a filtrar presenta una frecuencia muy superior a la de corte, la salida es prácticamente masa. Lo que a efectos prácticos refuerza la atenuación del filtro porque lo convierte en una cascada de RCs seguida de un amplificador. Sin embargo, a frecuencias cercanas a la de corte el *bootstrap* hace las veces de retroalimentación positiva, lo que reduce su atenuación.



$$A(s) = \frac{V_1}{V_{in}} = i?$$

$$B(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{\frac{1}{R_2 C_2}}{s + \frac{1}{R_2 C_2}}$$

$$C(s) = \frac{V_{out}}{V_2} = 1 + \frac{R_a}{R_b} = k$$

De las funciones de transferencia conocidas se deriva:

$$\begin{cases} \frac{V_{out}}{V_2} = k \rightarrow V_2 = \frac{V_{out}}{k} \\ V_2 = \frac{1}{1 + R_2 C_2 s} \rightarrow V_1 = V_2 (1 + R_2 C_2 s) \end{cases} \rightarrow V_1 = \frac{V_{out}}{k} (1 + R_2 C_2 s)$$

Y si aplicamos Kirchoff en el nodo 1:

$$\frac{V_{in} - V_1}{R_1} = \frac{V_1 - V_2}{R_2} + \frac{V_1 - V_{out}}{\frac{1}{C_1 s}}$$

$$V_{in} = R_1 \left[V_1 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + C_1 s \right) - \left(\frac{V_2}{R_2} + V_{out} C_1 s \right) \right]$$

Si sustituimos V_1 y V_2 por lo hallado anteriormente:

$$V_{in} = R_1 \left[\left(\frac{V_{out}}{k} (1 + R_2 C_2 s) \right) \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + C_1 s \right) - \left(\frac{V_{out}}{k R_2} + V_{out} C_1 s \right) \right]$$

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = R_1 \left[\left(\frac{(1 + R_2 C_2 s)(R_1 + R_2 + R_1 R_2 C_1 s)}{k R_1 R_2} \right) - \left(\frac{1 + k R_2 C_1 s}{k R_2} \right) \right]$$

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{R_1}{k R_1 R_2} \left[((1 + R_2 C_2 s)(R_1 + R_2 + R_1 R_2 C_1 s)) - (R_1 + k R_1 R_2 C_1 s) \right]$$

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{1}{k R_2} \left[(R_1 + R_2 + R_1 R_2 C_1 s + (R_1 + R_2) R_2 C_2 s + (R_1 R_2^2 C_1 C_2 s^2)) - (R_1 + k R_1 R_2 C_1 s) \right]$$

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{1}{k R_2} \left[(R_1 - R_1 + R_2) + (R_1 R_2 C_1 + (R_1 + R_2) R_2 C_2 - k R_1 R_2 C_1) s + (R_1 R_2^2 C_1 C_2) s^2 \right]$$

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{R_2}{k R_2} \left[1 + (R_1 C_1 + (R_1 + R_2) C_2 - k R_1 C_1) s + (R_1 R_2 C_1 C_2) s^2 \right]$$

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{(R_1 R_2 C_1 C_2)}{k} \left[\frac{1}{(R_1 R_2 C_1 C_2)} + \frac{(R_1 C_1 + (R_1 + R_2) C_2 - k R_1 C_1)}{(R_1 R_2 C_1 C_2)} s + s^2 \right]$$

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{(R_1 R_2 C_1 C_2)}{k} \left[s^2 + \left(\frac{1}{(R_1 C_1)} + \frac{1}{(R_2 C_1)} + \frac{1 - k}{(R_2 C_2)} \right) s + \frac{1}{(R_1 R_2 C_1 C_2)} \right]$$

$$T(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\frac{k}{(R_1 R_2 C_1 C_2)}}{\left[s^2 + \left(\frac{1}{(R_1 C_1)} + \frac{1}{(R_2 C_1)} + \frac{1 - k}{(R_2 C_2)} \right) s + \frac{1}{(R_1 R_2 C_1 C_2)} \right]}$$

Lo normal en este tipo de topología es igualar tanto R_1 y R_2 como C_1 y C_2 .

$$\begin{cases} R_1 = R_2 = R \\ C_1 = C_2 = C \\ \omega_o = \frac{1}{RC} \end{cases} \rightarrow T(s) = \frac{k \omega_o^2}{s^2 + (3 - k) \omega_o s + \omega_o^2}$$

Si comparamos la función derivada con la normalizada de un filtro RLC de segundo orden podremos ver qué relación existe entre k y Q .

$$\begin{cases} 3 - k = \frac{1}{Q} \\ k = 1 + \frac{R_a}{R_b} \end{cases} \rightarrow Q = \frac{1}{3 - k} = \frac{1}{2 - \frac{R_a}{R_b}}$$

$$\begin{cases} Q = \frac{1}{3 - k} \\ \cos \varphi = \frac{1}{2Q} \end{cases} \rightarrow \cos \varphi = \frac{3 - k}{2} \rightarrow \varphi = \cos^{-1} \left(1 - \frac{R_a}{2R_b} \right)$$

	k	Q	ϕ
$R_a = 2R_b$	3	∞	90°
$R_a = R_b$	2	1	60°
$R_a \ll R_b$	1	1/2	0°

Como vemos, vamos a ser capaces de controlar la posición de los polos a partir de la relación entre R_A y R_B . De hecho, podríamos hacerlo incluso oscilar haciendo que k fuera igual a 3 o, lo que es lo mismo, haciendo que R_A fuera dos veces R_B . No es casualidad que esta sea la relación que han de tener en un Puente Viena para que se produzca la oscilación.

Además, esta relación determina la ganancia o atenuación global del filtro, ya que en un Sallen Key la función normalizada se ve multiplicada por k .

Ahora ya podemos dimensionar los componentes del filtro a partir de estas relaciones halladas y sabiendo que queremos hacer un filtro de 4º orden (una cadena de dos Sallen-Key), esto es, de ángulos 22.5º y 67.5º o, lo que es lo mismo, $\pi/8$ y $3\pi/8$; y frecuencia de corte igual a la frecuencia de resonancia del oído humano, esto es, en torno a los 3.3 kHz. De manera que la caída en potencia propia de la frecuencia de corte se ve compensada por la resonancia del oído a dicha frecuencia.

$$\begin{cases} \varphi = \pm \frac{\pi}{8} \\ \varphi = \pm \frac{3\pi}{8} \end{cases} \rightarrow \cos \varphi = \frac{1}{2Q} \rightarrow Q = \frac{1}{2 \cos \varphi} \rightarrow \begin{cases} Q = 0.54 \\ Q = 1.31 \end{cases}$$

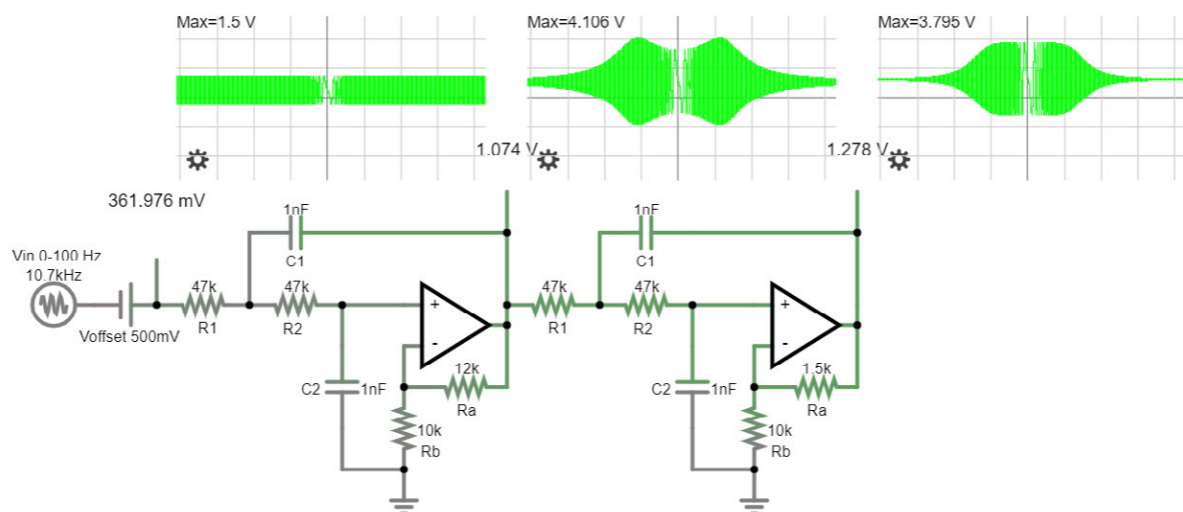
$$k = 3 - \frac{1}{Q} \rightarrow \begin{cases} k = 1.152 \\ k = 2.235 \end{cases} \rightarrow R_a = R_b (k - 1) \rightarrow \begin{cases} R_a = 0.152 R_b \\ R_a = 1.235 R_b \end{cases}$$

$$R_b = 10 \text{ k}\Omega \rightarrow \begin{cases} R_a = 1.5 \text{ k}\Omega \\ R_a = 12 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \rightarrow R = \frac{1}{2\pi f_o C}$$

$$\begin{cases} f_o = 3.3 \text{ kHz} \\ C = 1 \text{ nF} \end{cases} \rightarrow R = 47 \text{ k}\Omega$$

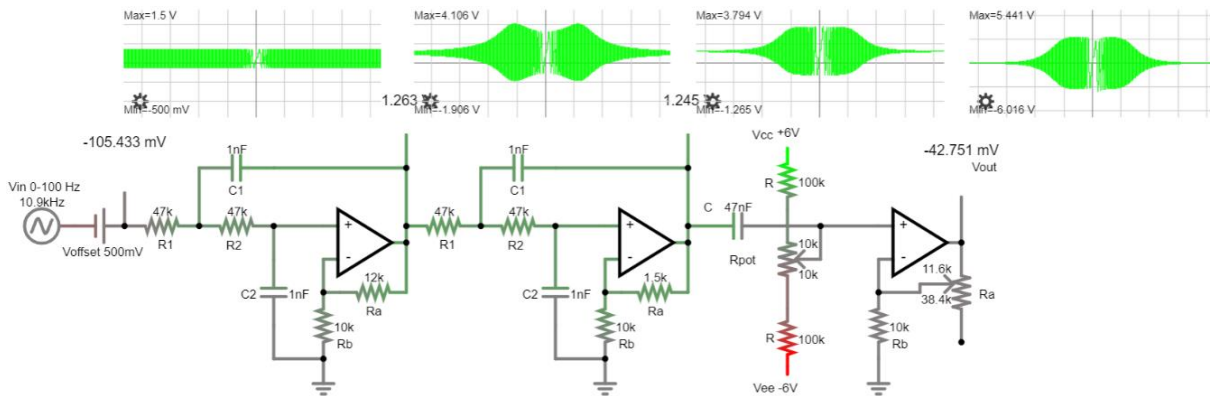
Con estos datos ya podemos simularlo:



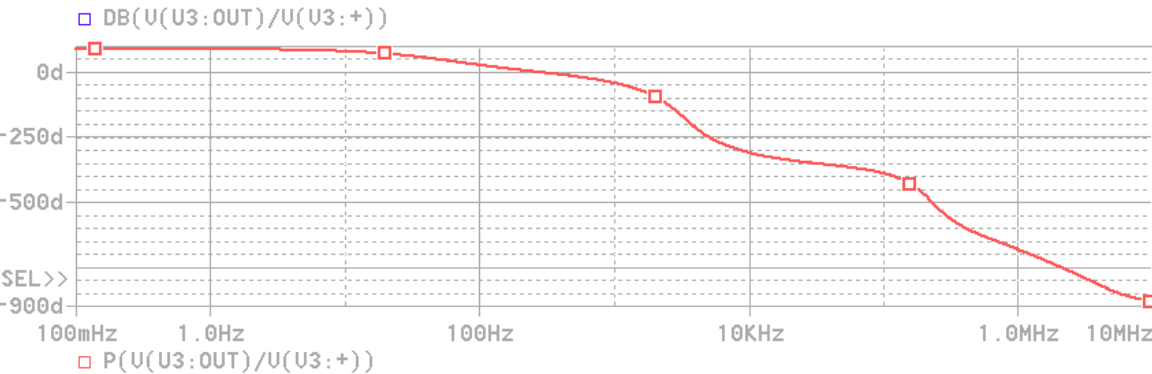
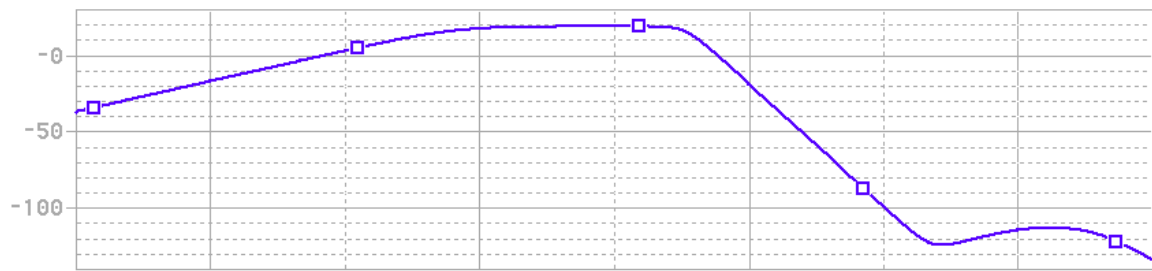
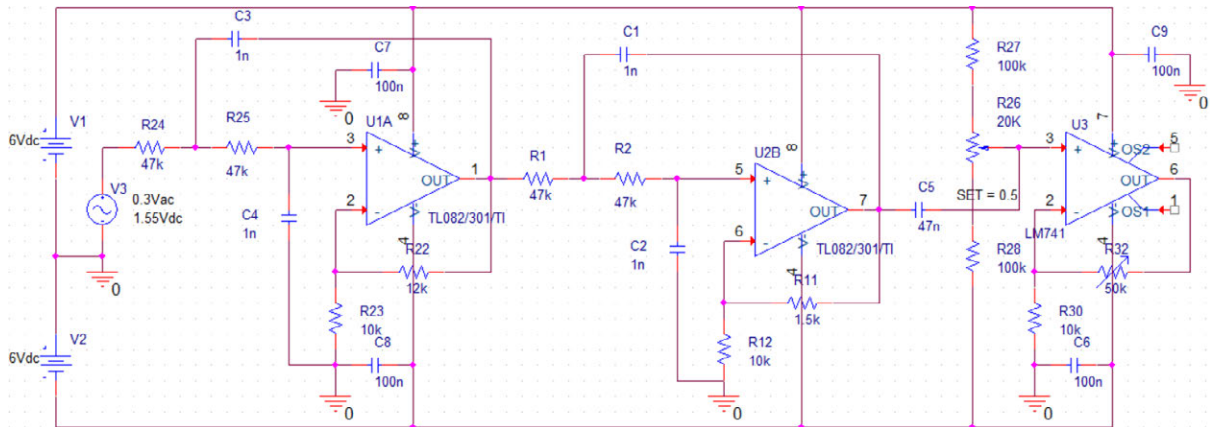
Comprobamos que funciona como era previsible.

A.3.2. Simulación del módulo de filtrado en su totalidad

Si unimos todas las etapas del bloque de filtrado y lo simulamos, vemos cómo también se filtra la aparición de cualquier tipo de componente continua:



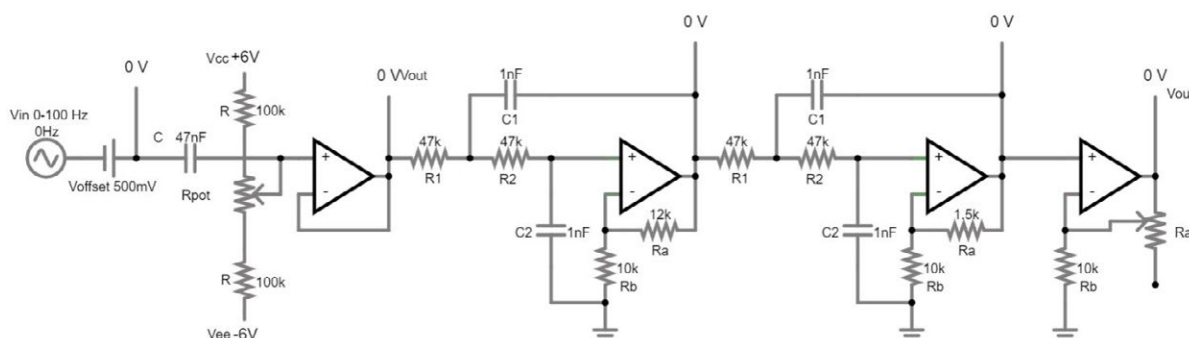
También simulamos el circuito en Pspice con los operacionales a usar para comprobar su función de transferencia:



A.3.3. Implementación sobre la breadboard del módulo de filtrado

Tras simularlo, ya podemos dar el salto del mundo de las ideas al de la realidad e implementar nuestro circuito en la breadboard.

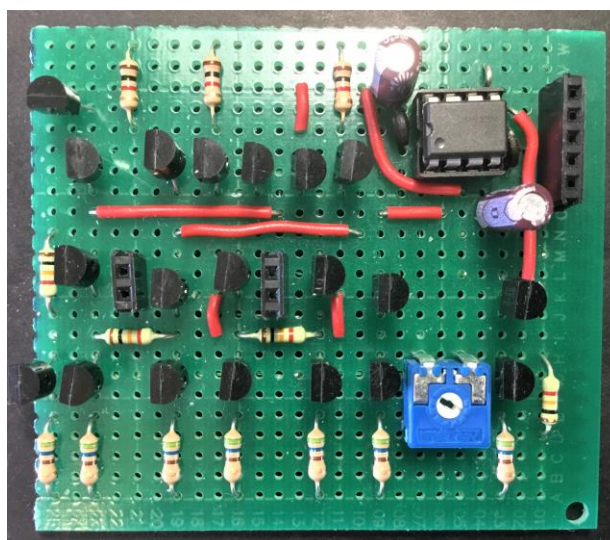
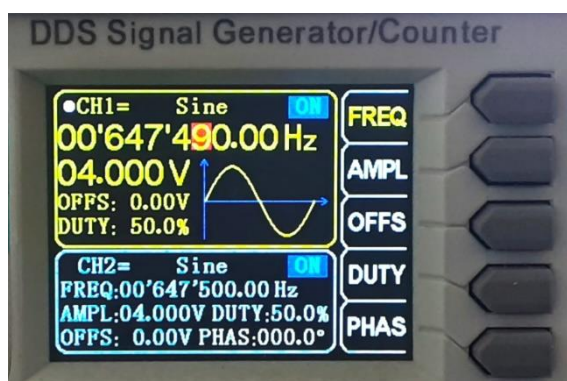
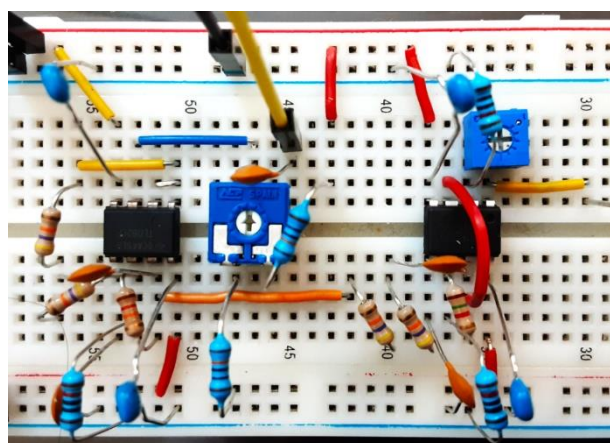
El circuito que finalmente vamos a implementar difiere ligeramente de los simulados porque vamos a mover el filtro paso bajo a la entrada. Esta decisión se debe a que como el filtro Salen Key tiene cierta ganancia y no elimina la componente continua, si ésta es considerable, puede llegar a saturar a los operacionales en los picos de la señal, lo que acabaría por recortar dichos picos de la señal. Así, el circuito queda del siguiente modo:



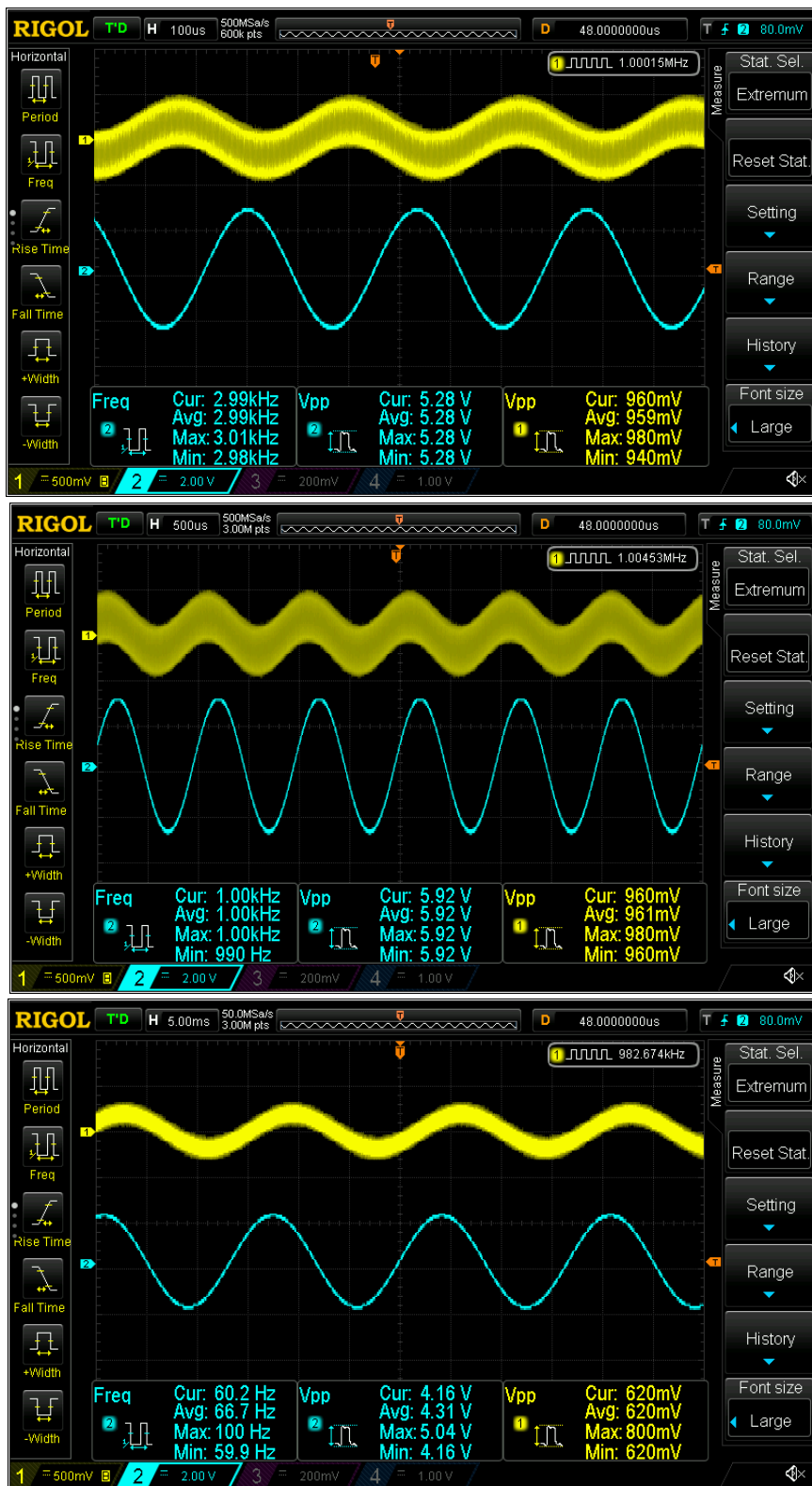
Para la implementación se van a usar dos tipos de operacionales: los dos primeros serán TL082 para que no distorsionen las altas frecuencias y los dos últimos LM833N por ser un operacional adecuado para el rango audible.

Como la célula de Gilbert es un circuito delicado, la hemos llevado de la breadboard a una perfboard. Gracias a ello la célula ahora funciona a la perfección.

Además, para mayor precisión, vamos a replicar el comportamiento de las antenas con el generador de funciones.

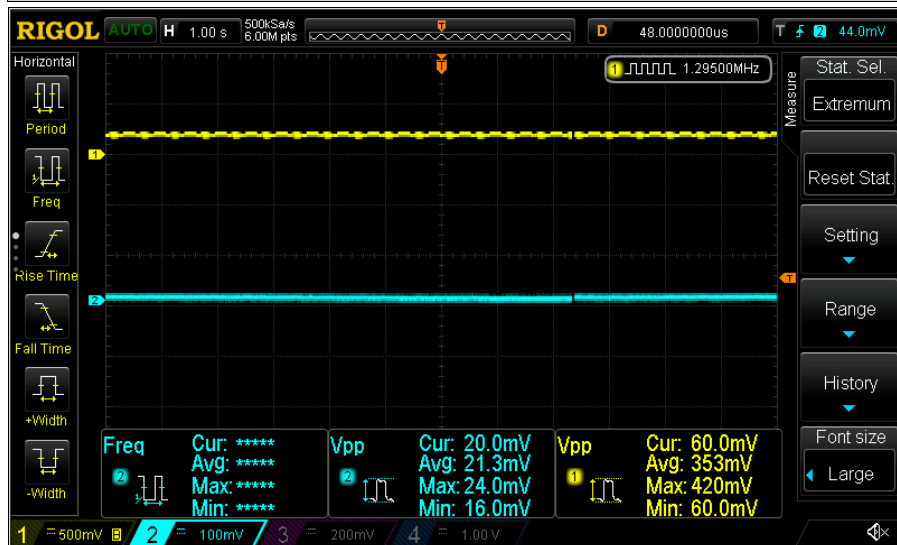
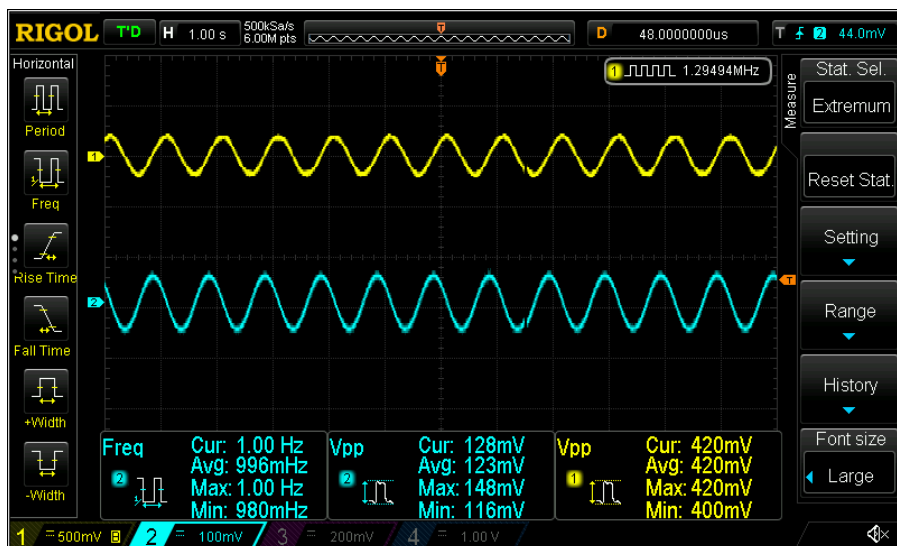
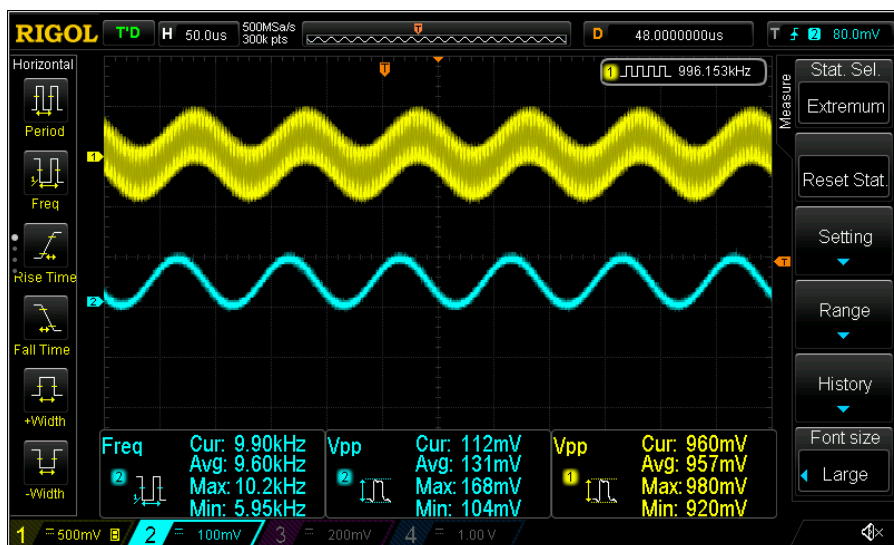


Comprobamos en el osciloscopio cómo se comporta el filtro para las frecuencias audibles de interés: comenzando en la frecuencia de corte superior, en torno a los 3 kHz, terminando en la inferior, alrededor de los 60 Hz y pasando por una frecuencia intermedia.



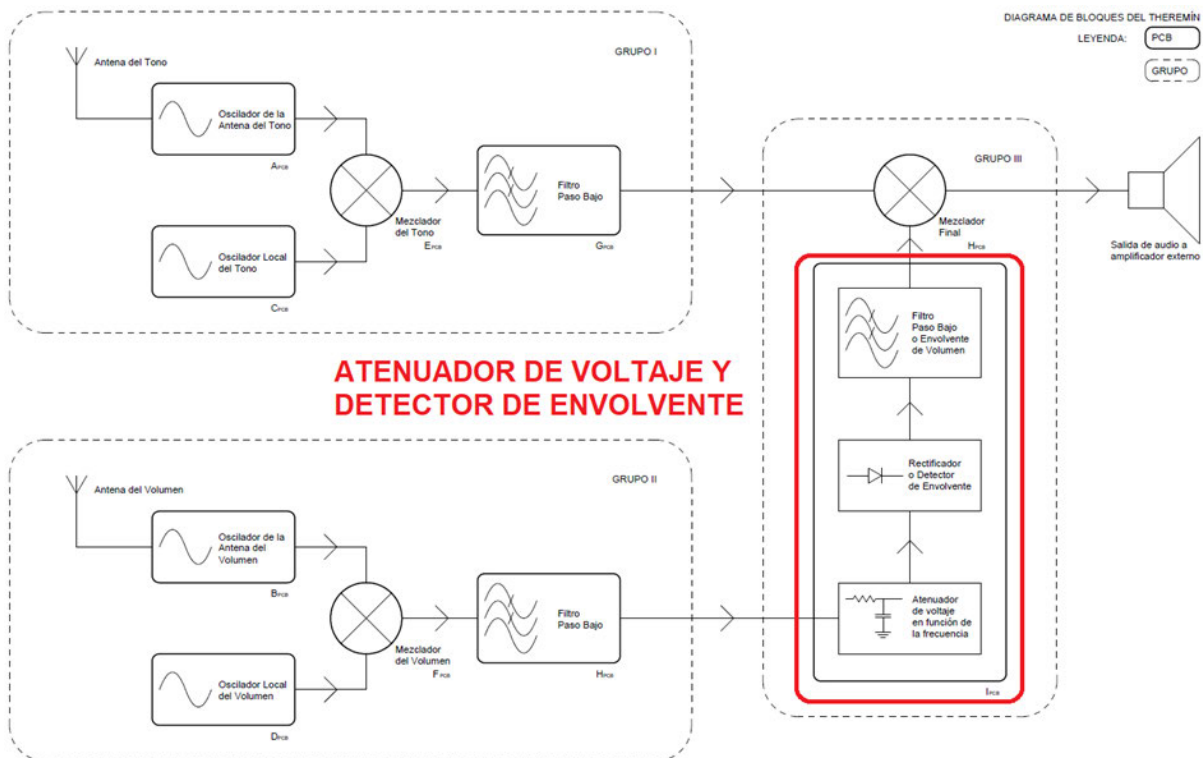
Como vemos, el filtro funciona perfectamente. Con él conseguimos limpiar la señal para quedarnos con una onda senoidal en el rango de interés. Además, se observa que la celula de Gilbert tiene cierto comportamiento de filtro paso bajo.

Ahora vamos a comprobar cómo el filtro atenúa la señal si nos salimos del rango de interés:



En la última imagen hemos multiplicado dos señales con la misma frecuencia en la célula de Gilbert. Si nos fijamos bien, comprobamos que la célula de Gilbert atenúa la multiplicación conforme las frecuencias de ambas señales tienden a igualarse.

A.4 Atenuador por frecuencia del volumen y detección de su envolvente



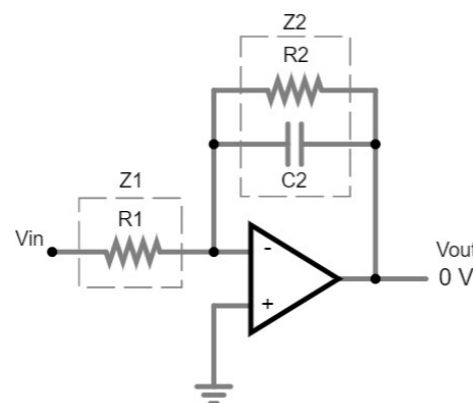
A.4.1. Atenuador por frecuencia

El objetivo final de las siguientes etapas consiste en modular la señal obtenida con la antena del tono a partir de la frecuencia de la otra señal, la del volumen. Para ello primero se necesita convertir la variación de la frecuencia de esta última señal en una variación de su amplitud. Esto es fácil de conseguir con un sencillo filtro RC de paso bajo, basta con pensar en él como un atenuador de voltaje sensible a la frecuencia. En nuestro caso se va a establecer la frecuencia de corte en torno a los 300 Hz.

Por otro lado, como inmediatamente después se va a llevar a cabo una rectificación con un diodo y la señal que de la antena del volumen viene con una amplitud de pico de en torno al voltio y medio, conviene amplificar la señal todo lo que se pueda previamente. Concretamente convertir el citado voltio y medio en unos cuatro voltios.

Teniendo en cuenta las dos premisas anteriores, se ha optado por usar un filtro paso bajo activo que permita cierta amplificación:

$$\begin{cases} Z_1 = R_1 \\ Z_2 = \frac{\frac{R_2}{C_2 s}}{R_2 + \frac{1}{C_2 s}} \rightarrow Z_2 = \frac{R_2}{1 + R_2 C_2 s} \end{cases} \rightarrow T(s) = -\frac{Z_2}{Z_1}$$



$$T(s) = -\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + R_2 C_2 s} = \frac{-\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{R_2 C_2}}{s + \frac{1}{R_2 C_2}}$$

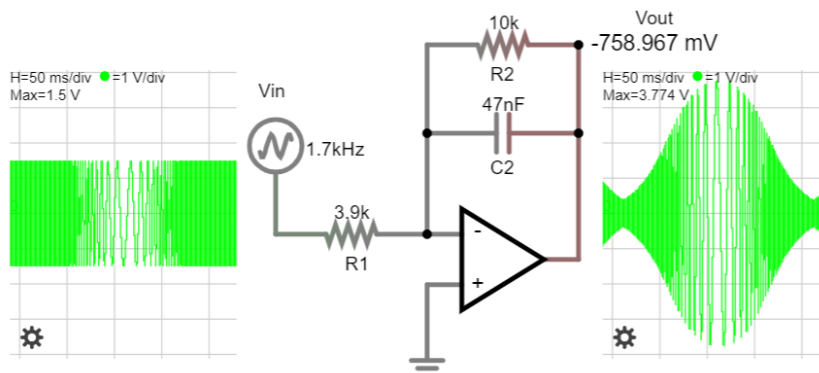
$$\begin{cases} k = \frac{R_2}{R_1} \\ \omega_o = \frac{1}{R_2 C_2} \end{cases} \rightarrow T(s) = \frac{-k \omega_o}{s + \omega_o}$$

Si pasamos a dimensionar el circuito, obtenemos lo siguiente:

$$\begin{cases} k = \frac{R_2}{R_1} \approx \frac{4}{1.5} \rightarrow R_1 = \frac{R_2}{k} = 3.7 \text{ k}\Omega \rightarrow R_1 = 3.9 \text{ k}\Omega \\ R_2 = 10 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

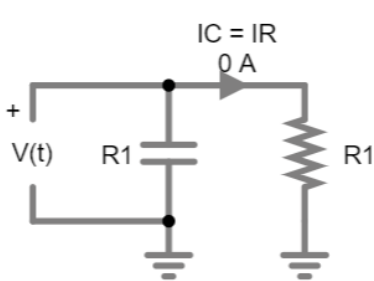
$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_2 f_o} = 53 \text{ nF} \rightarrow C_2 = 47 \text{ nF}$$

Si lo simulamos en Falstad con un barrido logarítmico de frecuencias (60 Hz - 3.3 kHz), vemos cómo funciona perfectamente para sus dos cometidos; también el de ampliar la señal hasta dejarla en torno a los 4V_{Pico}.



A.4.2. Detector de envolvente y filtrado

Ahora pasamos a detectar la envolvente con una rectificación de media onda con un diodo Schottky, un condensador y un resistor dimensionados según la siguiente fórmula cuya derivación teórica se muestra a continuación:

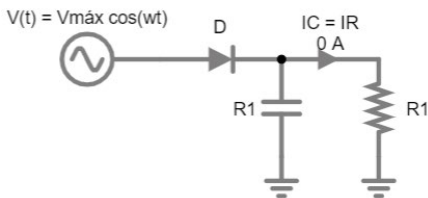


$$C = \frac{\left(\frac{\cos^{-1}(\delta)}{2\pi} - 1\right)}{f R \ln|\delta|}$$

$$I_C = I_R \rightarrow \begin{cases} I_C = -C \frac{dV}{dt} \\ \frac{V(t)}{R} \frac{dV}{dt} \end{cases} \rightarrow -C \frac{dV}{dt} = \frac{V(t)}{R} \rightarrow \frac{dV}{V(t)} = -\frac{dt}{RC}$$

$$\frac{dV}{V(t)} = -\frac{dt}{RC} \xrightarrow{\int_0^t dt} \ln|V(t)| \Big|_0^t = -\frac{t}{RC} \Big|_0^t \xrightarrow{V(0) = V_{m\acute{a}x}} \ln \left| \frac{V(t)}{V_{m\acute{a}x}} \right| = -\frac{t}{RC}$$

$$C = -\frac{t}{R \ln \left| \frac{V(t)}{V_{m\acute{a}x}} \right|} \rightarrow (I)$$



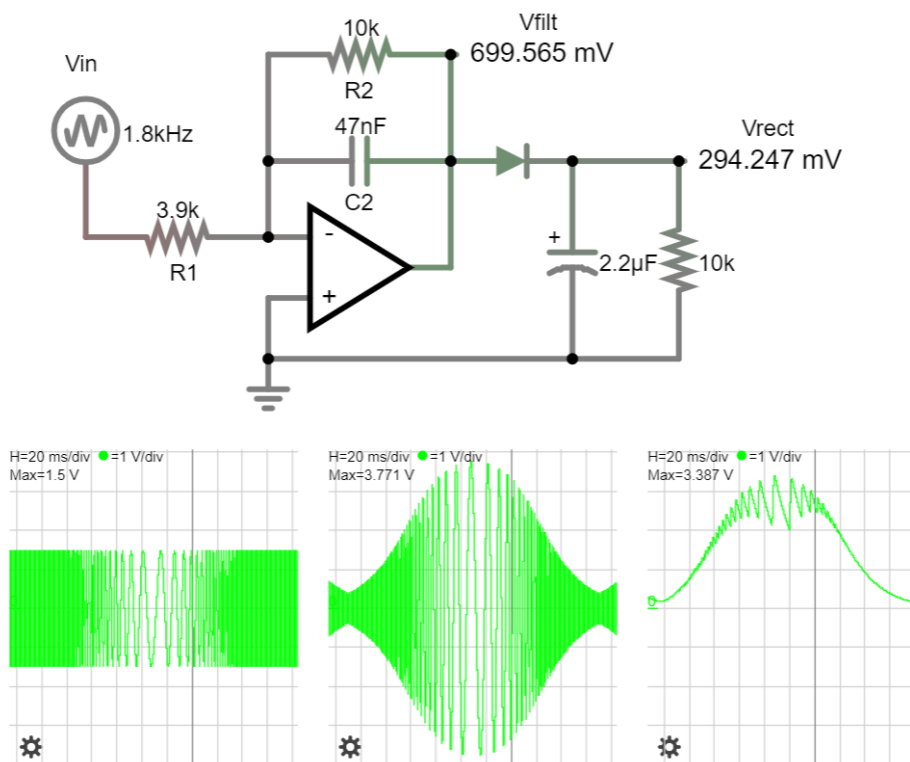
$$V_{m\acute{a}x} - V_{riz} = V_{m\acute{a}x} \cos(\omega \Delta t)$$

$$\Delta t = \frac{T}{2\pi} \cos^{-1} \left(\frac{V_{m\acute{a}x} - V_{riz}}{V_{m\acute{a}x}} \right) = \frac{T}{2\pi} \cos^{-1}(\delta)$$

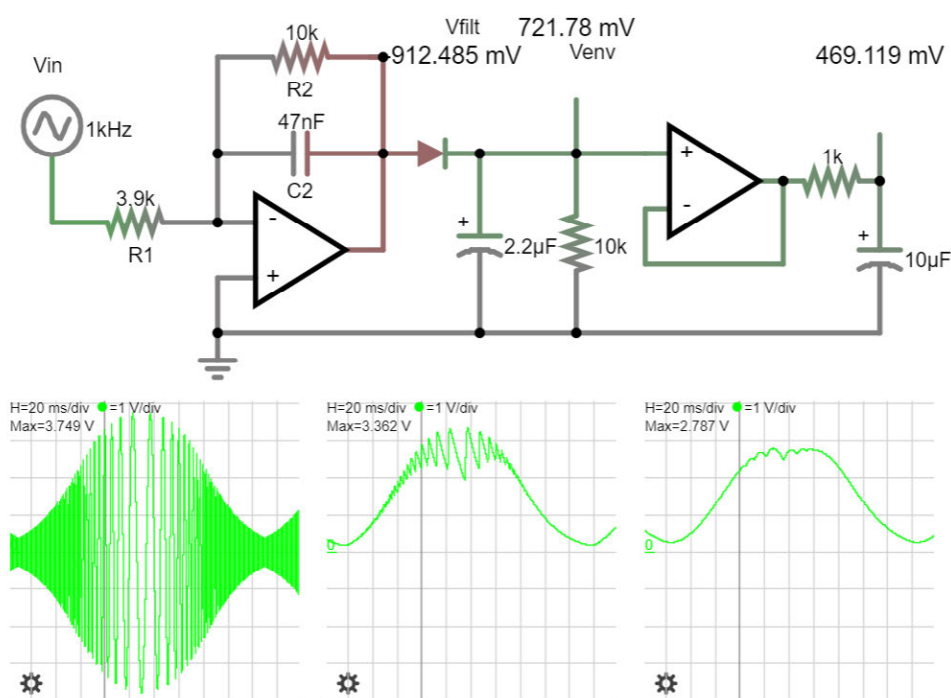
$$\begin{cases} (I) \rightarrow C|_{t=T-\Delta t} - \frac{T - \Delta t}{R \ln \left| \frac{V(t)}{V_{m\acute{a}x}} \right|} \rightarrow C|_{t=T-\Delta t} - \frac{T - \frac{T}{2\pi} \cos^{-1}(\delta)}{R \ln \left| \frac{V(t)}{V_{m\acute{a}x}} \right|} \\ \Delta t = \frac{T}{2\pi} \cos^{-1}(\delta) \end{cases}$$

$$C = \frac{\left(\frac{\cos^{-1}(\delta)}{2\pi} - 1\right)}{f R \ln|\delta|}$$

Si aplicamos la fórmula con un resistor de $10\text{k}\Omega$ y procuramos que el *ripple* (rizado) sea de un 100 mV a una frecuencia intermedia (1.5 kHz), obtenemos un condensador de $2.2\ \mu\text{F}$. Con este valor pasamos a simularlo:

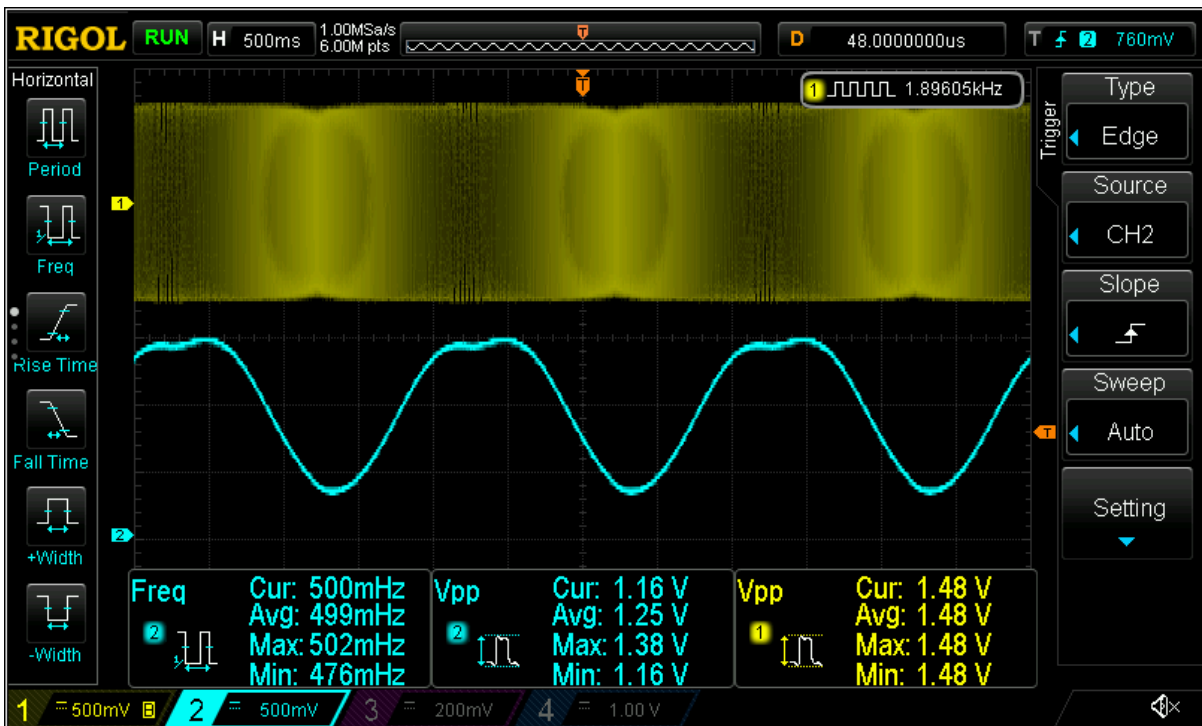
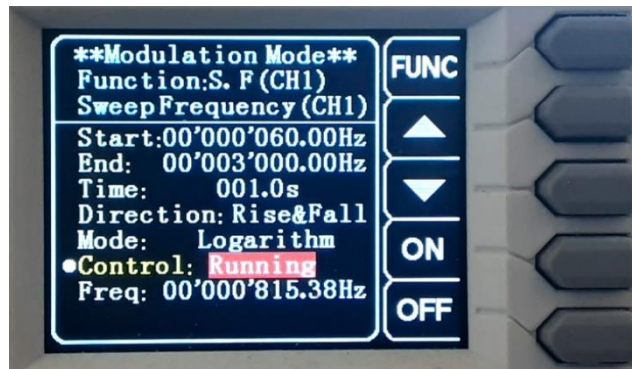
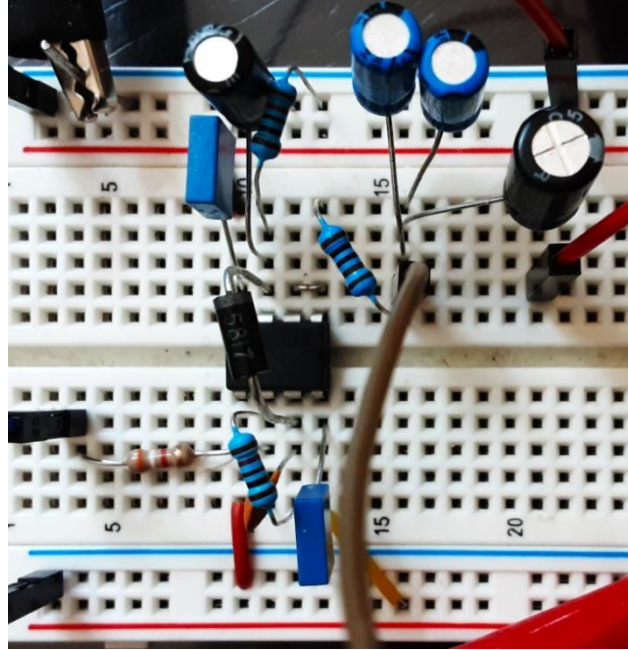


En las frecuencias más bajas el ripple es muy alto, pero teniendo en cuenta que la frecuencia a la que el ser humano es capaz de mover el brazo es muy baja (menos de 5 Hz en casos de párkinson extremo), basta con aplicar un filtro paso bajo con una frecuencia de corte de unos 16 Hz , tras aislar la etapa anterior con un *follower* (seguidor), para obtener una envolvente bastante limpia:



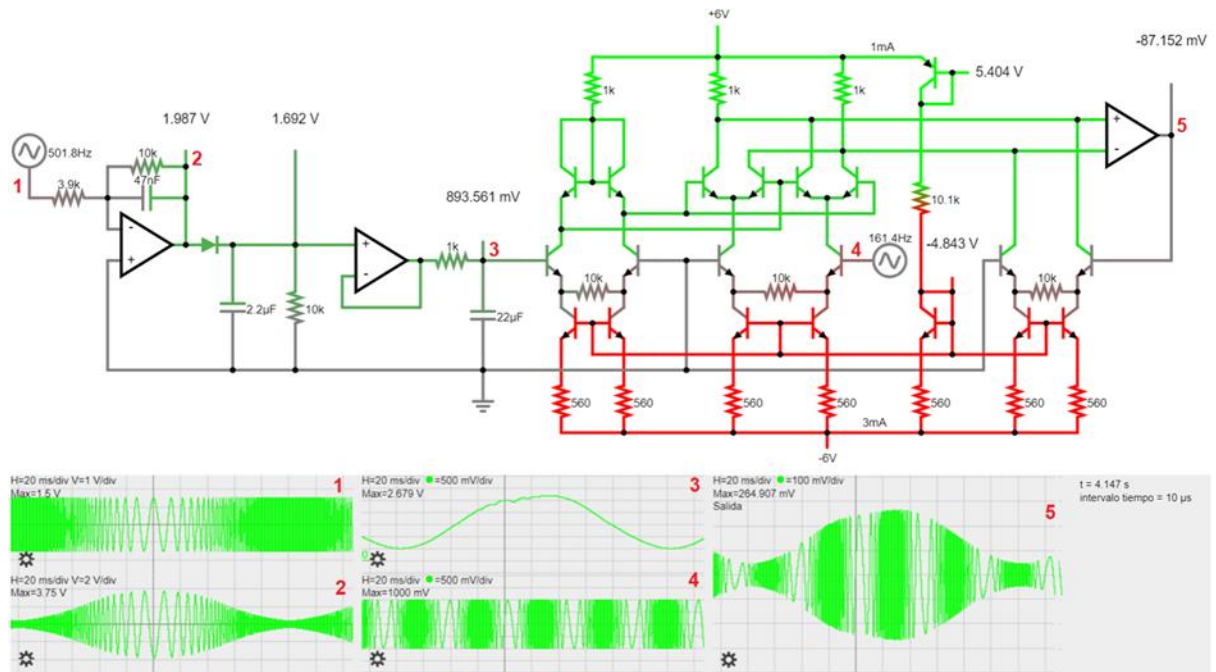
A.4.3. Implementación y medición del atenuador por frecuencia y detector de envolvente

Montamos el circuito y, con ayuda del generador de funciones, lo sometemos a un barrido de frecuencias entre 60 Hz y 3 kHz con una amplitud de 750 mV. Como vemos que en las bajas frecuencias el filtro paso bajo de salida no acaba de eliminar el rizado, vamos añadiendo condensadores de 10 μF en paralelo al ya existente. Con tres de ellos, el rizado desaparece. Lo que significa que hemos bajado la frecuencia de corte a 5.3 Hz que todavía es ligeramente superior a la mayor frecuencia a la que es capaz el ser humano de mover la mano. De ahí que demos por buena esta implementación.

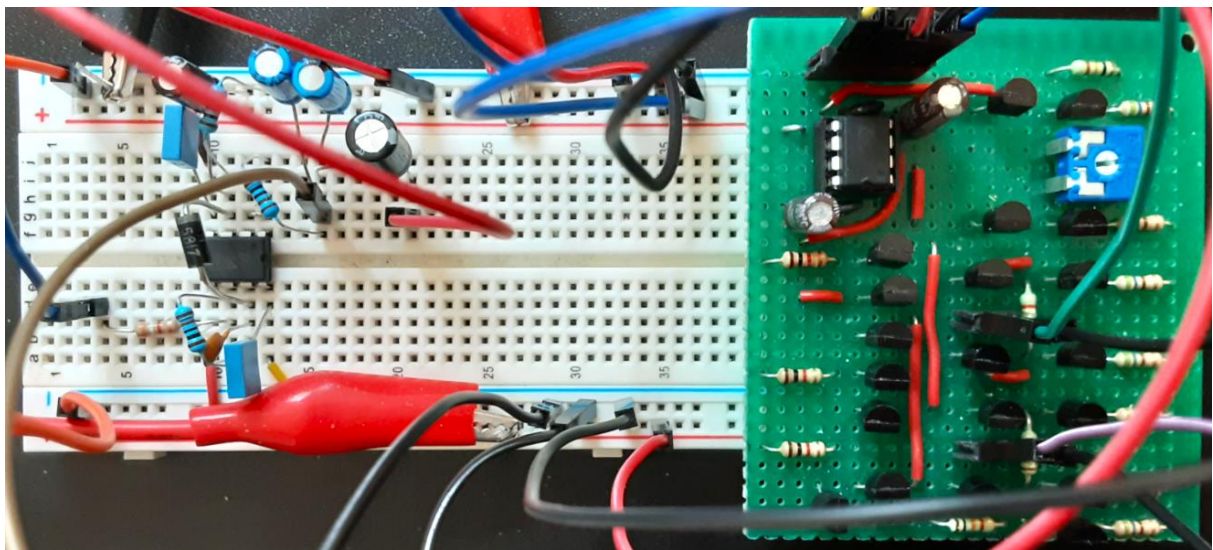


A.4.4. Modulación final

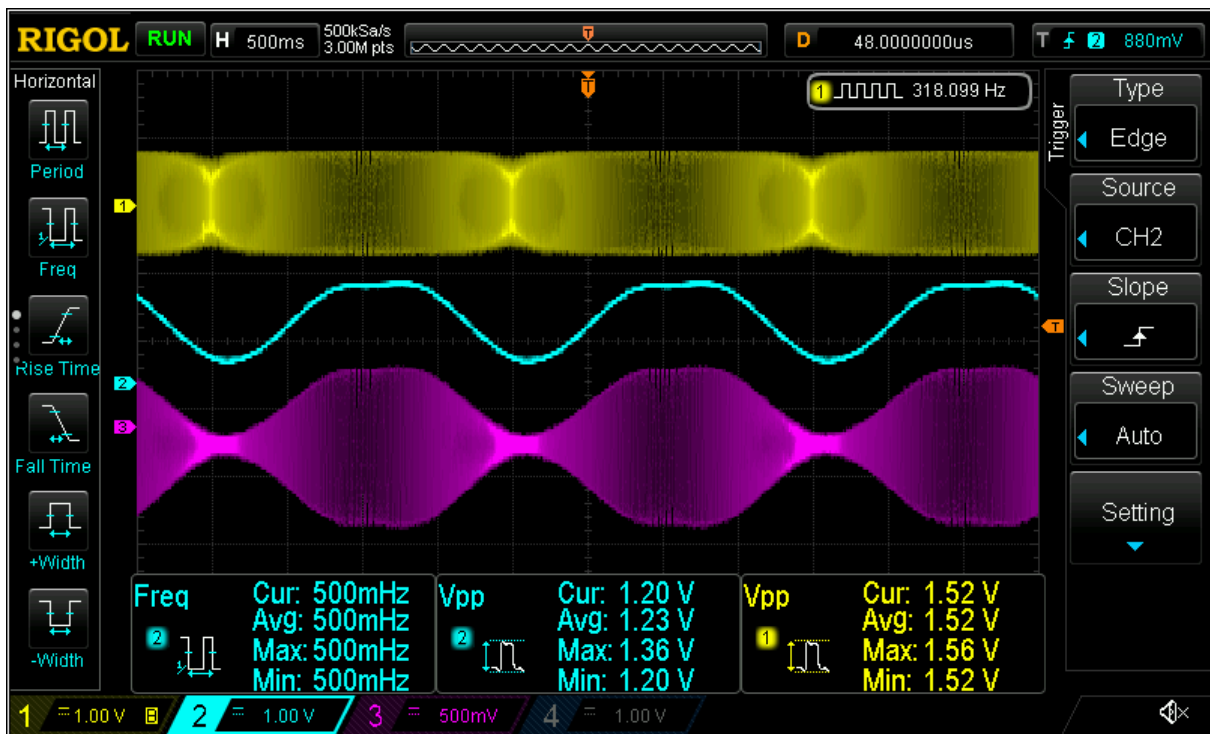
Finalmente, ya sólo queda modular esta última envolvente con la señal obtenida con la antena del tono. Para ello basta con multiplicar ambas señales:



Por último, ya sólo queda conectar el circuito anterior con la célula de Gilbert y multiplicar con ella la señal de salida del apartado anterior con otra señal que cubra el rango audible de la otra antena, la del tono. Como ambas antenas trabajan con el mismo rango, nos limitamos a usar el barrido de frecuencias que se usó como entrada en el apartado anterior. De manera que así nos ahorramos tener que configurar otra señal en el segundo canal del generador de funciones. Con una sola señal en un solo canal nos basta.



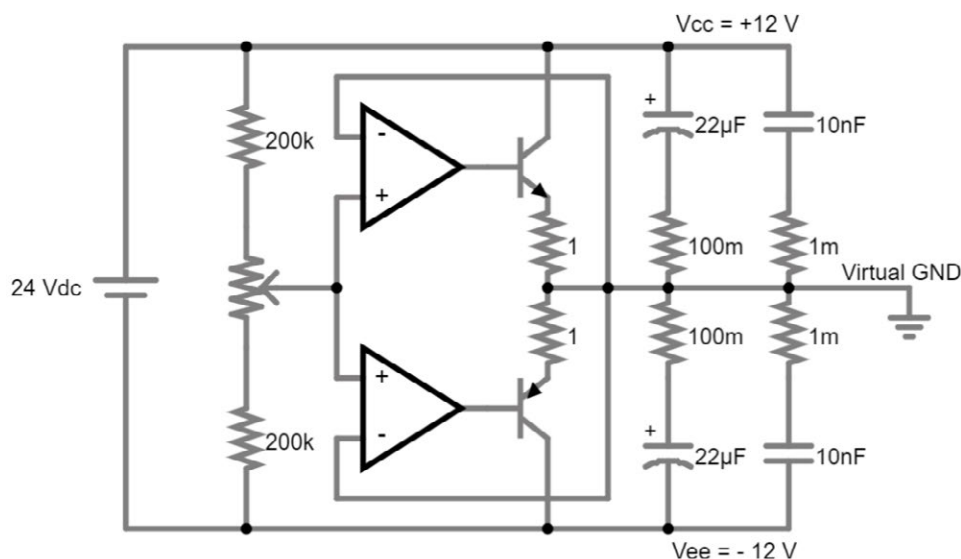
Tras implementar el circuito, observamos en el osciloscopio cómo se modula la señal de tono de una antena con la de volumen del otro:



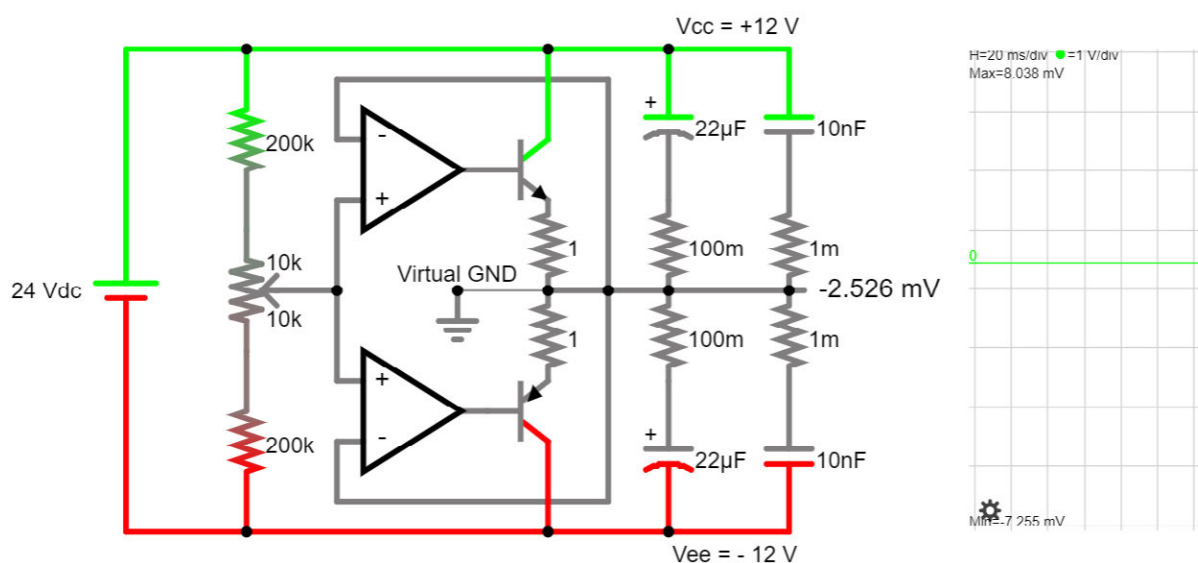
A.5 Alimentación

El theremín sigue el estándar Eurorack, por lo que se alimenta con ± 12 V. Para conseguir este voltaje es necesario convertir los 240 V_{AC} de la red a 24 V. Esa conversión se consigue con un adaptador AC-DC con una clase de protección II y una potencia de 24 W. De manera que la demanda interna de corriente no ha de superar 1 A.

Internamente el aparato convierte esos 24 V_{DC} en ± 12 V_{DC}. Para ello dispone de un circuito especial que genera una masa virtual con su etapa de potencia para ser capaz de drenar la corriente necesaria. Como por casi el mismo precio y en el mismo encapsulado se pueden tener dos operacionales en lugar de uno, el circuito por el que se ha optado es el siguiente:



Si lo simulamos, vemos que funciona perfectamente:



Manual de usuario y mantenimiento⁵

A.6 Datos técnicos y descripción breve

A.6.1. Datos técnicos

- Detección del tono: Heterodinación de osciladores analógicos.
- Detección del volumen: Heterodinación de osciladores analógicos y detección de envolvente.
- Generación de señal de salida: Modulación entre envolvente de volumen (moduladora) y señal de tono (portadora).
- Salida del audio: 1/4" (6,3 mm) jack no balanceado. Es aconsejable que el amplificador conectado tenga una clase de protección I (con puesta a tierra) para la mejora de la capacidad mano-antena del sistema.
- Impedancia de salida < 1 Ω nominal.
- Nivel de línea:

Profesional	Mínimo	0 dBu
	Máximo	+4 dBu
Doméstico	Estándar	-10 dBV

- Jack de alimentación: 24 V_{DC} 1 A con pin central positivo. Adaptador AC-DC incluido.
- Adaptador AC-DC externo: 240 V_{AC} 50 Hz 24 W. Usar sólo adaptador incluido.
- Dimensiones del cuerpo: 40 cm (largo) x 20 cm (ancho) x 10 cm (alto).
- Dimensiones de las antenas: 70 cm.
- Dimensiones del cuerpo con antenas: 100 cm (largo) x 20 cm (ancho) x 70 cm (alto).
- Peso: 1 kg.

A.6.2. Breve descripción

Presentamos el nuevo diseño de theremín analógico de precio inigualable, con un ancho de banda que cubre 5 octavas del rango audible.

⁵ Para la redacción del presente *Manual de usuario* se han tomado como modelo los siguientes manuales:

HAMEG Instruments, *Oscilloscope HM 1007 – Manual*, HAMEG GmbH, Frankfurt, Germany, Printed in Germany. [Online]. Available: <https://www.sm5cbw.se/hameg/hmosc/hm1007-man.pdf>

Moog Music Inc., *Theremini User's Manual*, Asheville, NC: Moog Music Inc., 2014. [Online]. Available: https://api.moogmusic.com/sites/default/files/2018-09/Theremini_Manual_6_25.pdf

Nuevo diseño que incluye dos antenas: una para el control del tono y la otra del volumen por parte del intérprete. Cada antena tiene además su mando de ajuste en el panel de control del aparato; en el que también se encuentran el interruptor de encendido con su indicador LED asociado. En la trasera del aparato se encuentran los puertos de conexión de salida de audio y de la entrada de la alimentación. Se incluye el adaptador AC-DC de 24 V con el que alimentar el aparato por conexión directa a la red eléctrica.

El diseño completamente analógico elimina cualquier tipo de latencia y simplifica el mantenimiento del aparato, ya que se puede seguir el rastro de la señal en todo momento. El diseño modular también simplifica y abarata la sustitución o reposición de módulos dañados.

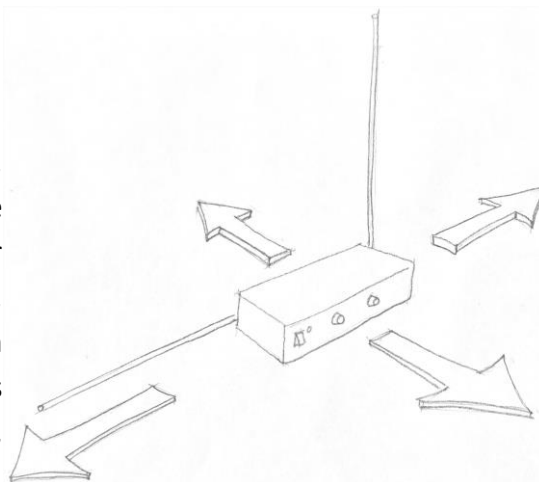
A.7 Instrucciones de uso

A.7.1. Información general

Tras desembalar el theremín, compruebe la integridad del aparato. Si presenta daños debidos al transporte, póngase en contacto con el suministrador y bajo ningún concepto encienda el aparato. Si no es el caso y decide conectarlo, recuerde que debe comprobar la compatibilidad eléctrica del theremín con la red de suministro a la que lo va a conectar.

A.7.2. Colocación del theremín y cómo “tocarlo”

El theremín es muy sensible al entorno. De hecho, puede ser considerado como un sensor de proximidad capacitivo. Por ello ha de estar dispuesto horizontalmente, a un metro del suelo, con la antena de tono vertical y la de volumen horizontal. Ha de estar aislado a más de dos metros de cualquier otro elemento, aparato, mueble, paramento o individuo que no sea el intérprete.



Un theremín se caracteriza porque no es necesario tocarlo para “tocarlo”. Ahora bien, para que este aparente sinsentido funcione es fundamental saber cómo se ha de colocar el intérprete con respecto al theremín. Existen multitud de recursos en la red sobre cómo tocar un theremín. De todos ellos se recomienda al lector que consulte la guía ilustrada publicada en *WikiHow* bajo el nombre *How To Play the Theremin*.⁶

⁶ wikiHow: *How to Play the Theremin*. Disponible en: <https://www.wikihow.com/Play-the-Theremin> [Consulta: 20 de junio de 2025].

A.7.3. Seguridad

El aparato que le ha sido entregado ha pasado todos los controles de calidad y seguridad propios de un aparato electrónico de baja tensión. Concretamente se ha comprobado el cumplimiento de las siguientes directivas:

- Directiva de Compatibilidad Electromagnética: Real Decreto 244/2016.
- Directiva de Seguridad de Equipos Eléctricos de Baja Tensión: Real Decreto 187/2016.

A continuación, se desglosan una serie de indicaciones que el usuario de aparatos musicales electrónicos siempre debe seguir:

- Lea y siga las instrucciones antes de usar el aparato. Después guárdelas en un sitio seguro y que pueda recordar en un futuro.
- Respete las advertencias de este manual de instrucciones y, sobre todo, las que se describen en el apartado *Condiciones de funcionamiento específicas*.
- Si conecta el theremín a un altavoz, tenga en cuenta que la exposición a sonidos fuertes puede provocar pérdida de audición.
- La correcta ventilación del interior del aparato es fundamental para su buen funcionamiento. Por ello le rogamos que no obstaculice los orificios de ventilación del aparato. A este respecto siga las indicaciones que se describen en el apartado *Colocación del theremín*.
- Le recordamos que el agua es un conductor eléctrico, por lo que evite que ésta entre en contacto con las partes eléctricas del aparato.
- Dado que es un aparato que necesita ser conectado a la red eléctrica para su funcionamiento, es fundamental que siga las indicaciones que se desglosan en los apartados *Clases de protección y puesta a tierra* y *Conexionado*.
- No olvide desconectar el aparato después de usarlo.
- Como todo aparato material, requiere de un mantenimiento. Siga el plan de mantenimiento que se propone en el manual.
- Si se da alguna de las siguientes circunstancias, asegúrese de apagar el aparato:
 - El theremín se encuentra visiblemente dañado.
 - El theremín deja de funcionar o presenta un comportamiento errático.
 - El theremín ha sido almacenado en condiciones precarias.
- La reparación de un aparato electrónico requiere de cierta cualificación. No intente repararlo usted mismo y acuda al servicio técnico siempre que se presente alguna de las siguientes circunstancias:
 - El adaptador AC-DC se encuentra visiblemente dañado.
 - El aparato ha sufrido un impacto considerable.
 - Las partes eléctricas del aparato han sido expuestas a la humedad.
 - El aparato ha dejado de funcionar o presenta un comportamiento errático.

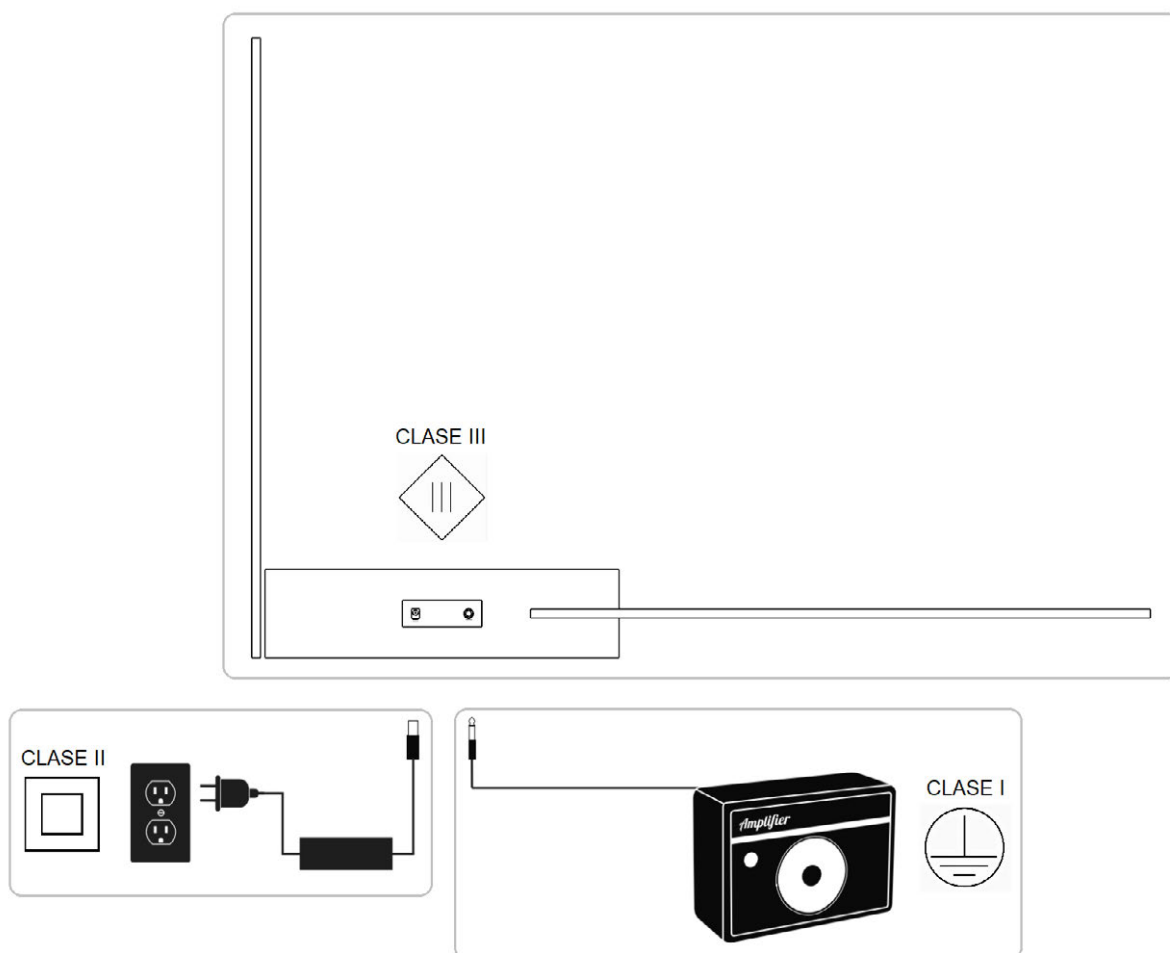
A.7.4. Clases de protección y puesta a tierra⁷

El theremín está diseñado siguiendo el estándar Eurorack. Este estándar requiere de una alimentación de ± 12 V. Por ello el aparato pertenece a la clase de protección del tipo III.

El adaptador AC-DC que transforma el suministro de la red eléctrica a los ± 12 V pertenece a la clase de protección del tipo II. De manea que cuando el theremín se encuentra conectado al adaptador, el conjunto pertenece a la clase de protección del tipo II.

Si el theremín —o el theremín conectado al adaptador— se conectan a un amplificador de audio perteneciente a la clase de protección del tipo I, todo el conjunto pertenecerá a la clase de protección del tipo I.

En este último caso es muy importante que el amplificador esté conectado a una puesta a tierra.



⁷ El adaptador de corriente y el amplificador de la imagen que ilustran esta sección están sacados de la imagen de la página 21 del manual:

Moog Music Inc., *Theremini User's Manual*, Asheville, NC: Moog Music Inc., 2014. [Online]. Available: https://api.moogmusic.com/sites/default/files/2018-09/Theremini_Manual_6_25.pdf

A.7.5. Condiciones de funcionamiento específicas

Los componentes electrónicos son muy sensibles a las variaciones de temperatura. Por eso es importante que el termómetro se use en ambientes cuya temperatura ronde los 25°C, no debiéndose superar esta temperatura en más de 15°C tanto por arriba como por abajo. Cuando no se use el aparato y se encuentre almacenado este margen de $\pm 15^\circ\text{C}$ puede aumentar hasta los $\pm 55^\circ\text{C}$. Estos rangos de temperatura son válidos para el uso y almacenaje del termómetro, sin embargo, no lo son para las comprobaciones y mediciones técnicas. Si se va a efectuar algún tipo de medición por reparación o mantenimiento, el margen se estrecha hasta los $\pm 7^\circ\text{C}$.

En caso de que algún tipo de humedad haya accedido a las partes eléctricas del aparato, esta humedad ha de ser eliminada. Tras esta eliminación, se ha de esperar un periodo prudencial de dos horas de ventilación interna antes de poder poner en funcionamiento el aparato.

Como vemos, la ventilación es fundamental y en todo momento se ha de poder asegurar el flujo interno de aire. Para ello el usuario ha de poner especial atención en no obstruir los orificios de ventilación del aparato. Por lo que se recomienda seguir las indicaciones del apartado sobre la colocación del termómetro.

A.7.6. Mantenimiento

La única manera de garantizar las prestaciones técnicas del aparato es seguir el plan de mantenimiento que se verá más adelante.

Para el correcto seguimiento de este plan no hacen falta grandes recursos ni costosas herramientas. Con todo, sería de gran ayuda el disponer de un multímetro, un osciloscopio, un generador de señales y un analizador de espectros.

Sin entrar en detalles que se abordarán cuando se desarrolle el plan de mantenimiento, baste recordar la importancia de la limpieza para el buen mantenimiento del aparato. Así, para la limpieza cotidiana se recomienda el uso de un paño de microfibra; para la limpieza de suciedad más incrustada, un paño humedecido con agua destilada; y para la limpieza de suciedad grasienta, alcohol.

Ningún líquido ha de penetrar en el interior del aparato. Con todo, si se decide limpiar algún circuito electrónico del interior, esto deberá hacerlo alguien facultado para ello. En ese caso se recomienda el uso de aire comprimido y alcohol isopropílico.

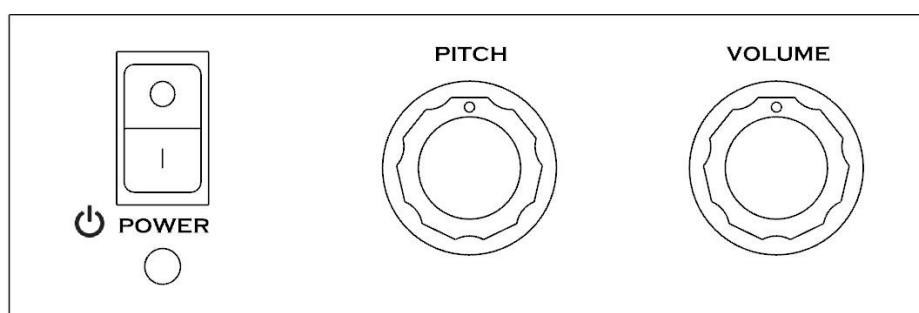
A.7.7. Tensión de red y adaptación

El theremín sigue el estándar Eurorack, por lo que se alimenta con ± 12 V. Para conseguir este voltaje es necesario convertir los 240 V_{AC} de la red a 24 V. Esa conversión se consigue con un adaptador AC-DC con una clase de protección II y una potencia de 24 W. De manera que la demanda interna de corriente no ha de superar 1 A.

Este adaptador se suministra con el theremín. En caso de sustitución asegúrese de la adecuación del nuevo adaptador con los datos técnicos anteriores, así como de la polaridad del jack de conexión con el theremín que ha de ser de polaridad central positiva.

A.7.8. Paneles: Mandos de control / Entradas y salidas

–Panel frontal: Controles



Mando	Función
POWER on/off (tecla y LED)	Interruptor de red LED indica que el aparato funciona
PITCH (mando giratorio)	Ajuste del tono
VOLUME (mando giratorio)	Ajuste del volumen

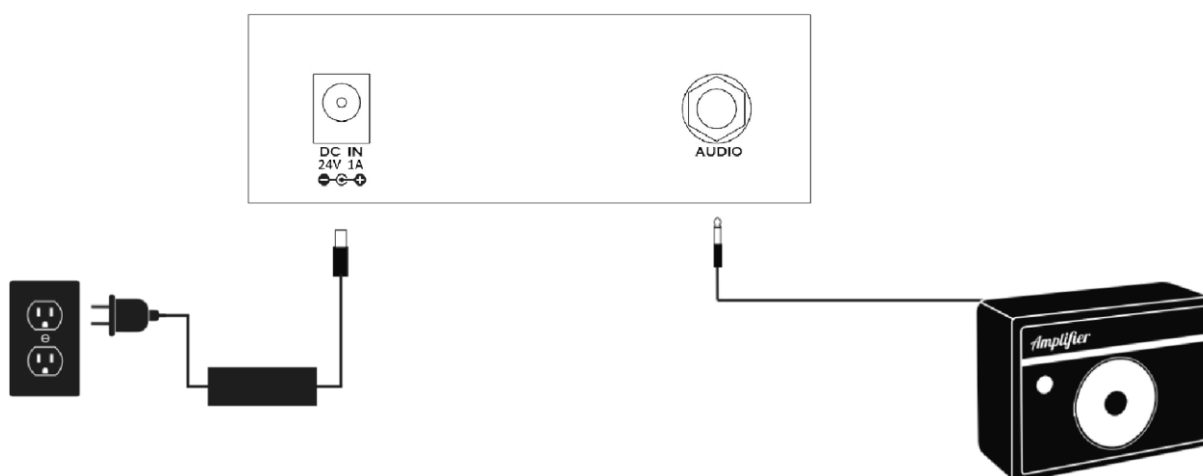
–Panel trasero: In/Outputs



DC IN (puerto jack hembra)	Alimentación DC de 24V y 1A de polaridad central positiva
AUDIO (1/4" jack no balanceado)	Salida del Audio Impedancia de salida < 1 Ω nominal

A.7.9. Conexionado⁸

El presente theremín debe conectarse a la red mediante el adaptador adecuado (incluido) y un amplificador (no incluido) como se indica en la figura.



A.7.10. Tipos de tensión de la señal de salida

Un theremín es un instrumento musical, por lo que la señal producida se encuentra dentro del rango audible, esto es, entre 20 Hz y 20 kHz; lo que supone un rango de fundamentales de 10 octavas. En este sentido, conviene distinguir entre el rango en octavas de los fundamentales de un instrumento y el de sus armónicos. Así, dependiendo del timbre característico del instrumento en cuestión, el rango de armónicos puede llegar a ser varias veces superior al de sus fundamentales.

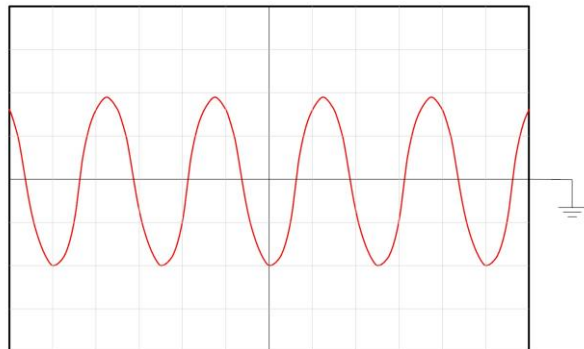
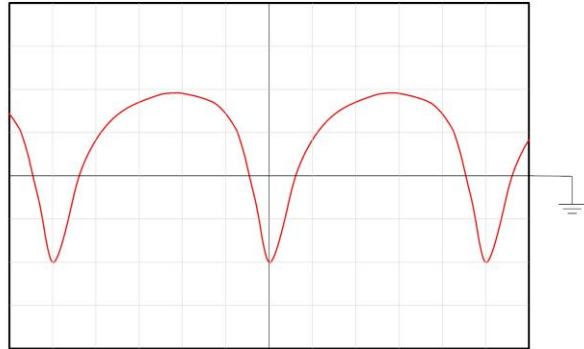
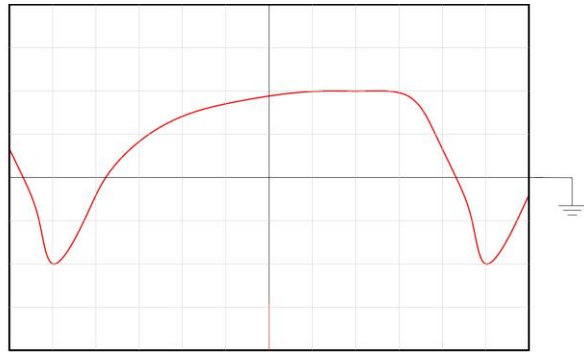
Un theremín perfecto, a diferencia de otro tipo de instrumento, no presenta armónicos, porque teóricamente ha de producir una onda senoidal pura. Esto es posible a altas frecuencias audibles, pero a bajas no tanto. Supuestamente el theremín original producía un rango de fundamentales de 5 octavas (65-2093 Hz). El theremín que nos ocupa supera ligeramente ese rango porque la frecuencia de corte superior de su filtro de salida es de 3.3 kHz.

⁸ El adaptador de corriente y el amplificador de la imagen que ilustran esta sección están sacados de la imagen de la página 21 del manual:

Moog Music Inc., *Theremini User's Manual*, Asheville, NC: Moog Music Inc., 2014. [Online]. Available: https://api.moogmusic.com/sites/default/files/2018-09/Theremini_Manual_6_25.pdf

Si observamos los oscilogramas con una escala temporal de 2 ms/div, vemos cómo:

- Con 50 Hz de fundamental, la señal es poco senoidal y presenta armónicos de como mínimo el doble de dicho fundamental.
- Con 100 Hz de fundamental, la señal es más senoidal, aunque vuelve a presentar armónicos del doble de dicho fundamental.
- Con 200 Hz de fundamental, la señal ya es del todo senoidal



Como vemos, la reproducción de un rango de algo más de 5 octavas lleva aparejada la no homogeneidad de la onda obtenida en todo el rango. Así, a frecuencias altas la onda senoidal es muy pura y a bajas no lo es. Esto se debe a que el filtro paso bajo que gobierna la salida del theremín ha de dejar pasar las frecuencias altas y éstas aparecen en forma de armónico cuando se pretende generar fundamentales bajos. Por ello el presente theremín restringe el número de octavas de manera que las frecuencias de interés queden inmediatamente por debajo de la frecuencia de corte de dicho filtro.

A.8 Plan de mantenimiento, chequeo y validación

A.8.1. Información general

En este plan se describen tareas que incluyen la manipulación de la circuitería interna del aparato lo que requiere de cierta cualificación. Además, es importante que antes de manipular el aparato para las tareas que describe el plan se compruebe que todos los mandos del aparato se dispongan en la posición de referencia que indica el manual. A la hora de realizar la prueba también es importante que el equipo se encuentre en condiciones de trabajo estables y lo más parecidas a las que va a tener durante su uso habitual. Por lo que se recomienda tener el equipo encendido media hora antes del empezar a realizar la prueba.

A.8.2. Relación de materiales y herramientas

Para el correcto seguimiento de este plan no hacen falta grandes recursos ni costosas herramientas. Con todo, sería de gran ayuda el disponer de un multímetro, un osciloscopio, un generador de señales y un analizador de espectros.

A.8.3. Protocolo

El presente diseño ofrece dos ventajas indudables:

- Por ser analógico, se puede seguir la señal generada en todo momento.
- Por ser modular, se puede sectorizar el estudio y localizar y aislar el problema mejor.

Estas ventajas de diseño guían el protocolo a seguir:

- P1) Limpieza exterior e interior del theremín, así como la revisión de las vías de ventilación.
- P2) Identificar cada PCB con su bloque correspondiente en el diagrama de bloques, con el esquemático de su circuito y con la representación gráfica de dicha PCB.
- P3) Comprobar con el multímetro que las tensiones de referencia se corresponden con las previstas en el esquemático del circuito.
- P4) Localizar los puntos de testeo en los citados documentos gráficos y en la realidad.
- P5) Identificar en el esquemático del circuito los oscilogramas asociados a cada punto de testeo.
- P6) Comprobar que lo medido con el osciloscopio (o el analizador de espectros) en los puntos de testeo se corresponde con su oscilograma de referencia.
- P7) Si se está analizando un bloque intermedio del diagrama de bloques, siempre se pueden sustituir la señal generada por los anteriores bloques por otra creada por un generador de señales. De esta forma se podrá cambiar el rango de amplitudes y frecuencias de la señal inyectada con más comodidad. Por otro lado, al ser más pura la señal inyectada desde el generador se podrá apreciar con más precisión la posible distorsión o ruido introducidos por la etapa en estudio.

P8) Por último, esta posibilidad de sustituir los bloques anteriores por una señal producida con un generador permite comenzar el protocolo por un punto intermedio si se estima conveniente, así como comprobar el buen funcionamiento del aparato más allá del bloque dañado.

La sistematización del protocolo descrito con sus duraciones, incluido el cálculo del tiempo *Pert*, puede ser resumido en el siguiente cuadro:

Frecuencia	Tarea
diario	Limpieza exterior del equipo y su entorno, sobre todo, evitando la acumulación de polvo
diario	Revisar que las vías de ventilación no se las obstruye externamente
trimestral	Limpieza interior superficial del theremín. Simplemente desmontando la carcasa exterior
anual	Limpieza interior y lubricación de los componentes mecánicos como los potenciómetros
anual	Comprobación de tensiones internas
anual	Calibración de los osciladores de las antenas
anual	Calibración de la modulación de tono y volumen

Duración (min)				Recurso
optimista	más probable	pesimista	Tiempo Pert	
1	2	3	2	Paño de microfibra y agua destilada
1	2	3	2	Ojos y manos
10	20	30	20	Pinzas, destornilladores, brocha, paño de microfibra, aire comprimido y aspiradora.
20	40	60	40	Pinzas, destornilladores, brocha, papel, bastoncillos y alcohol isopropílico.
20	40	60	40	Destornilladores, multímetro
30	60	90	60	Destornilladores, multímetro, osciloscopio, analizador de espectros y generador de señales.
20	40	60	40	Destornilladores, multímetro, osciloscopio, analizador de espectros y generador de señales.

A.8.4. Comprobación de las tensiones de alimentación y de referencia en cada placa

El adaptador AC-DC suministra un diferencial de voltaje de 24 V que se ve dividido por el divisor de railes en 3 valores estables.

Concretamente, lo que antes era 0 V va a convertirse en $-V_{EE}$; los anteriores 12 V, en el nuevo GND; y los 24 V anteriores, en el nuevo $+V_{CC}$. Estos valores se envían con un conexionado en forma de estrella al resto de placas por medio de un cable trifilar trenzado con el siguiente código de colores: $-V_{EE}$, azul; GND, negro; y $+V_{CC}$, rojo. De manera que en todas las placas aparecen estos tres carriles con dichos valores. La disposición de estos tres carriles en las PCBs se ha hecho de tal manera que, si se orientan la placas para que el grueso de la serigrafía se pueda leer con la orientación adecuada, la disposición de los carriles sea la siguiente: $-V_{EE}$, abajo; GND, en medio; y $+V_{CC}$, arriba. Con todo, esto último se ha serigrafiado al lado del conector de alimentación de cada placa. Por otro lado, estos valores de referencia se han incluido en el esquemático de cada circuito.

A.8.5. Calibración de las antenas

Para calibrar las antenas hay que comprobar los siguientes puntos:

- CA1) Igualdad de frecuencia de oscilación en reposo.
- CA2) Diferencia de 4 kHz en estado de mayor excitación.
- CA3) Ausencia de componente continua y amplitud adecuada de las señales a multiplicar.
- CA4) Multiplicación limpia: sin armónicos ni portadora.
- CA5) Comprobación de ruido introducido por esta PCB intermedia.
- CA6) Primer filtrado y amplificación adecuado con una buena relación señal ruido.
- CA7) Filtrado final adecuado.
- CA8) Comprobación de ruido introducido por esta PCB final de grupo.

Ahora pasamos a describir cada uno de estos puntos:

- CA1) Igualdad de frecuencia de oscilación en reposo.

El objetivo de este punto es hacer que el oscilador local oscile a la misma frecuencia que el de la antena a calibrar cuando el intérprete mantenga su mano pegada al cuerpo (lo más lejos posible de la antena). Para conseguir esto se ha de accionar el trimmer que regula el condensador variable del oscilador local (CTRIMs: CV_C1 y _D1).

Si esta operación se hace con un altavoz conectado al aparato, se sabrá que se ha llegado a la igualdad en frecuencia de oscilación entre antena de tono y oscilador local si se va reduciendo la frecuencia de tono hasta llegar a silenciar al aparato. En el caso de la antena del volumen, se alcanzará el volumen máximo.

Si esta operación se hace con ayuda de un osciloscopio, se sabrá que se ha llegado a la igualdad en frecuencia de oscilación entre antena de tono y oscilador local si las señales recogidas desde los puntos de testeo intermedios (TP_A1, _B1, _C1 y _D1) de ambas placas (PCBs: A, B, C y D) muestran la misma frecuencia.

Para realizar el chequeo con un osciloscopio y un analizador de espectro es fundamental: localizar los puntos de testeo en la documentación gráfica y en la realidad e identificar en el esquemático del circuito los oscilogramas asociados a cada punto de testeo. Tras lo cual, ya se podrá comprobar que lo medido con el osciloscopio (o el analizador de espectros) en los puntos de testeo se corresponde con su oscilograma de referencia.

- CA2) Diferencia de 4 kHz en estado de mayor excitación.

El objetivo de este punto es comprobar que el oscilador de la antena oscile 4 kHz por encima o por debajo del oscilador local a calibrar cuando el intérprete mantenga su mano casi tocando la antena. En este punto ya no se debe accionar el trimmer que regula el condensador variable

del oscilador local (CTRIMs: CV_C1 y _D1), porque se perdería la afinación conseguida en el punto anterior.

Si esta operación se hace con ayuda de un osciloscopio, se sabrá que se ha llegado a la diferencia deseada en frecuencias de oscilación entre antena de tono y oscilador local si las señales recogidas desde los puntos de testeo intermedios (TP_A1, _B1, _C1 y _D1) de ambas placas (PCBs: A, B, C y D) presentan la diferencia buscada.

CA3) Ausencia de componente continua y amplitud adecuada de las señales a multiplicar.

El objetivo de este punto es preparar las señales de cara a su multiplicación. Para ello, es crucial que las señales a multiplicar lleguen bien centradas, sin componente continua y con una amplitud no superior a $1V_{PICO}$. A este propósito se ha dotado a las placas de los osciladores (PCBs: A, B, C y D) de dos potenciómetros: un primer potenciómetro de $20\text{ k}\Omega$ (RV_A2, _B2, _C2 y _D2) para controlar la amplitud y un segundo de $10\text{ k}\Omega$ (RV_A1, _B1, _C1 y _D1) para eliminar la componente continua.

Para comprobar que las señales son adecuadas se han de tomar en los puntos de testeo finales de cada placa (TP_A2, _B2, _C2 y _D2)

CA4) Multiplicación limpia: sin armónicos ni portadora.

Esta comprobación se lleva a cabo ya en las siguientes placas (PCBs: E y F)

El objetivo de este punto es verificar que la multiplicación se hace correctamente. En este punto sería ideal usar un analizador de espectros además de un osciloscopio. Ya que con este nuevo aparato de medición podremos apreciar mejor la presencia o no de armónicos y de la portadora. De todas formas, si no se dispone de analizador de espectros, basta con comprobar con el osciloscopio que la señal obtenida en los puntos de testeo finales (TP_E1 y _F1) presentan una oscilación cuya frecuencia sea la suma y la resta de la de las señales multiplicadas simultáneamente y que, además, se corresponda con su oscilograma de referencia. Para ello es necesario hacer dos mediciones en el osciloscopio, cada una con la escala temporal adecuada. Para esta medición puede que sea necesario usar el Trigger del osciloscopio en modo *Slope*.

CA5) Comprobación de ruido introducido por esta PCB intermedia.

Como se está analizando un bloque intermedio del diagrama de bloques, se ha de sustituir la señal generada por el anterior bloque por otra creada por un generador de señales. De esta forma se podrá cambiar el rango de amplitudes y frecuencias de la señal inyectada con más comodidad. Por otro lado, al ser más pura la señal inyectada desde el generador se podrá apreciar con más precisión la posible distorsión o ruido introducidos por la etapa en estudio.

CA6) Primer filtrado y amplificación adecuado con una buena relación señal ruido.

Esta comprobación se lleva a cabo ya en las siguientes placas (PCBs: G y H)

El objetivo de este punto es verificar que se mejora la relación señal-ruido en el producto obtenido en la etapa anterior. El circuito con el que se ha llevado a cabo la multiplicación es una célula de Gilbert. Este tipo de circuitos no sólo multiplican las señales introducidas, sino que también las dividen por un valor característico, en nuestro caso 10. De tal forma que, si multiplicamos dos señales de, por ejemplo, $0.9 V_{PICO}$ cada una, obtendremos una señal de $0.081 V_{PICO}$. Es decir, la señal se ve atenuada 20 dB, de ahí que la relación señal-ruido empeore. Por lo que es necesario amplificarla tras un primer y superficial filtrado previo (de primer orden y frecuencia de corte 50 kHz) de las altas frecuencias. Tras este filtrado y amplificación, la señal deberá multiplicarse por 10 y presentar un ruido razonable. Para comprobarlo basta con medir con el osciloscopio que la señal obtenida en los puntos de testeo intermedios (TP_G1 y _H1) se corresponde con su oscilograma de referencia.

CA7) Filtrado final adecuado.

El objetivo de este punto es verificar que tras el filtrado final (de cuarto orden y frecuencia de corte 3.3 kHz) se purgan todas las frecuencias superiores al rango audible. Para comprobarlo basta con medir con el osciloscopio que la señal obtenida en los puntos de testeo finales (TP_G2 y _H2) se corresponde con su oscilograma de referencia.

CA8) Comprobación de ruido introducido por esta PCB final de grupo.

Como se está analizando un bloque final del diagrama de bloques, se ha de sustituir la señal generada por el anterior bloque por otra creada por un generador de señales. De esta forma se podrá cambiar el rango de amplitudes y frecuencias de la señal inyectada con más comodidad. Por otro lado, al ser más pura la señal inyectada desde el generador se podrá apreciar con más precisión la posible distorsión o ruido introducidos por la etapa en estudio.

A.8.6. Calibración de la modulación del tono y el volumen

Para calibrar la modulación del tono y el volumen hay que comprobar los siguientes puntos:

- CM1) División de voltaje en función de la frecuencia del grupo del volumen.
- CM2) Primer paso de la detección de envolvente: Rectificación.
- CM3) Segundo paso de la detección de envolvente: Filtrado de las frecuencias altas.
- CM4) Comprobación de ruido introducido por esta PCB intermedia.
- CM5) Modulación.
- CM6) Comprobación de ruido introducido por esta PCB final.

Ahora pasamos a describir cada uno de estos puntos:

- CM1) División de voltaje en función de la frecuencia del grupo del volumen.

Esta comprobación se lleva a cabo ya en la siguiente placa (PCB: I)

El objetivo de este punto es verificar que el sencillo filtro paso bajo de primer orden que configura este bloque reduce la amplitud de la señal de entrada como debe según aumenta la frecuencia de ésta. Para comprobarlo basta con medir con el osciloscopio que la señal obtenida en el punto de testeo intermedio (TP_I1) se corresponde con su oscilograma de referencia.

- CM2) Primer paso de la detección de envolvente: Rectificación.

El objetivo de este punto es verificar que el sencillo diodo de rectificación que configura este bloque rectifica como debe. Para comprobarlo basta con medir con el osciloscopio que la señal obtenida en el punto de testeo intermedio (TP_I2) se corresponde con su oscilograma de referencia.

- CM3) Segundo paso de la detección de envolvente: Filtrado de las frecuencias altas.

El objetivo de este punto es verificar que la cadena de filtros paso bajo de diversos ordenes que configura este bloque detecta la envolvente de la señal rectificada. Para comprobarlo basta con medir con el osciloscopio que la señal obtenida en el punto de testeo final (TP_I3) se corresponde con su oscilograma de referencia.

- CM4) Comprobación de ruido introducido por esta PCB intermedia.

A pesar de estar analizando un bloque inicial de un grupo de bloques, como no es un grupo inicial, sí recibe una señal, por lo que se ha de sustituir la señal generada por el anterior bloque

por otra creada por un generador de señales. De esta forma se podrá cambiar el rango de amplitudes y frecuencias de la señal inyectada con más comodidad. Por otro lado, al ser más pura la señal inyectada desde el generador se podrá apreciar con más precisión la posible distorsión o ruido introducidos por la etapa en estudio.

CM5) Modulación.

Esta comprobación se lleva a cabo ya en la siguiente placa (PCB: J)

El objetivo de este punto es verificar que la modulación-multiplicación se hace correctamente. En este punto, a pesar de llevarse a cabo con un multiplicador analógico, no conviene usar un analizador de espectros además de un osciloscopio. Principalmente porque una de las señales a multiplicar, la envolvente, ya no es una señal senoidal. Así, basta con comprobar con el osciloscopio que la señal obtenida en el punto de testeo final (TP_J1) es efectivamente la envolvente del volumen como moduladora y la señal proveniente del grupo de tono como portadora. Se ha de comprobar también que la señal resultante se corresponda con su oscilograma de referencia.

CM6) Comprobación de ruido introducido por esta PCB final.

Como se está analizando un bloque final del diagrama de bloques, se ha de sustituir la señal generada por el anterior bloque por otra creada por un generador de señales. De esta forma se podrá cambiar el rango de amplitudes y frecuencias de la señal inyectada con más comodidad. Por otro lado, al ser más pura la señal inyectada desde el generador se podrá apreciar con más precisión la posible distorsión o ruido introducidos por la etapa en estudio.

Planos

En este apartado final se incluyen primero los planos del theremín de una antena construido, esto es, los de las PCBs A, C, E y G.

Antes de esos planos se incluye el diagrama de conexiónado del theremín completo de dos antenas y su diagrama de bloques.

Después de los planos, se incluyen figuras del cuerpo principal de la memoria que se ha considerado que merece la pena mostrar en formato A3. En el cuerpo central de la memoria se dejó indicado con la llamada (→Planos) las imágenes que se iban a incorporar en A3 en el apartado final de planos.

DIAGRAMA DE CONEXIONADO:

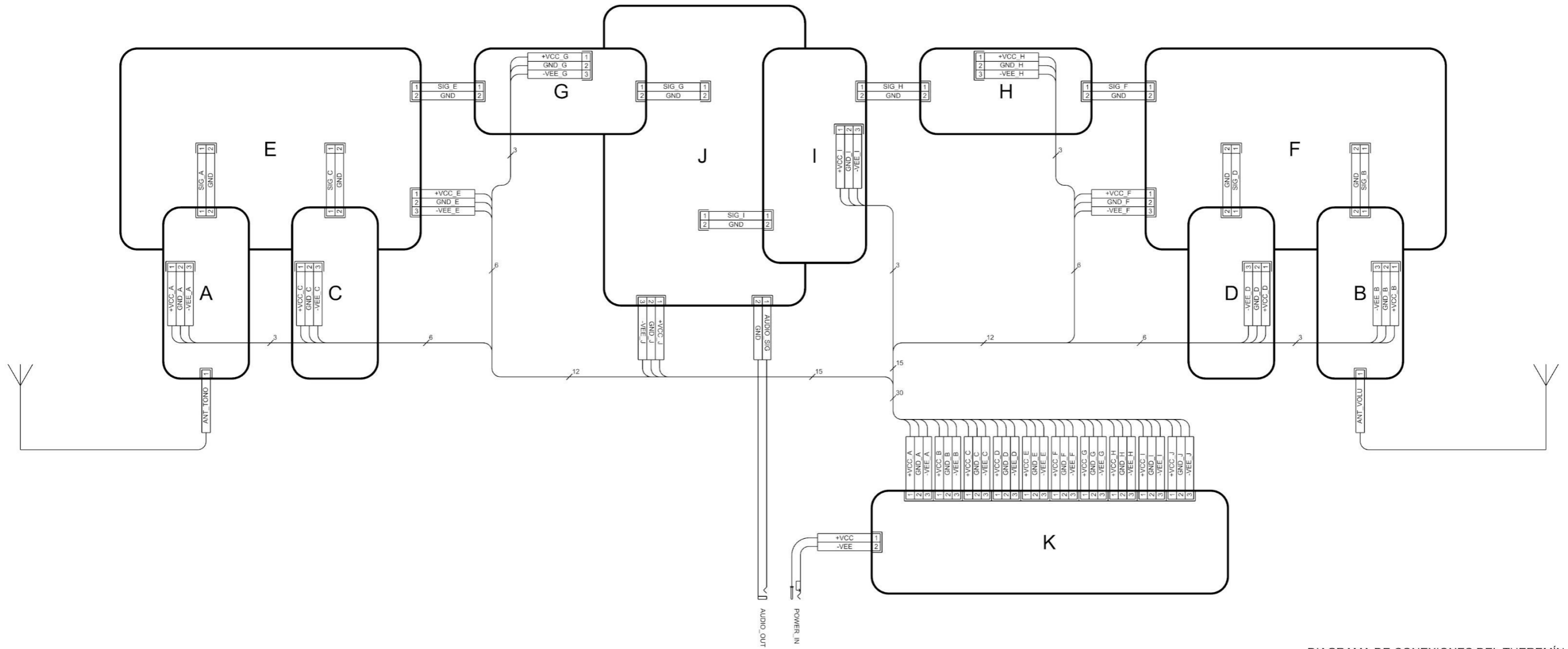
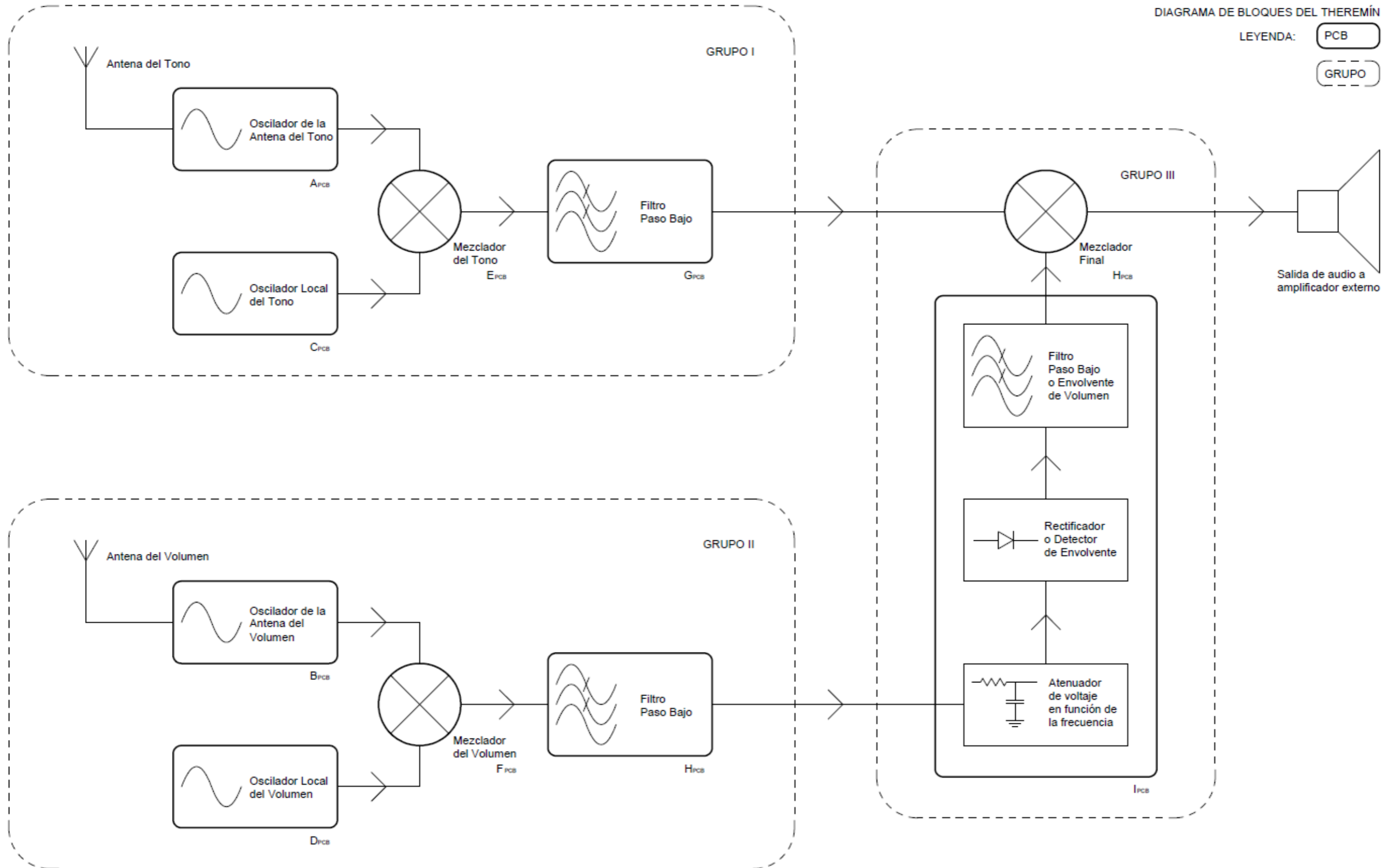
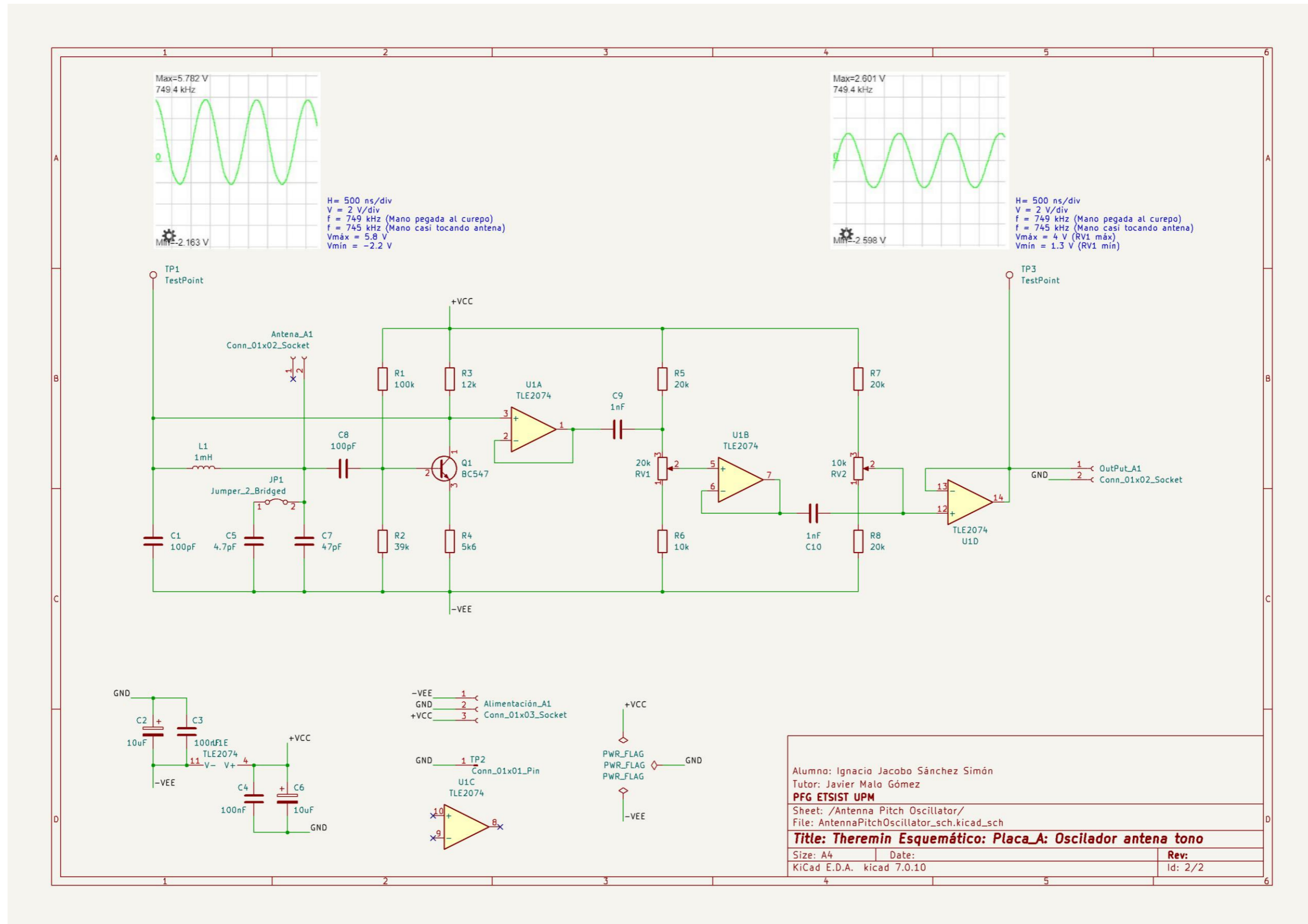


DIAGRAMA DE CONEXIONES DEL THEREMÍN

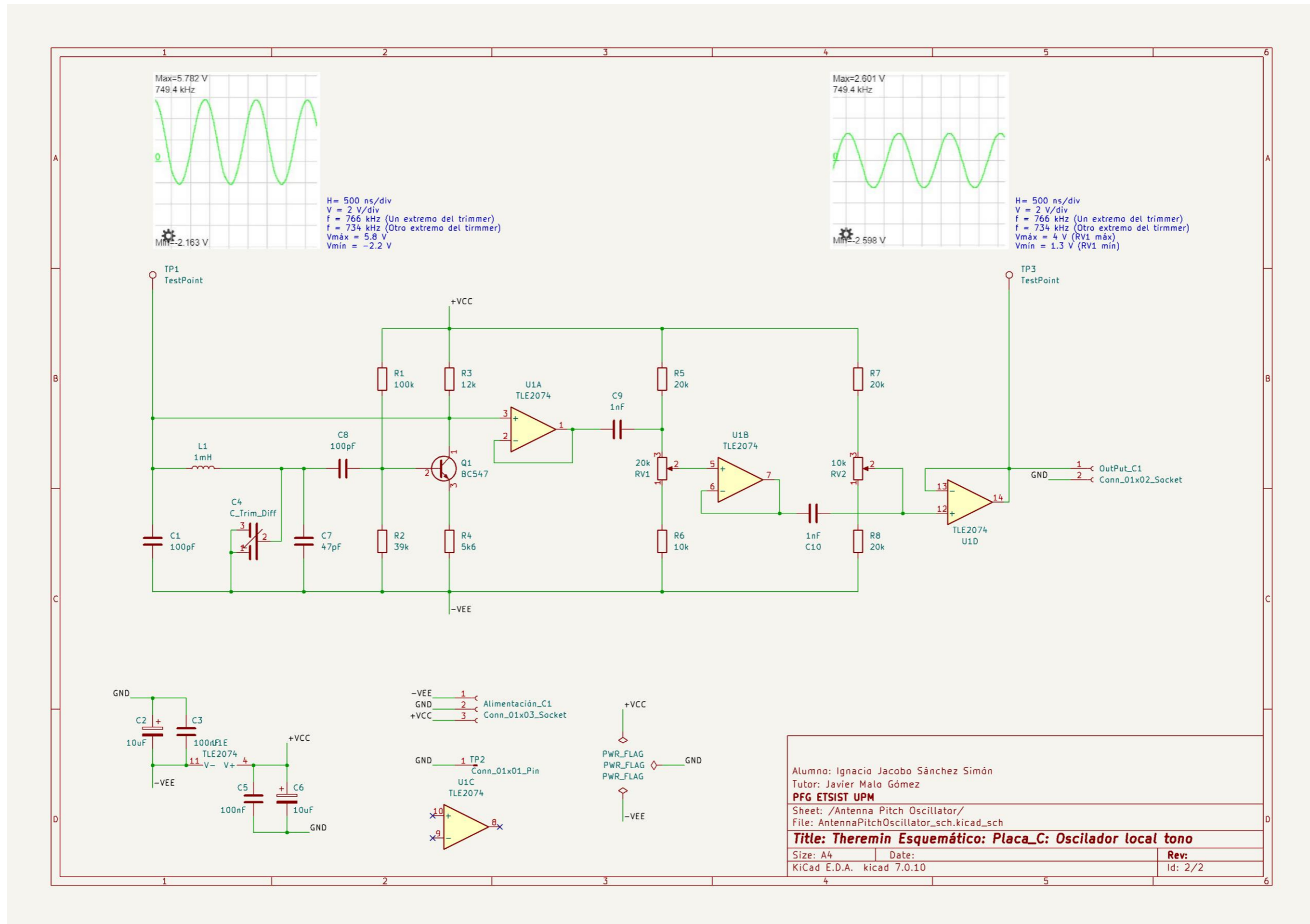
DIAGRAMA DE BLOQUES:



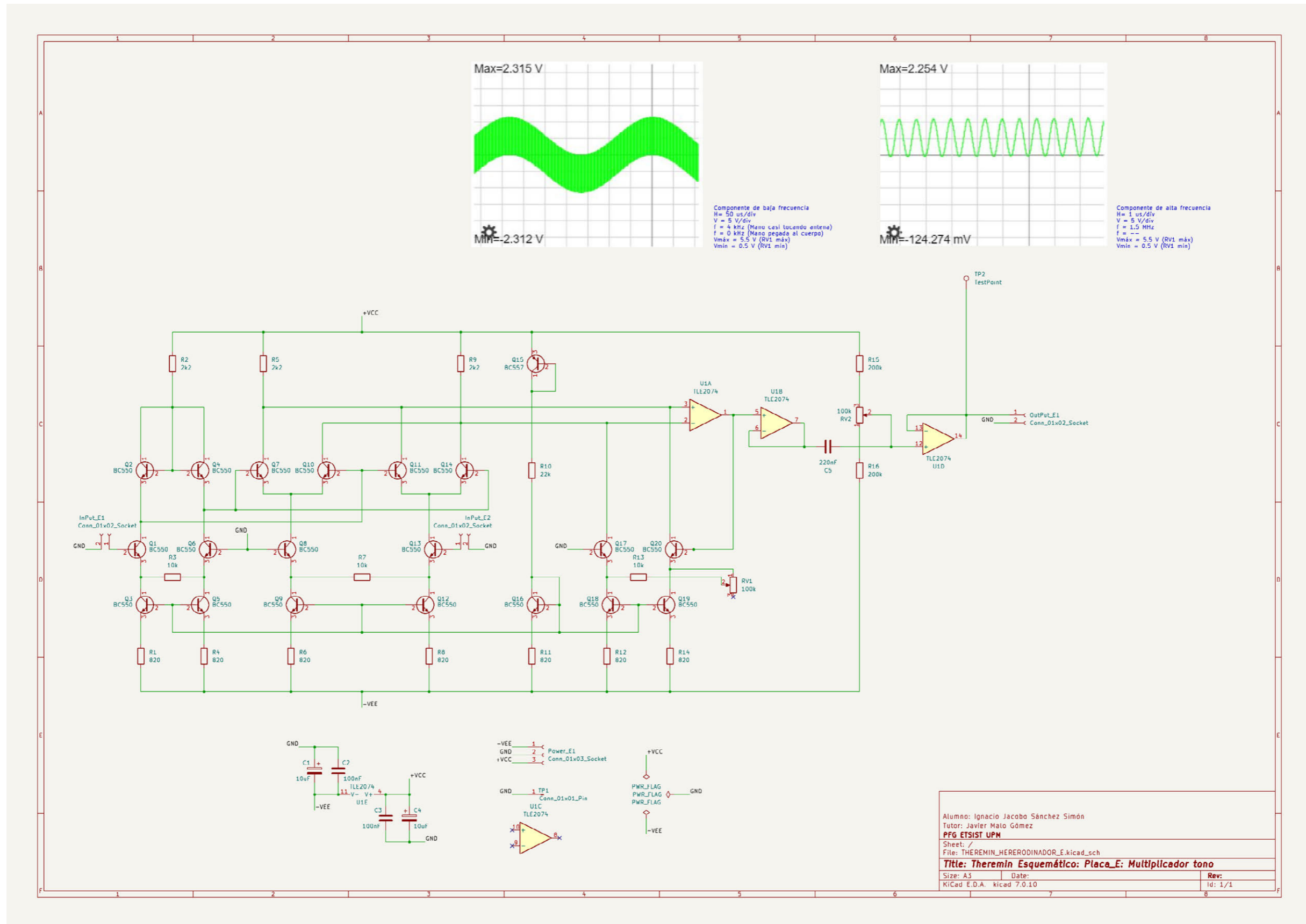
ESQUEMÁTICO DE LA PCB A:



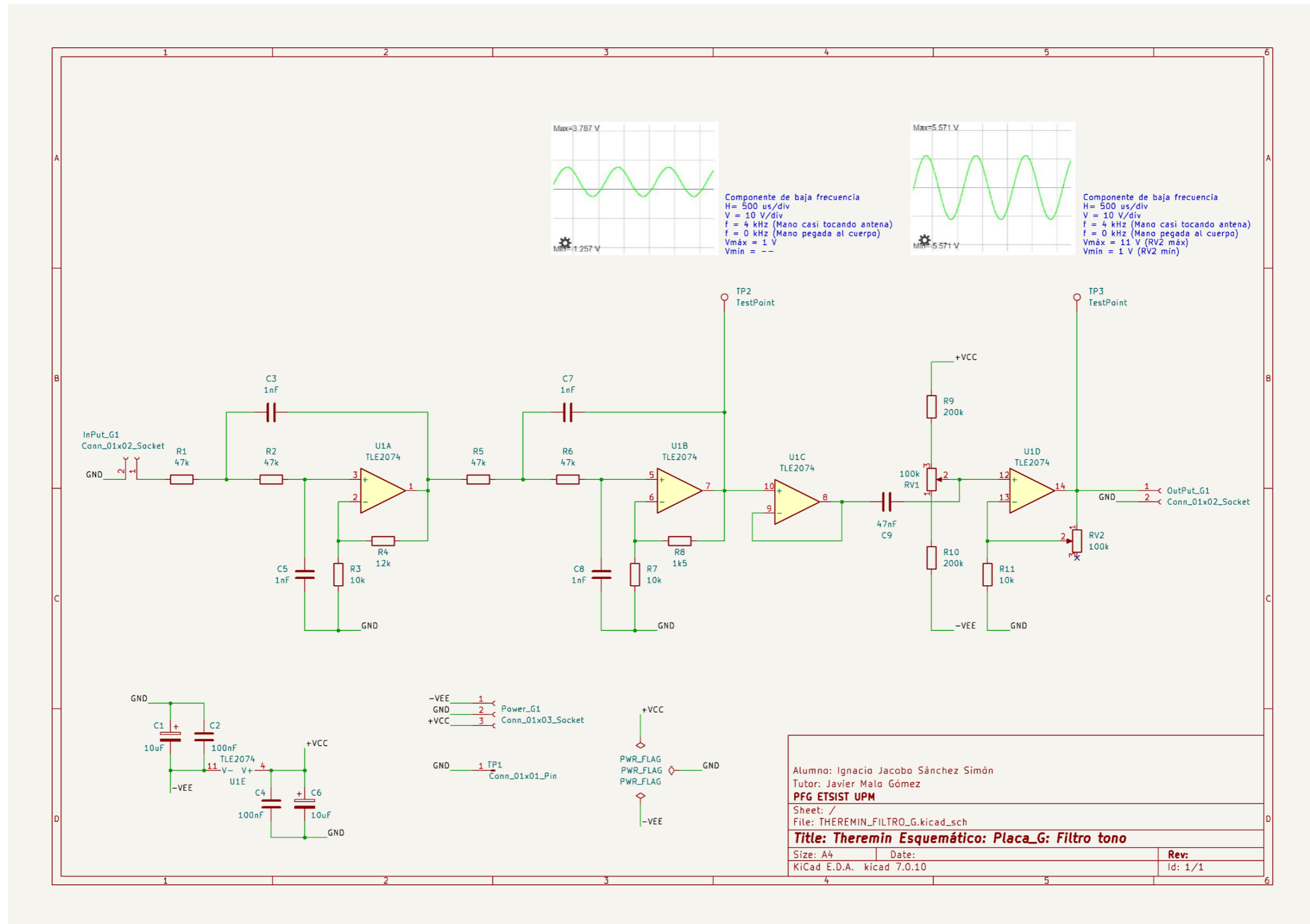
ESQUEMÁTICO DE LA PCB C:



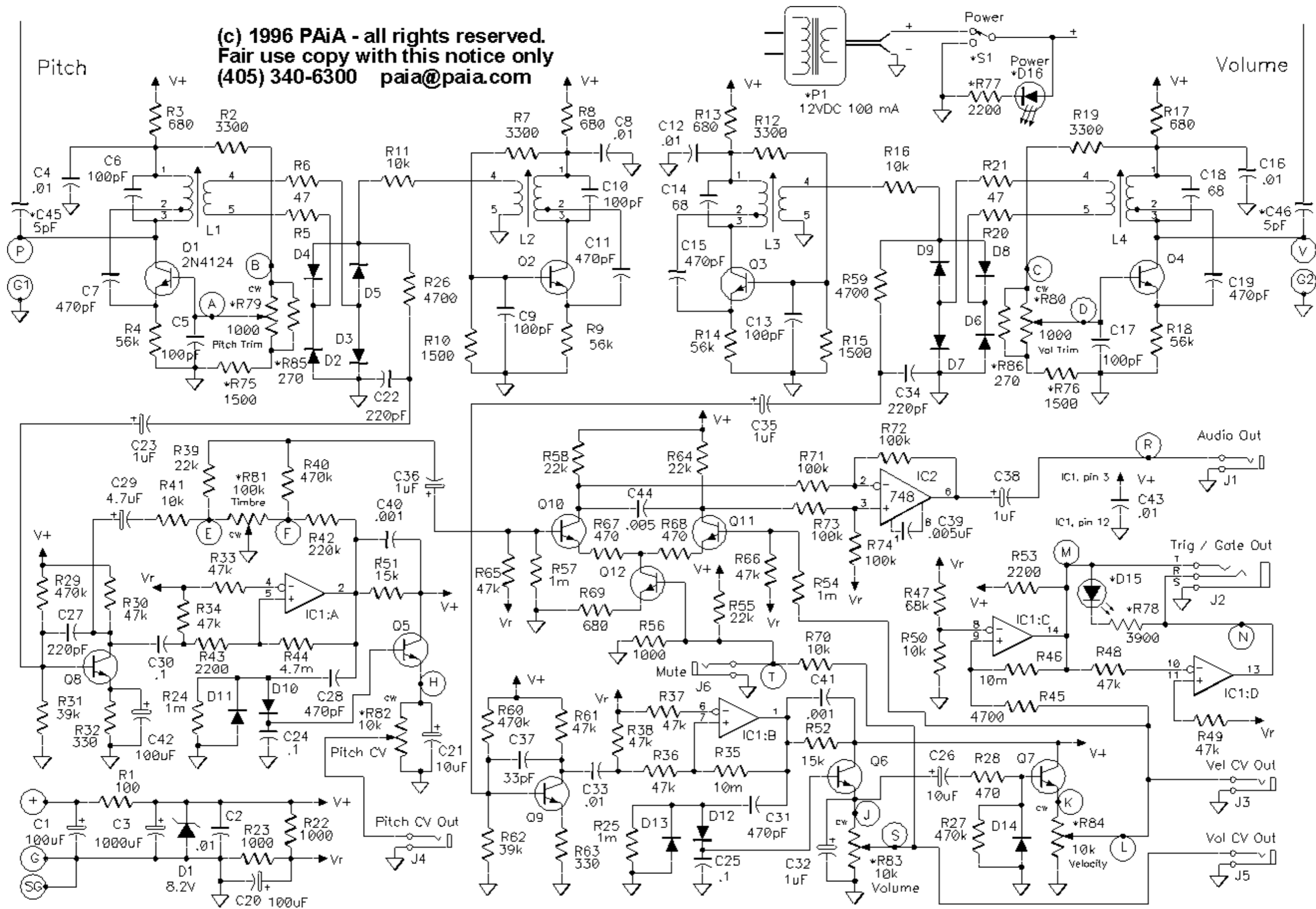
ESQUEMÁTICO DE LA PCB E:



ESQUEMÁTICO DE LA PCB G:



ESQUEMÁTICO DEL THERMIN PAiA Theremax kit:



DIAGRÁMA DE BLOQUES DERIVADO A PARTIR DEL ESQUEMÁTICO DEL THERMIN PAiA Theremax kit:

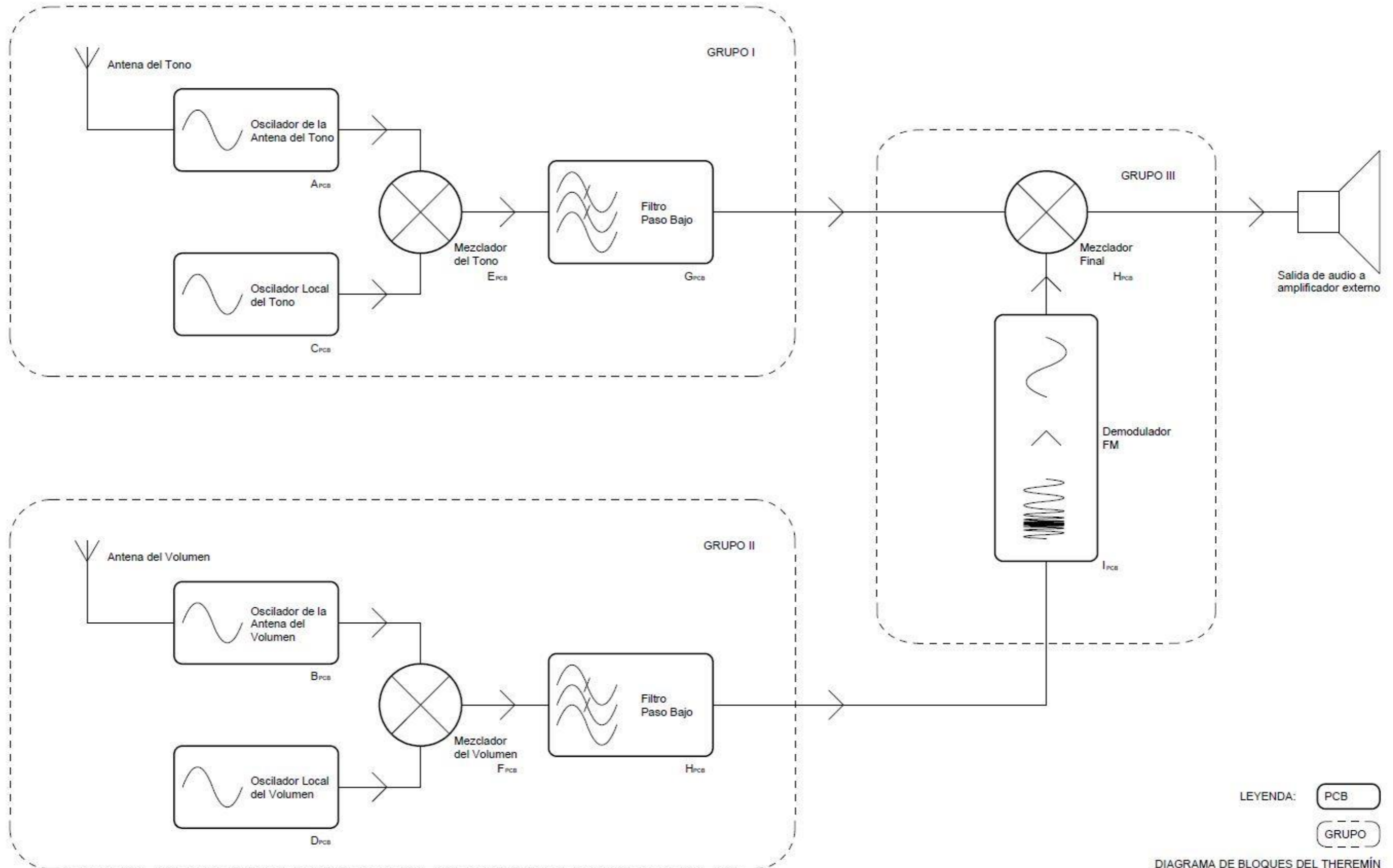
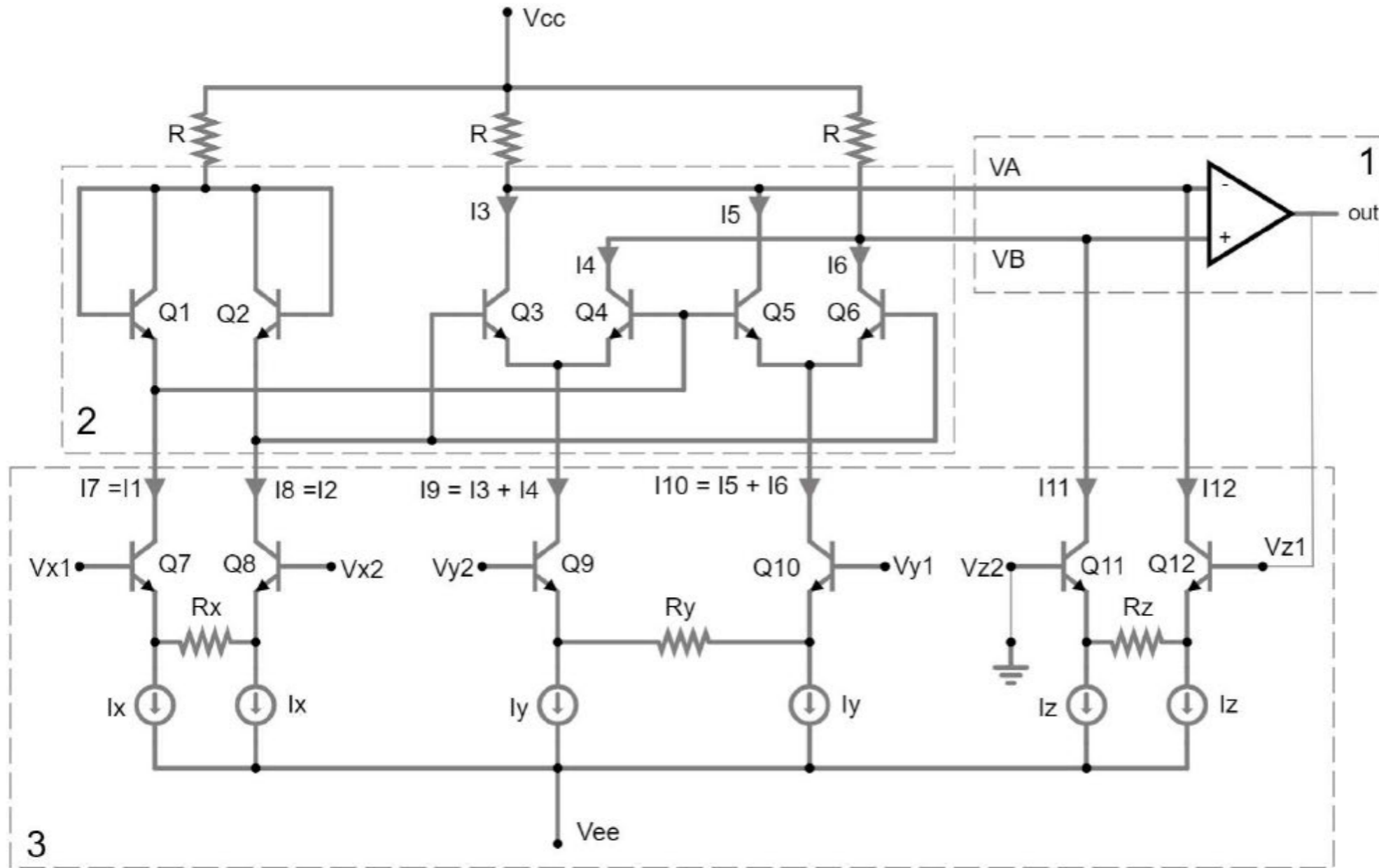


DIAGRAMA DE BLOQUES DEL THEREMÍN

CÁLCULO DE LA CÉLULA DE GILBERT:



1) Retroalimentación negativa y cortocircuito virtual:

$$\begin{cases} V_A = V_{CC} - R(I_3 + I_5 + I_{12}) \\ V_B = V_{CC} - R(I_4 + I_6 + I_{11}) \end{cases}$$

$$V_A = V_B \rightarrow (I_3 + I_5 + I_{12}) = (I_4 + I_6 + I_{11})$$

$$(I_4 + I_6) - (I_3 + I_5) = (I_{12} - I_{11})$$

$$(I_4 + I_6) - (I_3 + I_5) = \frac{2}{R_Z}(V_{Z1} - V_{Z2}) \rightarrow (I)$$

2) Principio de translinealidad:

$$\begin{cases} I_3 - I_4 = (I_1 - I_2) \left(\frac{I_3 + I_4}{I_1 + I_2} \right) = (I_1 - I_2) \left(\frac{I_9}{2I_X} \right) \\ I_6 - I_5 = (I_1 - I_2) \left(\frac{I_6 + I_5}{I_1 + I_2} \right) = (I_1 - I_2) \left(\frac{I_{10}}{2I_X} \right) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_3 - I_4 = \left(\frac{2}{R_X} (V_{X1} - V_{X2}) \right) \left(\frac{I_9}{2I_X} \right) \\ I_6 - I_5 = \left(\frac{2}{R_X} (V_{X1} - V_{X2}) \right) \left(\frac{I_{10}}{2I_X} \right) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_3 - I_4 = \left(\frac{(V_{X1} - V_{X2})}{R_X I_X} \right) I_9 \rightarrow (II) \\ I_6 - I_5 = \left(\frac{(V_{X1} - V_{X2})}{R_X I_X} \right) I_{10} \rightarrow (III) \end{cases}$$

3) Transconductancia del par diferencial:

$$I_1 - I_2 = \frac{2}{R_X} (V_{X1} - V_{X2})$$

$$I_{10} - I_9 = \frac{2}{R_Y} (V_{Y1} - V_{Y2})$$

$$I_{12} - I_{11} = \frac{2}{R_Z} (V_{Z1} - V_{Z2})$$

4) Restando (III) - (II) y aplicando (I):

$$(I_6 - I_5) - (I_3 - I_4) = \left(\frac{(V_{X1} - V_{X2})}{R_X I_X} \right) (I_{10} - I_9)$$

$$(I_4 + I_6) - (I_3 + I_5) = \left(\frac{V_{X1} - V_{X2}}{R_X I_X} \right) \left(\frac{2}{R_Y} (V_{Y1} - V_{Y2}) \right)$$

$$\frac{2}{R_Z} (V_{Z1} - V_{Z2}) = \left(\frac{2}{R_X R_Y I_X} \right) (V_{X1} - V_{X2}) (V_{Y1} - V_{Y2})$$

$$(V_{Z1} - V_{Z2}) = \left(\frac{R_Z}{R_X R_Y I_X} \right) (V_{X1} - V_{X2}) (V_{Y1} - V_{Y2})$$