



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**Implementación de un amplificador de
aislamiento usando un dispositivo
SAW como medio aislante**

TESIS

Que para obtener el título de

Ingeniera Eléctrica Electrónica

P R E S E N T A

Nalleli Lucila Santander Sánchez

DIRECTOR DE TESIS

Dr. Jaime Octavio Guerra Pulido



Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2018



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Agradecimientos

A mi familia que me ha apoyado en todo momento, siempre tienen un consejo, palabras de aliento o un abrazo para sobrepasar las situaciones más difíciles. Gracias por no dejarme caer y ayudarme cada día para lograr mis objetivos.

A mis amigos que se han convertido en mi familia, Jesús Sánchez, Ana Karen Labrada, Osvaldo Barrera y Ricardo Silva, que me han alentado a enfrentar mis miedos, que me han apoyado dentro y fuera del salón de clases, agradezco su amistad como el tesoro que es.

Al asesor de este trabajo, el Dr. Jaime Guerra, agradezco la oportunidad, las facilidades para trabajar con el equipo de laboratorio que se necesitó, el tiempo, la dedicación, la paciencia y sobre todo el conocimiento compartido.

Al jurado asignado, el Dr. Jorge Rodríguez, el Dr. Pablo Pérez, el Dr. Saúl De la Rosa y la M.I. Ma. Del Socorro Guevara, por tomarse el tiempo de realizar las observaciones y comentarios que ayudaron a mejorar realización de este trabajo.

Al Dr. Alexander Martynyuk por el apoyo que brindó con los dispositivos SAW, agradezco el esfuerzo que realizó para apoyar con la avería presentada en una de las líneas de retardo.

Al Sistema de Becas para Estudiantes Indígenas por la beca brindada durante parte de mi licenciatura y la realización de mi tesis.

A la Universidad Nacional Autónoma de México, por brindarme una educación integral desde el nivel medio superior y hasta la culminación de mi licenciatura en la Facultad de Ingeniería.

Resumen

La electrónica es un campo que se encuentra en constante desarrollo y evolución que consiste, principalmente, en el desarrollo de nuevas técnicas y en el mejoramiento de las existentes con la finalidad de responder a necesidades específicas. Es relativamente común que diversas aplicaciones requieran amplificar señales sin que haya un contacto eléctrico directo entre la entrada y la salida del amplificador, esto se ha resuelto a través de la invención de los amplificadores de aislamiento. Los amplificadores de aislamiento juegan un papel importante dentro de la estructura de los sistemas electrónicos por que se utilizan como un sistema de protección; en la actualidad un amplificador de aislamiento se dispone en un circuito integrado y cuenta con características de bajo consumo, precisión, anchos de banda de hasta 400 kHz y rangos de temperatura que van desde -55 °C hasta 125 °C. Sin embargo, todos los amplificadores de aislamiento que existen en el mercado siguen utilizando los mismos medios de aislamiento convencionales, es decir, medios inductivos, capacitivos y ópticos.

En este proyecto se realizó la implementación de un amplificador de aislamiento donde se utilizan los dispositivos de ondas acústicas superficiales (SAW) como medio aislante. Estos dispositivos SAW están fabricados sobre un sustrato de niobato de litio como material piezoeléctrico, el cual se encarga de producir, propagar y recibir las SAW. El amplificador de aislamiento está conformado por etapas de amplificación, filtrado, modulación, mezclado de señales y demodulación, que, en nuestro caso, se realizó por medio de una malla de seguimiento de fase (PLL) para finalmente hacer la recuperación de la información de entrada al sistema. Se ha elegido como el ancho de banda del amplificador todo el rango de frecuencias del audio.

Los dispositivos SAW disponibles para este proyecto tienen respuesta eléctrica alrededor de los 78 MHz y 84 MHz, por lo cual, el amplificador de aislamiento se desarrolló tomando en cuenta como dato principal dicha respuesta. En ambos casos, se logró la transmisión de información adecuando las etapas de entrada y salida a la frecuencia de operación de la línea en uso. Los resultados obtenidos muestran algunas características comparables con los de un dispositivo comercial, como son: el ancho de banda de transmisión y la ganancia del amplificador; sin embargo, se deberá seguir el desarrollo de esta experimentación con equipo más sofisticado para comprobar algunas otras características tales como el voltaje de aislamiento de este sistema.

Contenido

Capítulo 1 Introducción	1
1.1. Planteamiento del problema.....	1
1.2. Hipótesis.....	1
1.3. Metodología.....	2
1.4. Objetivos.....	2
Capítulo 2 Antecedentes	5
2.1. Amplificadores de Aislamiento.....	5
2.2. Amplificador de instrumentación.....	7
2.3. Filtros.....	10
2.4. Modulación.....	14
2.4.1. Frecuencia Modulada.....	14
2.4.2. Diodo varactor como modulador de frecuencia.....	16
2.4.3. Osciladores.....	17
2.5. Demodulación.....	21
2.5.1. Detector de pendiente.....	21
2.5.2. Discriminación de desfase.....	23
2.5.3. Detección de relación.....	24
2.5.4. Detección de cuadratura.....	24
2.5.5. Malla de enganche de fase (PLL).....	25
Capítulo 3 Líneas de retardo SAW	29
3.1. Ondas Acústicas Superficiales.....	29
3.2. Dispositivos SAW.....	30
3.2.1. Parámetros S o Matriz de dispersión.....	30
3.3. Investigaciones sobre el voltaje de ruptura en dispositivos SAW.....	36

Capítulo 4 Desarrollo del amplificador	39
4.1. Etapa de entrada	39
4.1.1. Amplificador de instrumentación.....	40
4.1.2. Diseño del filtro	43
4.1.3. Modulador de Frecuencia	46
4.2. Etapa de salida.....	55
4.2.1. Amplificador	56
4.2.2. Mezclador.....	56
4.2.3. Comparador de voltaje.....	58
4.2.4. Demodulador por medio de un PLL.	59
Capítulo 5 Implementación, problemas técnicos y resultados del amplificador.	65
5.1. Modulador de frecuencia	65
5.2. Problemas técnicos.....	67
5.3. Resultados del amplificador	67
5.4. Etapa de entrada	69
5.4.1. Amplificador de instrumentación.....	69
5.4.2. Filtro Bessel	72
5.5. Etapa de salida.....	73
5.5.1. Amplificador RF.	73
5.5.2. Mezclador.....	74
5.5.3. Comparador de voltaje.....	77
5.5.4. Malla de enganche de fase.....	78
Conclusiones	83
Referencias.....	85

ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 2.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO.....	5
FIGURA 2.2 SÍMBOLO DE UN AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO.....	6
FIGURA 2.3 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN.....	8
FIGURA 2.4 AD620 CON PROTECCIÓN EN LA ENTRADA.	10
FIGURA 2.5 FILTRO PASO BAJAS, A) RESPUESTA IDEAL, B) RESPUESTA REAL.	11
FIGURA 2.6 FILTRO PASO ALTAS. A) RESPUESTA IDEAL, B) RESPUESTA REAL.	11
FIGURA 2.7 A) RESPUESTA IDEAL, B) RESPUESTA REAL DE UN FILTRO PASA BANDA.	12
FIGURA 2.8 A) RESPUESTA IDEAL, B) RESPUESTA REAL DE UN FILTRO RECHAZA BANDA.....	12
FIGURA 2.9 RESPUESTA EN AC DE APROXIMACIONES BUTTERWORTH, CHEBYSHEV Y BESSEL.	13
FIGURA 2.10 FILTRO DE SEGUNDO ORDEN EN CONFIGURACIÓN SALLEN KEY CON GANANCIA EN TENSIÓN UNITARIA.	14
FIGURA 2.11 A) SEÑAL MODULADORA; B) SEÑAL PORTADORA; C) SEÑAL MODULADA O FRECUENCIA MODULADA.	15
FIGURA 2.12 ESPECTRO DE UNA SEÑAL FM.	16
FIGURA 2.13 SÍMBOLO DE UN DIODO VARICAP.....	17
FIGURA 2.14 OSCILADOR COLPITTS.	18
FIGURA 2.15 OSCILADOR CLAPP.	19
FIGURA 2.16 OSCILADOR ARMSTRONG.	20
FIGURA 2.17 OSCILADOR HARTLEY.....	20
FIGURA 2.18 OSCILADOR CONTROLADO POR CRISTAL.	21
FIGURA 2.19 CIRCUITO DETECTOR DE PENDIENTE.	22
FIGURA 2.20 RESPUESTA DEL DETECTOR DE PENDIENTE.	22
FIGURA 2.21 CIRCUITO DISCRIMINADOR DE DESFASAMIENTO.	23
FIGURA 2.22 RESPUESTA DE UN CIRCUITO DISCRIMINADOR DE DESFASAMIENTO.....	23
FIGURA 2.23 CIRCUITO DETECTOR DE RELACIÓN.....	24
FIGURA 2.24 RESPUESTA DEL CIRCUITO DETECTOR DE RELACIÓN.....	24
FIGURA 2.25 CIRCUITO DETECTOR DE CUADRATURA.	25
FIGURA 2.26 A) DETECTOR DE FASE CON DOS ENTRADAS Y UNA SALIDA; B) SEÑALES CON FASE DIFERENTE QUE PRODUCEN UNA DIFERENCIA DE FASE; C) LA SALIDA DEL DETECTOR DE FASE PRODUCE UNA TENSIÓN DIRECTAMENTE PROPORCIONAL A LA DIFERENCIA DE FASE.	26
FIGURA 2.27 A) LA TENSIÓN DE ENTRADA A LA ENTRADA DEL VCO RESULTA EN UNA FRECUENCIA A LA SALIDA; B) VARIACIÓN LINEAL DENTRO DE UN RANGO DE FRECUENCIAS.	26
FIGURA 2.28 DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN PLL.	27
FIGURA 2.29 INTERVALOS DE ENGANCHE Y CAPTURA DE UN PLL.	28
FIGURA 3.1 RED DE MICROONDAS ARBITRARIA CON N PUERTOS.	30
FIGURA 3.2 MAGNITUD S11, COEFICIENTE DE REFLEXIÓN ALREDEDOR DE LOS 78 MHZ.	32
FIGURA 3.3 MAGNITUD S21, COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN ALREDEDOR DE LOS 78 MHZ.	32

FIGURA 3.4 MAGNITUD DE Y_{11} , ADMITANCIA DE ENTRADA CON SALIDA EN CORTO CIRCUITO.	33
FIGURA 3.5 MAGNITUD DE Y_{21} , ADMITANCIA DE TRANSFERENCIA DIRECTA CON SALIDA EN CORTO CIRCUITO.	33
FIGURA 3.6 MAGNITUD DE S_{11} , COEFICIENTE DE REFLEXIÓN ALREDEDOR DE LOS 84 MHz.	34
FIGURA 3.7 MAGNITUD DE S_{21} , COEFICIENTE DE TRANSMISIÓN ALREDEDOR DE LOS 84 MHz.	34
FIGURA 3.8 MAGNITUD DE Y_{11} , ADMITANCIA DE ENTRADA CON SALIDA EN CORTO CIRCUITO.	35
FIGURA 3.9 MAGNITUD DE Y_{21} , ADMITANCIA DE TRANSFERENCIA DIRECTA CON SALIDA EN CORTO CIRCUITO.	35
FIGURA 4.1 ETAPA DE ENTRADA DEL AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO CON UN DISPOSITIVO SAW COMO MEDIO AISLANTE.	39
FIGURA 4.2 ANÁLISIS DE AC DEL CIRCUITO AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN.	41
FIGURA 4.3 CIRCUITO AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN.....	42
FIGURA 4.4 ANÁLISIS DE AC, AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN CON GANANCIA DE TENSIÓN $A_{V_{MÍNIMA}}=10$ Y $A_{V_{MÁXIMA}}=100$	42
FIGURA 4.5 FILTRO BESSEL DE 4º ORDEN EN CONFIGURACIÓN SALLEN-KEY, FRECUENCIA DE CORTE DE 21 KHz.....	45
FIGURA 4.6 ANÁLISIS EN AC DEL FILTRO BESSEL DE 4º ORDEN CON FRECUENCIA DE CORTE DE 20.45 KHz.	46
FIGURA 4.7 MODULADOR DE FM DE HASTA 500 MHz.	47
FIGURA 4.8 MODULADOR DE FRECUENCIA CON PORTADORA DE 78 MHz.	50
FIGURA 4.9 ANÁLISIS TRANSITORIO DEL MODULADOR DE FRECUENCIA.	50
FIGURA 4.10 ACERCAMIENTO A LAS OSCILACIONES OBSERVADAS.....	51
FIGURA 4.11 MAGNITUD DEL ESPECTRO EN FRECUENCIA.	51
FIGURA 4.12 ACERCAMIENTO A LA MAGNITUD DEL ESPECTRO EN FRECUENCIA DE LA SEÑAL FM.	52
FIGURA 4.13 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL MODULADOR DE FRECUENCIA.	53
FIGURA 4.14 TARJETA PCB. CARA INFERIOR.	53
FIGURA 4.15 TARJETA PCB. CARA SUPERIOR.	54
FIGURA 4.16 TARJETA PCB DEL MODULADOR DE FRECUENCIA.	54
FIGURA 4.17 ETAPA DE SALIDA DEL AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO CON UN DISPOSITIVO SAW COMO MEDIO AISLANTE.....	55
FIGURA 4.18 DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA ETAPA DE SALIDA DEL AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO.	56
FIGURA 4.19 MEZCLADOR DE FRECUENCIA DOBLEMENTE BALANCEADO.	57
FIGURA 4.20 MEZCLADO DE LA SEÑAL DE FRECUENCIA MODULADA DE 78.8 MHz Y UN OSCILADOR LOCAL DE 79.9 MHz.....	58
FIGURA 4.21 DOMINIO DE LA FRECUENCIA DE LA SEÑAL DE FRECUENCIA INTERMEDIA (FI) DE 1 MHz.	58
FIGURA 4.22 CONVERSIÓN ANALÓGICO-DIGITAL.	59
FIGURA 4.23 FUENTE DE WIDLAR	60
FIGURA 4.24 CIRCUITO DEMODULADOR DE FM.	62
FIGURA 4.25 GRÁFICAS DE LA MALLA DE ENGANCHE DE FASE, EN ORDEN DESCENDENTE: A) FILTRO; B) COMPARADOR; C) VCO.	62
FIGURA 4.26 SEÑAL ORIGINAL Y SEÑAL DEMODULADA CON FRECUENCIA DE 20 KHz.....	63
FIGURA 5.1 CIRCUITO MODULADOR DE FRECUENCIA CON RESPUESTA ELÉCTRICA EN 78 MHz, CARA INFERIOR.....	65
FIGURA 5.2 CIRCUITO MODULADOR DE FRECUENCIA CON RESPUESTA ELÉCTRICA EN 78 MHz, CARA SUPERIOR.	66
FIGURA 5.3 MODULADOR DE FRECUENCIA DENTRO DE GABINETE METÁLICO.	66
FIGURA 5.4 IMPLEMENTACIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO UTILIZANDO UN DISPOSITIVO SAW COMO MEDIO AISLANTE.	68

FIGURA 5.5 ETAPA DE ENTRADA DEL AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO, AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN Y FILTRO BESSEL.....	69
FIGURA 5.6 RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN.....	70
FIGURA 5.7 RAZÓN DE RECHAZO EN MODO COMÚN.....	71
FIGURA 5.8 PORCENTAJE DE ERROR DEL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN AD620.....	71
FIGURA 5.9 ANÁLISIS EN AC DEL RESULTADO DE LA IMPLEMENTACIÓN DEL FILTRO BESSEL.....	72
FIGURA 5.10 FILTRO BESSEL PASO BAJAS CON FRECUENCIA DE CORTE EN 21 KHZ.....	72
FIGURA 5.11 LÍNEA DE RETARDO/DISPOSITIVO SAW CON FRECUENCIA DE 83.8 MHZ.....	73
FIGURA 5.12 AMPLIFICADOR DE RF CON TERMINALES SMA COAXIAL.....	73
FIGURA 5.13 AMPLIFICACIÓN DE SEÑAL RF.....	74
FIGURA 5.14 MEZCLADOR DE SEÑALES, VISTA FRONTAL.....	74
FIGURA 5.15 MEZCLADOR DE SEÑALES, VISTA SUPERIOR.....	75
FIGURA 5.16 MEZCLADOR, IF) FRECUENCIA INTERMEDIA, OSC) OSCILADOR LOCAL DE 84.8 MHZ, FM) SEÑAL DE FRECUENCIA MODULADA....	75
FIGURA 5.17 FILTRO PASA BANDA 1-10 MHZ.....	77
FIGURA 5.18 ANÁLISIS EN AC, FILTRO PASA BANDA.....	77
FIGURA 5.19 FRECUENCIA INTERMEDIA; FILTRO PASO BANDA; COMPARADOR.....	78
FIGURA 5.20 PROTOBOARD CON LA ETAPA DE SALIDA, DE DERECHA A IZQUIERDA: FPB) FILTRO PASA BANDA, A/D) COMPARADOR DE VOLTAJE, PLL) MALLA DE ENGANCHE DE FASE, FPB) FILTRO PASO BAJAS CON GANANCIA Y FRECUENCIA DE CORTE DE 20KHZ.....	78
FIGURA 5.21 SEÑALES DEL PLL. FILT) SALIDA DEL PLL, VCO) OSCILADOR CONTROLADO POR VOLTAJE, IF) FRECUENCIA INTERMEDIA.....	79
FIGURA 5.22 IN) SEÑAL MENSAJE; PLL) SEÑAL EN LA SALIDA ANALÓGICA DEL PLL.....	79
FIGURA 5.23 OUT) SEÑAL FILTRADA DEL PLL; IN) SEÑAL MENSAJE.....	80
FIGURA 5.24 INTERVALOS DE ENGANCHE Y CAPTURA DEL PLL.....	80
FIGURA 5.25 LINEALIDAD DEL PLL.....	81
FIGURA 5.26 AMPLIFICADOR DE AUDIO CON GANANCIA DE HASTA 200.....	81
FIGURA 5.27 COMPARACIÓN EN LA ENTRADA Y EN LA SALIDA DEL AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO. IN) ENTRADA, OUT) SALIDA.....	82
FIGURA 5.28 COMPARACIÓN ENTRADA-SALIDA DEL AMPLIFICADOR DE AISLAMIENTO.....	82

1.1. Planteamiento del problema.

Existen diversas aplicaciones que requieren que la fuente de la señal y los circuitos encargados de procesar dicha señal se encuentren eléctricamente aislados, es decir, no debe existir un contacto eléctrico directo entre la entrada y la salida del dispositivo, por ejemplo, en un electrocardiógrafo el paciente debe estar aislado del circuito para protegerlo de posibles descargas eléctricas que llegaran de la alimentación eléctrica del instrumento y, por otro lado, el instrumento debe estar protegido ante la posibilidad de descargas eléctricas aplicadas al paciente por medio de un desfibrilador. Típicamente, esto se realiza con un amplificador de aislamiento en el cual, como se mencionará posteriormente, se utiliza alguno de los tres tipos básicos de aislamiento: óptico, capacitivo o por medio de un transformador.

Los diferentes medios aislantes cuentan con características de funcionamiento que pueden resultar poco favorables para el sistema electrónico que los contienen, por ejemplo, el aislamiento óptico tiene un comportamiento no lineal y obtener una respuesta lineal resulta en un procesamiento complejo y costoso; el aislamiento por medio del uso de transformadores limita el ancho de banda y tiene un voltaje de aislamiento menor de 10 kV; de igual manera los aislantes capacitivos cuentan con un voltaje de aislamiento pequeño, anchos de banda limitados y menor precisión. En este trabajo se explora el aislamiento por medio de una línea de retardo SAW, la cual tiene por su construcción un voltaje de aislamiento muy alto debido a que está construida sobre un material cristalino aislante.

1.2. Hipótesis.

Es posible diseñar e implementar el prototipo de un amplificador de aislamiento utilizando un dispositivo SAW para transportar la señal de una parte del circuito a la otra parte del circuito sin que exista un contacto eléctrico entre ambas partes. El dispositivo SAW actúa como un filtro paso banda cuya operación y respuesta en frecuencia está relacionada con la geometría que lo compone y, dependiendo de su comportamiento, es necesario diseñar etapas que servirán para amplificar, transmitir, recibir y filtrar las señales dentro de las distintas secciones que compondrán el sistema.

1.3. Metodología.

Para validar o refutar la hipótesis es necesario implementar las diferentes etapas que conforman un amplificador de aislamiento considerando que la línea de retardo SAW que será utilizada opera a una frecuencia bien determinada y, por tanto, se deben implementar etapas de acondicionamiento y procesamiento de señales. A continuación, se describe la metodología que se siguió para desarrollar el prototipo y el orden con el que se implementaron cada una de las etapas del amplificador de aislamiento:

1. Entrada. Se implementó con un amplificador de instrumentación.
2. Filtrado y acondicionamiento. Con esta etapa se acotó el ancho de banda de la señal que pasa por el amplificador de instrumentación y se adecuó la señal en sus niveles de voltaje para ser modulada en la siguiente etapa.
3. Modulación. Se consideró la modulación en frecuencia debido a su inmunidad al ruido y a la relativa facilidad con la que se pueden conseguir e implementar circuitos moduladores y demoduladores para FM.
4. Acoplamiento y amplificación. Para evitar la distorsión o las pérdidas de potencia de la señal modulada se consideró la posibilidad de introducir un circuito de acoplamiento entre el modulador y la línea de retardo; además, en la salida de la línea de retardo se usó una etapa de amplificación para compensar la atenuación que sufre la señal electroacústica durante su tránsito por la línea de retardo, de tal manera que la señal tuviera un nivel de tensión propicio para ser demodulada.
5. Demodulación. Se utilizó un PLL para extraer la señal demodulada.
6. Filtrado y acondicionamiento de la señal de salida. Se filtró la señal de salida y amplificó lo necesario para obtener una ganancia de voltaje total en el sistema.

De esta manera se logró construir el prototipo de un amplificador de aislamiento que es capaz de enviar la señal de interés a través de la barrera aislante.

1.4. Objetivos

General. Con el desarrollo de este proyecto se pretende demostrar que es posible utilizar los dispositivos SAW como un medio aislante en un prototipo de amplificador de aislamiento que sea capaz de amplificar señales en todo el rango del audio.

Específicos.

- Diseñar e implementar las etapas de entrada y salida condicionadas a la frecuencia de operación de la línea de retardo en uso.
- Lograr que el desempeño del prototipo sea tal que su respuesta en frecuencia corresponda con todo el rango de audio y se asemeje con el de amplificadores de aislamiento comerciales con características semejantes.

Capítulo 2

Antecedentes

En la actualidad los equipos electrónicos requieren de sistemas de protección que sean capaces de transmitir información entre los circuitos que lo conforman, esto se debe a que los sistemas de adquisición de datos, como los sensores, se encuentran expuestos a voltajes o corrientes que en casos extremos son capaces de ocasionar daños en el equipo o en el usuario. Para evitar que se dañe el equipo completo o se exponga al usuario a un peligro que podría ser un daño mortal se utilizan etapas aisladas, es decir, no existe una conexión galvánica directa [1]. En este capítulo se realiza una descripción de lo que es un amplificador de aislamiento y los requerimientos que producen sus diferentes etapas.

2.1. Amplificadores de Aislamiento

Un amplificador de aislamiento (iso-amp) está fabricado para cumplir tres propósitos: ruptura de los lazos de tierra común permitiendo comunicación a través de una barrera no conductiva, amplificación de las señales de interés mientras se atenúa el ruido y, por último, evitar que los altos voltajes puedan lastimar a los usuarios o dañar a los equipos y circuitos. El iso-amp está compuesto por una etapa de entrada que amplifica la señal y, típicamente, se requiere de algún tipo de modulación, una etapa de salida con su respectiva demodulación y, una etapa de amplificación, además de una barrera de aislamiento. En la figura 2.1 se muestra un diagrama de bloques general de un amplificador de aislamiento, pero las particularidades del tipo de aislamiento que utilice agregarán etapas según sus necesidades.

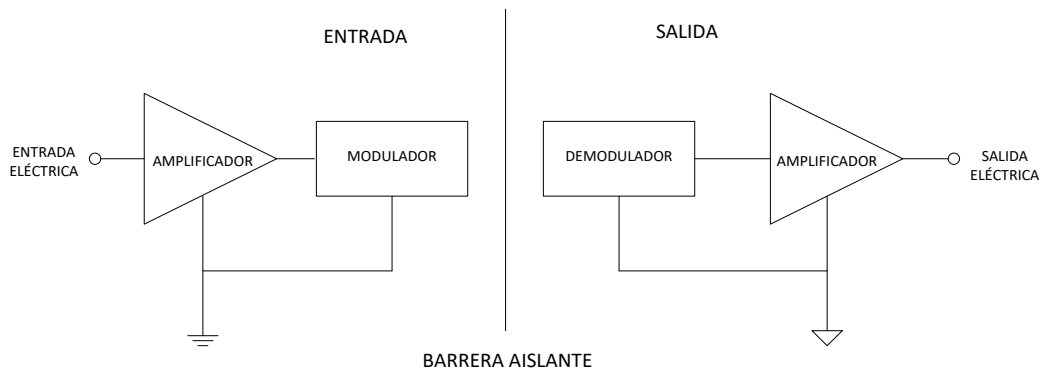


Figura 2.1 Diagrama de bloques de un amplificador de aislamiento.

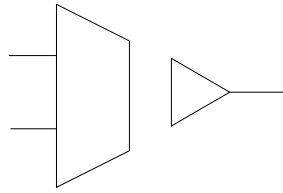


Figura 2.2 Símbolo de un amplificador de aislamiento.

La clasificación de estos dispositivos se hace de acuerdo con la barrera aislante utilizada y del tipo de modulación con el que se comunican sus etapas de entrada y salida. En la figura 2.2 se muestra el símbolo usado comúnmente de un iso-amp. A continuación, se mencionan los principales tipos de amplificadores de aislamiento:

Amplificadores de aislamiento inductivo. Las barreras magnéticas utilizan un transformador que se encarga de interrumpir la continuidad óhmica, en este caso se utiliza una modulación en amplitud (AM) o una modulación por ancho de pulso (PWM); esta última presenta menor susceptibilidad a ruido y a interferencias externas. La clave de este tipo de amplificadores reside en la tecnología del transformador, la cual utiliza una película delgada depositada sobre el sustrato del circuito integrado con el que se consiguen altas impedancias de aislamiento y anchos de banda razonables [2]. La mayor limitación en este tipo de barreras reside en que debido a los materiales magnéticos se dispone de un ancho de banda limitado, además de su tamaño, peso y coste.

Amplificadores de aislamiento capacitivo. Este tipo de aislamiento está formado por dos condensadores cerámicos de película delgada depositados sobre el sustrato del circuito integrado, la modulación que emplean es por ancho de pulso PWM y la demodulación se realiza mediante un PLL y un VCO [2]. La principal ventaja que ofrece este tipo de amplificadores es que se integran monolíticamente; es decir, se fabrican como un circuito integrado, lo que implica un menor coste y volumen.

Amplificadores de aislamiento ópticos. En este caso se intercala un optoacoplador entre las etapas de salida y entrada. El principio de funcionamiento reside en la modulación de la intensidad de la luz emitida, esto se lleva a cabo con un diodo electroluminiscente (LED) a partir de la señal de interés y la demodulación se realiza en el receptor, donde se utiliza un fotodiodo o fototransistor [2].

Las técnicas de aislamiento están en constante estudio y se han considerado otros métodos para lograr enviar y recibir las señales tales como el uso de celdas solares o microondas, aunque se han tenido que descartar debido al coste elevado, su ineficiencia y poca practicidad. Otra técnica consiste en el uso de propiedades

piezoeléctricas de ciertos materiales para llevar a cabo el paso de energía. En esta técnica una señal eléctrica se utiliza para generar ondas acústicas que se transmiten por el material cerámico. En el receptor se realiza el proceso inverso, es decir, la demodulación donde, a partir de las señales de ultrasonido detectadas, se recupera la señal eléctrica de interés. Las ventajas que representa un sistema de este tipo es que el coste es mucho menor que el de un transformador, dispone de una tensión de aislamiento muy alta y la eficiencia acústica del sistema está alrededor del 75% [2].

Entre las aplicaciones más usuales se encuentra el uso de los amplificadores de aislamiento en equipo médico encargado de monitorear funciones como: la frecuencia cardiaca (electrocardiograma o ECG), actividad cerebral (electroencefalograma o EEG) y actividad muscular (electromiograma o EMG). En particular, el monitoreo de ECG es un caso especial dado que se requiere que la protección sea en ambos sentidos: primero, en caso de que ocurra una falla eléctrica accidental, el paciente debe estar protegido y, segundo, si el paciente entra en paro cardiaco y él requiere de una desfibrilación, el equipo debe estar protegido para recibir voltajes muy altos, incluso de hasta 7.5kV [1].

Actualmente, en el mercado se encuentran amplificadores de aislamiento de alta precisión, bajo consumo, modulación digital, ancho de banda de hasta 400 kHz y dispuestos en un solo chip.

Muestra de ello es el dispositivo ISO124 de Texas Instruments que trabaja con una barrera de aislamiento capacitiva, una fuente de alimentación con un rango de ± 4.5 V a ± 18 V, una modulación y demodulación digital en un chip de 16 pines o en un dispositivo de montaje superficial de 28 pines. [3]

El circuito integrado AD210 de Analog Devices es un iso-amp que cuenta con el aislamiento de los tres puertos, entrada, salida y fuente de alimentación, el cual utiliza una barrera aislante inductiva y una fuente de alimentación única de +15 V [4].

2.2. Amplificador de instrumentación

Un amplificador de instrumentación es un dispositivo de ganancia de voltaje diferencial, es decir, amplifica la diferencia entre los voltajes existentes en dos terminales de entrada. El propósito principal consiste en amplificar señales pequeñas que llegan a mezclarse con grandes voltajes de modo común. Las características clave son una alta impedancia de entrada, un alto rechazo en modo común, un bajo desbalance en el voltaje de salida y una baja impedancia de salida. Este amplificador puede construirse por medio de tres amplificadores operacionales y varios resistores [5] aunque no es la única manera. Un diseño típico para un amplificador de instrumentación típico se muestra en la figura 2.3.

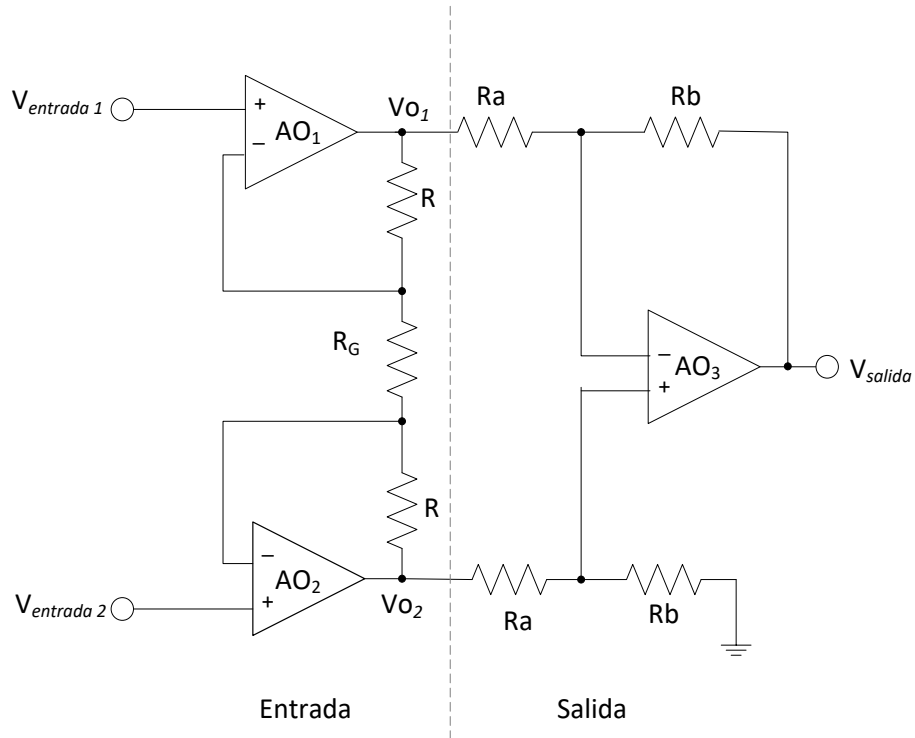


Figura 2.3 Amplificador de instrumentación.

De acuerdo con la figura 2.3 AO_1 y AO_2 forman la etapa de entrada donde la caída de tensión en R_G es $V_{entrada1} - V_{entrada2}$, esto se debe a la configuración no inversora en la que están dispuestos dichos amplificadores. De acuerdo con la restricción de la corriente de entrada las resistencias llevan la misma corriente, por lo tanto, se obtiene que

$$VO_1 - VO_2 = \frac{(R + R_G + R)}{R_G} (V_{entrada1} - V_{entrada2}) \quad (2.1)$$

O bien

$$VO_1 - VO_2 = \left(1 + \frac{2R}{R_G}\right) (V_{entrada1} - V_{entrada2}) \quad (2.2)$$

En términos de ganancia de voltaje de la primera etapa

$$A_1 = \frac{VO_1 - VO_2}{(V_{entrada1} - V_{entrada2})} = \left(1 + \frac{2R}{R_G}\right) \quad (2.3)$$

Para la siguiente etapa AO₃ está dispuesto como un amplificador diferencial, donde:

$$V_{salida} = -\frac{R_b}{R_a}(VO_1 - VO_2) \quad (2.4)$$

$$A_2 = \frac{V_{salida}}{(VO_1 - VO_2)} = -\frac{R_b}{R_a} \quad (2.5)$$

Recordando que la ganancia de voltaje en varias etapas se obtiene como:

$$A_v = A_1 * A_2 \quad (2.6)$$

Sustituyendo (2.3) y (2.5) en (2.6)

$$A_v = \left(1 + \frac{2R}{R_G}\right) \left(-\frac{R_b}{R_a}\right) \quad (2.7)$$

En el caso de la segunda etapa tenga una ganancia unitaria, se tiene que:

$$A_v = -\left(1 + \frac{2R}{R_G}\right) \quad (2.8)$$

La ecuación señala el modo de proceder si se desea una ganancia específica y el signo negativo señala la inversión de la señal a la salida. Para evitar alterar el balance del puente, la segunda etapa se mantiene sin cambios y se puede hacer variar dicha ganancia con la resistencia R_G [5].

El amplificador de instrumentación ya se comercializa como un circuito integrado y únicamente se necesita una resistencia externa para ajustar la ganancia de tensión del amplificador. Un ejemplo de estos amplificadores es el circuito AD620 de Analog Devices [6], el cual es un amplificador de instrumentación monolítico, cuya hoja de datos ofrece una ecuación para calcular el valor de la resistencia externa y obtener la ganancia deseada. En la figura 2.4 se muestra una configuración sugerida por el fabricante para proteger las entradas del dispositivo, dicha configuración limita la corriente y el voltaje.

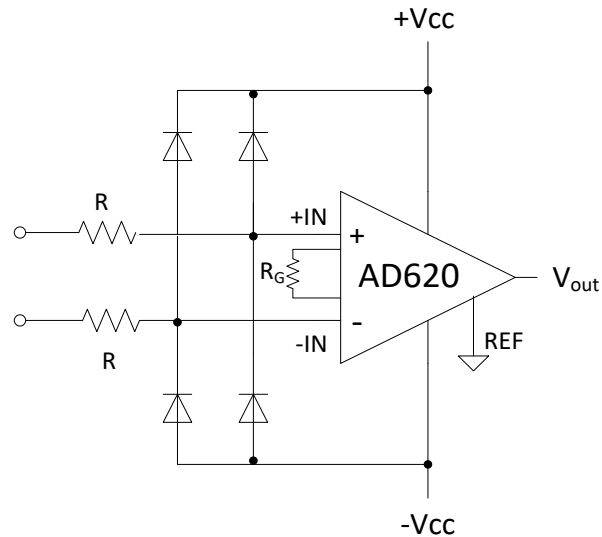


Figura 2.4 AD620 con protección en la entrada.

2.3. Filtros

Un filtro es un circuito electrónico que se encarga de permitir el paso de señales dentro de una banda de frecuencia mientras que bloquea las frecuencias que se encuentran fuera del rango de interés. Los filtros pueden ser pasivos o activos, para implementar estos últimos, se utilizan transistores o amplificadores operacionales combinados con circuitos RC, RL o RLC pasivos. En el caso de los dispositivos activos se proporciona una ganancia de voltaje mientras que en los filtros pasivos sólo se proporciona selectividad de frecuencia [7].

La respuesta ideal de un filtro no existe en la práctica, sin embargo, se observan comportamientos característicos de una respuesta real. Dentro de la respuesta a la frecuencia se puede clasificar a los filtros como:

Paso baja. Este filtro deja pasar todas las frecuencias que van desde cero y hasta la frecuencia de corte ω_c (frecuencia angular de corte a -3 dB), mientras que bloquea las frecuencias por encima de la ω_c . En la figura 2.5 se muestra la respuesta en el análisis de AC de un filtro paso bajas.

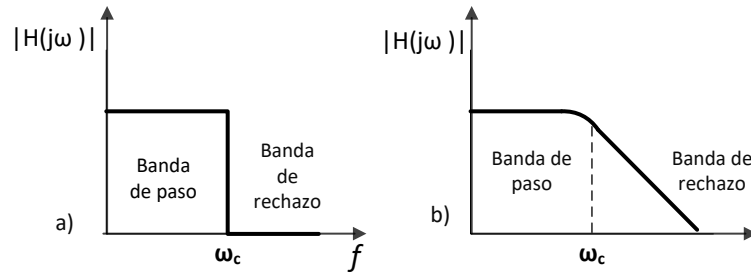


Figura 2.5 Filtro paso bajas, a) respuesta ideal, b) respuesta real.

Pasa altas. La respuesta de este filtro se muestra en la figura 2.6, y, como se observa permite el paso a las frecuencias que están por encima de ω_c mientras que bloquea a las que van desde ésta y hasta cero. La banda eliminada está por debajo de ω_c y la banda pasante arriba de ω_c .

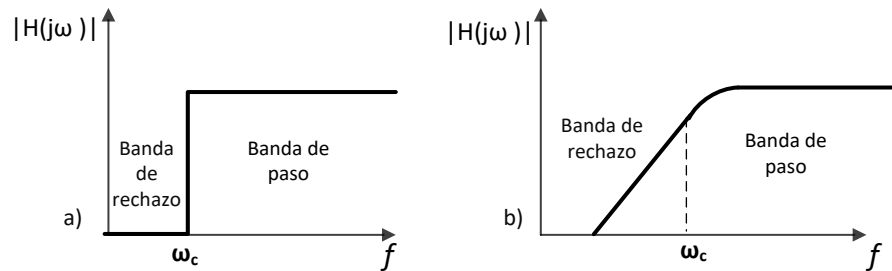


Figura 2.6 Filtro paso altas. a) Respuesta ideal, b) respuesta real.

Paso banda. Una característica de este filtro es que es útil cuando se requiere sintonizar una señal cuyo espectro en frecuencia se encuentra alrededor de una frecuencia dada, es decir, sirve para separar las diferentes conversaciones que pueden estar a travesando el mismo medio de comunicación. En este caso se tienen dos bandas laterales de corte, la *frecuencia de corte inferior* ω_L y la *frecuencia de corte superior* ω_H formando de esta manera un ancho de banda BW . La banda pasante está conformada por el ancho de banda con sus respectivas frecuencias de corte y las bandas eliminadas están por debajo de ω_L y por encima de ω_H , tal como se muestra en la figura 2.7.

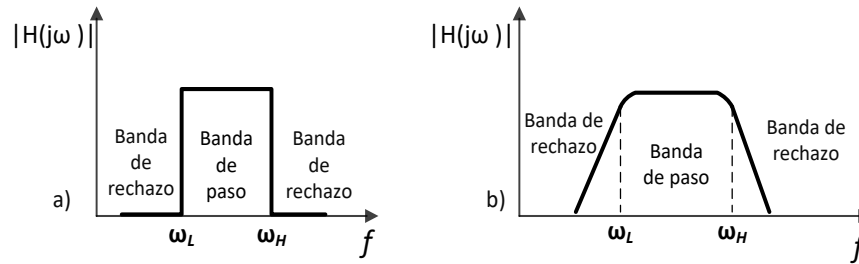


Figura 2.7 a) Respuesta ideal, b) respuesta real de un filtro pasa banda.

Filtro rechaza banda o Notch. Este filtro, cuya respuesta en frecuencia se muestra en la figura 2.8, funciona a la inversa de un filtro paso banda, es decir, las frecuencias laterales definen un ancho de banda que va a ser bloqueado, las bandas pasantes están por debajo de la frecuencia de corte inferior y por encima de la frecuencia de corte superior. La aplicación más frecuente utiliza el filtro Notch para eliminar la interferencia de la línea de 60 Hz de los equipos.

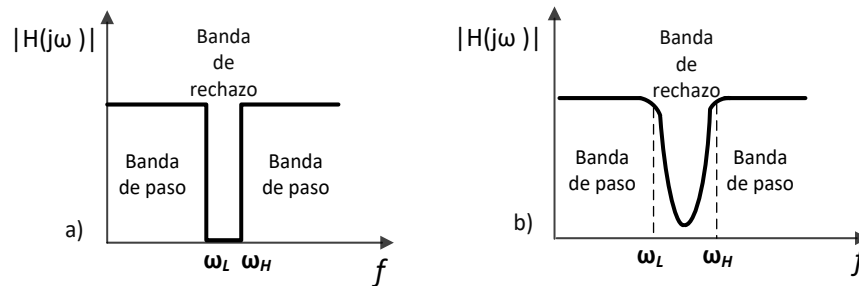


Figura 2.8 a) Respuesta ideal, b) respuesta real de un filtro rechaza banda.

El diseño de un filtro de orden n comienza con la selección de la aproximación que se adapte mejor a la aplicación, seguida de la especificación de sus parámetros, como lo son frecuencia de corte y ganancia. Entre las aproximaciones más utilizadas se encuentran:

- **Butterworth.** Se denomina una aproximación máximamente plana y se vuelve algo abrupta cerca de ω_c .
- **Chebyshev** se caracteriza por tener una pendiente de caída con mayor rapidez, este tipo de respuesta se caracteriza tener un sobrepaso o rizo en la banda de paso dependiendo del número de polos y presenta una respuesta en fase no lineal.
- **Bessel** exhibe una característica de fase lineal, esto indica que el desfaseamiento se incrementa linealmente con la frecuencia. El resultado es casi nada de sobrepaso a la salida con un pulso de entrada.

Por esta razón, los filtros con la respuesta Bessel se utilizan para filtrar formas de onda pulsantes sin que estas se distorsionen considerablemente. [5]

En la figura 2.9 se muestran las respuestas teóricas de las aproximaciones pasa bajas de los filtros Butterworth, Chebyshev y Bessel.

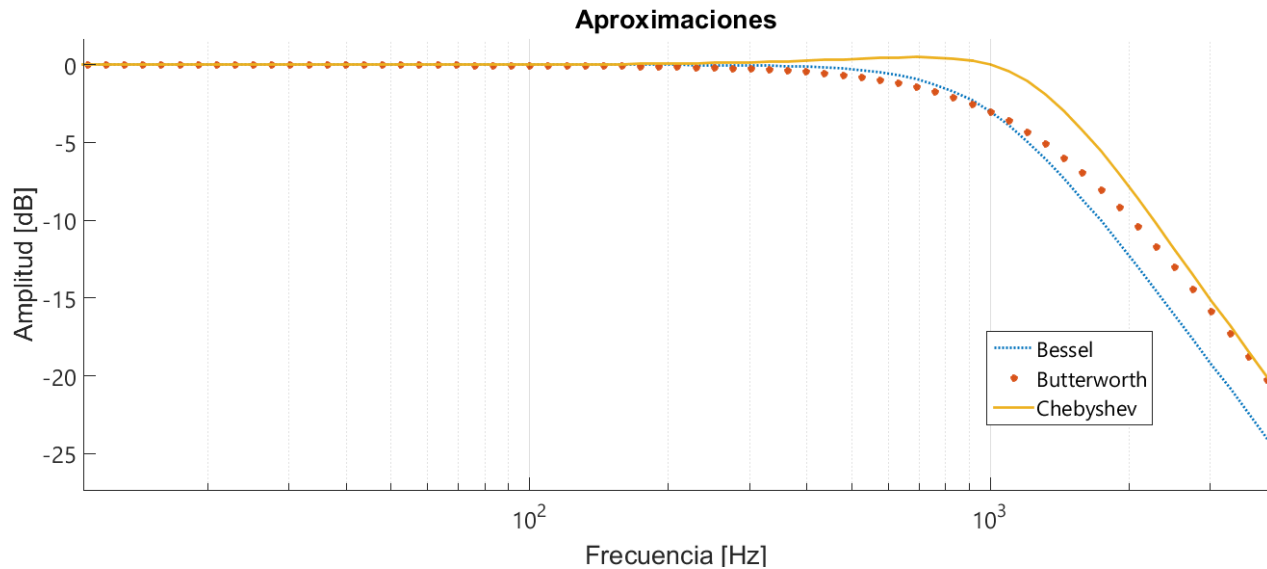


Figura 2.9 Respuesta en AC de aproximaciones Butterworth, Chebyshev y Bessel.

Existen filtros de orden superior en los cuáles se busca que la pendiente sea más pronunciada para que las señales fuera de la banda de paso se atenúen con más rapidez, con la finalidad de suprimir las componentes espectrales no deseadas. En dichos filtros se colocan varias etapas en cascada, lo que facilita el diseño y el número de componentes por cada sección. La baja impedancia de salida de las secciones individuales elimina la carga entre las etapas, de modo que cada sección puede considerarse aislada de las demás y sintonizarse en forma independiente si fuera necesario [8].

Entre los diseños más populares de un filtro de orden superior se encuentra la topología Sallen Key, también conocida como Fuente de Voltaje Controlada por Voltaje, que ofrece la menor cantidad de componentes para la función de transferencia necesaria. Una configuración utilizada es la de ganancia unitaria como se muestra en la figura 2.10.

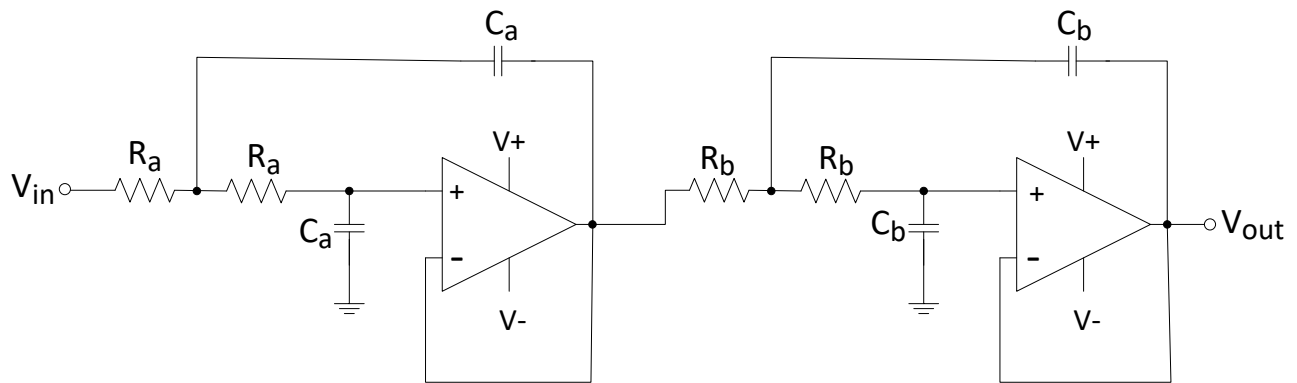


Figura 2.10 Filtro de segundo orden en configuración Sallen Key con ganancia en tensión unitaria.

2.4. Modulación

La modulación surge por la necesidad de transmitir información a través de un canal como podría ser el espacio. Éste es un proceso mediante el cual dicha información se inserta en un soporte de transmisión. La información recibe el nombre de señal moduladora y el soporte recibe el nombre de señal portadora.

Muchos sistemas de comunicaciones utilizan dos esquemas de modulación muy conocidos: la amplitud modulada (AM) o la frecuencia modulada (FM) para enviar información; otros métodos incluyen modulación de ancho de pulso (PWM), de fase (PM), por desplazamiento de frecuencia, así como técnicas más especializadas [9]. A continuación, se hará una breve descripción de la FM.

2.4.1. Frecuencia Modulada

Una portadora senoidal que se utiliza para transmitir información modifica alguno de los siguientes parámetros: amplitud, frecuencia o fase. Dicha onda senoidal se representa con la ecuación siguiente:

$$m(t) = V_p \sin(2\pi ft \pm \theta) \quad (2.9)$$

Donde V_p es la amplitud pico, f es la frecuencia de la señal y θ es la fase de ésta.

En FM se hace variar la frecuencia de una portadora de amplitud constante en proporción directa a la amplitud de la señal moduladora, es decir, si aumenta la amplitud de la moduladora provoca un decremento en la frecuencia de la portadora y si decrece la amplitud de la moduladora provoca un incremento en la frecuencia.

A medida que la señal moduladora varía su amplitud, la frecuencia de la portadora cambia hacia arriba o hacia abajo de su valor normal o de reposo, a dicho desplazamiento se le llama *desviación de frecuencia* [10].

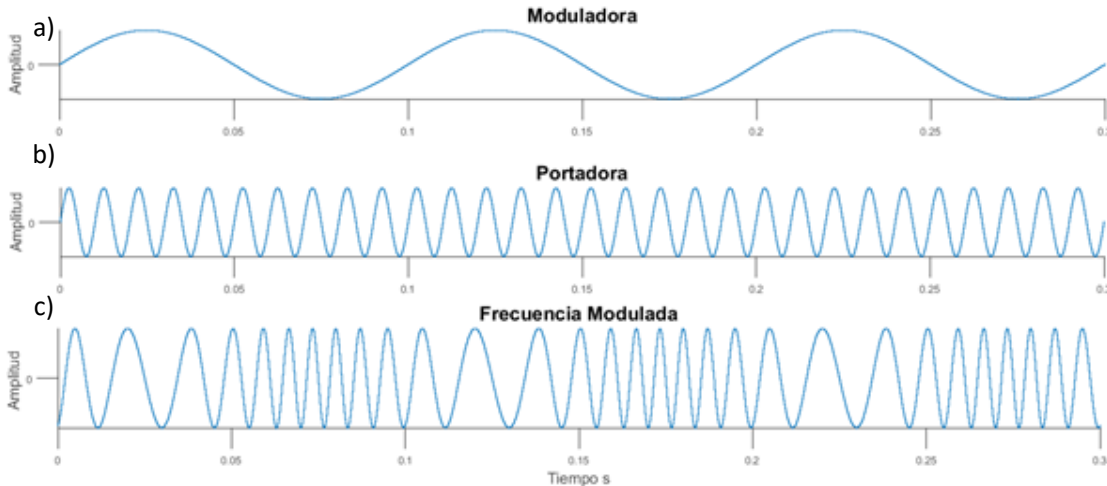


Figura 2.11 a) Señal Moduladora; b) Señal Portadora; c) Señal Modulada o Frecuencia Modulada.

En la figura 2.11c se observa que la desviación ocurre en los picos de las amplitudes positiva y negativa de la señal moduladora. La relación entre esta desviación de frecuencia con la frecuencia moduladora es llamada índice de modulación m y se calcula con la siguiente ecuación:

$$m = \frac{f_d}{f_m} \quad (2.10)$$

Donde f_d es la desviación de frecuencia y f_m es la frecuencia de la señal moduladora.

El índice de modulación está relacionado con el número de bandas laterales, las cuales contienen cantidades significativas de potencia, y, por lo tanto, definirá el ancho de banda de la modulación.

Todos los procesos de modulación producen bandas laterales y en el caso de FM dichas bandas se encuentran ubicadas de acuerdo con las sumas y diferencias con respecto de la frecuencia portadora y moduladora; en teoría se produce un número infinito de bandas laterales superiores e inferiores, sin embargo, en la práctica sólo las bandas laterales con amplitudes significativas son las que contribuyen a transmitir la información. En la figura 2.12 se muestra el espectro en el dominio de la frecuencia de una señal FM [10].

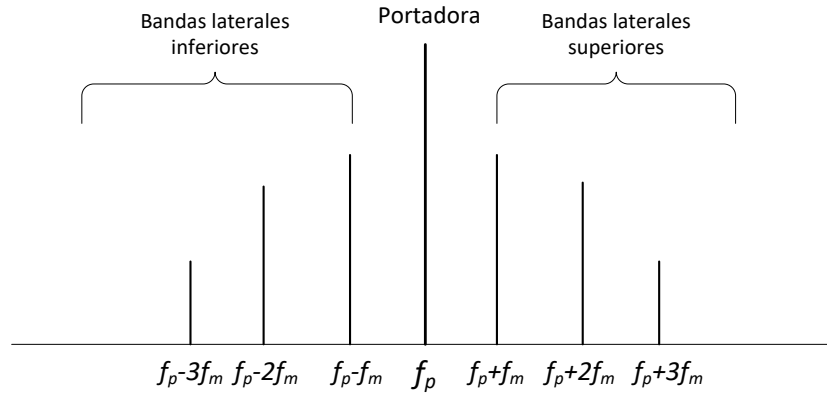


Figura 2.12 Espectro de una señal FM.

2.4.2. Diodo varactor como modulador de frecuencia.

Existen muchos circuitos para producir señales de FM de manera directa e indirecta. Las técnicas usuales requieren de un oscilador para producir una onda portadora que sea capaz de variar la frecuencia de acuerdo con la amplitud de una onda moduladora.

El oscilador controlado por voltaje (VCO), conocido también como convertidor de tensión a frecuencia, es un circuito que se utiliza para producir señales de FM; el VCO utiliza amplificación, realimentación y un circuito resonante que a la salida proporciona una señal eléctrica de frecuencia proporcional a la tensión suministrada.

En un circuito modulador de frecuencia la onda portadora se genera por medio de un circuito oscilador LC o de un circuito oscilador a cristal, donde se busca que uno de sus elementos sea capaz de variar sus propiedades con la frecuencia. El elemento utilizado generalmente para este propósito es el diodo varactor.

El diodo varactor o varicap es un componente que funciona en polarización inversa, lo cual ocasiona que se ensanche/acorte la región de agotamiento de la unión PN del componente dependiendo de si aumenta o disminuye la tensión inversa. Las regiones n y p se comportan como placas de un capacitor y la región de agotamiento como el dieléctrico de éste. Esto ocasiona una capacitancia variable controlada por tensión y, típicamente, en la hoja de datos del componente se especifica un valor de referencia de capacitancia medido de acuerdo con la tensión inversa aplicada y un intervalo de sintonización que depende del nivel de dopaje del componente [11]. Con este elemento, cuya capacitancia es variable, es posible cambiar la frecuencia de un circuito oscilador. En la figura 2.13 se muestra el símbolo de un diodo varicap.



Figura 2.13 Símbolo de un diodo varicap.

2.4.3. Osciladores

El objetivo de estos circuitos es producir una forma de onda con características predeterminadas como lo son: frecuencia, amplitud, forma y ciclo de trabajo. En general, los osciladores emplean alguna forma de retroalimentación y también incluyen elementos cuya respuesta dependen de la frecuencia, sobre todo si se requiere una salida senoidal con una baja distorsión armónica. Un ejemplo de dichos elementos son los capacitores y los inductores.

La elección del oscilador que se adecue a la aplicación depende de la frecuencia de trabajo, por ejemplo, para frecuencias de hasta 1 MHz se utilizan osciladores RC y para requerimientos superiores se utilizan osciladores LC y osciladores controlados por cristal.

El diseño y análisis de osciladores de alta frecuencia es complicado, esto se debe a que a altas frecuencias las capacitancias e inductancias parásitas de los terminales de conexión afectan el desempeño en la frecuencia de oscilación, por lo que, en general, se utiliza alguna aproximación para un diseño inicial y se ajusta la construcción del oscilador tanto como sea necesario para obtener el comportamiento deseado [12]. Dentro de los osciladores más utilizados se encuentran las siguientes configuraciones:

Oscilador Colpitts. Como se muestra en la figura 2.14, el divisor de tensión en la base del transistor fija el punto de operación del transistor, además, se observa claramente el circuito resonante LC [12].

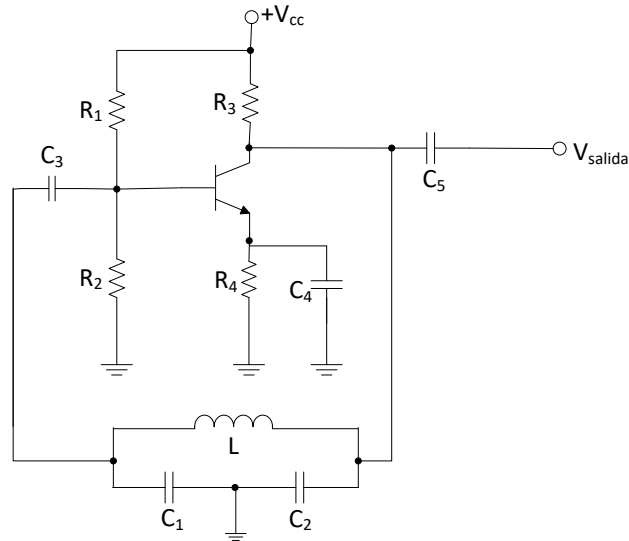


Figura 2.14 Oscilador Colpitts.

La frecuencia de resonancia de este circuito se calcula como:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (2.11)$$

donde C se calcula como:

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}. \quad (2.12)$$

Oscilador Clapp. Esta configuración se muestra en la figura 2.15 y es una variación del modelo anterior, es más utilizada que las anteriores. Una ventaja de esta configuración es que al agregar el capacitor C_3 , el transistor y las capacitancias parásitas no afectan el desempeño del circuito tanque, es decir, la frecuencia de oscilación es más estable y exacta [12].

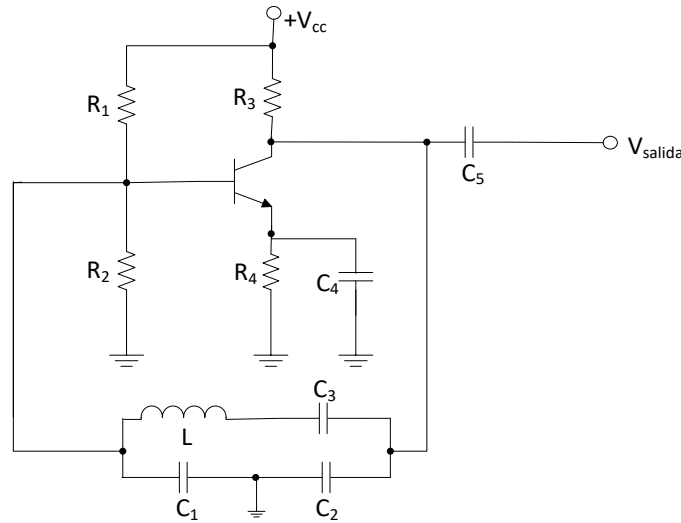


Figura 2.15 Oscilador Clapp.

Para calcular la frecuencia de resonancia se observa que C_3 controla casi en su totalidad dicha frecuencia, esto es debido a que C_1 y C_2 se encuentran dispuestos en derivación a cada lado de los elementos L y C_3 para lograr el cambio de fase que requiere el circuito, de lo contrario se trataría de un circuito resonante en serie y no es lo que se necesita. Entonces la ecuación para calcular la frecuencia de resonancia queda como:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_3}}, \quad (2.13)$$

y la capacitancia total como:

$$C_T = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}}. \quad (2.14)$$

Oscilador Armstrong. Este oscilador mostrado en la figura 2.16 utiliza un transformador para realimentar la señal, por lo que en general es un oscilador que no se considera de utilidad dado que los diseñadores evitan en lo posible los transformadores [12].

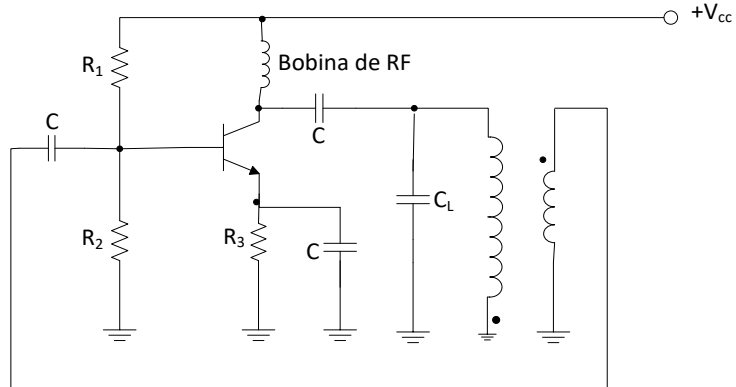


Figura 2.16 Oscilador Armstrong.

Oscilador Hartley. Esta configuración está compuesta por un divisor inductivo y frecuentemente utiliza una sola bobina con toma intermedia [12]. En la figura 2.17 se muestra el circuito oscilador Hartley.

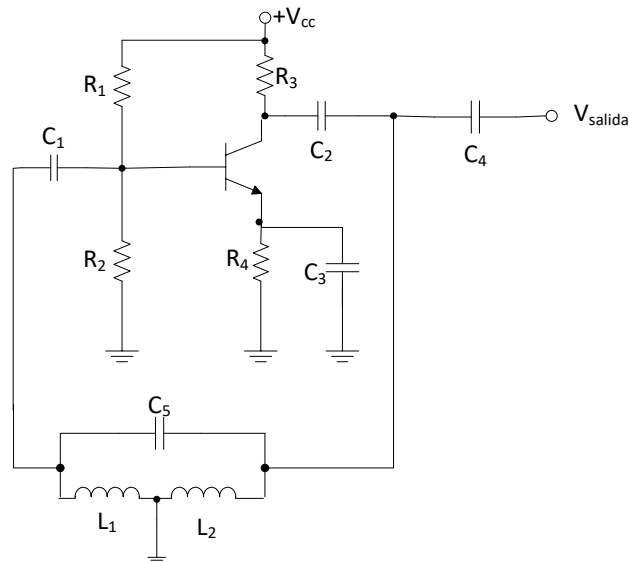


Figura 2.17 Oscilador Hartley.

Para calcular la frecuencia de resonancia se tiene una inductancia total formada por L_1 y L_2 en serie.

$$L = L_1 + L_2 \quad (2.15)$$

Se sustituye la ecuación (2.15) para obtener la frecuencia de resonancia como:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_5}} \quad (2.16)$$

Oscilador controlado por cristal. En este caso se emplea un cristal piezoeléctrico que actúa como una bobina grande en serie con un pequeño condensador, por tal motivo la frecuencia de resonancia es estable y exacta, tiene un desempeño similar al oscilador Clapp, en la figura 2.18 se muestra un oscilador controlado por cristal [12].

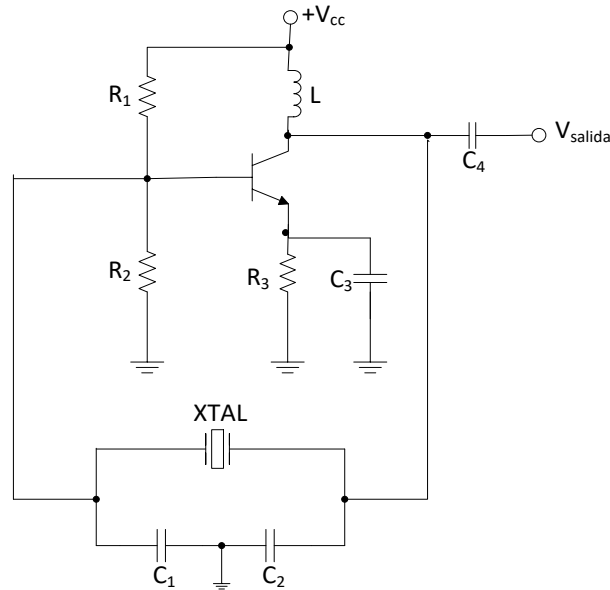


Figura 2.18 Oscilador controlado por cristal.

A continuación, se mencionan los procesos que se utilizan para recuperar la señal de interés.

2.5. Demodulación

La demodulación es el proceso que se encarga de recuperar la información y desplegarla en su forma original, esto se realiza como un proceso inverso a la modulación, las técnicas utilizadas para la demodulación son: la detección de pendiente, la discriminación de desfase, la detección de relación, la detección de cuadratura y la demodulación por medio de una malla de enganche de fase [9]. A continuación, se hace mención de dichos procesos.

2.5.1. Detector de pendiente.

El detector de pendiente es un circuito que se utiliza para demodular señales de amplitud modulada y de frecuencia modulada, el cual, está estructurado por dos circuitos, el primero utiliza un circuito sintonizado, y, el segundo utiliza un circuito detector de picos positivos para convertir las variaciones de frecuencia en variaciones de voltaje.

El circuito detector de pendiente no balanceado se muestra en la figura 2.19. La operación de este circuito lo coloca como un elemento básico para todos los circuitos discriminadores de frecuencia de circuito sintonizado. Se observa que la señal de FM se aplica al transformador, después, los elementos L_a y C_a conforman un circuito sintonizado, el cual, se encarga de producir una oscilación con una frecuencia f_o superior que la frecuencia de la portadora, en la salida del circuito tanque se tiene un voltaje proporcional a la frecuencia de entrada, a continuación, la señal se rectifica por la acción de un diodo detector, luego, la señal rectificada pasa a través de un filtro para finalmente obtener la señal demodulada. La curva de respuesta de este circuito sintonizado se ilustra en la figura 2.20.

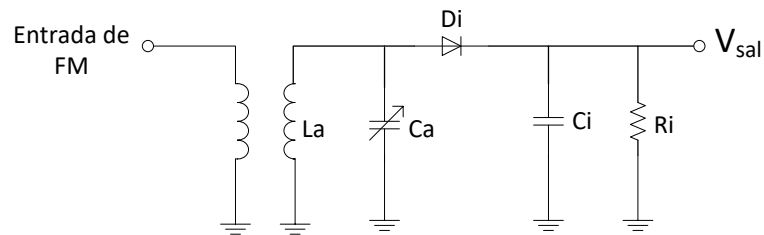


Figura 2.19 Circuito detector de pendiente.

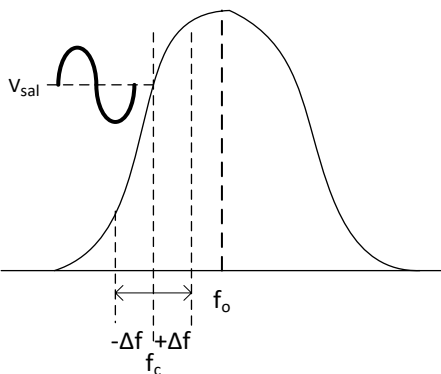


Figura 2.20 Respuesta del detector de pendiente.

Al utilizar el detector de pendiente como demodulador de frecuencia el circuito tanque formado por L_a y C_a se sintoniza de manera que la frecuencia f_o sea mayor que la frecuencia de la portadora f_c y, de este modo, f_c se centre casi en la orilla entrante de la curva de respuesta, esto provoca que al variar la frecuencia de la portadora por arriba y por debajo de su frecuencia central f_c el circuito demodulador responda como se ilustra en la figura 2.20, esto quiere decir que, el circuito sintonizado convierte variaciones de frecuencia en variaciones de amplitud.

Entre las principales desventajas al utilizar este tipo de configuraciones se menciona que: es difícil sintonizar de manera que la señal de FM se centre en forma correcta en la parte lineal de la curva del circuito sintonizado, por otro lado, dicho circuito no tiene una respuesta perfectamente lineal, es casi lineal en un intervalo angosto, pero

para desviaciones mayores se presentan desviaciones de amplitud debido a la falta de linealidad [11].

2.5.2. Discriminación de desfaseamiento.

Este circuito también es llamado discriminador Foster-Seeley, el cual, se muestra en la figura 2.21. El principio de funcionamiento tiene como base el detector de pendiente antes mencionado, se observa que ahora, se cuenta con dos circuitos detectores de pendiente conectados en paralelo y con un desfaseamiento de 180° , el cual, se logra con la conexión de la toma intermedia de los embobinados del secundario del transformador T1.

Se observa que el circuito sintonizado se encuentra formado por L_a , L_b y C_o , el cual, se encuentra sintonizado a la frecuencia de la portadora, posteriormente, la señal será rectificadas por los diodos D1 y D2, donde, si la entrada es igual a la frecuencia de la portadora las dos mitades del circuito del transformador producen el mismo voltaje rectificado y la salida es cero, por lo cual, a medida que cambia la frecuencia de la entrada producirá un cambio entre las mitades del transformador y el resultado será un voltaje proporcional a la desviación de frecuencia de la portadora [13], en la figura 2.22 se muestra la curva de la respuesta de un circuito demodulador Foster Seeley.

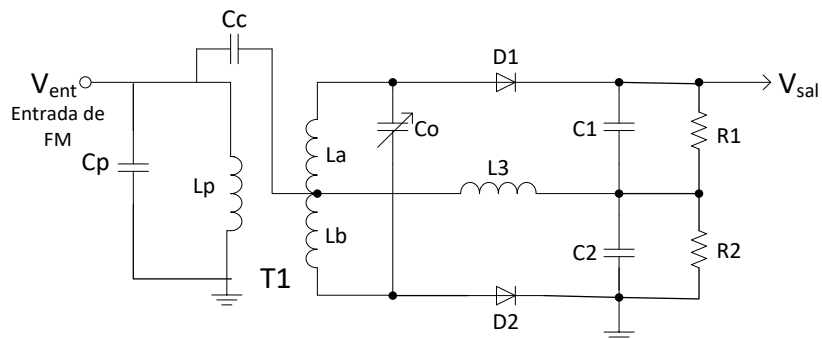


Figura 2.21 Circuito discriminador de desfaseamiento.

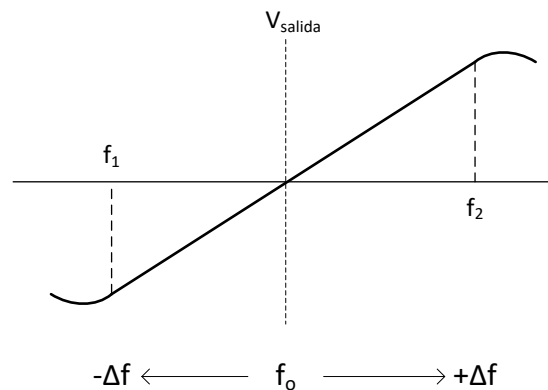


Figura 2.22 Respuesta de un circuito discriminador de desfaseamiento.

2.5.3. Detección de relación.

Se trata de un circuito similar al circuito de discriminación de desfase como se muestra en la figura 2.23, sin embargo, en este circuito se invierte el diodo D2 por lo cual la corriente I_d puede pasar en torno al lazo más externo del circuito. La curva de respuesta en frecuencia se muestra en la figura 2.24, se observa que en la resonancia V_{sal} es diferente de cero, es decir la mitad del voltaje a través de los devanados secundarios de T1, esto produce una curva de respuesta más lineal [13].

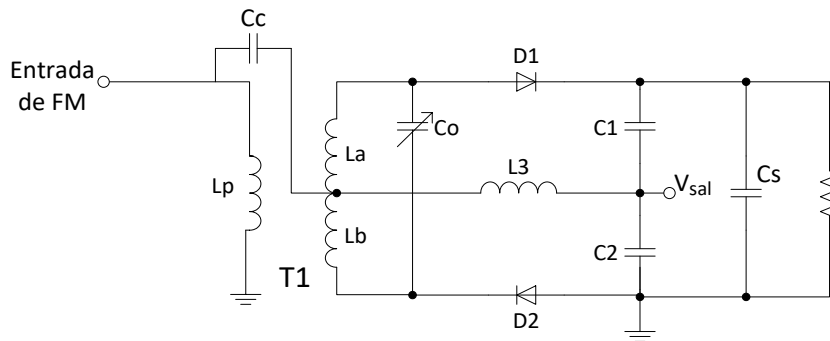


Figura 2.23 Circuito detector de relación.

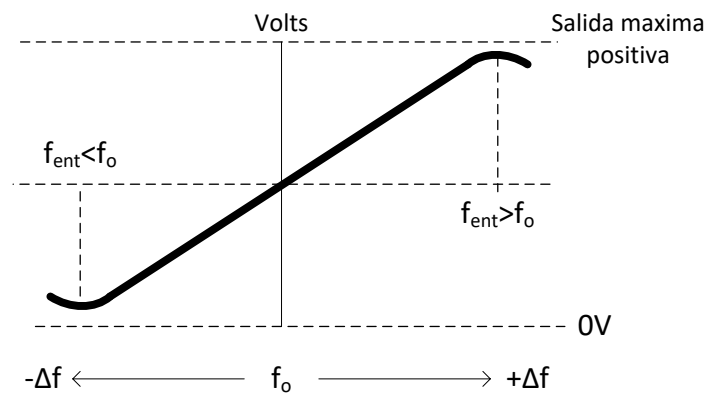


Figura 2.24 Respuesta del circuito detector de relación.

2.5.4. Detección de cuadratura.

Un detector de cuadratura utiliza un desplazador de fase de 90° , un solo circuito sintonizado y un detector de producto para demodular señales de FM. El funcionamiento de este circuito se basa en que, el circuito sintonizado produce una señal con una frecuencia que está desfasada 90° respecto a las señales recibidas de frecuencia intermedia, entonces, el detector de producto multiplica las señales de frecuencia intermedia con la señal de

frecuencia desplazada y produce una diferencia de fase que se convierte en una diferencia de voltaje que, posteriormente, será filtrada por los componentes C_x y R_x . En la figura 2.25 se muestra el circuito demodulador por detección de cuadratura [11].

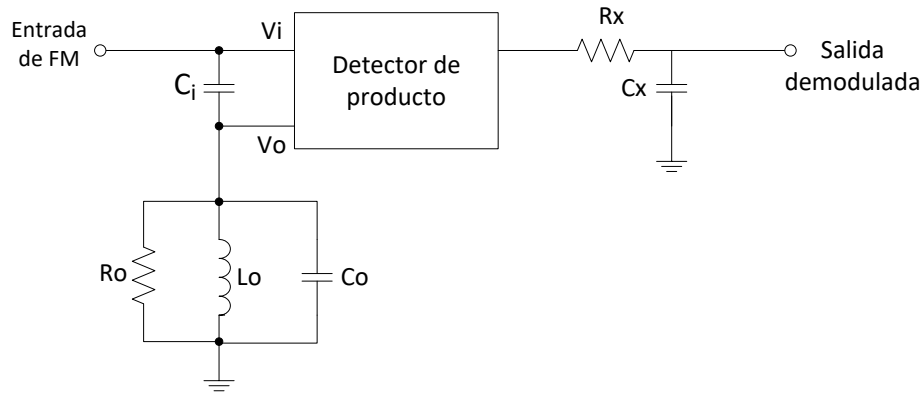


Figura 2.25 Circuito detector de cuadratura.

2.5.5. Malla de enganche de fase (PLL)

El funcionamiento de una malla de enganche de fase (PLL, por sus siglas en inglés) puede parecer muy complicado, pero en realidad es sencillo y fácil de comprender. Este tipo de circuito integrado típicamente no requiere un circuito sintonizado y compensa de forma automática los cambios de frecuencia que son detectados en la portadora [9]. Un PLL tiene las siguientes etapas principales:

Detector de fase. En esta etapa se produce una tensión de salida proporcional a la diferencia de fase entre dos señales de entrada. Normalmente este detector produce una respuesta lineal entre -90° y 90° dependiendo si la diferencia es positiva o negativa. En la figura 2.26 se muestran las gráficas que describen el funcionamiento del detector de fase [14].

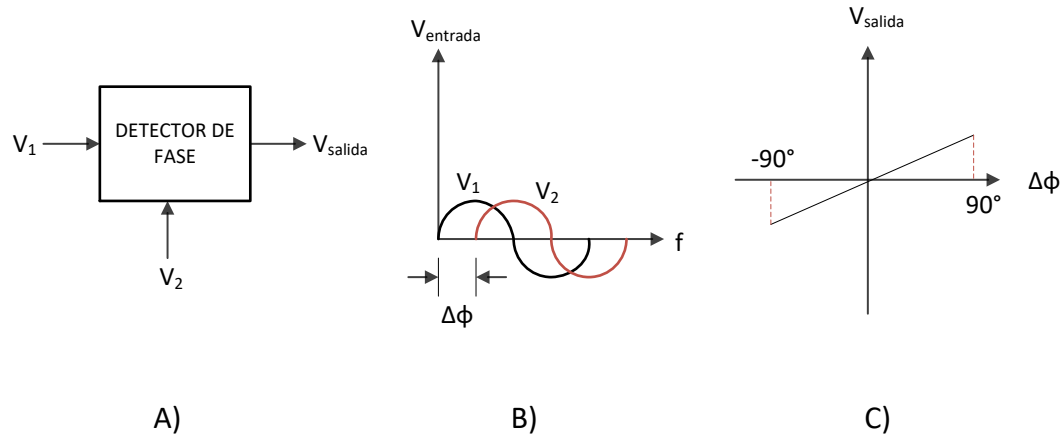


Figura 2.26 A) Detector de fase con dos entradas y una salida; B) Señales con fase diferente que producen una diferencia de fase; C) La salida del detector de fase produce una tensión directamente proporcional a la diferencia de fase.

Filtro paso bajas y amplificación. Como su nombre lo indica, se filtra y amplifica la señal obtenida, que normalmente tiene una amplitud muy pequeña, para que pueda entrar al oscilador controlado por voltaje.

Oscilador Controlado por Voltaje (VCO). El VCO funciona a una frecuencia determinada llamada frecuencia natural o de funcionamiento libre (f_0), cuando la tensión sea positiva o negativa la frecuencia será mayor o menor según sea el caso [14]. La respuesta muestra una variación lineal de f_0 en relación con el voltaje de entrada, tal como se muestra en la Figura 2.27 b).

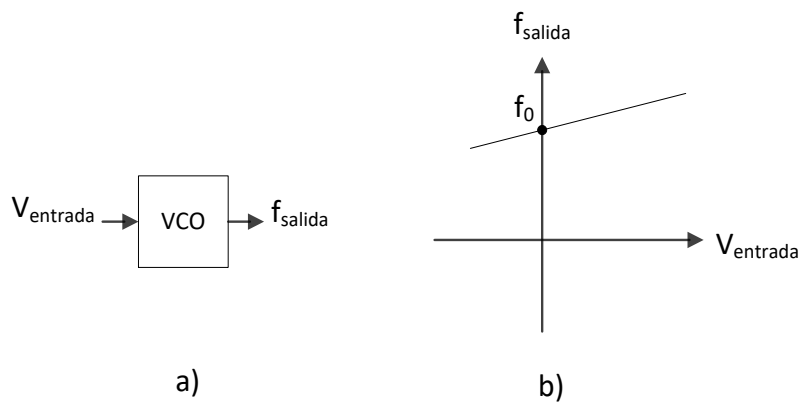


Figura 2.27 a) La tensión de entrada a la entrada del VCO resulta en una frecuencia a la salida; b) Variación lineal dentro de un rango de frecuencias.

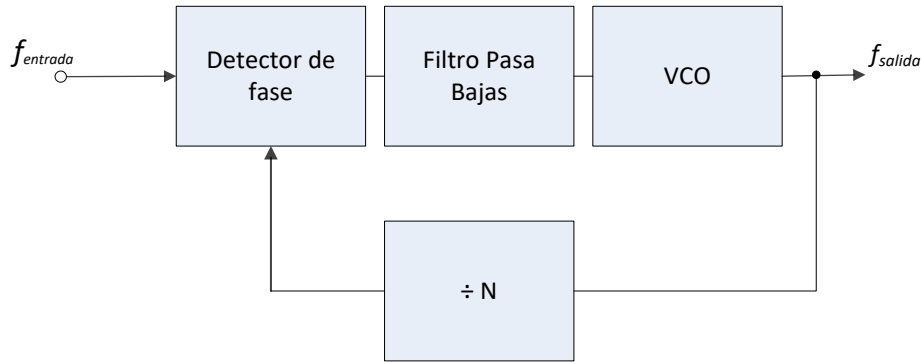


Figura 2.28 Diagrama de bloques de un PLL.

En esencia, el PLL es un sistema de control realimentado de lazo cerrado, tal como se muestra en la figura 2.28, en el que la frecuencia de la señal de voltaje de retroalimentación es el parámetro de interés. Se aplica al sistema una señal de entrada que va al comparador de fase, donde se compara con la frecuencia natural del VCO y si existe una diferencia se produce una tensión de salida proporcional a dicha diferencia; este voltaje se filtra y se amplifica para poder aplicarlo a la terminal de entrada del VCO. Si la frecuencia de entrada es lo suficientemente cercana a la frecuencia natural del VCO hace que se sincronice, lo que provoca que la frecuencia del VCO sea idéntica a la de la señal de entrada [14]. Por último, si se utiliza un divisor de frecuencia en el lazo de realimentación se permite al PLL obtener una señal de frecuencia múltiplo de la frecuencia de entrada, el VCO debe estar diseñado con una frecuencia libre próxima a $N \cdot f_{\text{entrada}}$, así, el divisor de frecuencia la convertirá en la frecuencia de entrada y será éste el valor que se comparará con la entrada. El divisor de frecuencia se implementa generalmente con un circuito lógico basado en un contador [15].

Intervalos de enganche y captura.

El intervalo de enganche se define como el margen de frecuencias cercanas a la frecuencia natural del VCO dentro del cual se puede mantener la sincronización con una señal de entrada, es decir, el PLL rastrea o sigue con exactitud a la frecuencia de la señal de entrada. Si la frecuencia de entrada es muy baja o alta, la diferencia de fase se sale de este rango y en consecuencia no se produce la tensión necesaria para que el oscilador controlado por voltaje pueda seguir a la señal de entrada. Este parámetro se especifica en porcentaje de la frecuencia del VCO [14].

Suponiendo que el PLL no está enganchado, el intervalo de captura es el rango de frecuencias de la señal de entrada dentro del cual el VCO puede engancharse, típicamente, es menor que el rango de enganche porque depende de la frecuencia de corte del filtro paso baja, se especifica en porcentaje de la frecuencia natural del VCO [11]. En la figura 2.29 se muestran los intervalos de enganche y captura de acuerdo con la frecuencia natural del oscilador.

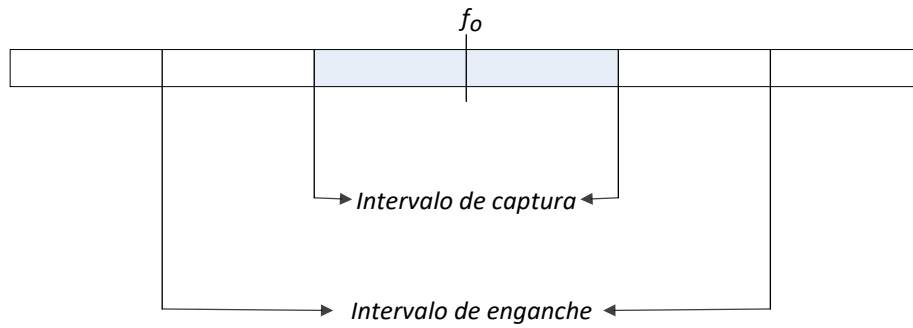


Figura 2.29 Intervalos de enganche y captura de un PLL.

Como se ha visto, el voltaje de control del VCO en un PLL depende de la desviación de la frecuencia de entrada, por lo que, el PLL producirá un voltaje proporcional a la frecuencia de entrada que, en el caso de demodulación de FM, pertenece a la señal moduladora original.

Capítulo 3

Líneas de retardo SAW

En este capítulo se realiza una breve introducción sobre las propiedades básicas de las ondas acústicas superficiales y se mencionan las características principales de las líneas de retardo disponibles para este proyecto.

3.1. Ondas Acústicas Superficiales

Las ondas acústicas superficiales (SAW, por sus siglas en inglés) se generan y se propagan en la superficie de un sólido elástico. La elasticidad es una propiedad mecánica que tienen ciertos materiales capaces de sufrir deformaciones reversibles cuando se encuentran sujetos a la acción de fuerzas externas, mismos que son capaces de recuperar la forma original si dichas fuerzas desaparecen. En los dispositivos SAW, la generación de tales ondas se logra mediante la aplicación de un voltaje a un transductor interdigital (IDT) formado por una película metálica colocada en la superficie de un sólido piezoeléctrico. Se requieren dos transductores interdigitales en un dispositivo, uno de estos actúa como entrada y convierte las variaciones de voltaje de la señal en ondas acústicas superficiales mecánicas, y, el segundo transductor se emplea como receptor a la salida para convertir de nuevo las vibraciones mecánicas en voltajes de salida. Dichas conversiones de energía requieren que los IDT se depositen sobre superficies piezoeléctricas. Los transductores son efectivos principalmente a una frecuencia donde el periodo espacial del transductor corresponde con la longitud de onda de la onda de superficie, a estas frecuencias y, en algunos casos, a múltiplos de la frecuencia fundamental la respuesta es similar a la de un filtro paso banda.

La piezoelectricidad se presenta en muchos materiales cristalinos de forma natural. Los materiales típicos utilizados en estos dispositivos son: el cuarzo, el niobato de litio, el óxido de zinc, el tantalio de litio, el PZT, entre otros. Estos dispositivos se pueden fabricar utilizando técnicas litográficas, similares a las utilizadas para circuitos integrados, pero más simples dado que solo se trata de una capa. Una ventaja crucial es que la geometría del transductor se puede variar, lo que le confiere una enorme versatilidad.

Los IDT de entrada y salida se pueden comparar con las antenas transmisoras y receptoras electromagnéticas. El objetivo de estos dispositivos es efectuar una función de procesamiento de señal mediante la interacción de ondas acústicas en lugar de las ondas electromagnéticas [16].

3.2. Dispositivos SAW

Las líneas de retardo SAW que se presentan fueron desarrolladas y caracterizadas en el departamento de electrónica de la Facultad de Ingeniería de la UNAM, dichos resultados se presentan en el artículo de investigación “Theoretical and experimental characterisation of a SAW delay line through its Y-matrix” [17]. En el artículo se describe que se realizaron mediciones con un analizador de redes vectorial para obtener los parámetros S y a partir de dichas mediciones se calcularon los parámetros Y experimentales de las líneas de retardo, los cuales se relacionaron con las características de los dispositivos como los perfiles de los electrodos, entre otros.

3.2.1. Parámetros S o Matriz de dispersión

La matriz de dispersión proporciona una descripción de la red de acuerdo con sus N puertos. Mientras que las matrices de impedancia y admitancia relacionan voltajes y corrientes totales en los puertos, la matriz de dispersión relaciona las ondas de tensión incidentes en los puertos con las ondas reflejadas desde los puertos y con las ondas transmitidas hacia los puertos. Los parámetros de dispersión se pueden medir directamente con un analizador de redes vectorial. Una vez que se conocen los parámetros S de la red, se puede realizar la conversión a otros parámetros mediante ecuaciones que se relacionan con la matriz de impedancia y con la matriz de admitancia.

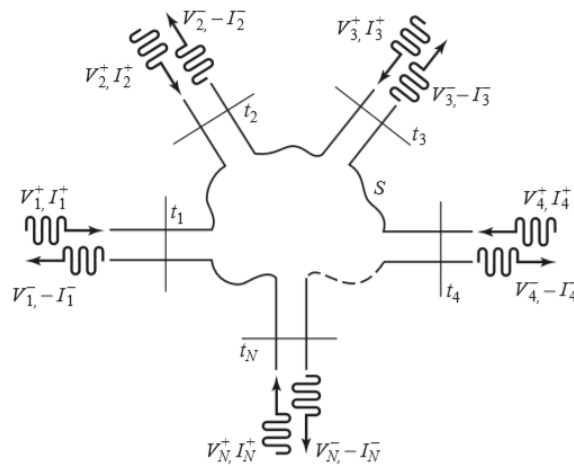


Figura 3.1 Red de microondas arbitraria con N puertos.

Considere la red de N puertos mostrada en la figura 3.1 donde V_N^+ es la amplitud de la onda de tensión incidente en el puerto N y V_N^- es la amplitud de la onda de tensión reflejada desde el puerto N. La matriz de dispersión, o matriz S, se define en relación con estas ondas de voltaje incidente, reflejado y transmitido como:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & & & \cdot \\ \cdot & & & \cdot \\ S_{N1} & & & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix}$$

Y de manera general como:

$$[V^-] = [S][V^+] \tag{3.1}$$

Para conocer determinado elemento de la matriz S se tiene:

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ para } k \neq j} \tag{3.2}$$

La ecuación 3.2 describe que las ondas incidentes en todos los puertos (excepto el puerto j-ésimo) se establecen en cero, lo que significa que todos los puertos deben terminarse en cargas coincidentes para evitar reflexiones. Por lo tanto, S_{ii} es el coeficiente de reflexión visto en el puerto i cuando todos los demás puertos terminan en cargas coincidentes y el término S_{ij} es el coeficiente de transmisión desde el puerto j al puerto i cuando todos los demás puertos terminan en cargas coincidentes [18].

De acuerdo con la teoría antes mencionada, se presenta en las figuras 3.2 a 3.9 el comportamiento de ondas de reflexión y transmisión de los dispositivos SAW.

Dispositivo SAW 1, línea de retardo con respuesta eléctrica alrededor de los 78 MHz:

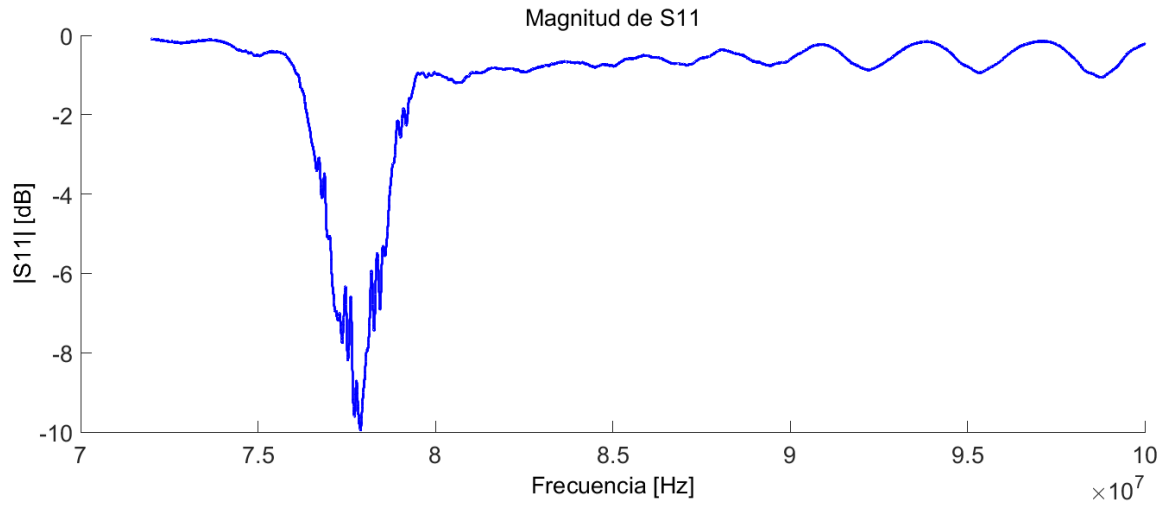


Figura 3.2 Magnitud S11, Coeficiente de reflexión alrededor de los 78 MHz.

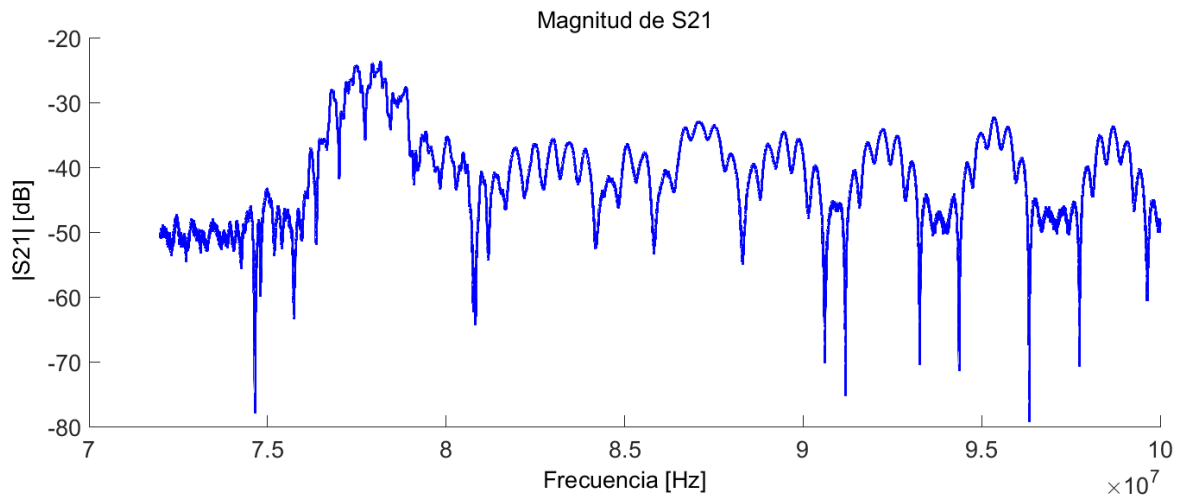


Figura 3.3 Magnitud S21, Coeficiente de transmisión alrededor de los 78 MHz.

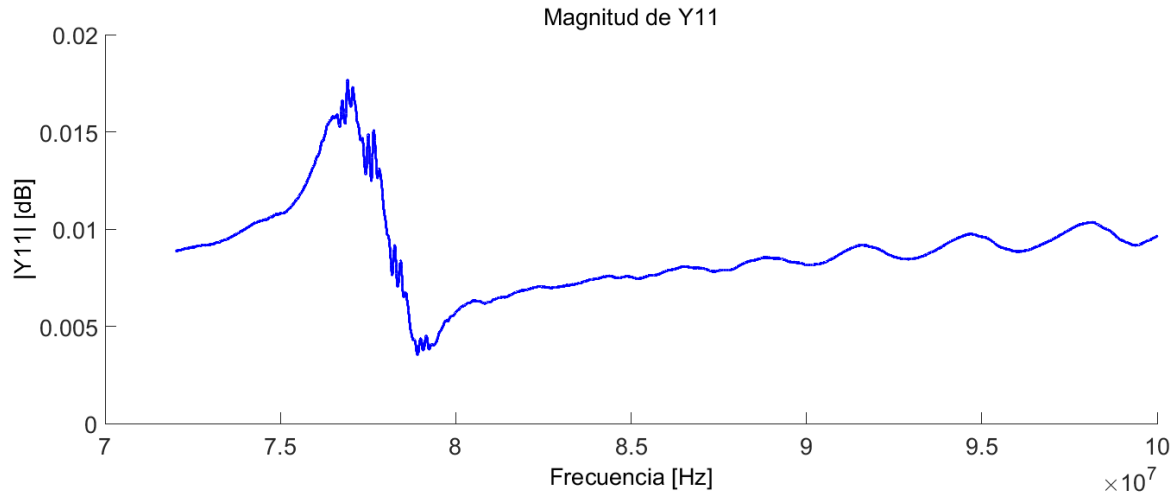


Figura 3.4 Magnitud de Y11, Admitancia de entrada con salida en corto circuito.

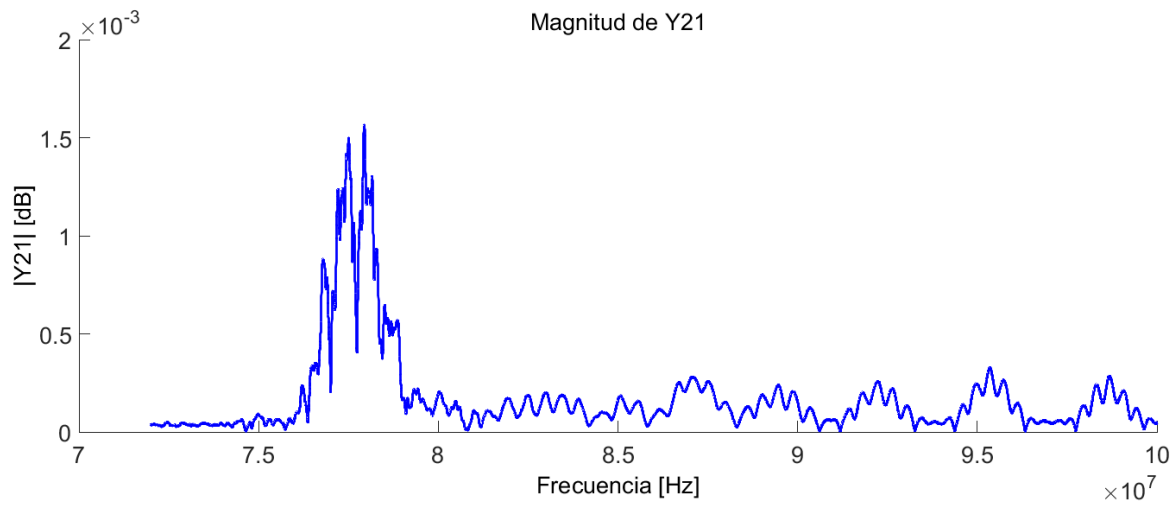


Figura 3.5 Magnitud de Y21, Admitancia de transferencia directa con salida en corto circuito.

Dispositivo SAW 2, línea de retardo con respuesta eléctrica alrededor de los 84MHz:

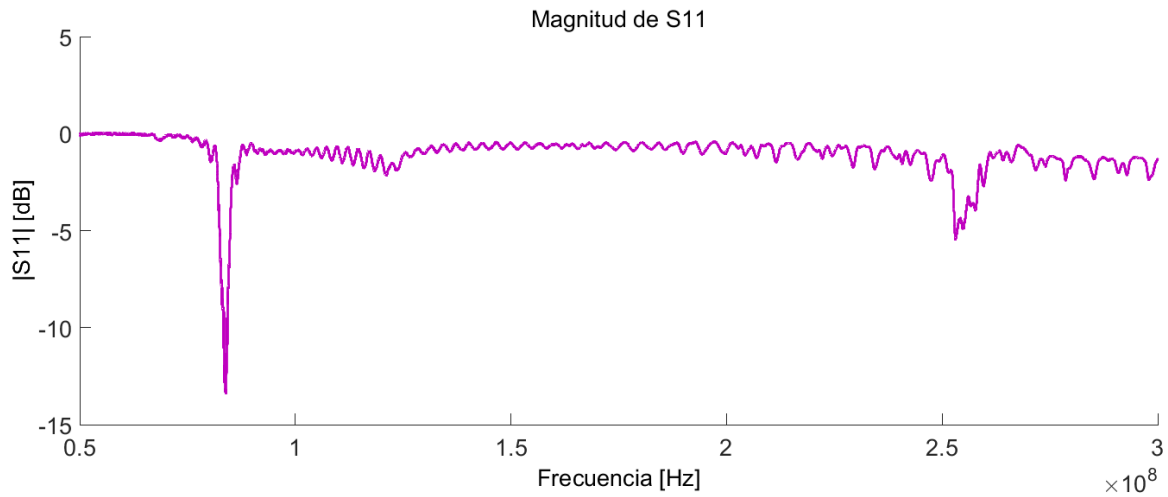


Figura 3.6 Magnitud de S11, Coeficiente de reflexión alrededor de los 84 MHz.

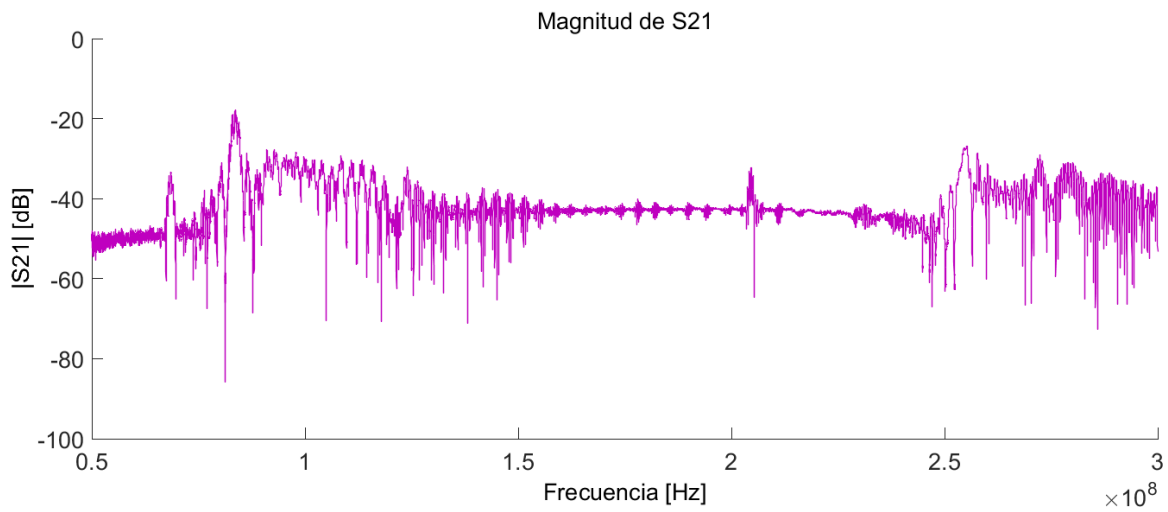


Figura 3.7 Magnitud de S21, Coeficiente de transmisión alrededor de los 84 MHz.

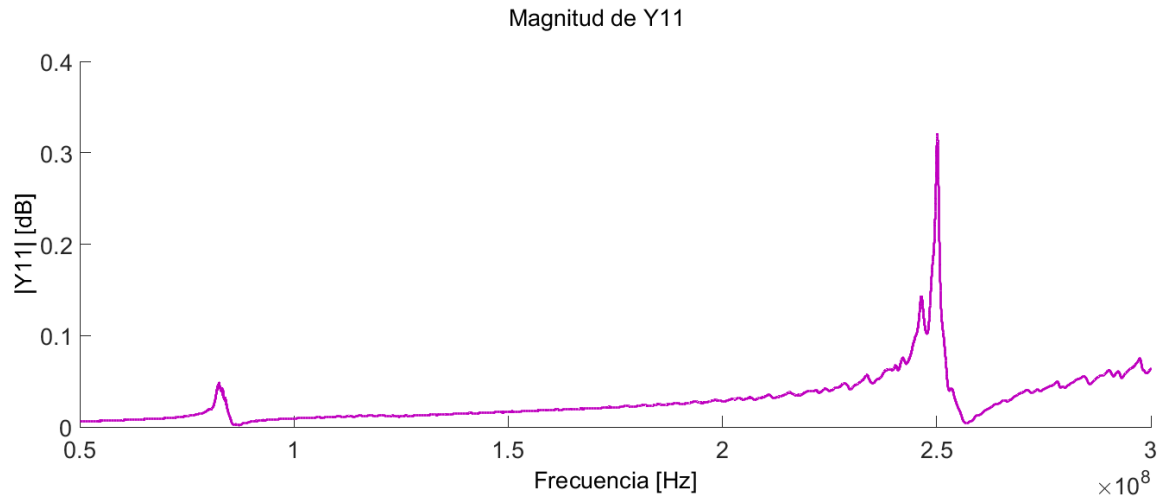


Figura 3.8 Magnitud de Y11, Admitancia de entrada con salida en corto circuito.

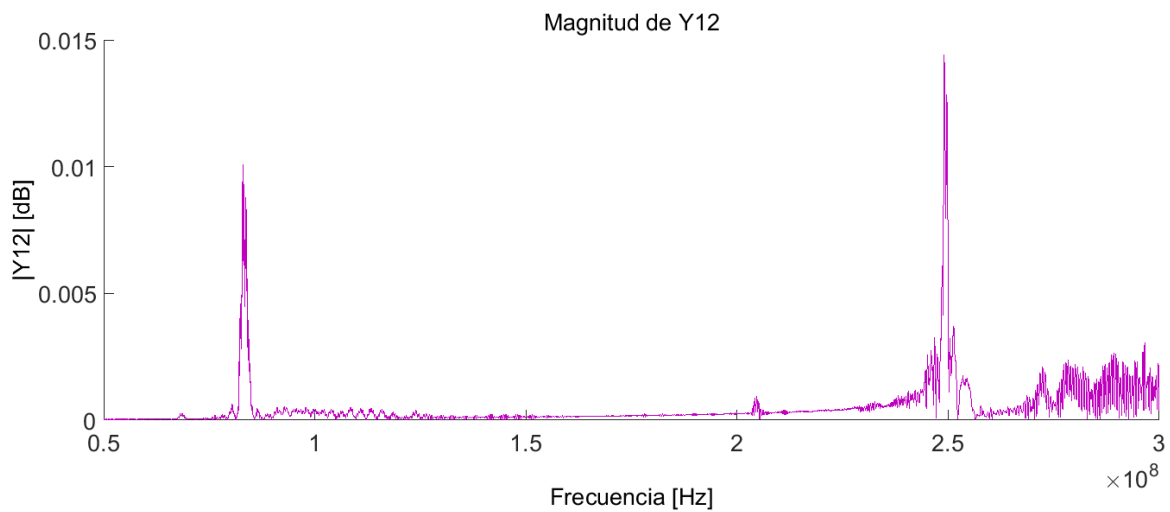


Figura 3.9 Magnitud de Y21, Admitancia de transferencia directa con salida en corto circuito.

De acuerdo con estos resultados, las líneas de retardo presentan respuesta eléctrica alrededor de los 78 MHz y 84 MHz, respectivamente, con un ancho de banda de ± 1 MHz, aproximadamente. Lo cual, quiere decir que la señal eléctrica que se encuentre en estas frecuencias podrá ser transmitida en el dispositivo de ondas acústicas superficiales correspondiente.

En este proyecto el dispositivo SAW se implementa como medio aislante dado que está fabricado con un material no conductor que es capaz de interactuar con elementos conductores y, además, puede transmitir

información. De manera inicial se eligió la línea de retardo con respuesta alrededor de los 78 MHz para desarrollar el amplificador de aislamiento.

3.3. Investigaciones sobre el voltaje de ruptura en dispositivos SAW.

En este trabajo no se determinó el voltaje de ruptura con el que cuenta el dispositivo SAW, dado que, dicha experimentación requiere de equipo especializado para realizar pruebas de alto voltaje y así poder obtener las tensiones de ruptura. Sin embargo, algunos autores han realizado dichas pruebas en distintos dispositivos SAW y en transductores interdigitales (IDT) con diferentes geometrías para determinar el voltaje de ruptura, y, en ambos casos se han reportado los resultados en [19] y [20]. Se hace cita de dichos trabajos debido a que se realizaron experimentaciones de alto voltaje haciendo hincapié en una de las dos partes que integran el dispositivo SAW respectivamente y, los cuales sirven de precedentes para este trabajo.

Primero, se mencionará un artículo que se encargó de analizar y experimentar en IDTs.

En el artículo [19] se realizaron pruebas sobre IDTs con seis geometrías de electrodos diferentes, se describe que el espacio más amplio entre electrodos fue de 50 μm y el espacio más estrecho fue de 3 μm .

Las pruebas se realizaron con un generador de pulsos, un osciloscopio y una cámara de alta velocidad, además de un cable coaxial específico. Para el procedimiento de experimentación generalmente se utilizaron al mismo tiempo la cámara y el osciloscopio; el voltaje aplicado se elevó en pasos de 10 V donde el observador activaba un solo pulso hasta que se observó la ruptura.

Los electrodos utilizados fueron de aluminio y los sustratos experimentados fueron de niobato de litio, cuarzo y cuarzo fundido. Se reporta que el voltaje de ruptura en el niobato de litio se observó alrededor de los 900-1100 V para electrodos con una distancia de 50 μm de separación, mientras que, para los electrodos con distancia de 3 μm el voltaje de ruptura fue alrededor de los 550-700 V, además, se observó fractura sobre la superficie del sustrato.

Finalmente, se observa que el voltaje de ruptura es función del espacio entre los electrodos además del sustrato utilizado. En los tres sustratos utilizados el voltaje de ruptura disminuyó a medida que disminuyó la separación entre electrodos. Los niveles de voltaje de ruptura en el niobato de litio fueron mayores que los observados en el cuarzo y el cuarzo fundido.

Ahora, en segunda estancia, se mencionará una tesis que se desarrolló haciendo pruebas de alto voltaje en depósitos de niobato de litio, de acuerdo con [20] el objetivo consistió en diseñar un sensor SAW para realizar mediciones directas de alto voltaje en DC, AC y aplicaciones de tensión pulsada.

Se utilizaron configuraciones de sensores SAW con diferentes cortes en los cristales para detectar voltajes en el rango de 1V-7kV. Se menciona que la limitación para medir altos voltajes se relaciona con el espesor del depósito de la película, en dicho trabajo se utilizaron sustratos con un espesor menor de un milímetro y el voltaje de ruptura no superó tensiones mayores a 10 kV.

De cualquier manera, puede afirmarse con relativa seguridad que la tensión de ruptura entre los dos transductores interdigitales que conforman la línea de retardo será mucho mayor que lo reportado en [19], sobre todo porque la distancia entre ellos, en nuestro caso, es mayor a 1 cm.

Capítulo 4

Desarrollo del amplificador

Como se mencionó en el capítulo 2, el amplificador de aislamiento se compone de dos etapas y el dispositivo SAW que se desempeña como medio aislante. Es necesario considerar lo anterior para el diseño de ambas etapas. Las líneas de retardo tienen respuesta eléctrica alrededor de los 78 MHz y de los 84 MHz. Esta información se utilizó como dato principal para diseñar los requerimientos de dichas etapas.

Se utilizaron herramientas de software como apoyo durante la etapa de diseño: se utilizó el software Tina de Texas Instruments para la simulación de algunos circuitos; el ambiente de programación MATLAB y Simulink; y, posteriormente, para diseñar la tarjeta PCB se utilizó el software Eagle de Autodesk.

4.1. Etapa de entrada

El objetivo de este trabajo comprende la transmisión de información mediante señales eléctricas en el intervalo de frecuencia de audio, el cual está comprendido en el rango de 20-20kHz. En la figura 4.1 se presenta un diagrama de bloques de los circuitos que se desarrollaron en esta etapa:

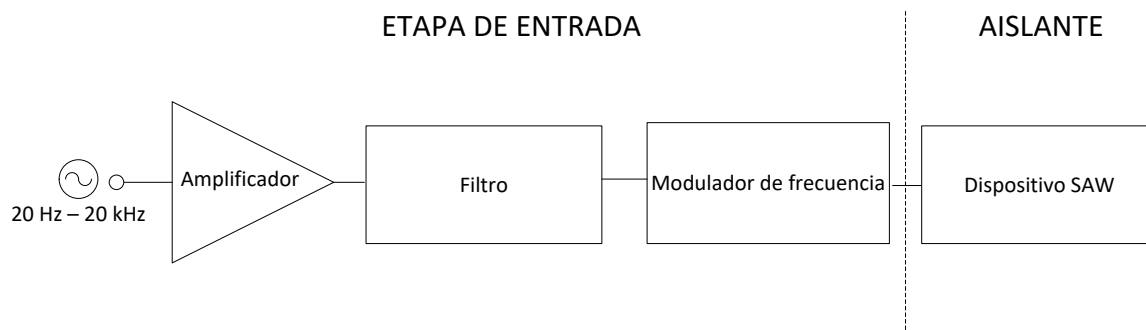


Figura 4.1 Etapa de entrada del amplificador de aislamiento con un dispositivo SAW como medio aislante.

Es necesario recordar que un amplificador de propósito general es un dispositivo de dos puertos que proporciona una ganancia a una señal de entrada, sin discriminar las señales de interés de las señales no deseadas que se presentan, tales como lo es el ruido, por lo que de igual manera las amplifica. Existen amplificadores con propósito específico y cuentan con características capaces de rechazar las señales de

interferencia como el ruido en modo común, por lo que se ha elegido el amplificador de instrumentación por contar con estas características.

4.1.1. Amplificador de instrumentación

Se diseñó un amplificador de instrumentación tradicional, es decir, usando un diseño de tres amplificadores operacionales con una ganancia de tensión variable entre 10 y 100. Para su implementación se utilizó el circuito integrado TL084 de Texas Instruments, el cual es un amplificador operacional de propósito general [21], que requiere de una fuente de alimentación bipolar y contiene 4 amplificadores en un mismo encapsulado. Las resistencias utilizadas para la implementación cuentan con una tolerancia de $\pm 1\%$.

De acuerdo con la ecuación (2.8), para definir la ganancia del amplificador de instrumentación se tiene que:

$$A_v = \frac{2R}{R_G} + 1. \quad (2.8)$$

Por lo cual, se propone un valor para la resistencia R, en este caso se eligió un valor de 10 k Ω . Posteriormente se despejó R_G y finalmente se sustituyó el valor de la ganancia.

Primero, para la ganancia mínima se tiene que, $A_{vmin} = 10$

$$R_G = \frac{2R}{A_v - 1}, \quad (4.1)$$

sustituyendo valores se obtiene:

$$R_{Gmin} = \frac{2(10\ 000)}{10 - 1} = \frac{20\ 000}{9} = 2.2222\ k\Omega. \quad (4.2)$$

Se repite el proceso para obtener el valor de la resistencia para la ganancia máxima, $A_{vmáx} = 100$:

$$R_{Gmáx} = \frac{2(10\ 000)}{100 - 1} = \frac{20\ 000}{99} = 202.0202\ \Omega. \quad (4.3)$$

Los valores obtenidos se consideran para una respuesta ideal, sin embargo, se necesita hacer un ajuste a valores comerciales de los componentes, por lo que, se busca el valor más próximo al valor calculado. Una vez hecho este ajuste se tiene que:

$$R_{Gmin} = 2.21\ k\Omega \quad \text{y} \quad R_{Gmáx} = 200\ \Omega.$$

Se realizó la simulación del circuito amplificador de instrumentación en el software TINA para observar el comportamiento del circuito.

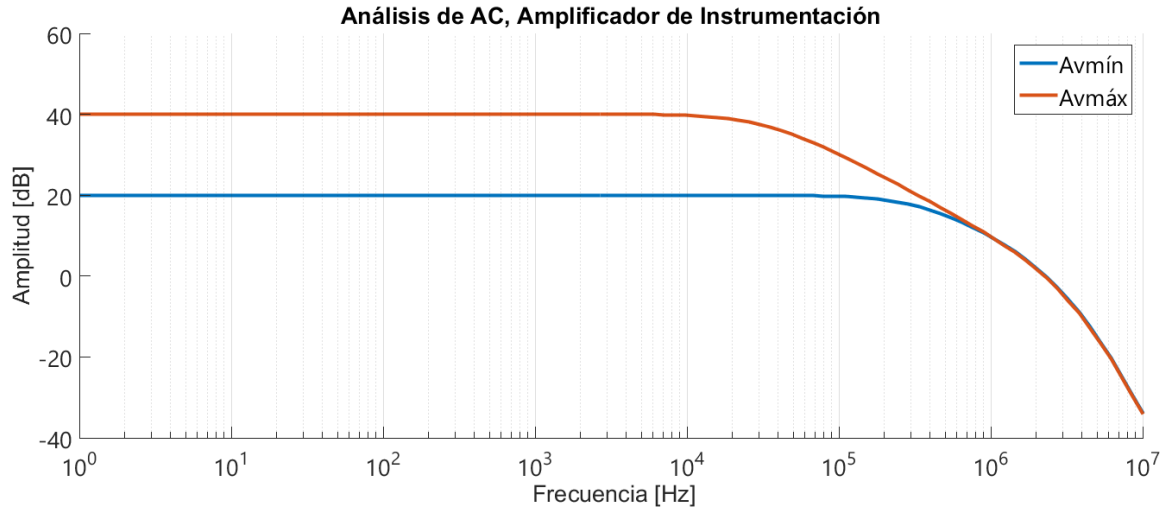


Figura 4.2 Análisis de AC del circuito amplificador de instrumentación.

En la figura 4.2 se observa que el ancho de banda en ambos casos no es el mismo, en el caso de $A_{vmáx}$ es más pequeño, es decir, se observa que a mayor ganancia el ancho de banda se reduce, por lo cual, para asegurar que la ganancia de tensión alta cubra el rango de frecuencias de audio, se propone una redistribución de la ganancia en el amplificador, lo cual se puede lograr debido a que este amplificador cuenta con dos etapas en cascada; de esta manera, a la etapa diferencial se le asignó una ganancia de 2. Ahora los rangos de trabajo se modificaron a: $A_{vmin} = 5$ y $A_{vmáx} = 50$ para la etapa de entrada, por lo cual se llevaron a cabo los cálculos de nueva cuenta. De acuerdo con la ecuación (4.1) se tiene que:

$$R_{Gmin} = \frac{2R}{A_{vmin} - 1},$$

donde $R=10k\Omega$, sustituyendo valores:

$$R_{Gmin} = \frac{2(10\ 000)}{5 - 1} = \frac{20\ 000}{4} = 5\ k\Omega. \tag{4.4}$$

Ahora para $A_{vmáx}$, sustituyendo valores:

$$R_{Gmáx} = \frac{2(10\ 000)}{50 - 1} = \frac{20\ 000}{49} = 408.1632\ \Omega. \tag{4.5}$$

Debido a que este rango es dinámico, se propuso el uso de un potenciómetro de $10k\Omega$ para cubrir ambos valores de ganancia. En la figura 4.3 se muestra el circuito final del amplificador de instrumentación.

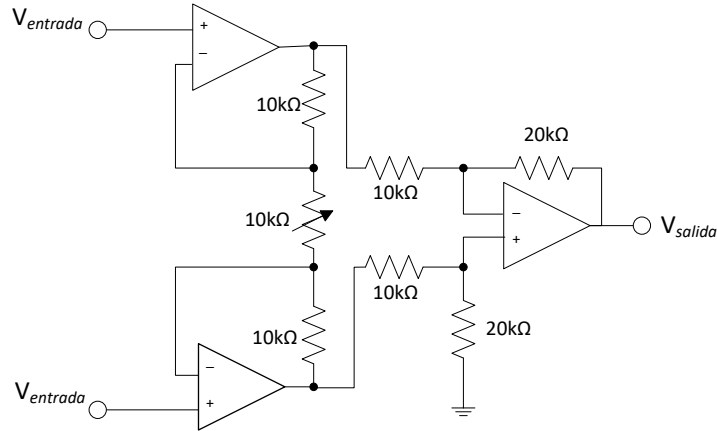


Figura 4.3 Circuito amplificador de instrumentación.

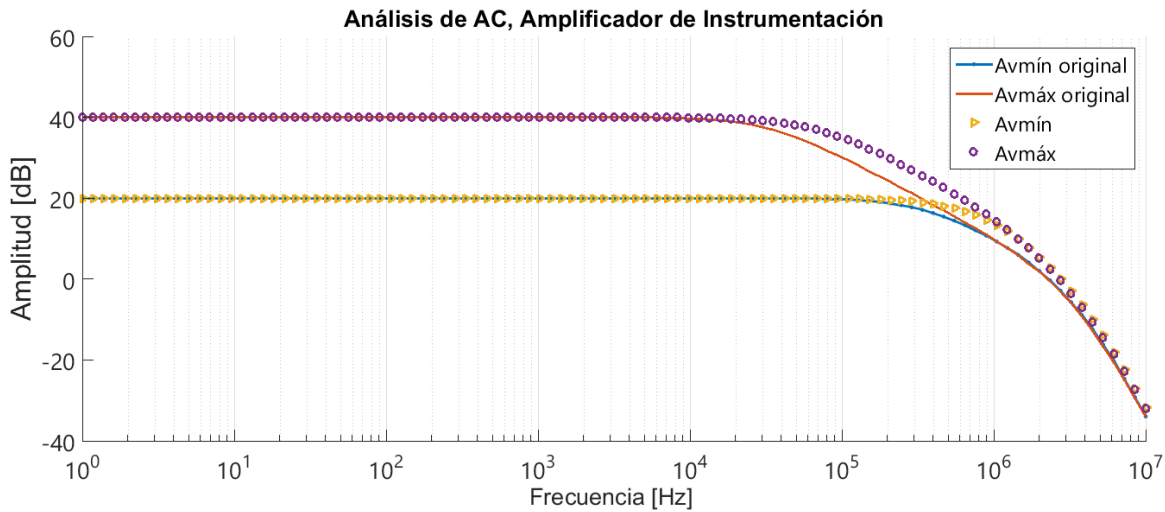


Figura 4.4 Análisis de AC, Amplificador de instrumentación con ganancia de tensión $A_{v\text{mínima}}=10$ y $A_{v\text{máxima}}=100$.

En la figura 4.4 se observa un aumento en el ancho de banda de ambas ganancias, teniendo representada con líneas continuas la respuesta del amplificador de instrumentación original y con línea de marcadores geométricos la respuesta del amplificador con ganancia distribuida.

De manera paralela se realiza el diseño para utilizar el amplificador de instrumentación AD620. El fabricante proporciona la ecuación para calcular la resistencia de ganancia [6] como:

$$R_G = \frac{49.9k\Omega}{G - 1}, \quad (4.6)$$

$$R_{GAvm\acute{a}x} = \frac{49.9k\Omega}{100-1} = 504.0404 \Omega, \quad (4.7)$$

$$R_{GAvm\grave{m}n} = \frac{49.9k\Omega}{10-1} = 5.5444 k\Omega. \quad (4.8)$$

Para la implementación de este circuito se utilizó un potenciómetro de 10kΩ que permite cubrir ambos valores de ganancia.

En la simulación del circuito se observa la amplificación de señal en un ancho de banda de 80 kHz aproximadamente, lo cual es tres veces el ancho de banda requerido y asegura que el rango de frecuencias de audio no debe presentar atenuaciones; al mismo tiempo permite la amplificación de frecuencias no deseadas, por lo cual se implementó un filtro paso bajas con frecuencia de corte de 21 kHz.

4.1.2. Diseño del filtro

Para cubrir el intervalo de trabajo de nuestro amplificador de aislamiento se eligió la frecuencia de corte del filtro de 21 kHz, lo cual asegura la eliminación de todas las frecuencias por encima del intervalo de audio y a su vez que el rango de audio no reciba atenuación alguna.

Estos diseños se realizaron utilizando las *tablas de diseño de filtro normalizadas* [22], las cuales contienen los valores para el orden del filtro n , el factor Q , y la frecuencia que requiere cada etapa para obtener una frecuencia de corte total al final de la cascada. Los datos y ecuaciones de diseño se muestran a continuación:

Datos

$$f_c = 21 \text{ kHz}$$

$$n = 4$$

$$\text{Etapa a: } f_{o_1} = 1.419, Q_1 = 0.522.$$

$$\text{Etapa b: } f_{o_2} = 1.591, Q_2 = 0.806.$$

Primero se calcula la frecuencia de corte parcial para cada etapa de acuerdo a la siguiente ecuación:

$$f_{p_x} = f_{o_x} * f_c. \quad (4.6)$$

Donde f_{p_x} es la frecuencia parcial de la etapa, f_{o_x} es la frecuencia normalizada obtenida de las tablas de diseño y f_c es la frecuencia de corte.

Se procede a realizar el cálculo para cada etapa, sustituyendo se obtienen los valores:

$$fp_1 = (1.419) * (21\ 000) = 29.799\ kHz \quad (4.7)$$

Y

$$fp_2 = (1.591) * (21\ 000) = 33.411\ kHz. \quad (4.8)$$

Una vez obtenidas las frecuencias de corte para cada etapa, se calcula el valor de los capacitores de cada una, eligiendo, primero el valor comercial para uno de ellos y, después, se calcula el valor del otro capacitor a partir de la siguiente ecuación:

$$Q = 0.5 \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}, \quad (4.9)$$

donde se asigna el valor para $C_1 = 10\ nF$, por lo que, se despeja C_2 :

$$\frac{Q}{0.5} = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}, \quad (4.10)$$

$$\left(\frac{Q}{0.5}\right)^2 = \left(\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}\right)^2, \quad (4.11)$$

$$\left(\frac{Q}{0.5}\right)^2 = \frac{C_2}{C_1}, \quad (4.12)$$

$$C_2 = C_1 * \left(\frac{Q}{0.5}\right)^2. \quad (4.13)$$

Sustituyendo valores, se obtiene:

$$C_{2E1} = (10 \times 10^{-9}) * \left(\frac{0.522}{0.5}\right)^2 = 10.8993\ nF, \quad (4.14)$$

$$C_{2E2} = (10 \times 10^{-9}) * \left(\frac{0.806}{0.5}\right)^2 = 25.9854\ nF. \quad (4.15)$$

Esta topología también requiere de componentes resistivos, por lo que ahora deben calcularse los valores para las resistencias de cada etapa; esto se hace de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$R_x = \frac{1}{2\pi f_{px} \sqrt{C_1 C_2}} \quad (4.16)$$

Donde R_x es la resistencia de la etapa correspondiente, f_{px} corresponde a la frecuencia parcial de la etapa, C_1 es el capacitor al que se le asignó un valor y C_2 es el capacitor que se calculó en las ecuaciones (4.14) y (4.15). Sustituyendo valores se obtuvieron los siguientes valores de resistores:

$$R_{E1} = \frac{1}{2\pi(29.799 \times 10^3) \sqrt{(10 \times 10^{-9})(10.8993 \times 10^{-9})}} = 511.5936 \, \Omega, \quad (4.17)$$

y

$$R_{E2} = \frac{1}{2\pi(33.411 \times 10^3) \sqrt{(10 \times 10^{-9})(25.9854 \times 10^{-9})}} = 295.5057 \, \Omega. \quad (4.18)$$

Una vez obtenidos los valores se realizó el ajuste a valores comerciales de los componentes, con los cuales se implementaron cada una de las etapas, estos valores quedaron de la siguiente manera:

Etapa a: $R = 510 \, \Omega$, $C_1 = 10 \, nF$, $C_2 = 15 \, nF$.

Etapa b: $R = 330 \, \Omega$, $C_1 = 10 \, nF$, $C_2 = 22 \, nF$.

El diseño propuesto se simuló en el software TINA para observar que cumpliera con las características necesarias. En la figura 4.5 se observa la respuesta en frecuencia del circuito de la figura 4.11.

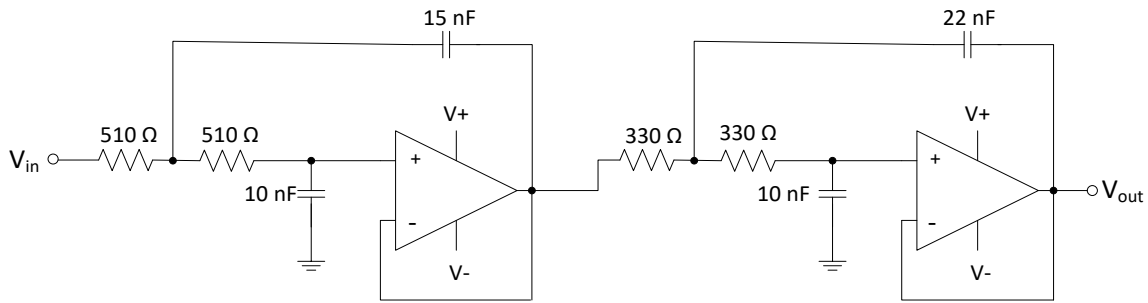


Figura 4.5 Filtro Bessel de 4º orden en configuración Sallen-Key, frecuencia de corte de 21 kHz.

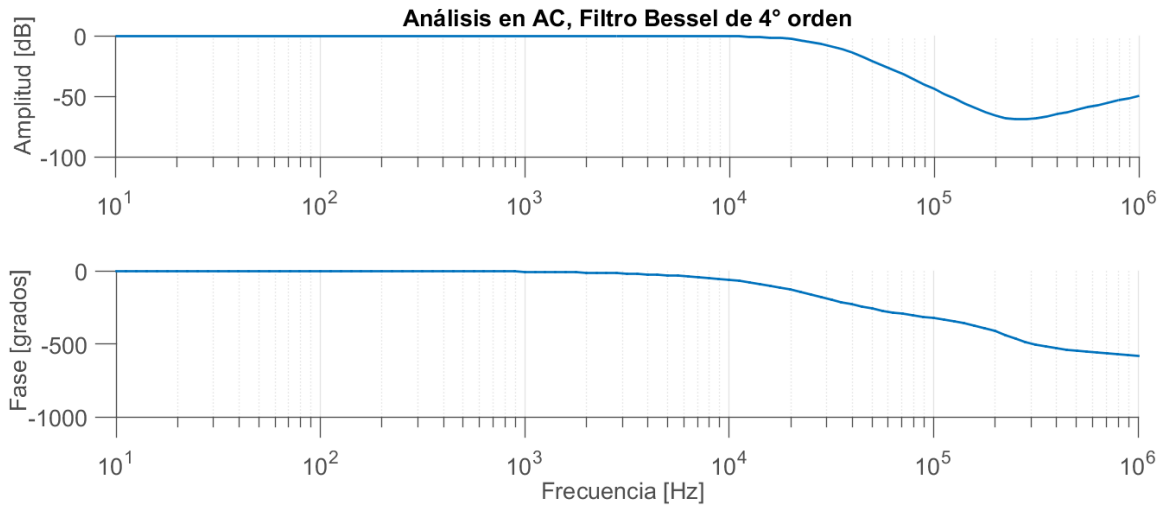


Figura 4.6 Análisis en AC del filtro Bessel de 4º orden con frecuencia de corte de 20.45 kHz.

En la figura 4.6 se muestra la respuesta en frecuencia en amplitud y fase del filtro. De acuerdo con la simulación, la frecuencia de corte es de 20.45kHz, esta frecuencia de corte fue tomada a -3 dB.

El resultado del filtro Bessel se encuentra dentro de la respuesta esperada, es decir, suprime las señales que están por arriba del rango de audio y conserva la amplitud dentro del rango del audio y, además, presenta una respuesta en fase máximamente lineal en la banda de paso. Con este filtro después del amplificador de instrumentación estamos acotando la amplificación y selección de las frecuencias de interés a la entrada del amplificador de aislamiento y evitando la distorsión de fase de la señal de interés. Por lo cual se procedió a diseñar el modulador de frecuencia.

4.1.3. Modulador de Frecuencia

La configuración que se eligió para el modulador de frecuencia fue la del oscilador Clapp. Como se ha mencionado en el capítulo 2 se debe agregar un diodo varactor para que el circuito funcione como modulador de frecuencia. Una de las características importantes de esta configuración es la confiabilidad en su desempeño. Para el diseño de este circuito se siguió el algoritmo para implementar un oscilador controlado por voltaje de hasta 500 MHz que se presenta en [23]. Este circuito se muestra en la figura 4.7.

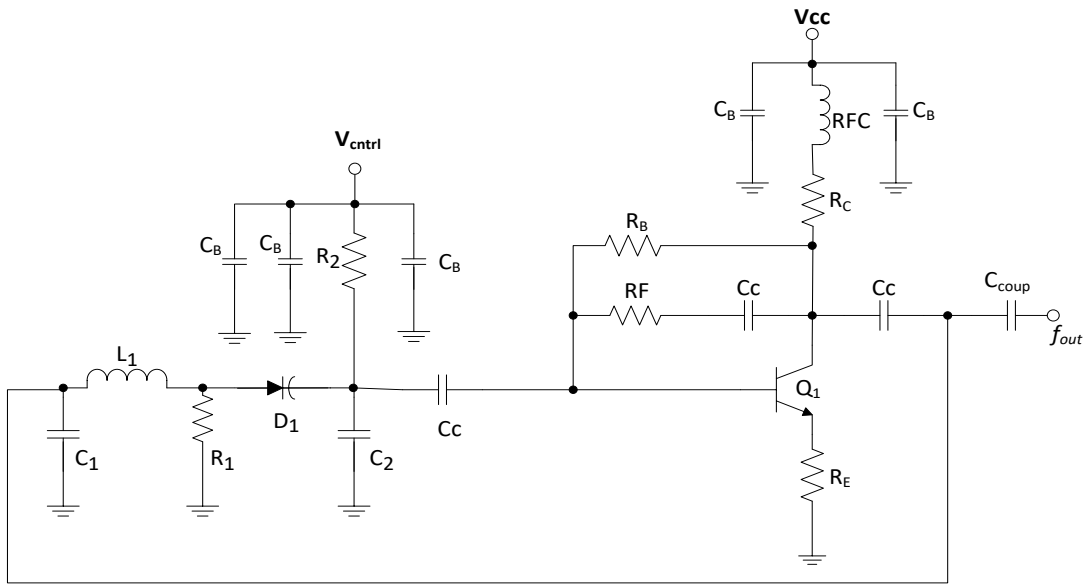


Figura 4.7 Modulador de FM de hasta 500 MHz.

A continuación, se presenta el algoritmo de diseño que se usó para calcular los componentes de la figura 4.7, los pasos que deben seguirse son:

1. Elegir un transistor RF con una frecuencia de transición f_T de al menos 5 o 10 veces mayor a la frecuencia de salida.
2. Polarizar el transistor para su operación en la región activa directa para que éste opere como un amplificador clase A.
 - a. Elegir la fuente de voltaje y seleccionar el punto de trabajo Q.

$$V = 12 \text{ V y } Q(5\text{V}, 50 \text{ mA}). \quad (4.19)$$

- b. Calcular la corriente en la base

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}, \quad (4.20)$$

se propone $I_C = 50 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5\text{V}$ y $\beta = 50$. Por lo que sustituyendo valores se obtiene:

$$I_B = \frac{50 \times 10^{-3}}{50} = 1 \text{ mA}. \quad (4.21)$$

- c. Calcular R_B

$$R_B = \beta * \frac{V_C - 0.7}{I_C}, \quad (4.22)$$

sustituyendo valores, se obtiene R_B :

$$R_B = (50) \left(\frac{7 - 0.7}{50 \times 10^{-3}} \right) = 6.3 \text{ k}\Omega. \quad (4.23)$$

d. Calcular R_C

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_C}{I_B + I_C}, \quad (4.24)$$

sustituyendo valores,

$$R_C = \frac{12 - 7}{1 \times 10^{-3} + 50 \times 10^{-3}} = 98.0392 \Omega. \quad (4.25)$$

e. R_1 y $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$, o utilizar RFC

3. Calcular los valores de los componentes del oscilador LC

Para la inductancia L_1 :

$$L_1 = \frac{190}{2\pi f}, \quad (4.26)$$

donde $f = 0.5 f_{oscilador}$, sustituyendo valores:

$$L_1 = \frac{190}{2\pi(39 \times 10^6)} = 775.3707 \text{ nH}. \quad (4.27)$$

Para la capacitancia del diodo varicap:

$$C_{D1} = \frac{1}{300\pi f}, \quad (4.28)$$

sustituyendo valores:

$$C_{D1} = \frac{1}{300\pi(39 \times 10^6)} = 27.2059 \text{ pF}. \quad (4.29)$$

Para los capacitores de bypass:

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{24\pi f}, \quad (4.30)$$

sustituyendo

$$C_1 = \frac{1}{24\pi(39 \times 10^6)} = 340.0746 \text{ pF.} \quad (4.31)$$

En el emisor del transistor se coloca una resistencia menor o igual a 15 Ω .

4. Calcular R_f

$$R_f = \frac{2500}{\left(\frac{0.025}{I_C}\right)}, \quad (4.32)$$

sustituyendo valores:

$$R_f = \frac{2500}{\left(\frac{0.025}{50 \times 10^{-3}}\right)} = 5 \text{ k}\Omega. \quad (4.33)$$

Una vez obtenidos los valores para la respuesta ideal se hace un ajuste a valores comerciales de los componentes, obteniendo los siguientes valores:

Para el transistor: $R_B = 6.2 \text{ k}\Omega$, $R_C = 100 \Omega$, $R_E = 15 \Omega$, $R_f = 5 \text{ k}\Omega$.

Para el VCO: $L_1 = 680 \text{ nH}$, $C_{D1} = 33 \text{ pF}$, $C_{1,2} = 330 \text{ pF}$.

En la figura 4.8 se muestra el circuito modulador de frecuencia que se simuló con dichos valores en el software de TINA con excepción del diodo varicap dado que la biblioteca de dispositivos de TINA no cuenta con dicho dispositivo, por lo cual, se buscó un componente con características similares, a la simulación se le aplicó una fuente de AC en la entrada V_{cntrl} de 20 kHz con una amplitud de 500 mVp y una resistencia de carga a la salida de 50 Ω .

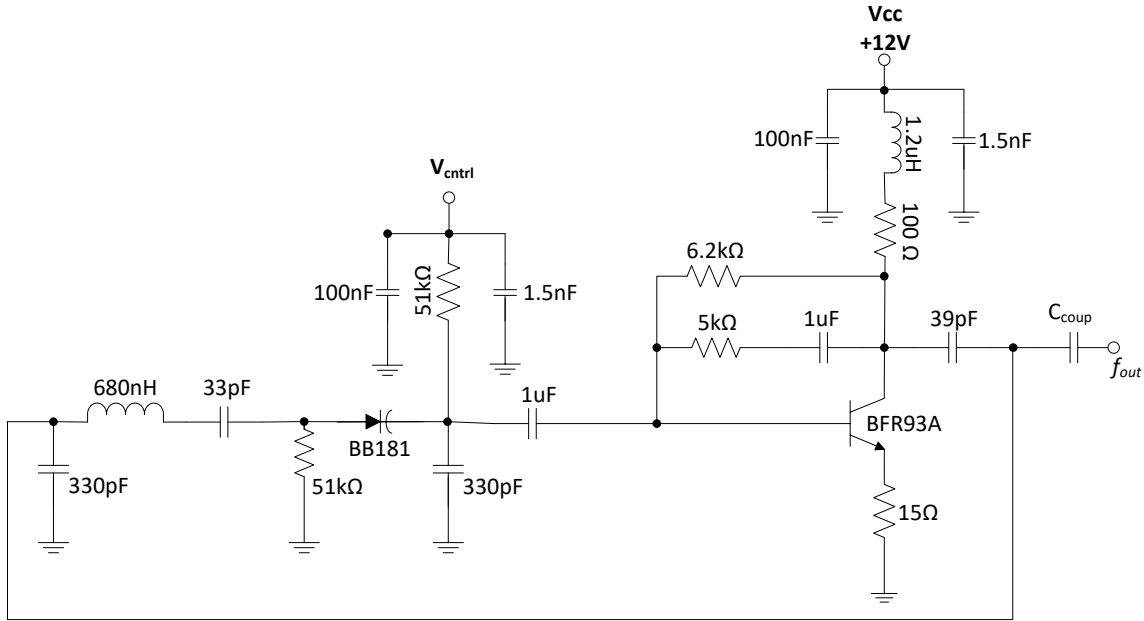


Figura 4.8 Modulador de frecuencia con portadora de 78 MHz.

El análisis transitorio de este circuito muestra una oscilación estable de 78.8 MHz con una amplitud alrededor de 500mVpp, dicho resultado se muestra en la figura 4.9.

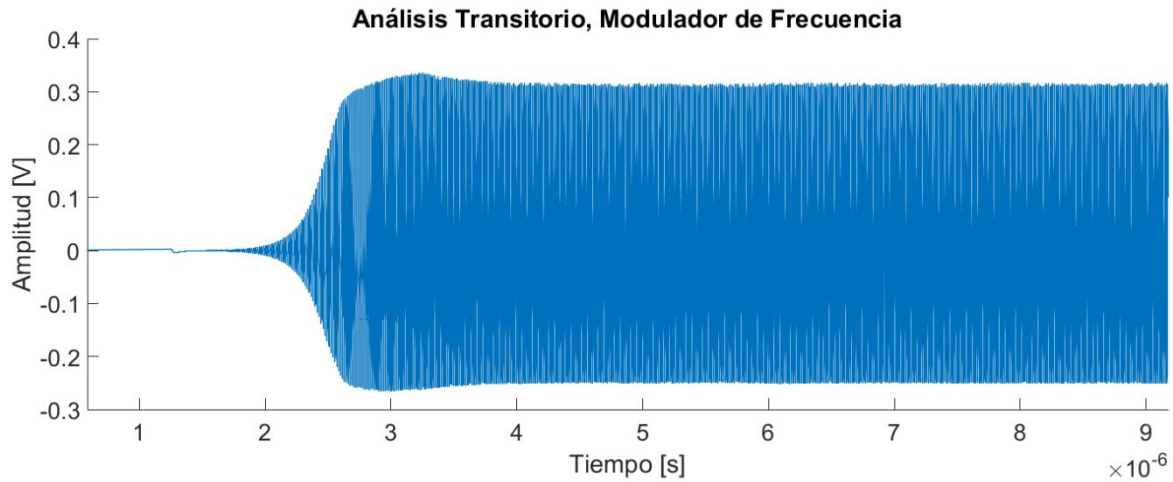


Figura 4.9 Análisis transitorio del modulador de frecuencia.

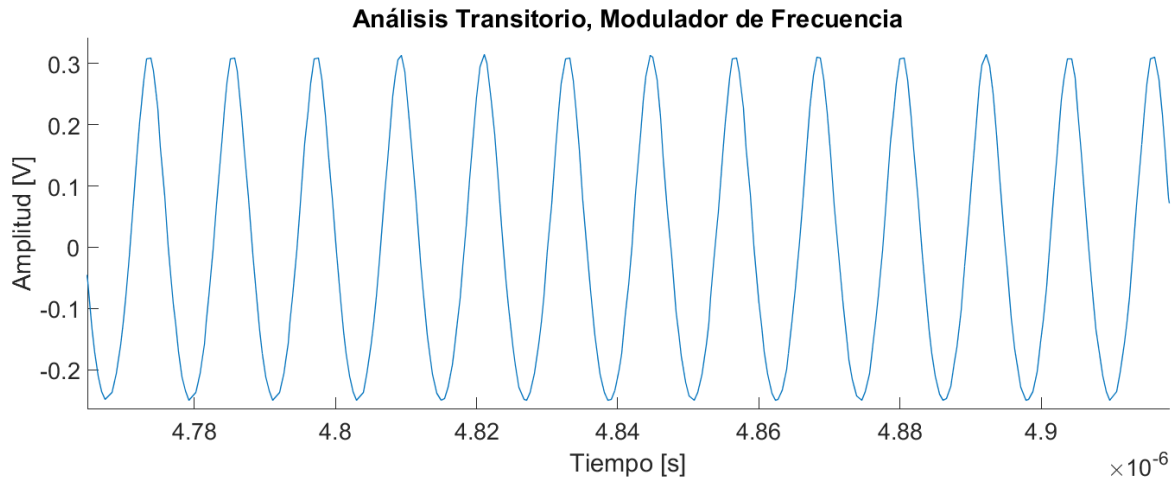


Figura 4.10 Acercamiento a las oscilaciones observadas.

En el análisis transitorio no se observa claramente la modulación de la señal en frecuencia, sin embargo, para conocer el contenido en frecuencia de una señal se debe someter a la transformada rápida de Fourier (FFT), en la cual una señal muestreada en el dominio del tiempo pasa a ser muestreada en tiempos discretos [24]. Dicho procesamiento se realiza en una computadora que, por medio de un algoritmo, calcula la FFT. En la figura 4.11 se muestra la magnitud del espectro en frecuencia de la señal en frecuencia modulada de la figura 4.8.

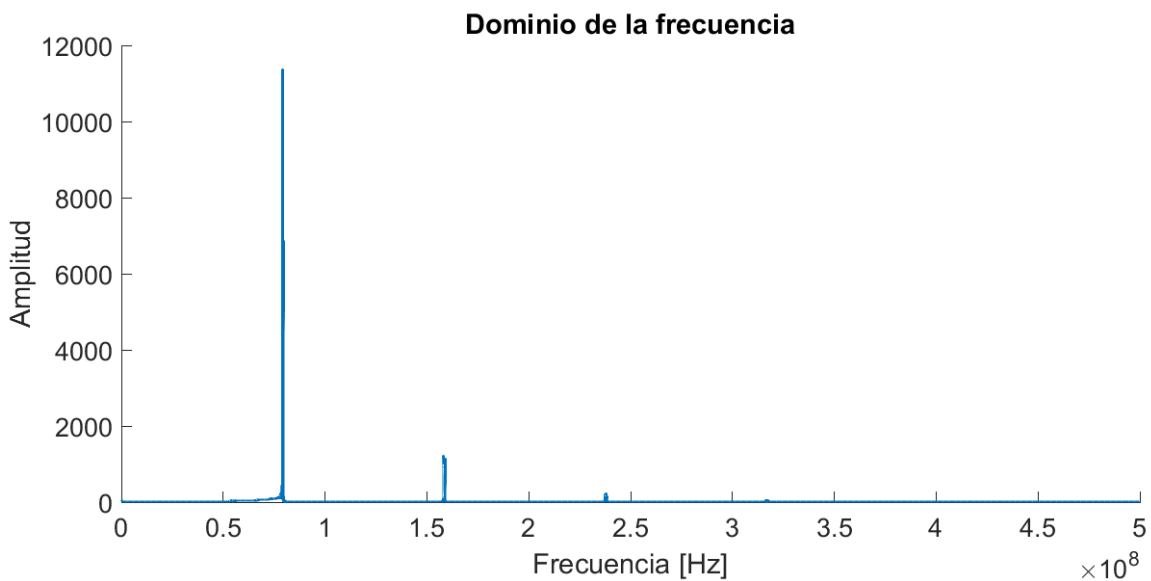


Figura 4.11 Magnitud del espectro en frecuencia.

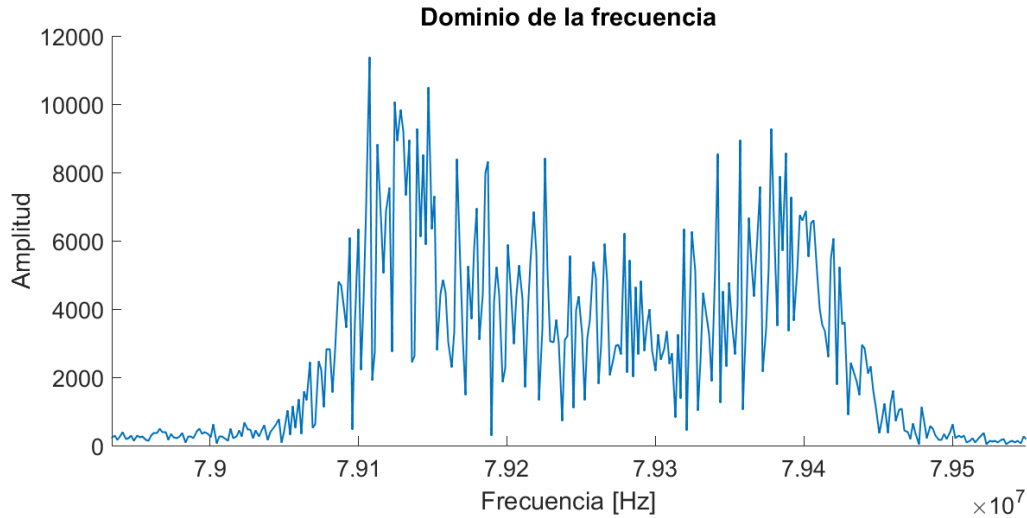


Figura 4.12 Acercamiento a la magnitud del espectro en frecuencia de la señal FM.

En la figura 4.12 se observa que el ancho de banda que cubre esta señal es de aproximadamente 400 kHz, con una espiga de mayor potencia alrededor de 79.1 MHz. Ocurrió un desplazamiento de lo que se espera observar, esto pudo ser causado por los ajustes comerciales realizados, sin embargo, cuenta con las características deseadas para ser enviada a través de la línea de retardo dado que se cuenta con ± 1 MHz de ancho de banda en los dispositivos SAW. En esta simulación se aproxima el comportamiento del modulador de frecuencia, pero hay que recordar que en la experimentación van a existir variaciones.

Una vez que se observa en la simulación que el objetivo del desempeño cumple, se procede a la implementación, en este caso, se realiza el modulador de frecuencia en una placa de circuito impreso PCB, esto es debido a que los componentes trabajan en el rango de muy alta frecuencia y se disponen en encapsulados del tipo tecnología de montaje superficial (STM, por sus siglas en inglés), este tipo de encapsulado tiene mejor desempeño para reducir la interferencia electromagnética, reduce la dimensión del circuito y no necesita perforaciones para montar los componentes.

El diseño de la tarjeta PCB se realizó en el software Eagle de Autodesk y se envió a fabricar, se diseñó una tarjeta PCB de dos caras, en la cara superior se colocaron los conectores banana para la alimentación DC y SMA coaxial para la entrada y salida de la señal, mientras tanto en la cara inferior se colocó el circuito modulador. En la figura 4.13 se muestra el esquemático de la tarjeta, en las figuras 4.14 y 4.15 se muestra la cara superior e inferior de la tarjeta. Esta placa tiene una dimensión de 5x7 cm y se planeó colocar en un gabinete metálico para disminuir en la mayor posibilidad el ruido electromagnético que pudiera recibir el circuito. En la figura 4.16 se muestra la tarjeta PCB final.

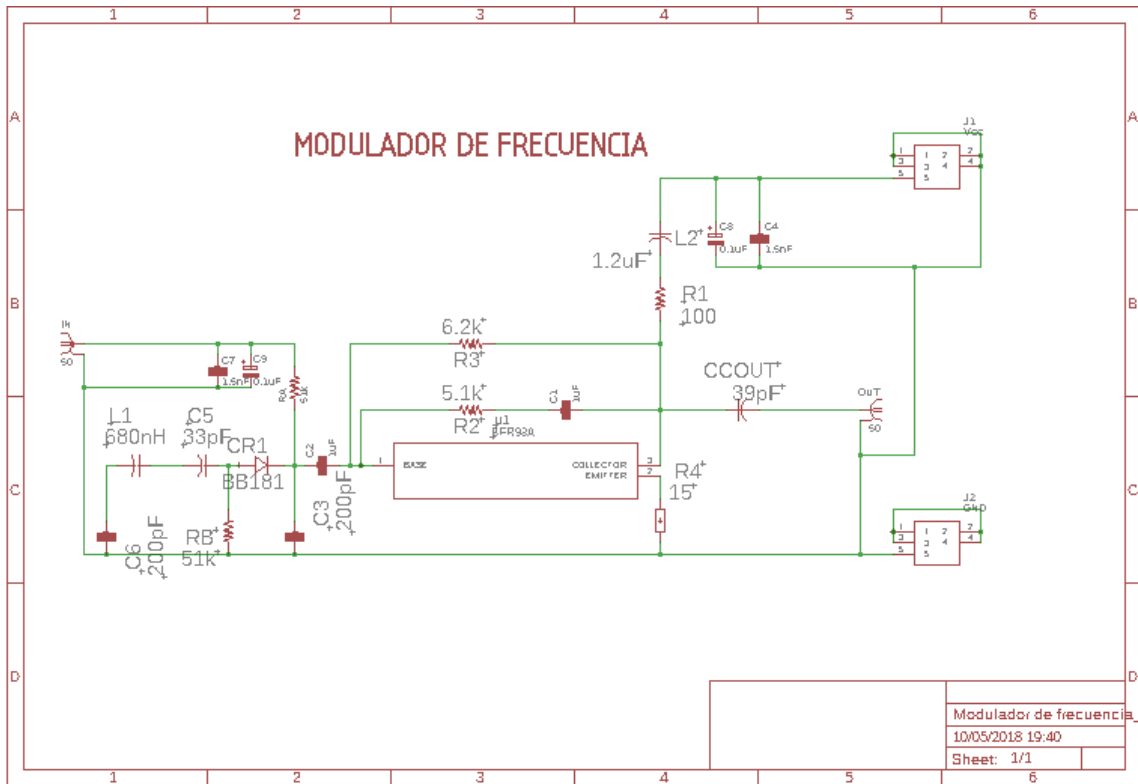


Figura 4.13 Diagrama esquemático del modulador de frecuencia.

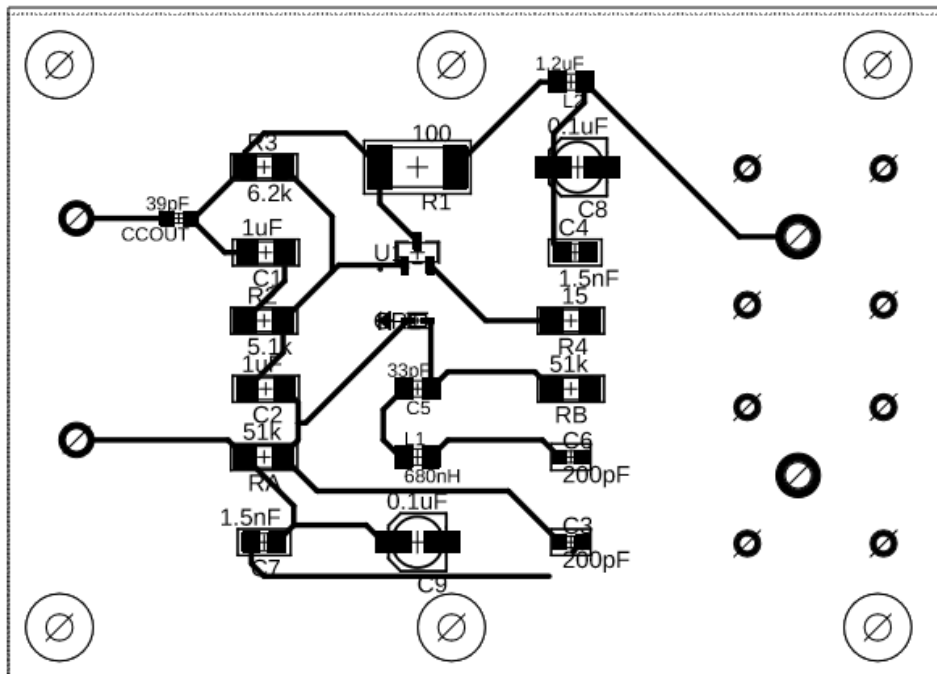


Figura 4.14 Tarjeta PCB. Cara inferior.

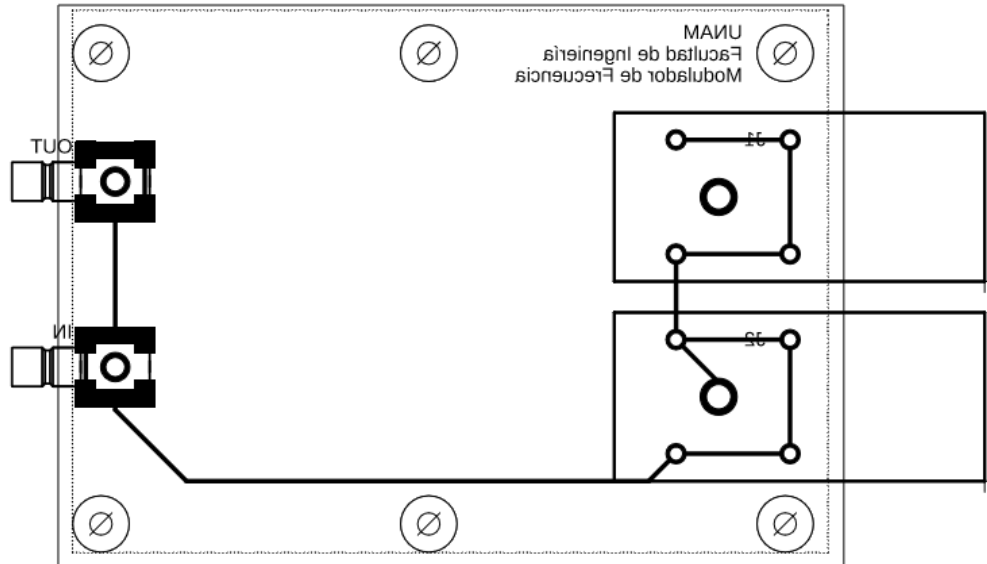


Figura 4.15 Tarjeta PCB. Cara superior.

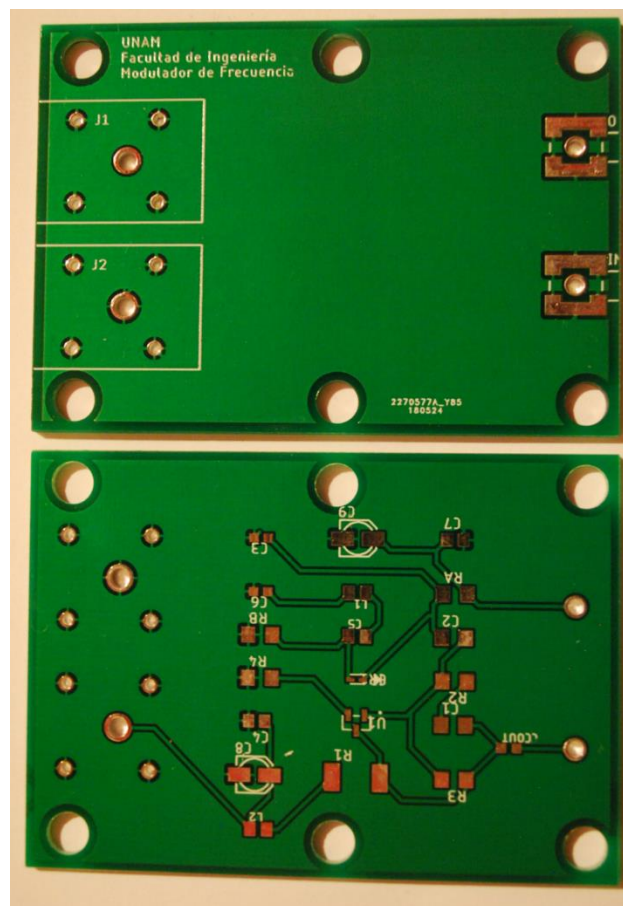


Figura 4.16 Tarjeta PCB del modulador de frecuencia.

4.2. Etapa de salida

Esta etapa se encarga de realizar los procesos necesarios para observar la señal enviada en su forma original, los principales componentes de esta etapa se muestran en la figura 4.17 que corresponde al diagrama de bloques de la etapa de salida:

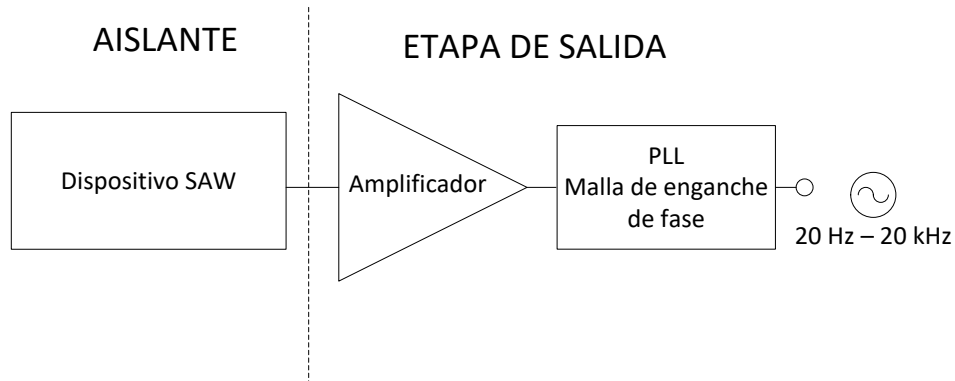


Figura 4.17 Etapa de salida del amplificador de aislamiento con un dispositivo SAW como medio aislante.

Para demodular una señal que se encuentra en el rango de VHF (Very High Frequency) se requiere un receptor superheterodino.

“Heterodinar” significa mezclar dos frecuencias en una etapa no lineal con el fin de obtener la suma o diferencia de las dos frecuencias, esto traslada la frecuencia de recepción a un valor generalmente menor denominado frecuencia intermedia (FI), para realizar este proceso se dispone de una etapa mezcladora y un oscilador local. A estos receptores se les puede clasificar como Receptores de Simple Conversión y Receptores de Doble Conversión [25].

Se eligió trabajar con un PLL digital (NE564) [26] dado que en el mercado es más difícil de encontrar un PLL analógico que trabaje en altas frecuencias, generalmente en los PLL digitales el rango de trabajo es flexible, va desde bajas frecuencias y hasta frecuencias de MHz, para que este circuito pueda funcionar se debe de introducir una señal digital, así que, la señal modulada debe ser digitalizada, por lo que se implementó un circuito acondicionador de señal que consistió principalmente de un comparador de voltaje para generar el tren de pulsos y filtros digitales. Una vez hechas estas consideraciones se planteó la etapa de salida como se muestra en el siguiente diagrama de bloques de la figura 4.18.

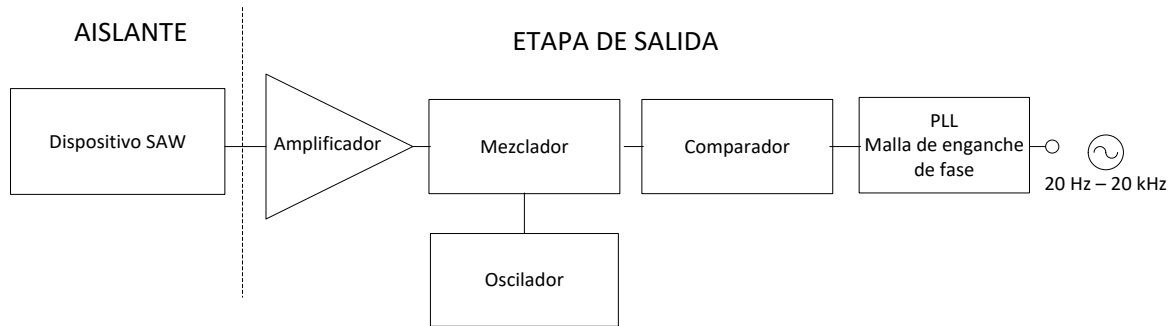


Figura 4.18 Diagrama de bloques de la etapa de salida del amplificador de aislamiento.

4.2.1. Amplificador

Para elegir este dispositivo la primera característica a tomar en cuenta es que debe de ser un amplificador de RF, estos amplificadores trabajan en rangos de frecuencias de MHz. Se eligió el amplificador ZKL-2R5+ de Mini-Circuits dado que cuenta con un rango de trabajo de 10-2500 MHz y únicamente necesita una fuente de alimentación de +12 V [27].

4.2.2. Mezclador

Este dispositivo se encarga de hacer la conversión de las señales de frecuencias de RF recibidas en señales de frecuencias intermedias, la función principal es realizar una selectividad. Este proceso se lleva a cabo de manera no lineal, lo que produce una serie de frecuencias armónicas, hay que recordar que las frecuencias armónicas ocurren a múltiplos de la frecuencia de la componente fundamental. En el caso de tener más de una entrada en el proceso de mezclado se generan productos cruzados. Los productos cruzados son las frecuencias de suma y diferencia de las frecuencias de las señales de entrada individuales, de sus armónicas y de las armónicas generadas en el proceso de mezclado, es decir, se genera una infinidad de frecuencias armónicas. Si no se desean los productos cruzados se dice que hay una distorsión por intermodulación, en cambio, si es lo que se desea se llama modulación [24].

Se eligió el mezclador de frecuencia ZAD-1-1+ de Mini-Circuits que cuenta con un rango de trabajo de 0.1-500 MHz, y una frecuencia intermedia con un rango de DC-500MHz [28], la configuración que utiliza este mezclador se conoce como: mezclador doblemente balanceado, el cual, se muestra en la figura 4.19.

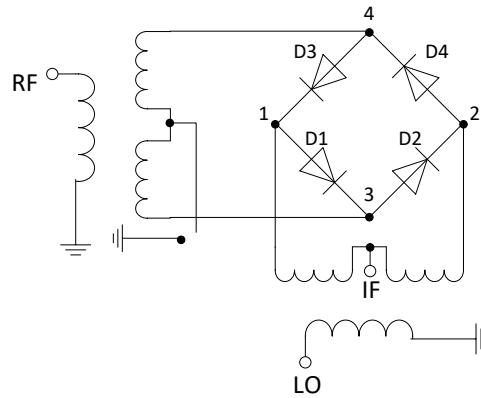


Figura 4.19 Mezclador de frecuencia doblemente balanceado.

El circuito funciona de la siguiente manera, durante el semiciclo positivo de la señal LO, el nodo 1 es positivo y el nodo 2 es negativo. Los diodos D1 y D2 conducen mientras que D3 y D4 están en polarización inversa. Cuando D1 y D2 conducen, pueden ser considerados como interruptores cerrados, por lo cual, el nodo 3 estará conectado a la tierra virtual de RF. Durante el semiciclo negativo, D3 y D4 conducen mientras que los otros dos diodos están en polarización inversa y, por lo tanto, el nodo 4 estará conectado al puerto IF y de esta forma, el voltaje de la señal RF será aplicado a la carga IF [29].

El funcionamiento de este circuito requiere en una de sus entradas de un oscilador, por lo que, por practicidad se utilizó un generador de RF como apoyo para cumplir dicha función.

Este proceso se simuló en Matlab debido a que no existen dichos componentes en el ambiente de simulación de TINA, el resultado se observa en la figura 4.20.

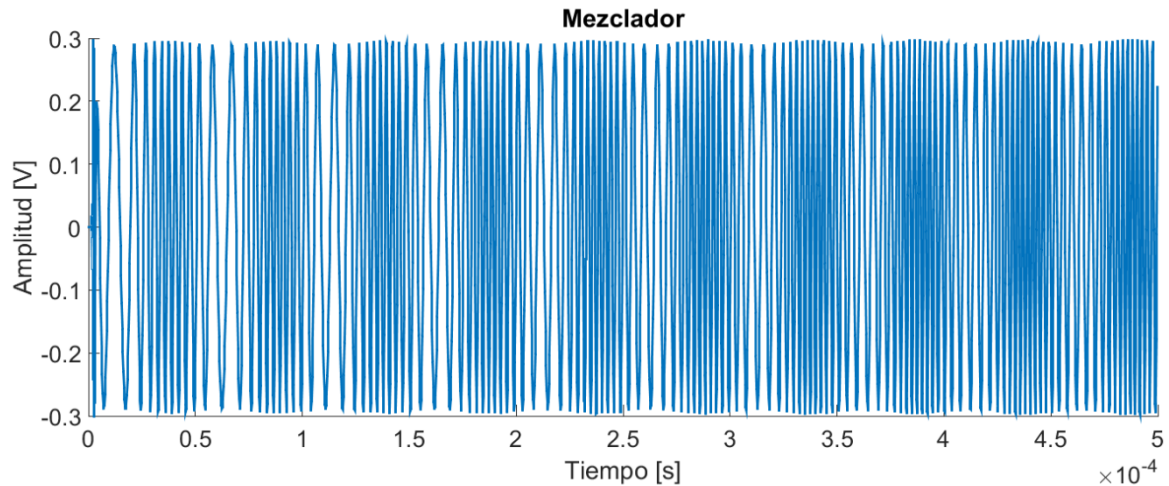


Figura 4.20 Mezclado de la señal de frecuencia modulada de 78.8 MHz y un oscilador local de 79.9 MHz.

A la salida del mezclador se obtiene una frecuencia intermedia de 1 MHz y se observa una señal característica de frecuencia modulada, para asegurarnos del contenido en frecuencia se somete esta señal a la transformada rápida de Fourier como se observa en la figura 4.21. El ancho de banda que se observa en esta señal es de aproximadamente 400 kHz con una espiga de mayor potencia alrededor de 1 MHz.

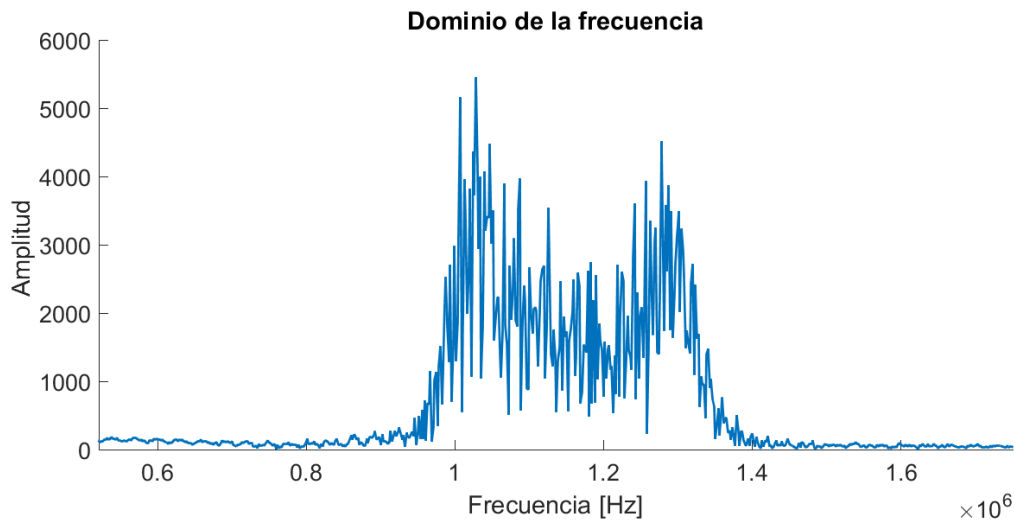


Figura 4.21 Dominio de la frecuencia de la señal de frecuencia intermedia (FI) de 1 MHz.

4.2.3. Comparador de voltaje.

Un comparador de voltaje es un circuito basado en un amplificador operacional que compara dos voltajes de entrada y produce una salida que siempre está en uno de dos estados. En este caso se utilizó el circuito

integrado comparador de voltaje LM311 de Texas Instruments y se implementó con la configuración “detector de cruce por cero”, de acuerdo con la hoja de especificaciones únicamente se necesita de una resistencia de pull-up para determinar el voltaje a la salida del comparador [30], en este caso se desea a la salida un tren de pulsos con amplitud de 5 V.

Este proceso se simuló en Matlab, donde se observa la conversión analógico digital de la señal que sale del mezclador como se muestra en la figura 4.22.

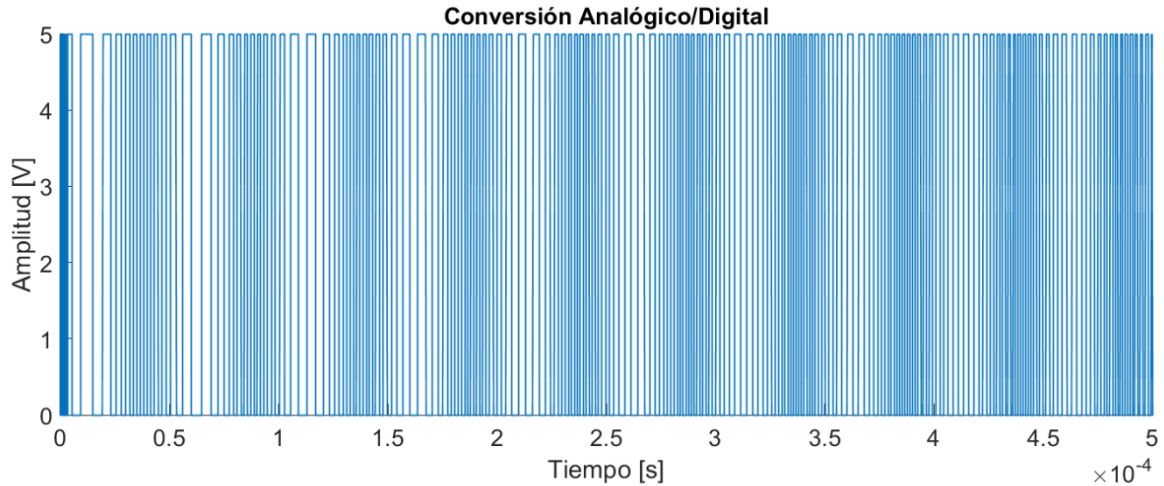


Figura 4.22 Conversión Analógico-Digital.

4.2.4. Demodulador por medio de un PLL.

El funcionamiento de este circuito se ha mencionado en el capítulo 2, se ha elegido el circuito integrado PLL NE564 de Philips Semiconductors, para el diseño de este se ha tomado el circuito demodulador a 12V sugerido en la hoja de especificaciones [26], se debe diseñar una fuente de corriente para alimentar el pin 2, y calcular el valor del capacitor externo que produce una oscilación libre en el VCO, la ecuación es proporcionada por el fabricante como se muestra a continuación:

$$f_o = \frac{1}{2200 * C} \cdot \tag{4.34}$$

Dado que sabemos la frecuencia de oscilación libre que debe tener el VCO, se despeja la incógnita C para calcular el capacitor de la ecuación anterior:

$$C = \frac{1}{2200 * f_o} \cdot \tag{4.35}$$

Se sabe que la frecuencia de oscilación debe de ser de 1MHz, por lo que, sustituyendo los valores se tiene que:

$$C = \frac{1}{2200 * 1 \times 10^6} = 454.545454 \text{ pF.} \quad (4.36)$$

Se hace el ajuste al valor comercial próximo, por lo que $C = 470 \text{ pF}$.

Se diseñó una fuente de corriente la cual está encargada de ajustar el rango de enganche. Se utilizó una fuente de Widlar, como se muestra en la figura 4.23.

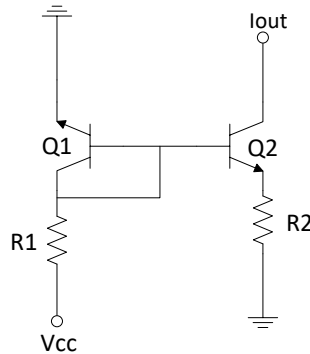


Figura 4.23 Fuente de Widlar

Esta fuente debe ser implementada con un par de transistores, para ello se eligieron transistores de propósito general BC547 [31].

Parámetros de diseño de la fuente de corriente:

$I_{out} = 400 \mu\text{A}$, $I_{R1} = 50 \text{ mA}$, $V_{CC} = 12 \text{ V}$, $\beta = 250$, $I_{C2} = I_{out}$.

De acuerdo con el circuito para calcular la resistencia R1 se tiene que:

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{be}}{R1}, \quad (4.37)$$

de donde se despeja la resistencia R1:

$$R1 = \frac{V_{CC} - V_{be}}{I_R}, \quad (4.38)$$

sustituyendo valores:

$$R1 = \frac{12\text{V} - 0.7\text{V}}{50 \times 10^{-3}} = 226 \Omega. \quad (4.39)$$

Ahora para R2, se calcula la corriente de colector del transistor Q1, de acuerdo con la LCK:

$$I_R = I_{C_1} + I_{b_1} + I_{b_2}, \quad (4.40)$$

$$I_R = I_{C_1} \left(1 + \frac{1}{\beta_1} \right) + \frac{I_{C_2}}{\beta_2}, \quad (4.41)$$

de donde se despeja I_{C_1}

$$I_{C_1} = \left(I_R - \frac{I_{C_2}}{\beta_2} \right) (\beta_1), \quad (4.42)$$

sustituyendo valores:

$$I_{C_1} = \left(50 \times 10^{-3} - \frac{400 \times 10^{-6}}{250} \right) (250), \quad (4.43)$$

$$I_{C_1} = 49.7992 \text{ mA}. \quad (4.44)$$

Ahora para calcular el valor de R_2 se tiene que:

$$V_T \ln \frac{I_{C_1}}{I_{C_2}} = I_{C_2} R_2, \quad (4.45)$$

de donde se despeja la resistencia R_2 :

$$R_2 = \frac{V_T}{I_{C_2}} \ln \frac{I_{C_1}}{I_{C_2}}. \quad (4.46)$$

Sustituyendo valores

$$R_2 = \frac{26 \times 10^{-3}}{400 \times 10^{-6}} \ln \frac{49.7992 \times 10^{-3}}{400 \times 10^{-6}} = 313.5788 \Omega. \quad (4.47)$$

Ahora se requiere que la corriente que sea suministrada en el pin 2 del PLL pueda ser ajustada, por lo cual se fija la resistencia R_2 y se coloca un potenciómetro de $1\text{k}\Omega$ en la resistencia R_1 .

Finalmente, en la figura 4.24 se muestra el diagrama del circuito demodulador de FM a 12 V.

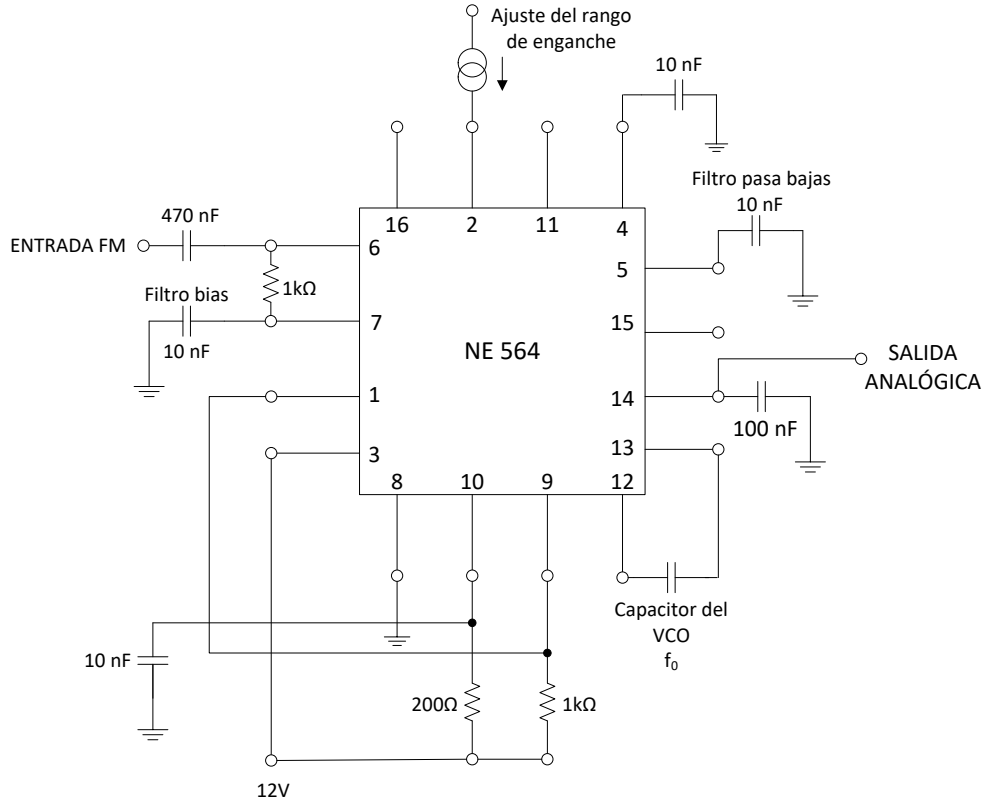


Figura 4.24 Circuito demodulador de FM.

Este proceso se simuló en Matlab utilizando la herramienta de simulink, esto fue debido a que TINA no cuenta con un circuito PLL dentro de su biblioteca de dispositivos para simulación. La respuesta que se obtuvo de simulink se muestra en la figura 4.25.

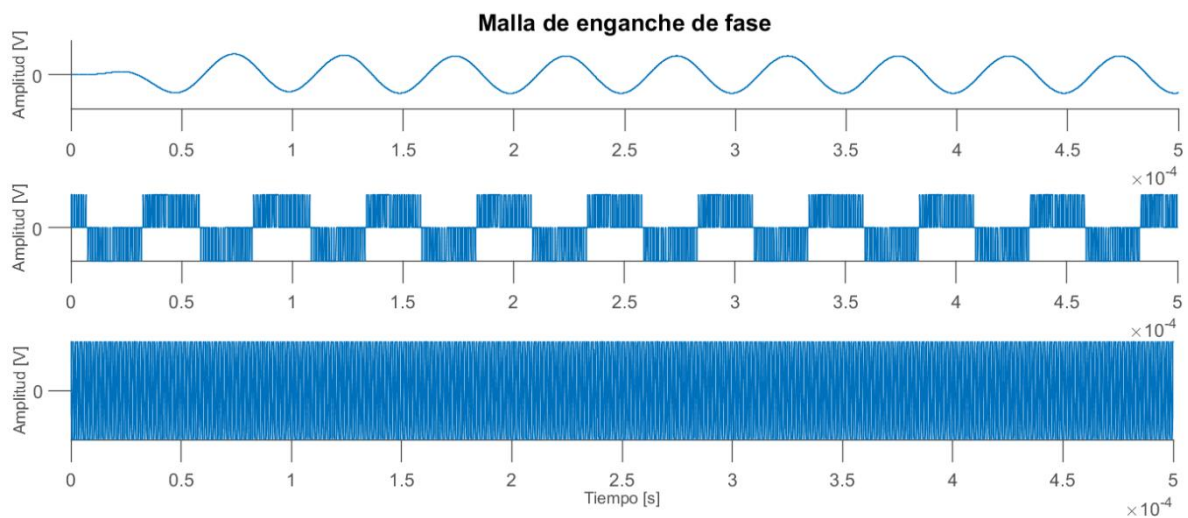


Figura 4.25 Gráficas de la malla de enganche de fase, en orden descendente: a) Filtro; b) Comparador; c) VCO.

De manera adicional se realizó una comparación entre la señal enviada desde la etapa de entrada y la señal obtenida en el filtro del PLL para observar que dicha señal corresponda a la señal original, esto se puede observar en la figura 4.26.

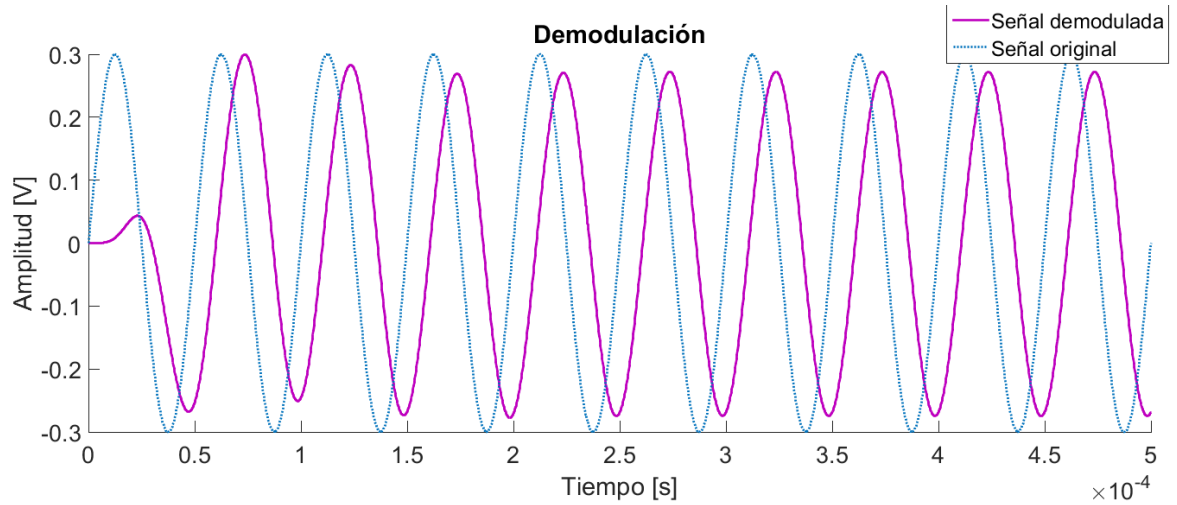


Figura 4.26 Señal original y señal demodulada con frecuencia de 20 kHz.

De este modo se observó que el amplificador de aislamiento puede funcionar con los requerimientos asignados a cada una de las etapas, por lo que, se procedió a su implementación.

Capítulo 5

Implementación, problemas técnicos y resultados del amplificador.

En este capítulo se reportan los resultados obtenidos al utilizar las líneas de retardo SAW como medio aislante en la implementación del amplificador de aislamiento, de igual manera se reportan las modificaciones que recibieron los circuitos de diseño y los problemas técnicos que surgieron en el desarrollo experimental.

5.1. Modulador de frecuencia

Las primeras pruebas realizadas en el modulador de frecuencia no mostraban oscilaciones por lo que se hicieron modificaciones al circuito propuesto inicialmente, se modificaron los capacitores C_1 y C_2 del circuito oscilador de 330 pF por 47 pF. En las figuras 5.1 y 5.2 se muestra la tarjeta PCB con sus componentes y conectores soldados, en la figura 5.3 se muestra el dispositivo dentro del gabinete metálico.

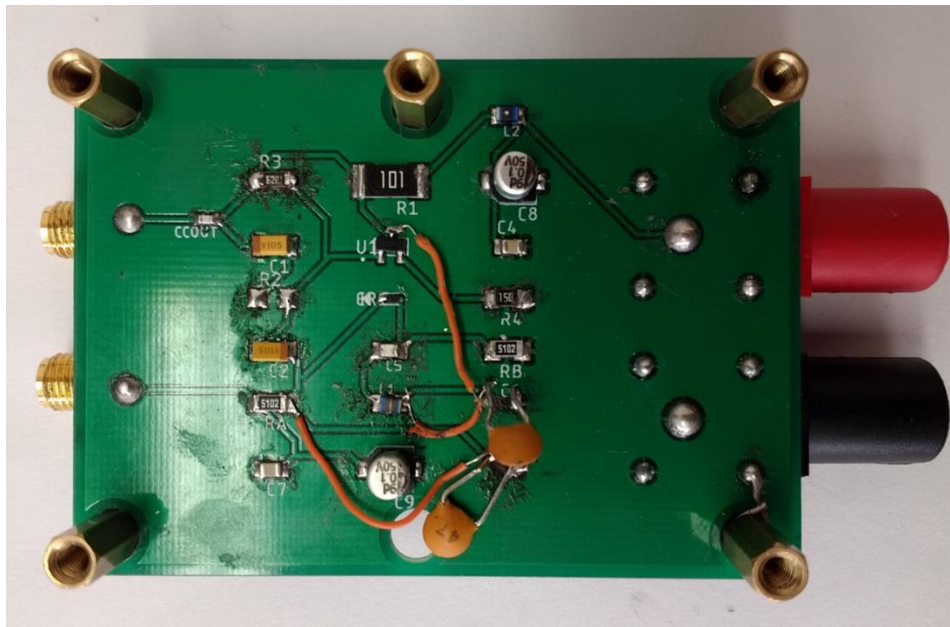


Figura 5.1 Circuito modulador de frecuencia con respuesta eléctrica en 78 MHz, cara inferior.

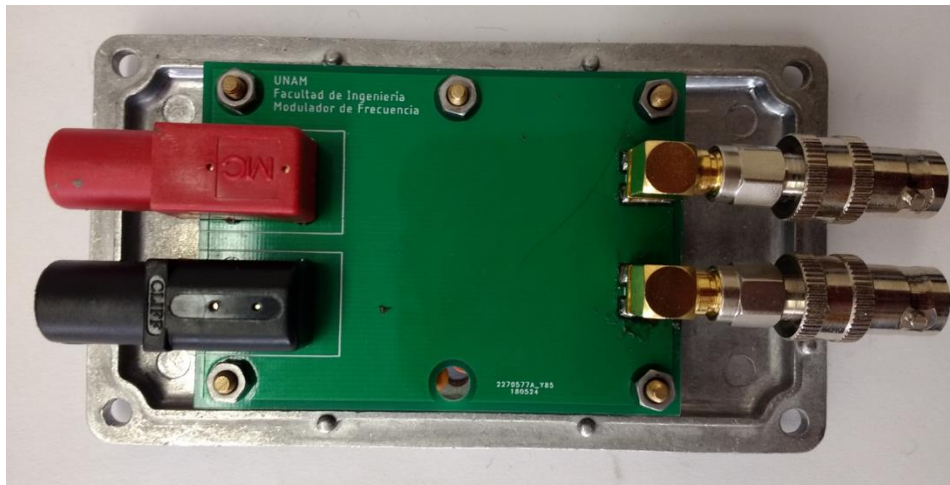


Figura 5.2 Circuito modulador de frecuencia con respuesta eléctrica en 78 MHz, cara superior.



Figura 5.3 Modulador de frecuencia dentro de gabinete metálico.

Dentro de las modificaciones realizadas al circuito propuesto se encuentra el voltaje de alimentación, en los 12 V de alimentación se observó una saturación en la señal, por lo cual se estuvo variando hasta encontrar el voltaje en el que la señal se observara sin distorsión, el voltaje de alimentación experimental que se obtuvo fue de 3 V.

Con estas modificaciones el modulador de frecuencia mostró oscilaciones de 78 MHz y una amplitud de 500 mVpp a la salida con una entrada aplicada de 20kHz y amplitud de 1Vpp, además requirió de un voltaje de offset de 5V.

5.2. Problemas técnicos.

El dispositivo SAW utilizado se encuentra montado en una tarjeta de circuito impreso, la comunicación entre las pistas de la tarjeta y el dispositivo SAW se realiza mediante cuatro hilos de oro soldados, es necesario resaltar que la longitud de los hilos de oro es menor de 2mm y su diámetro es de 15 μm aproximadamente, por lo tanto, debe ser tratado con extrema delicadeza. Los hilos pueden desoldarse con el mínimo esfuerzo externo que reciban, esto es debido a que el dispositivo no se encuentra dentro de algún gabinete protector.

Al estar realizando la implementación del amplificador con el dispositivo SAW de 78 MHz recibió un esfuerzo externo que provocó que dos de los hilos se desoldaran y, como resultado, la línea de retardo (dispositivo SAW) perdió la conexión entre sus puertos de entrada y salida.

Al ser el dispositivo SAW la parte intermedia del amplificador de aislamiento se optó por trabajar con la siguiente línea de retardo disponible, se realizó el diseño del modulador de frecuencia a 84 MHz, sin embargo, los componentes necesarios no llegarían en un tiempo razonable para ser implementados. Como alternativa se planteó la opción de utilizar un generador de RF con la función de modulador de frecuencia y dejar pendiente, para un trabajo a futuro, concluir con las pruebas del sistema a 78 MHz con el VCO construido y probado.

5.3. Resultados del amplificador

Los resultados del amplificador de aislamiento que aquí se reportan corresponden a un amplificador de aislamiento que utilizó una línea de retardo SAW con respuesta eléctrica alrededor de los 83.8 MHz como medio aislante, además, en la etapa de entrada se utilizó un generador de RF como modulador de frecuencia. Las pruebas se realizaron utilizando como fuente de señal un generador de RF donde se puede programar la señal moduladora, un generador de funciones y, posteriormente se realizaron pruebas enviando música utilizando un dispositivo móvil.

Para llevar a cabo la experimentación se requirió equipo de laboratorio básico, el cual fue: una fuente de alimentación Keithley Modelo 2231A-30-3, dos generadores de RF, el primero utilizado como modulador, Agilent N9310A RF Signal Generator, y el segundo, fue utilizado como oscilador local, Agilent 8648A Signal Generator, y, por último, un osciloscopio para observar la respuesta en diferentes etapas del circuito, el osciloscopio utilizado fue un RIGOL DS4034. En la figura 5.4 se muestra la implementación del amplificador de aislamiento.

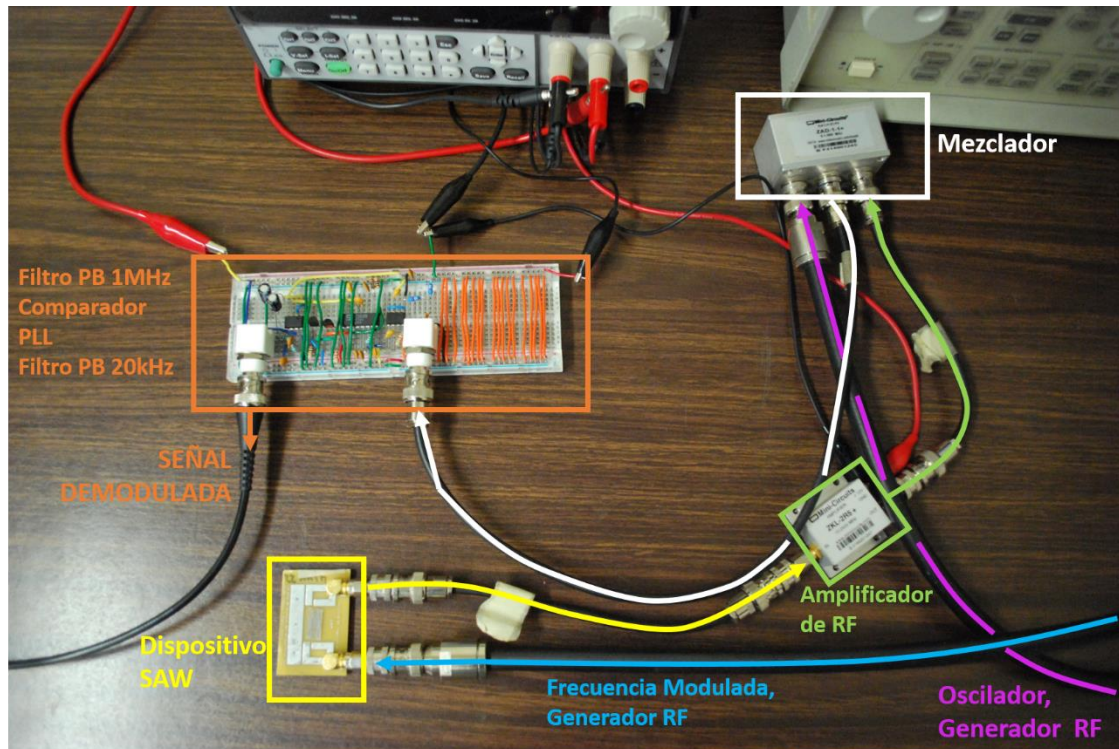


Figura 5.4 Implementación de un amplificador de aislamiento utilizando un dispositivo SAW como medio aislante.

Las pruebas se realizaron con los siguientes parámetros para los equipos:

Fuente de alimentación bipolar: $V = \pm 12$ V.

Generadores de RF.

Etapa de entrada: Se eligió la función de modulador de frecuencia, en esta función se deben programar los parámetros de la frecuencia moduladora, frecuencia portadora, amplitud (A) y desviación de frecuencia (Δf).

- $f_{\text{moduladora}} = 20\text{-}20\text{kHz}$
 $f_{\text{portadora}} = 83.8\text{MHz}$
 $\Delta f = 20\text{kHz}$
 $A = 5\text{dBm}$

Etapa de salida: En esta etapa se utiliza para el mezclado de la señal por lo que se dispone como oscilador local, se programó la frecuencia del oscilador, así como la amplitud de la señal.

- $f_{\text{oscilador}} = 84.8\text{MHz}$
 $A = 5\text{dBm}$

A continuación, se reportan los resultados que se obtuvieron en las diferentes etapas del amplificador de aislamiento.

5.4. Etapa de entrada

La etapa de entrada experimental la conforman el amplificador de instrumentación y el filtro Bessel paso bajas como se muestra en la figura 5.5.

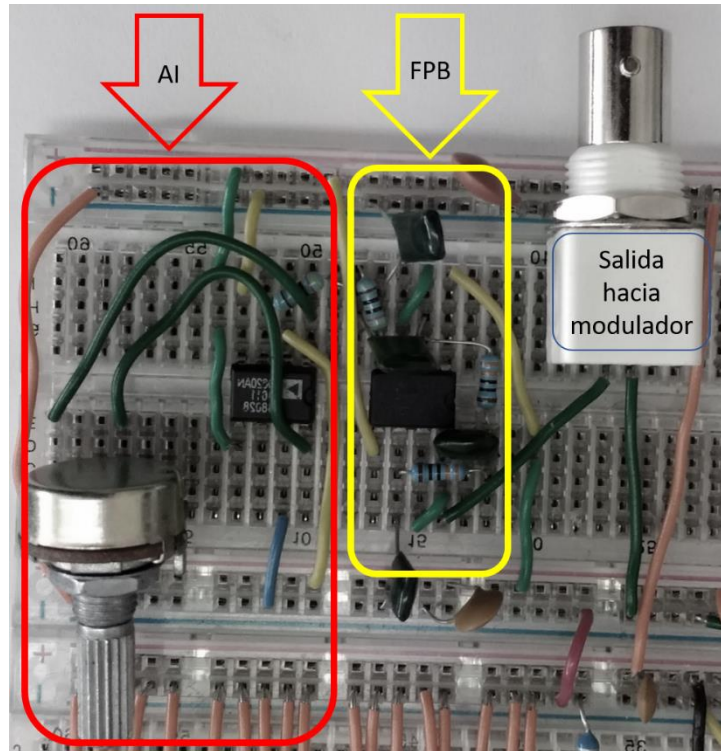


Figura 5.5 Etapa de entrada del amplificador de aislamiento, amplificador de instrumentación y filtro Bessel.

5.4.1. Amplificador de instrumentación.

En la figura 5.6 se muestra la comparación de los resultados obtenidos en la experimentación, se implementaron dos amplificadores de instrumentación para de elegir el que cuente con mejores características experimentales, el primero, un amplificador de instrumentación tradicional implementado con tres amplificadores operacionales de propósito general, se utilizó un circuito integrado opamp TL084 y, el segundo, un amplificador de instrumentación monolítico, es decir, el circuito integrado AD620 de Analog Devices. Se realizaron mediciones en modo diferencial y en modo común realizando barridos de frecuencia desde 1 Hz y hasta 2 MHz, los resultados obtenidos se grafican a continuación.

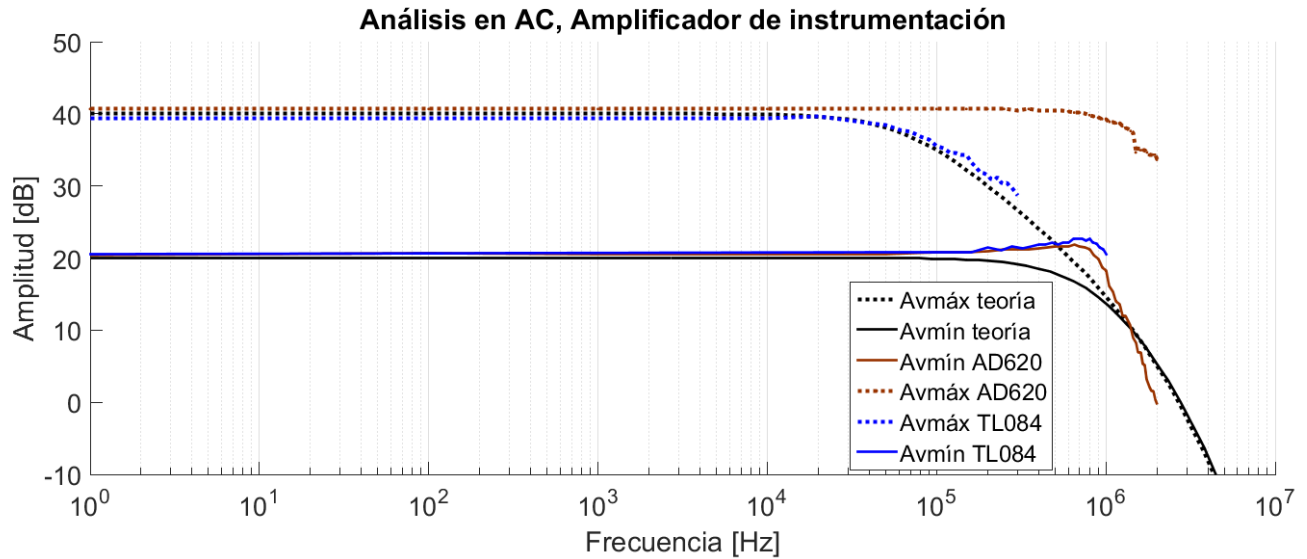


Figura 5.6 Resultados experimentales del amplificador de instrumentación.

La comparación se realizó tomando los resultados simulados contra aquellos obtenidos con la experimentación. Según el análisis de AC, se observa que los tres amplificadores muestran un desempeño deseable, es decir, no presentan atenuación dentro del rango del audio. Es importante señalar que el amplificador de instrumentación presenta dentro de sus características el parámetro conocido como CMRR, o Razón de Rechazo en Modo Común, esta característica le permite actuar como un filtro ante las señales de modo común que se presenten en las entradas del circuito. La CMRR se calcula de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$CMRR = 20\log\left(\frac{A_d}{A_{mc}}\right) \tag{5.1}$$

Donde A_d corresponde a la ganancia en modo diferencial y A_{mc} corresponde a la ganancia en modo común.

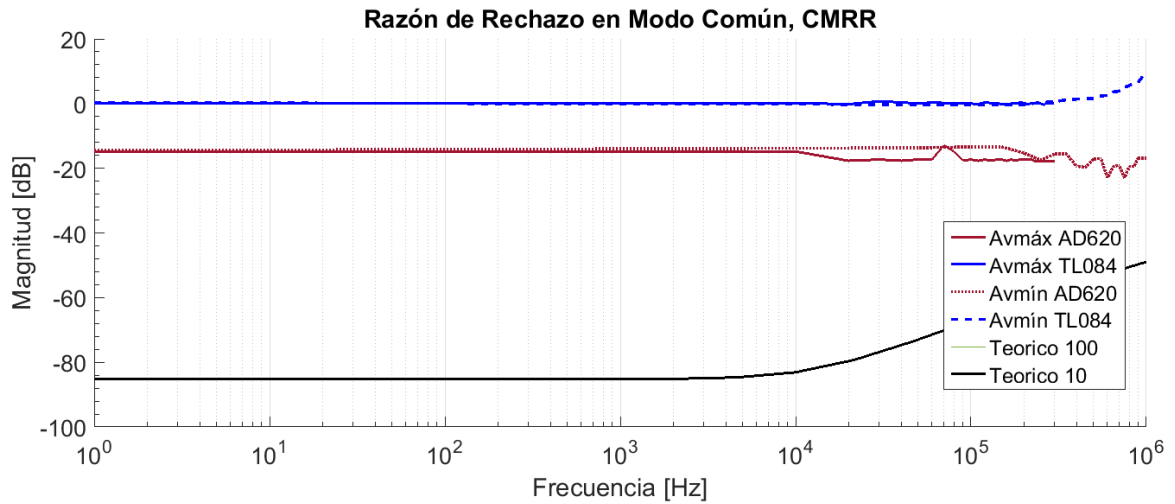


Figura 5.7 Razón de Rechazo en Modo Común.

De acuerdo con la figura 5.7 se observa que los resultados experimentales que se obtuvieron del amplificador de instrumentación AD620 presentan una mejor CMRR, es decir, un mejor desempeño para atenuar las señales de modo común, y a su vez, amplificar las señales de interés (señales de modo diferencial), por lo cual se eligió, como era de esperarse, el amplificador de instrumentación AD620 para implementar la etapa de entrada. En la figura 5.8 se muestra el porcentaje de error que se presenta en esta etapa, se observa que el error es del 2% en todo el rango del audio.

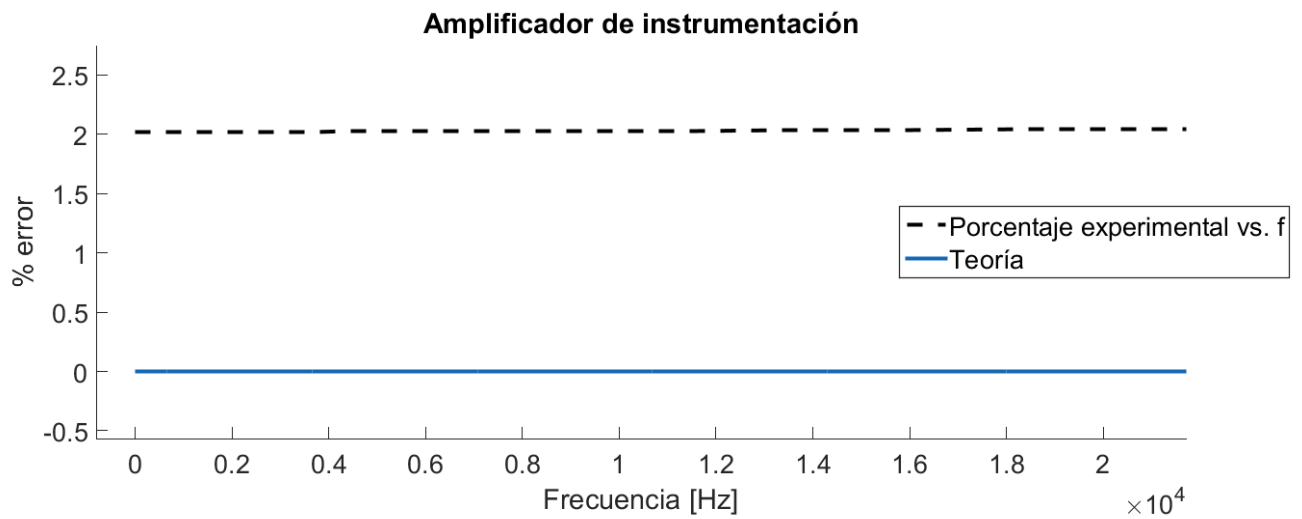


Figura 5.8 Porcentaje de error del amplificador de instrumentación AD620.

5.4.2. Filtro Bessel

La respuesta de la implementación del filtro Bessel se muestra en la figura 5.9, se observa que la respuesta de la fase difiere de la teoría, sin embargo, esto ocurre por arriba del rango de frecuencias de audio. En la figura 5.10 se muestra una captura de pantalla del osciloscopio del filtro Bessel.

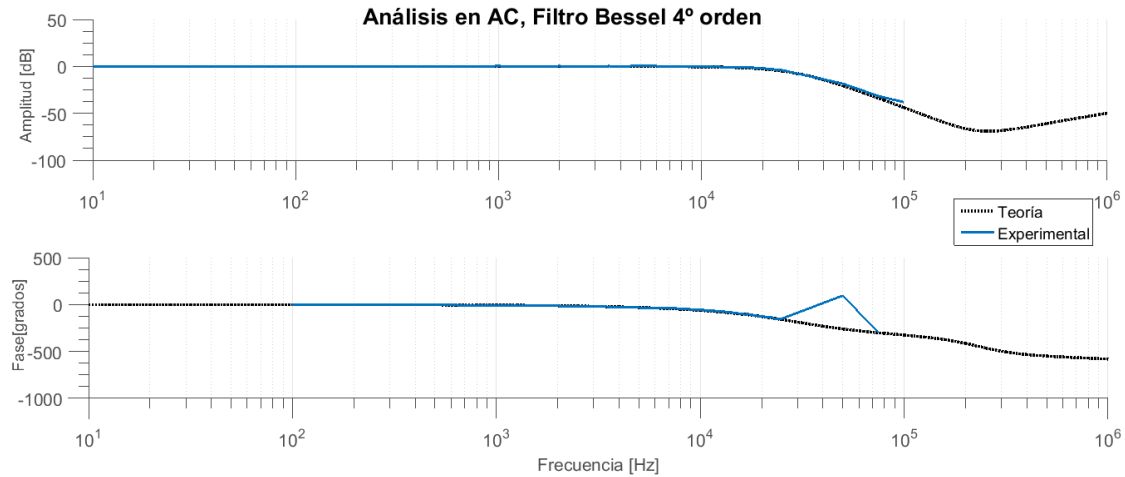


Figura 5.9 Análisis en AC del resultado de la implementación del filtro Bessel.

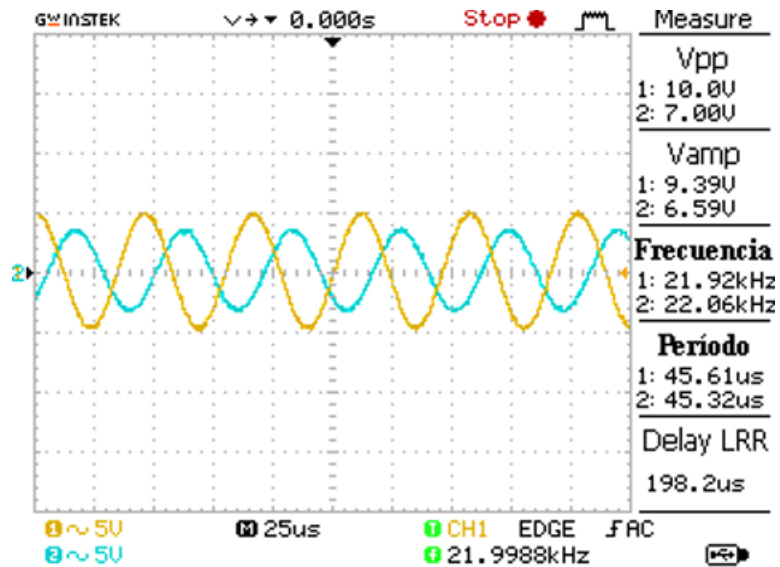


Figura 5.10 Filtro Bessel paso bajas con frecuencia de corte en 21 kHz.

AISLANTE: La línea de retardo SAW con frecuencia de 83.8 MHz que fue utilizada se muestra en la figura 5.11, estos dispositivos cuentan con terminales para conector SMA coaxial.

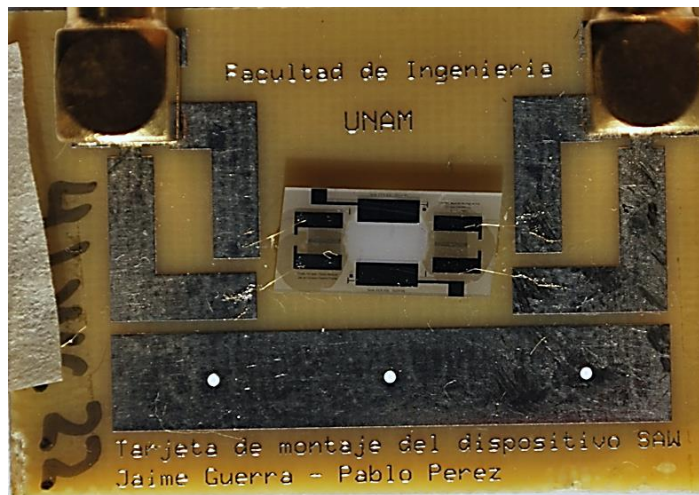


Figura 5.11 Línea de retardo/Dispositivo SAW con frecuencia de 83.8 MHz

5.5. Etapa de salida

5.5.1. Amplificador RF.

La salida de la línea de retardo SAW presentó una atenuación abrupta, esto se observa en la caída de amplitud de la señal suministrada, dicha amplitud era de 5 dBm y a la salida del dispositivo SAW se observó una amplitud de -36 dBm en la señal. Una vez que la señal pasó por el amplificador se midió una ganancia de tensión de $A_v=9.6062$ V/V. Con esta amplitud la señal es adecuada para ser procesada en el mezclador. En la figura 5.12 muestra el amplificador ZKL-2R5+ de Mini Circuits que cuenta con una terminal de entrada y una de salida.



Figura 5.12 Amplificador de RF con terminales SMA coaxial.

Se realizaron capturas de pantalla del osciloscopio para ilustrar las diferentes etapas del circuito, en este caso en la figura 5.13 se observa la respuesta del amplificador de RF, en azul se despliega la señal que sale del dispositivo SAW con una amplitud de casi 300 mV, y en la línea roja se despliega la señal amplificada, ambas cuentan con una frecuencia de 83.8 MHz.

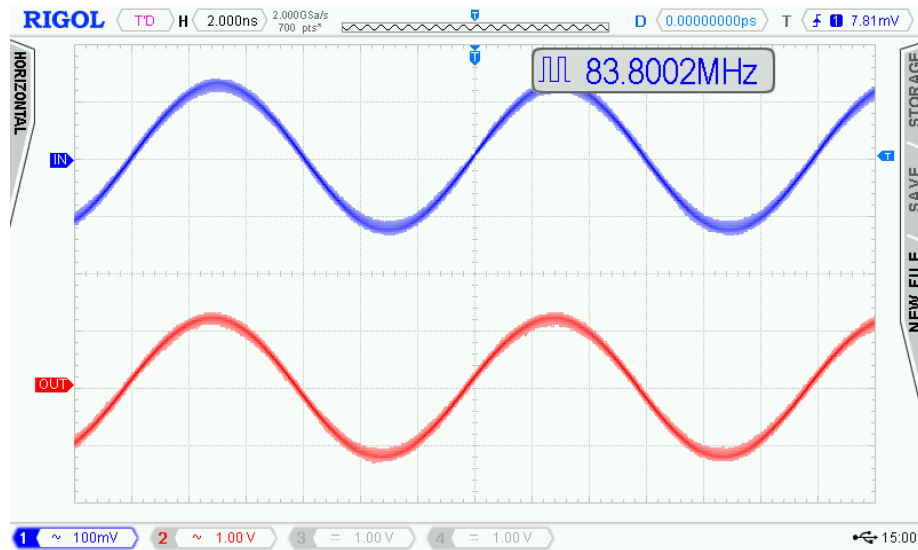


Figura 5.13 Amplificación de señal RF.

5.5.2. Mezclador.

En este dispositivo se llevó a cabo el mezclado dos señales para obtener la frecuencia intermedia, en las figuras 5.14 y 5.15 se muestra el mezclador ZAD-1-1 de Mini Circuits.

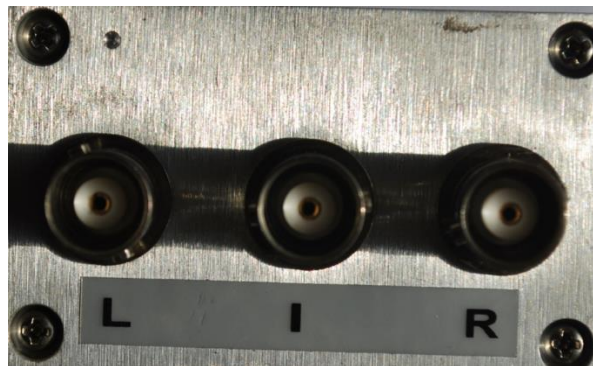


Figura 5.14 Mezclador de señales, vista frontal.



Figura 5.15 Mezclador de señales, vista superior.

Se observa que este dispositivo cuenta con dos canales de entrada en los extremos y uno de salida en la parte del centro. En la entrada “R” del dispositivo se colocó la señal de frecuencia modulada, y, en la entrada “L” se colocó un oscilador local con una frecuencia de 84.8 MHz y una potencia de 5 dBm. En la salida “I” se obtuvo una frecuencia intermedia de 1 MHz, el resultado a la salida de este dispositivo se observa en la captura de pantalla del osciloscopio de la figura 5.16.



Figura 5.16 Mezclador, IF) Frecuencia intermedia, OSC) Oscilador local de 84.8 MHz, FM) Señal de frecuencia modulada.

En el osciloscopio se observa que la señal de frecuencia intermedia presenta ruido de alta frecuencia, esto se debe a que en el mezclador se realizan los productos cruzados y ello implica la presencia de frecuencias no deseadas, por lo cual, se implementó un filtro pasa banda con una frecuencia de corte inferior de 1MHz y una frecuencia de corte superior de 10 MHz, este filtro no se consideró en la etapa de diseño por lo que a continuación se presenta el diseño para este filtro pasivo:

Los datos que se conocen son: $f_{c\text{inferior}} = 1 \text{ MHz}$; $f_{c\text{superior}} = 10 \text{ MHz}$, de acuerdo con la siguiente ecuación se despeja el valor de C para obtener el capacitor:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (5.2)$$

$$C = \frac{1}{(2\pi(f_c))^2 * L}. \quad (5.3)$$

Se elige un valor para L, en este caso se le asignó el valor de $L=820\text{nH}$. Por lo que, sustituyendo valores:

$$C_{\text{inferior}} = \frac{1}{(2\pi(1 \times 10^6))^2 (820 \times 10^{-9})} = 30.8909 \text{ nF}, \quad (5.4)$$

$$C_{\text{superior}} = \frac{1}{(2\pi(10 \times 10^6))^2 (820 \times 10^{-9})} = 308.9060 \text{ pF}. \quad (5.5)$$

Se realizó el ajuste a valores comerciales, y posteriormente se simuló el circuito en TINA. Los valores comerciales fueron:

$$C_{\text{inferior}}=33 \text{ nF y } C_{\text{superior}}=330 \text{ pF}.$$

El circuito simulado se presenta en la figura 5.17 y el análisis en AC se muestra en la figura 5.18, se observa que el ancho de banda es mayor que el diseñado, aun así, cumple con el objetivo de cortar las señales de alta frecuencia, por lo cual se procede a la implementación.

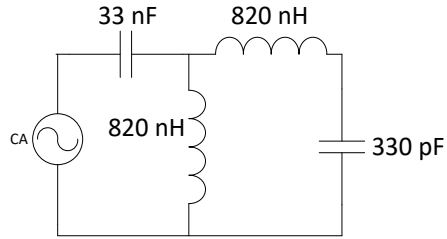


Figura 5.17 Filtro Pasa Banda 1-10 MHz.

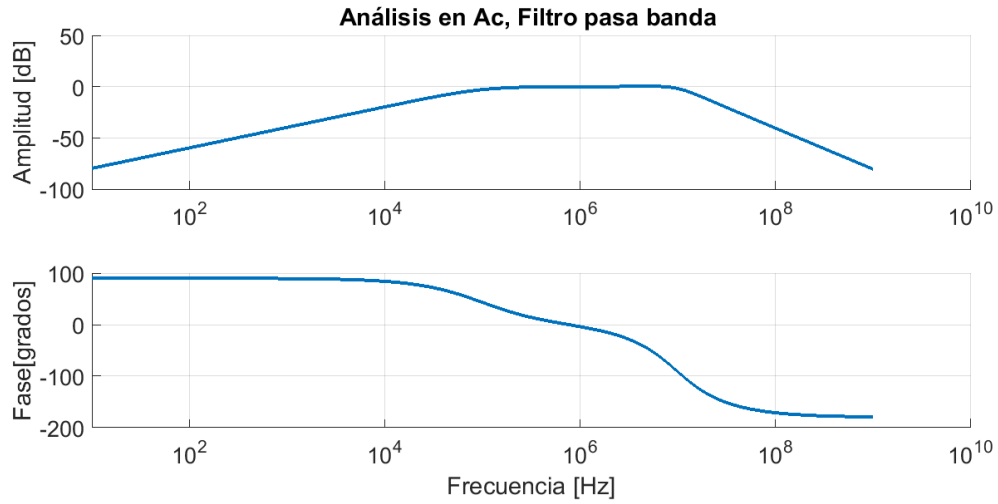


Figura 5.18 Análisis en AC, Filtro Pasa Banda.

5.5.3. Comparador de voltaje

En la ilustración 5.19 se muestra la señal analógica de FI, el desempeño del filtro pasa banda y la señal digital que ha pasado por el comparador de voltaje.

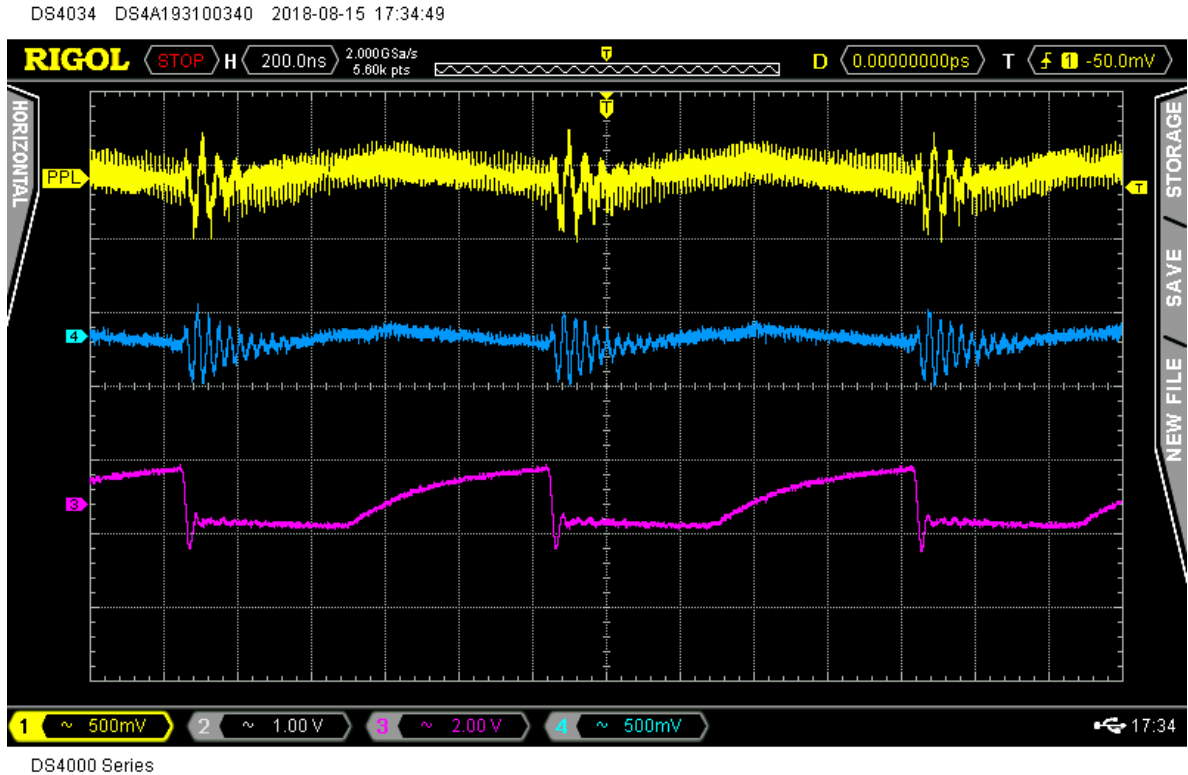


Figura 5.19 Frecuencia intermedia; Filtro paso banda; Comparador.

5.5.4. Malla de enganche de fase

Una vez que la señal se ha digitalizado esta lista para ser procesada en el PLL para realizar la demodulación, en la ilustración 5.20 se muestra la tableta de pruebas (protoboard) con los circuitos implementados.

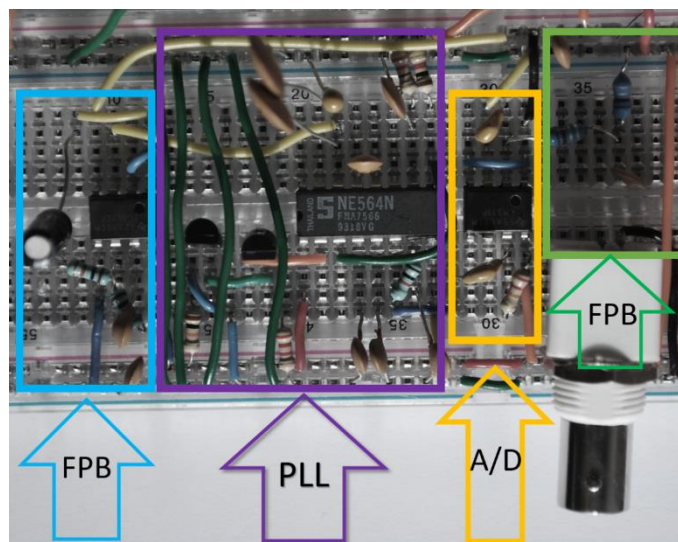


Figura 5.20 Protoboard con la etapa de salida, de derecha a izquierda: FPB) Filtro pasa banda, A/D) Comparador de voltaje, PLL) Malla de enganche de fase, FPB) Filtro paso bajas con ganancia y frecuencia de corte de 20kHz.

En la figura 5.21 la captura de pantalla del osciloscopio muestra las señales de la señal intermedia, el VCO del PLL y la señal de salida analógica que corresponde a la señal demodulada, como se observa en la figura 5.22 la señal de salida presenta mucho ruido de alta frecuencia, por lo cual requiere de una etapa de filtrado que pueda suprimir las frecuencias de ruido no deseado.

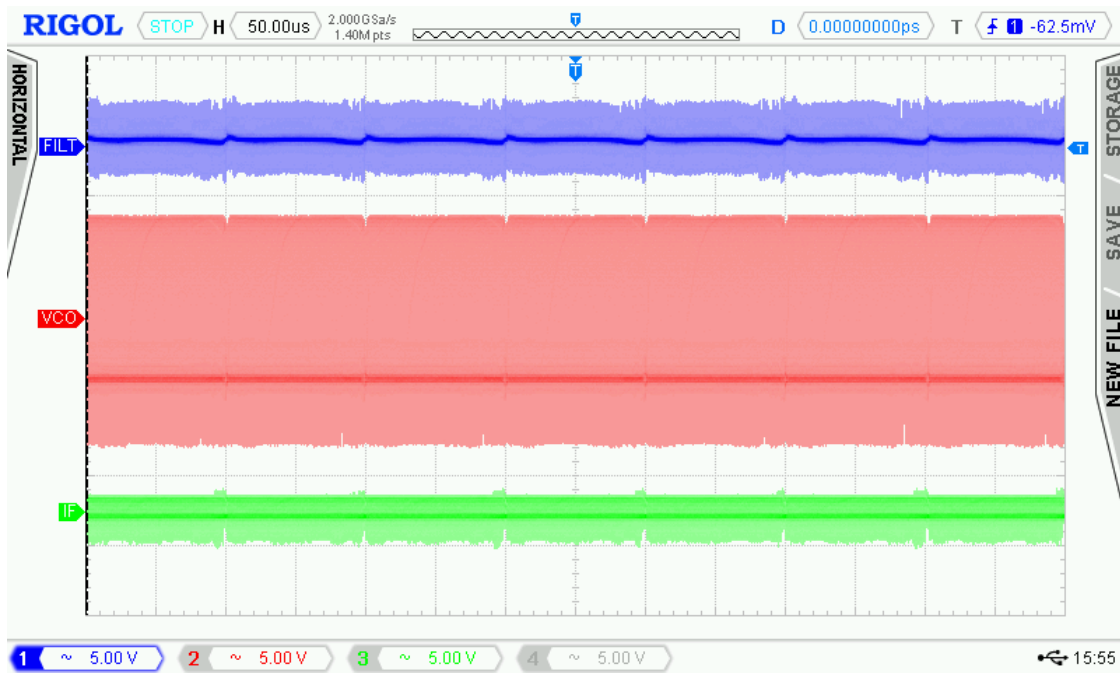


Figura 5.21 Señales del PLL. FILT) Salida del PLL, VCO) Oscilador controlado por voltaje, IF) Frecuencia intermedia.

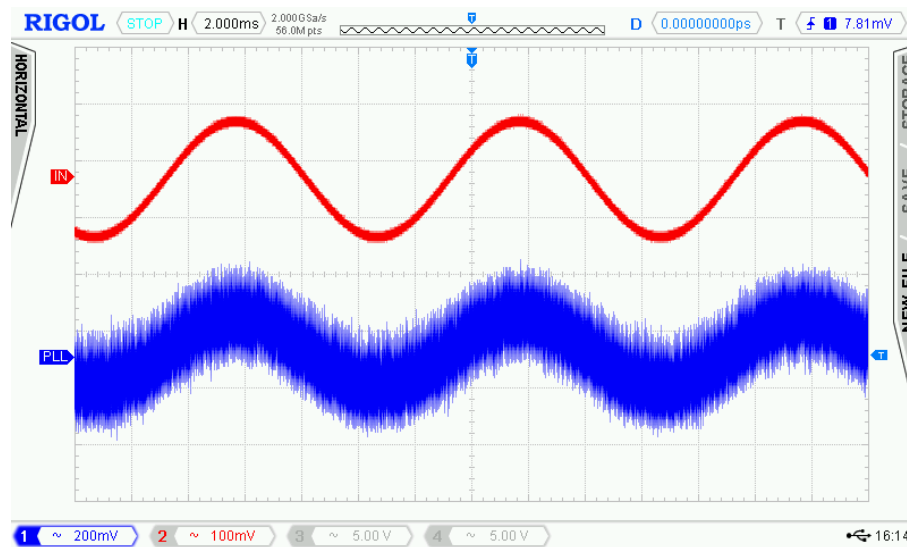


Figura 5.22 IN) Señal mensaje; PLL) Señal en la salida analógica del PLL

Se implementó un seguidor de voltaje para acoplar impedancias entre la salida de la malla de enganche de fase y el nuevo filtro paso bajas, se consideró un filtro activo con ganancia 2 y una frecuencia de corte de 20kHz. El resultado de este filtro se muestra en la captura de pantalla del osciloscopio de la figura 5.23.

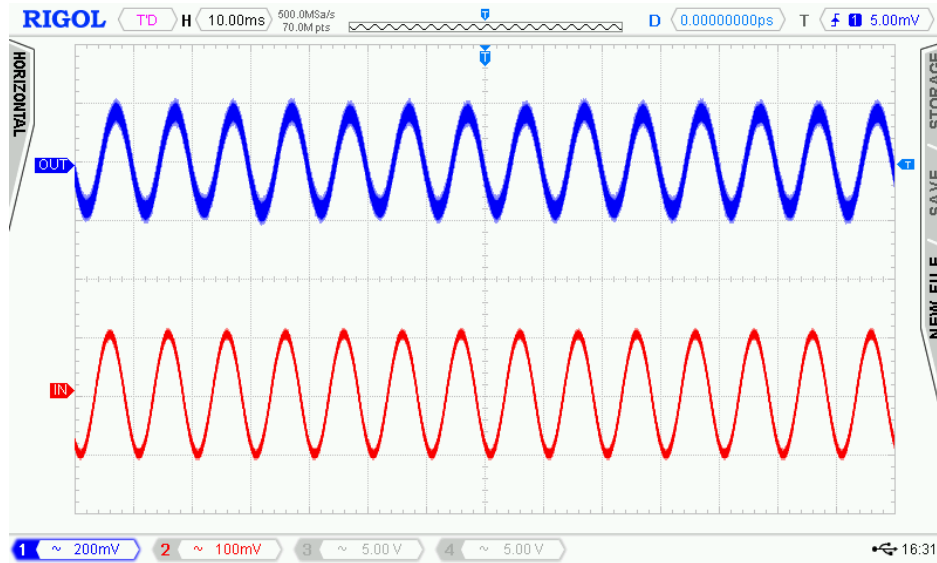


Figura 5.23 OUT) Señal filtrada del PLL; IN) Señal mensaje.

Se realizó la medición para observar la linealidad con la que cuenta el PLL, los resultados se muestran en la figura 5.25, de acuerdo con el fabricante el rango de enganche típico se encuentra al 70% de la frecuencia libre del VCO, en este caso el rango de enganche cubre un ancho de banda de 676.9825 kHz tomando en cuenta una frecuencia central de 967.11 kHz, mientras que el intervalo de captura se encuentra al 30% de la frecuencia libre del VCO, el cual, cubre un ancho de banda de 290. 1353 kHz. En la figura 5.24 se muestra el intervalo de captura y enganche del PLL.

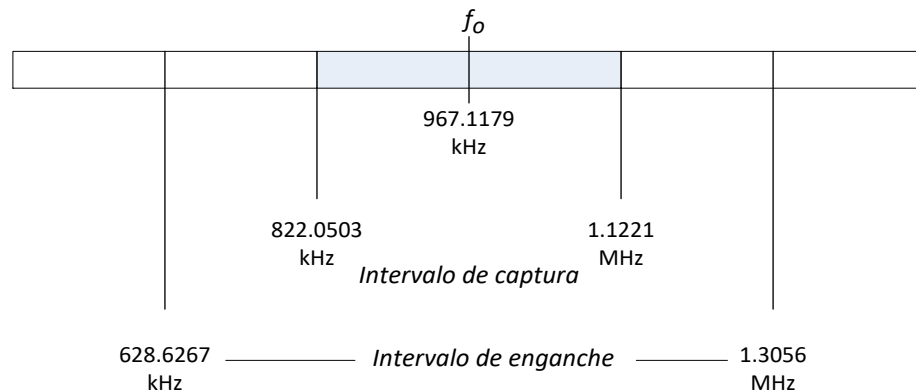


Figura 5.24 Intervalos de enganche y captura del PLL.

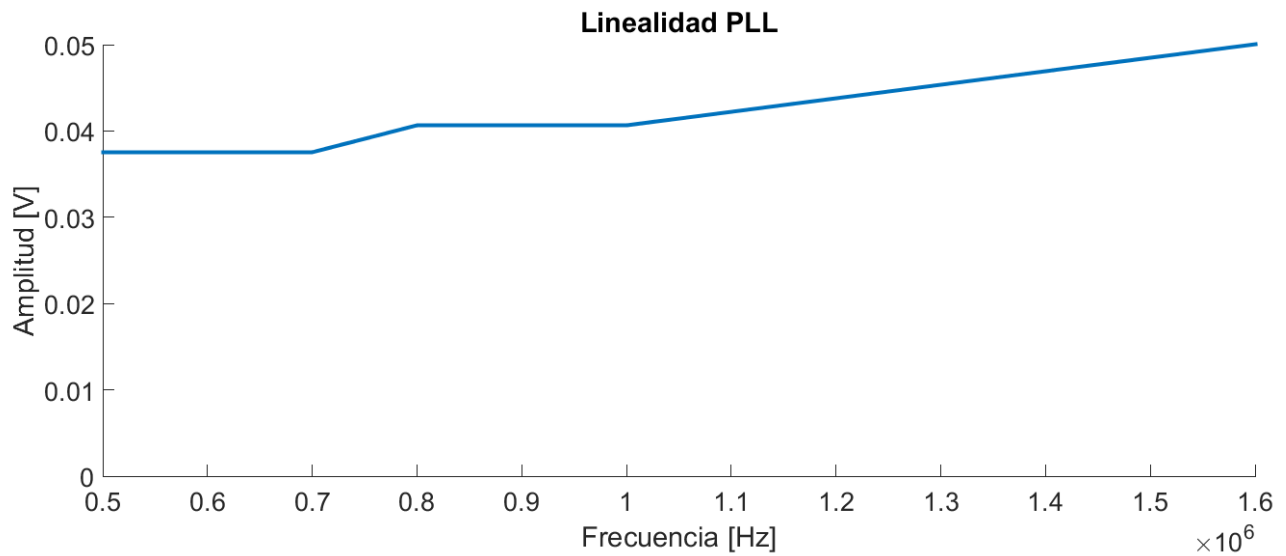


Figura 5.25 Linealidad del PLL.

La señal enviada y la señal demodulada corresponden en frecuencia después del procesamiento a través del amplificador de aislamiento, la única manera de corroborar que la información que se envía es la que se recibe es haciendo las pruebas de audio, realizar estas pruebas generó nuevas modificaciones en el circuito.

Pruebas de audio. Se realizaron las pruebas enviando música a través de un dispositivo móvil, la etapa de salida requirió de nuevas modificaciones. Se agregó un amplificador de audio después del filtro de 20 kHz, se utilizó el amplificador de audio LM386 y se implementó bajo la configuración recomendada por el fabricante con un rango de ganancia de hasta 200 como se muestra en la figura 5.26 [32], el potenciómetro a la entrada permite el ajuste del volumen en la bocina.

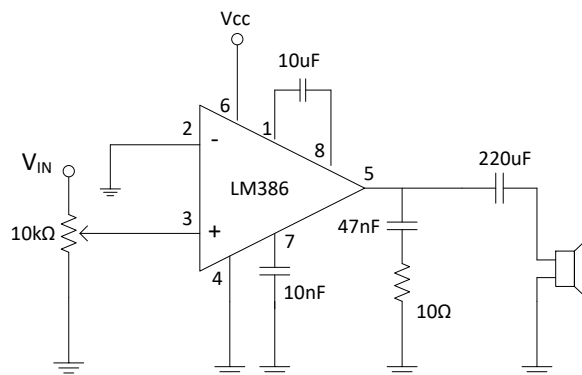


Figura 5.26 Amplificador de audio con ganancia de hasta 200.

Las nuevas modificaciones se presentaron en el filtro pasa banda de la frecuencia intermedia, el ancho de banda con el que contaba permitía el paso de altas frecuencias que a la salida se presentaban como un zumbido

montado en la pista musical, por lo cual, se modificó la frecuencia de corte superior del filtro paso banda, esto se realizó cambiando el valor del capacitor de 33nF a 10nF, la nueva frecuencia de corte superior quedó en los 3.75 MHz. De manera adicional se colocaron capacitores en el filtro del PLL, modificando el valor de 440nF a 660nF. Finalmente, el resultado se observa en las figuras 5.27 y 5.28, una señal con una amplitud de un poco más de 1 Vpp a salida, un retardo respecto a la señal de entrada pequeño y exactamente la misma señal.

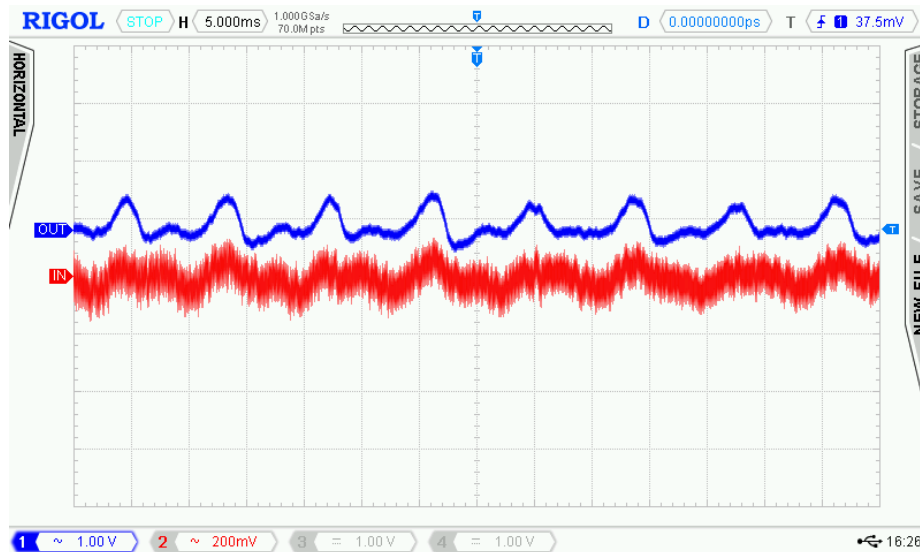


Figura 5.27 Comparación en la entrada y en la salida del amplificador de aislamiento. IN) Entrada, OUT) Salida.

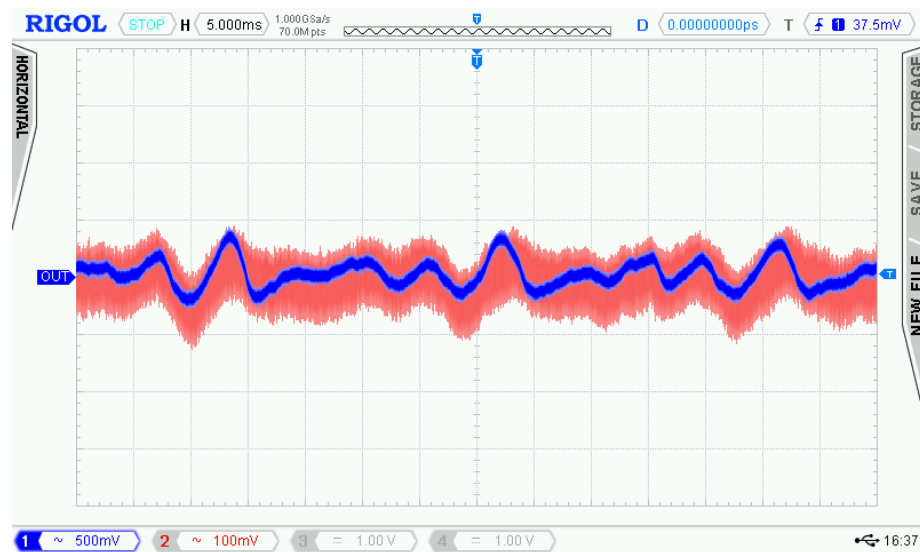


Figura 5.28 Comparación entrada-salida del amplificador de aislamiento.

Conclusiones

De acuerdo con el objetivo general de este proyecto, se logró la implementación de un prototipo de amplificador de aislamiento utilizando un dispositivo SAW; se realizó el procesamiento de la señal siguiendo el diagrama de bloques de funcionamiento de un iso-amp; se realizaron barridos de frecuencia de 20 Hz a 20 kHz para comprobar su funcionamiento con un generador de funciones; y finalmente se hicieron pruebas con pistas musicales enviadas desde un dispositivo móvil.

El procesamiento de la señal se realizó desde la etapa del amplificador de instrumentación, donde se obtuvo un error del 2% a la salida de la señal, el cual se trató de minimizar utilizando resistencias de precisión; el filtrado, la modulación en frecuencia, el mezclado de la señal, la conversión analógico-digital y el despliegue, donde, se utilizó un osciloscopio y en la prueba final que se realizó a través de una bocina, en la cual, se requirió de etapas de filtrado y amplificación adicionales.

Es importante señalar que se deben de conocer todas las características de la línea de retardo debido a que, a partir de las mismas se realizaron los diseños de los circuitos de todo el amplificador.

En este caso, los dispositivos SAW no cuentan con la misma atenuación en la línea; la línea con operación en los 83.8 MHz cuenta con una atenuación de 22 dB, mientras que la línea de 78 MHz cuenta con una atenuación de 20 dB, sin embargo, dicha pérdida no representó un problema, esto es, debido a que el amplificador de instrumentación se implementó con un potenciómetro para ajustar las necesidades de amplificación según se requiriera.

Durante el desarrollo de este proyecto se realizaron pruebas en dos líneas de retardo SAW con respuesta eléctrica diferente, logrando en ambos casos el procesamiento de la señal y la transmisión mediante el ajuste de las etapas a la frecuencia de operación de la línea de retardo.

Este trabajo comenzó con el desarrollo del prototipo utilizando la línea de retardo de 78 MHz, el cual, quedó en pausa y como trabajo a futuro debido a que el dispositivo SAW se averió antes de realizar las pruebas finales, sin embargo, el trabajo avanzado mostró que la etapa de entrada requería de un voltaje de offset en el modulador como único requisito adicional al amplificador implementado con la línea de retardo de 83.8 MHz.

En el prototipo de amplificador no se realizó una caracterización de aislamiento cuantitativa, dado que, para obtener dichas mediciones se requiere de equipo especial para hacer las pruebas, por lo cual, no se realiza una comparación en magnitud de aislamiento respecto con la que cuenta el amplificador de aislamiento comercial. Sin embargo, citando el trabajo desarrollado por otros autores en el capítulo tres, se puede realizar una comparación acorde a las características de fabricación del dispositivo SAW. Primero, de acuerdo con [19], la

distancia entre los electrodos de un IDT se relaciona con el voltaje de ruptura del transductor, por lo cual, se reportó que una distancia de 50 μm entre electrodos soporta voltajes de hasta 1100V en el sustrato de niobato de litio, mientras tanto, la distancia entre electrodos que presenta el dispositivo utilizado en este trabajo es de alrededor de 1.5 cm, con lo cual, se concluye que el voltaje de ruptura en función de la distancia entre los electrodos asegura un voltaje de ruptura alto, del orden de kV.

De acuerdo con algunas características que presenta el prototipo aquí desarrollado se puede realizar una comparación con cualidades del amplificador de aislamiento comercial AD210 de Analog Devices [4]. Las características de desempeño son: Ganancia, ancho de banda y fuente de alimentación, se obtuvo un ancho de banda de transmisión de 20 kHz, una ganancia mínima unitaria y la posibilidad de ser variable, todo esto con el uso de una fuente de alimentación de ± 12 V.

Finalmente, el prototipo de amplificador de aislamiento implementado presenta características que lo sitúan como una alternativa comparable a otros que ya existen, sin embargo, se deberá seguir con la investigación e implementación para lograr un desempeño con mejores características de operación.

Referencias

- [1] W. G. Jung, «Chapter 2: Specialty Amplifiers,» de *Op Amp applications handbook*, USA, Elsevier, 2005, pp. 161-163.
- [2] J. Balcells, F. Daura, R. Esparza y R. Pallás, «Capítulo 10: Aislamiento. Métodos magnéticos y ópticos,» de *Interferencias electromagnéticas en sistemas electrónicos*, Barcelona, Marcombo Boixareu Editores, 1992, pp. 136-144.
- [3] T. Instruments, «ISO124 +-10V, Precision Isolation Amplifier,» Septiembre 1997. [En línea]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/iso124.pdf>. [Último acceso: 27 Agosto 2018].
- [4] Analog Devices, «Precision, Wide Bandwidth 3-Port Isolation Amplifier AD210,» 1986. [En línea]. Available: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD210.pdf>. [Último acceso: 06 Octubre 2018].
- [5] T. L. Floyd, «Capítulo 14: Circuitos basados en amplificadores operacionales para propósitos especiales,» de *Dispositivos Electrónicos*, México, Pearson Educación, 2008, pp. 710-711.
- [6] A. Devices, «Low cost Low power Instrumentation Amplifier, AD620,» 2011. [En línea]. Available: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD620.pdf>. [Último acceso: 28 Agosto 2018].
- [7] A. P. Malvino, «Capítulo 21: Filtros activos,» de *Principios de electrónica*, Madrid, McGraw Hill Interamericana de España, 2000, pp. 809-868.
- [8] S. Franco, «Capítulo 4. Filtros Activos: Parte II,» de *Diseño con amplificadores operacionales y circuitos integrados analógicos*, México, McGraw-Hill, 2005, pp. 160-186.
- [9] T. L. Floyd, «Capítulo 18: Comunicaciones,» de *Dispositivos electrónicos*, México, Pearson Educación, 2008, pp. 885-914.
- [10] L. E. Frenzel, «Capítulo 5: Fundamentos de modulación de frecuencia,» de *Sistemas Electrónicos de Comunicaciones*, México, Alfaomega, 2003, pp. 199-208.
- [11] L. E. Frenzel, «Capitulo 6: Circuitos de FM,» de *Sistemas Electrónicos de Comunicaciones*, México, Alfaomega, 2003, pp. 228-259.

- [12] T. L. Floyd, «Capítulo 16: Osciladores,» de *Dispositivos Electrónicos*, México, Pearson Educación, 2008, pp. 799-817.
- [13] W. Tomasi, «Capítulo 7: Receptores por modulación de ángulo, FM estéreo y radio de FM en dos sentidos,» de *Sistemas de comunicaciones electrónicas*, México, Pearson Educación, 2003, pp. 275-290.
- [14] A. P. Malvino, «Capítulo 23: Osciladores,» de *Principios de electrónica*, Madrid, Mc Graw Hill Interamericana de España, 2000, pp. 931-983.
- [15] J. L. Stensby, «Chapter 1: Introduction,» de *Phase-Locked Loops Theory and Applications*, Florida, CRC Press, 1997, pp. 3-8.
- [16] D. Morgan, «Chapter 1: Basic Survey,» de *Surface Acoustic Wave Filters With Applications to Electronic Communications and Signal Processing*, Northampton, Elsevier Ltd, 2007, pp. 1-2.
- [17] J. Guerra-Pulido y P. Pérez-Alcazar, «Theoretical Study and Experimental Characterisation of a SAW delay line through its Y-matrix,» *IET Circ Dev Syst*, vol. 10, nº 5, pp. 394-401, 2016.
- [18] D. M. Pozar, «Chapter 4: Microwave Network Analysis,» de *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, 2011, pp. 174-180.
- [19] F. Hickernell, P. Clar y I. R. Cook, «Pulsed DC voltage breakdown between interdigital electrodes,» de *Ultrasonics Symposium*, Boston, MA, USA, 1972.
- [20] N. Patel, «University of New Mexico UNM Digital Repository,» 1 Febrero 2016. [En línea]. Available: https://digitalrepository.unm.edu/cgi/viewcontent.cgi?referer=https://www.google.com.mx/&httpsredir=1&article=1200&context=ece_etds. [Último acceso: 23 Octubre 2018].
- [21] T. Instruments, «TL08xx JFET-Input Operational Amplifiers,» Mayo 2015. [En línea]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl084.pdf>. [Último acceso: 27 Agosto 2018].
- [22] S. Franco, «Tablas de diseño de filtros normalizadas,» de *Diseño con amplificadores operacionales y circuitos integrados analógicos*, México, Mc Graw Hill, 2005, p. 176.
- [23] S. Cotter W, «Chapter 4: Oscillator Design,» de *Complete Wireless Design*, USA, Mc Graw Hill, 2008, pp. 231-261.
- [24] W. Tomasi, «Capítulo 1: Introducción a las comunicaciones electrónicas,» de *Sistemas de Comunicaciones Electrónicas*, México, Pearson Educación, 2003, pp. 1-26.

- [25] M. Universidad Tecnológica Nacional, «Apuntes. Unidad 8: Receptores de Radiofrecuencia,» 11 Noviembre 2014. [En línea]. Available: <http://www1.frm.utn.edu.ar/aplicada3/apuntes/unidad8.pdf>. [Último acceso: 27 Agosto 2018].
- [26] P. Semiconductors, «Phase Locked Loop,» NE564, 31 Agosto 1991. [En línea]. Available: <http://www.agspecinfo.com/pdfs/N/NE564N.PDF>. [Último acceso: 27 Agosto 2018].
- [27] M. Circuits, «Coaxial Amplifier ZKL-2R5+,» Mini Circuits, [En línea]. Available: <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZKL-2R5.pdf>. [Último acceso: 27 Agosto 2018].
- [28] M. Circuits, «Coaxial Frequency Mixer, ZAD-1+1,» Mini Circuits, [En línea]. Available: <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZAD-1-1.pdf>. [Último acceso: 27 Agosto 2018].
- [29] K. Devendra, «Detectors and Mixers,» de *Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits Analysis and Design*, New Jersey, John Wiley & Sons, 2004, pp. 559-564.
- [30] T. Instruments, «LM111, LM211, LM311 Differential Comparators,» LM311, Marzo 2017. [En línea]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm311.pdf>. [Último acceso: 27 Agosto 2018].
- [31] F. Semiconductor, «BC546/547/548/549/550,» Agosto 2002. [En línea]. Available: <https://www.sparkfun.com/datasheets/Components/BC546.pdf>. [Último acceso: 27 Agosto 2018].
- [32] T. Instruments, «LM386 Low Voltage Audio Power Amplifier,» Texas Instruments, Mayo 2017. [En línea]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm386.pdf>. [Último acceso: 02 Septiembre 2018].
- [33] S. Design, «TINA, The complete electronics lab,» Design Soft, 4 Enero 2016. [En línea]. Available: https://www.tina.com/English/tina/?_ga=2.125362314.1287006119.1541228455-1379098605.1541228455. [Último acceso: 22 Septiembre 2018].