



FACULTAD DE INGENIERÍA - UNMDP
Departamento de Ingeniería Electrónica y Computación

Proyecto Final de Carrera

Sistema para la medición de potencia de radiofrecuencia

Laboratorio de Comunicaciones



Autores:

Cejas, Diego Leonardo
Di Iorio, Jorge José

Director:

Dr. Ing. Alejandro José Uriz

Codirector:

Ing. Iván Exequiel Gelosi

1 de marzo de 2020



RINFI se desarrolla en forma conjunta entre el INTEMA y la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata.

Tiene como objetivo recopilar, organizar, gestionar, difundir y preservar documentos digitales en Ingeniería, Ciencia y Tecnología de Materiales y Ciencias Afines.

A través del Acceso Abierto, se pretende aumentar la visibilidad y el impacto de los resultados de la investigación, asumiendo las políticas y cumpliendo con los protocolos y estándares internacionales para la interoperabilidad entre repositorios



Esta obra está bajo una [Licencia Creative Commons Atribución-
NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).



FACULTAD DE INGENIERÍA - UNMDP
Departamento de Ingeniería Electrónica y Computación

Proyecto Final de Carrera

Sistema para la medición de potencia de radiofrecuencia

Laboratorio de Comunicaciones



Autores:

Cejas, Diego Leonardo
Di Iorio, Jorge José

Director:

Dr. Ing. Alejandro José Uriz

Codirector:

Ing. Iván Exequiel Gelosi

1 de marzo de 2020

Resumen

Este proyecto surge como propuesta del Laboratorio de Comunicaciones del Departamento de Ingeniería Electrónica y Computación de la Universidad Nacional de Mar del Plata. El objetivo es crear un sistema didáctico que permita medir la potencia de señales de radiofrecuencia.

En el presente documento se describirán en detalle toda la información y cálculos necesarios que permitieron implementar el proyecto final de carrera. Se analizarán las distintas estrategias para lograr este cometido y se explicará de manera analítica la viabilidad de estas hasta concluir en un prototipo final el cual es capaz de cumplir los objetivos.

Sistema para la medición de potencia de radiofrecuencia:

Se propone desarrollar la circuitería electrónica necesaria para la fabricación de un instrumento capaz de detectar señales de radiofrecuencias dentro de rango espectral de 50 MHz a 2 GHz y representar su nivel de potencia en unidades de decibelios-milivatios [dBm]. Para lograr este objetivo se hace uso del concepto up-converter utilizado en receptores superheterodinos, el cual consiste en elevar la frecuencia de entrada por encima de la frecuencia de trabajo, para luego ser ingresada a un detector y analizada mediante un microcontrolador.

Gracias a los avances tecnológicos que se han desarrollado en el campo de los detectores de potencia, se hizo posible el desarrollo del sistema solicitado. Esto se debe a que en la actualidad se cuenta con varias formas, métodos y componentes que permiten medir parámetros de señales, brindando a la salida un valor de voltaje RMS proporcional al valor de la potencia recibidas. Este puede ser procesado mediante la ecuación que presenta el detector de potencia para obtener un valor de potencia proporcional al valor de voltaje de salida.

El sistema se compone de un generador de barrido de 2,2 GHz hasta 4,4 GHz para generar el batido a una frecuencia de 2,2 GHz. El usuario será capaz de realizar mediciones con una resolución de 1 MHz, y cuenta con una opción de generar un barrido automático mediante la modificación de los registros propios del generador y almacenarlos en una memoria EEPROM.

También se presenta un filtro de cavidades resonantes que actúa como filtro a la frecuencia intermedia con un ancho de banda estrecho capaz de rechazar la frecuencia imagen y las producida por las interferencias de intermodulación, como así también reducir el ruido presente en el canal y mejorar la relación de señal/ruido. La salida de esta etapa se conectará a un convertidor logarítmico capaz de otorgar una tensión de continua, la cual es proporcional a la potencia de entrada. Posteriormente, se lleva la salida de continua en un rango de 0 a 2 Volts para su conversión digital.

Adicionalmente, el microcontrolador debe incorporar una rutina de calibración, mediante factores de escala, que permita obtener una respuesta plana dentro del rango de medición.

Por otro lado, el sistema deberá ser portátil, por lo que contará con un sistema de carga, y una batería suministrará la alimentación de forma autónoma al sistema propuesto.

Índice general

1. Organización del trabajo	11
1.1. Introducción	12
1.2. Problemática a resolver	12
1.3. Radiofrecuencia	13
1.4. Productos comerciales	14
1.5. Medición de potencia en ondas de radiofrecuencia	18
1.6. Receptor superheterodino	21
1.6.1. Amplificador de RF	21
1.6.2. Mezclador	22
1.6.3. Oscilador Local	23
1.6.4. Etapa de FI	24
1.6.5. Detector	24
1.7. Parámetros de los receptores superheterodinos	24
1.8. Parámetros S	28
1.9. Filtro pasivo de cavidades resonantes	31
1.9.1. Introducción	31
1.9.2. Resonadores	31
1.9.3. Filtro interdigital	34
1.9.4. Estructuras de guías planas	39
2. Etapas	43
2.1. Generador de señales ADF4351	44
2.1.1. Mapa de registros	45
2.1.2. Circuito PLL	49
2.1.3. Adaptación de salida	50
2.1.4. Protocolo de comunicación SPI	51
2.2. Mezclador AD8342	54
2.2.1. Polarización	55
2.2.2. Consideraciones adicionales	57
2.3. Detector HMC602LP4	58
2.4. Preamplificador ERA -5+	60
2.4.1. Circuito de bias	60
2.4.2. Choke de RF	61
2.5. Etapa de control	63
2.5.1. PIC 18F4550	63
2.5.2. Conversor analógico digital	65
2.5.3. Memoria EEPROM	66
2.5.4. Protocolo de comunicación I2C	67
2.5.5. Conexión RS232	69
2.6. Alimentación:	72
2.6.1. Batería ácido-plomo	72

2.6.2.	Circuito de carga de batería	74
2.6.3.	Medidor de batería	75
2.6.4.	Comparador de tensión	77
2.7.	Software implementado	80
2.7.1.	ADF 4351	80
2.7.2.	Función barrido de frecuencia	81
2.7.3.	Display LCD	82
2.7.4.	Menú	84
2.7.5.	Lectura del encoder rotativo	86
2.7.6.	Calibración	87
3.	Diseño e implementación de las etapas	89
3.1.	Diseño e implementación	89
3.1.1.	Diseño de circuitos impresos	90
3.2.	Software implementado para los filtros en microstrip	96
3.3.	Implementación del circuito impreso	98
3.4.	Soldadura de componentes	98
4.	Prototipo final	101
4.1.	Placa de control	101
4.2.	Mezclador	105
4.3.	Etapla preamplificadora	106
4.4.	Filtro pasabajos con microstrip	108
4.5.	Filtro pasabanda con microstrip	110
4.6.	Filtro pasabanda con cavidades resonantes	111
5.	Mediciones	113
6.	Conclusiones	117

Índice de figuras

1.1. Analizador de espectro <i>Keysight N9030B-526</i>	15
1.2. Analizador de espectro portátil <i>2650A de BK Precision</i>	15
1.3. Diagrama en bloques de un voltímetro de RF	16
1.4. Milivoltímetro de textitRF Milivac 828A.	17
1.5. Milivoltímetro textitRF Rohde & Schwarz URV 55.	17
1.6. Tipos de medición de potencia de señal RF, continua CW, pulsada y de pulso gaussiano.	18
1.7. Onda tipo pulso o pulsada, y parámetros de potencia medidos.	19
1.8. Onda modulada de alta frecuencia.	19
1.9. Potencia pico de envolvente.	20
1.10. Receptor superheterodino simple conversion.	21
1.11. Frecuencia imagen.	21
1.12. Símbolo del mezclador.	23
1.13. Intermodulación de tercer orden.	26
1.14. Intermodulación de tercer orden.	26
1.15. Cuadripolo.	28
1.16. Onda incidente y reflejada.	29
1.17. Cuadripolo con parametros S.	30
1.18. Métodos de acoplamiento de cavidades (a) Acoplamiento por apertura (b) Aco- plamiento por cable coaxial.	33
1.19. Patrón de onda estacionaria en una guía de onda cortocircuitada.	33
1.20. Tornillo ajustable usado para sintonizar una cavidad resonante.	34
1.21. Filtro interdigital.	35
1.22. Software para diseño del filtro	36
1.23. Software para diseño del filtro	37
1.24. Sugerencias para la construcción del filtro.	38
1.25. Estructuras guías planas: a)microstrip, b) Guia coplanar, c) slotline, d) coplanar stripline.	39
1.26. Diseño linea de microstrip.	40
2.1. Diagrama de bloques del sistema propuesto.	43
2.2. Diagrama de bloques ADF 4351.	44
2.3. Registro 0.	45
2.4. Registro 1.	46
2.5. Registro 2.	46
2.6. Registro 3.	47
2.7. Registro 4.	47
2.8. Registro 5.	48
2.9. Diagrama del PLL.	49
2.10. Diagrama en bloques de los divisores programables del ADF4351.	50
2.11. Circuito de adaptación de salida.	51
2.12. a) Conexión de varios dispositivos esclavos; b) Conexion en cadena.	52

2.13. Diagrama de bloques AD8342.	54
2.14. Esquemático simplificado.	55
2.15. Salidas de colector mediante inductores de choke pull-up.	55
2.16. Conversión de ganancia de voltaje vs. Carga IF.	56
2.17. Diagrama funcional del HMC602LP.	58
2.18. Curva de error en función de la potencia de entrada a 2200 MHz.	59
2.19. Diagrama esquemático del ERA -5+.	60
2.20. Configuración típica en amplificadores Darlington.	61
2.21. Efecto de la resistencia de bias en la salida, sin choke de RF.	62
2.22. Distribución de pines del PIC 18F4550.	63
2.23. Arquitectura interna del PIC 18F4550.	65
2.24. Conversión ADC.	66
2.25. Encapsulado memoria EEPROM.	66
2.26. Operación de escritura.	68
2.27. Operación de lectura.	68
2.28. Conector DB9.	69
2.29. Diagrama básico de la comunicación estandar RS-232.	70
2.30. Formato de transmisión de datos del puerto RS-232.	70
2.31. Curvas de carga de una batería acido-plomo aconsejadas por los fabricantes.	72
2.32. Diagrama de bloque funcional LM317.	73
2.33. circuito de carga de batería.	74
2.34. Medidor propuesto.	75
2.35. Diagrama de bloques LM3914.	76
2.36. Circuito medidor de carga.	77
2.37. Comparador no inversor.	78
2.38. Circuito comparador.	79
2.39. Segmento de código necesario para la configuración del ADF4351.	80
2.40. Función de escritura de registros del CI ADF4351.	81
2.41. Función programada para el barrido en frecuencias.	82
2.42. Modificación de la librería.	83
2.43. Circuito LCD.	84
2.44. Menú principal.	84
2.45. Código del menú principal.	85
2.46. Señal generada del encoder.	86
2.47. Código lectura del encoder.	87
3.1. Calculadora guía de onda coplanar.	90
3.2. Esquemáticos de la etapa de control.	91
3.3. Diseño del PCB de la etapa de control.	92
3.4. Esquemático del mezclador.	92
3.5. Diseño del PCB del mezclador.	93
3.6. Esquemático del detector.	93
3.7. Diseño del PCB del detector.	93
3.8. Esquemático del cargador.	94
3.9. Esquemático step-down.	94
3.10. Esquemático step-up.	94
3.11. Esquemático circuito on/off.	95
3.12. Indicador de batería.	95
3.13. Vista 3D del cargador de batería.	95
3.14. Diseño filtro pasabajos 2GHz.	97

3.15. Diseño filtro pasabanda en 2.2GHz.	97
3.16. Horno infrarrojo T-962.	99
4.1. Placa de control.	101
4.2. Banco de medición.	102
4.3. Respuesta del ADF4351 (a).	103
4.4. Respuesta del ADF4351 (b).	104
4.5. Placa mezcladora.	105
4.6. Respuesta AD8342.	106
4.7. Placa preamplificadora.	106
4.8. Respuesta de la etapa preamplificadora.	107
4.9. Placa PCB filtro de entrada.	108
4.10. Blindaje contra interferencias.	108
4.11. Respuesta de filtro de entrada.	109
4.12. Respuesta de filtro pasabanda con microstrip.	110
4.13. Filtro pasabanda con cavidades resonantes.	111
4.14. Respuesta de filtro pasabanda con cavidades resonantes.	112

Lista de tablas

1.1. Bandas de frecuencias.	13
2.1. Tabla de verdad de control de registros.	45
2.2. Tabla de verdad del divisor de frecuencia.	50
2.3. Tabla de configuración de potencia de salida.	50
2.4. Configuración de pines AD8342.	57
2.5. Características del PIC 18F4550.	64
4.1. Tabla de valores ADF4351.	103
4.2. Tabla de valores preamplificador.	107
4.3. Tabla de valores filtro pasabajos.	109
4.4. Tabla de valores filtro pasabanda en microstrip.	111
4.5. Tabla de valores filtro pasabanda de cavidades resonantes.	112
5.1. Tabla de mediciones en -20dBm.	114
5.2. Tabla de mediciones en -30dBm.	115

Capítulo 1

Organización del trabajo

Organización del trabajo

A lo largo del presente trabajo se presentan los diferentes aspectos estudiados para ejecutar el plan de tesis establecido. Estos comprenden tanto los detalles del desarrollo llevado a cabo, los principios de funcionamiento de los dispositivos utilizados, como también los resultados obtenidos.

Para lograr un entendimiento completo del sistema que se describe, se divide el texto en cuatro capítulos. A continuación se presenta los puntos a tratar en cada uno de ellos.

Capítulo 1.- Se desarrolla una introducción teórica a los conceptos necesarios para entender el funcionamiento del sistema propuesto, las consideraciones necesarias al trabajar con señales de radiofrecuencia y los dispositivos que se encuentran en el mercado actual.

Capítulo 2.- Se presenta el diagrama en bloques propuesto justificando la inclusión de cada uno de los bloques en particular y sus características. A partir del diagrama, se procede con un análisis detallado de cada etapa que interviene teniendo en cuenta sus especificaciones, principios de funcionamiento y las conexiones establecidas.

Capítulo 3.- Se describe el desarrollo y la construcción de las placas necesarias para la realización del prototipo. Como se diseñaron los circuitos impresos y el proceso para construir todas las placas del prototipo.

Capítulo 4.- Se presentan las mediciones realizadas con el fin de validar el correcto funcionamiento del sistema.

Capitulo 5.- Se presentan las conclusiones y trabajos futuros.

1.1. Introducción

El crecimiento de las comunicaciones inalámbricas, debido al incremento de las comunicaciones de voz, video y consumo de datos está causando una creciente demanda de la cantidad de canales y el ancho de banda. Esto está impulsando a los sistemas transceptores de comunicación para satisfacer la demanda mundial de mayores velocidades de transmisión de banda ancha, los sistemas de comunicación inalámbrica requieren también de un desarrollo a la par de esta demanda.

Esta tecnología ha crecido enormemente, con nuevas aplicaciones reportadas casi todos los días. Las aplicaciones tradicionales de comunicación, como los sistemas de comunicación personal, la radio y la televisión, de radiofrecuencia (RF) y microondas que están siendo utilizado dentro de los teléfonos celulares móviles, puertas sin llave, que se realizan mediante la identificación por RF (RFID), son algunas de las áreas en las que se está empleando esta tecnología.

La necesidad de medir de manera precisa y eficiente la potencia de radiofrecuencia recibida o campo recibido, ha llegado a ser crucial para la obtención de un rendimiento óptimo de los sistemas y componentes de comunicación. Estas herramientas permiten captar la señal en un amplio rango de frecuencias que va desde los kHz hasta los 300 GHz y en otras aplicaciones llegan a tener rangos mayores.

1.2. Problemática a resolver

El correcto manejo de niveles de potencia es un factor crítico en el diseño y funcionamiento de la mayoría de los sistemas de RF. Dentro de un sistema, cada una de sus partes debe recibir el nivel adecuado de señal de la etapa anterior y entregar el nivel apropiado a la etapa siguiente. Si estos niveles de potencia son demasiados bajos, la señal se degrada con el ruido. En cambio, si el nivel es demasiado excesivo se producirá distorsión de la señal o destrucción de algún dispositivo.

Al referirse a “nivel de la señal” se interpreta como la medición de tensión en vez de potencia. Para frecuencias bajas, por debajo de los 100 kHz, la potencia se calcula en base a la tensión medida. A frecuencias mayores que los 30 MHz la medición de potencia es más fácil de realizar y también es más exacta. A medida que la frecuencia se acerca al GHz, la medición de potencia se vuelve cada vez más importante debido a que la tensión y la corriente empiezan a perder utilidad. Esto es debido a que estas últimas varían con la posición a lo largo de una línea de transmisión y en cambio la potencia permanece constante.

El objetivo para la correcta medición de la potencia de RF es que el detector sea capaz de absorber toda la potencia incidente. Un punto muy importante que se analizó en los detectores consiste en la sensibilidad de respuesta que presenta el sistema, debido a que se debe escoger muy bien las frecuencias y el lugar para realizar la adquisición de datos, puesto que al no seguir las recomendaciones se podrían tener resultados diferentes a los esperados.

1.3. Radiofrecuencia

El término de Radiofrecuencias o RF, se aplica a la porción del espectro electromagnético en el que se pueden producir ondas electromagnéticas, en las cuales se propaga simultáneamente campos eléctricos y magnéticos producidos por una carga eléctrica en movimiento. El flujo saliente de energía de una fuente en forma de ondas electromagnéticas se le denomina radiación electromagnética. La radiofrecuencia se localiza en el espectro de la radiación electromagnética menos energética, se define como aquella en que las ondas tienen una frecuencia entre 3 kHz y 300 GHz.

Las ondas electromagnéticas son capaces de viajar a través del vacío, a diferencia de las ondas mecánicas que necesitan de un medio material para poder hacerlo. Esta radiación electromagnética puede entenderse como el conjunto de ondas eléctricas y magnéticas que conjuntamente se desplazan por el espacio generado por el movimiento de las cargas eléctricas que pueden tener lugar en un objeto metálico conductor, como una antena.

No todas las ondas electromagnéticas tienen el mismo comportamiento en el medio de propagación, la misma procedencia o la misma forma de interacción con la materia. Por ello, el espectro electromagnético de radiofrecuencias se divide convencionalmente en segmentos o bandas de frecuencias, las cuales se atribuyen para diferentes servicios inalámbricos. La gestión y asignación del espectro esta en competencia de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT, <https://www.itu.int>, 2019), que asigna bandas de frecuencia donde el servicio debe de operar. Se puede apreciar en el Cuadro 1.1, algunos servicios típicos en cada banda.

Frecuencias	Designación	Servicios típicos
3 - 30 kHz	VLF (muy baja frecuencia)	Navegación, sonar
30 - 300 kHz	LF (Baja frecuencia)	Radio Guía, ayudas a la navegación.
0.3 - 3 MHz	MF (Media frecuencia)	Radiodifusión AM, Servicios Marítimos.
3 - 30 MHz	HF (Alta frecuencia)	Telefonía, telégrafo, banda ciudadana, comunicaciones mar - tierra y mar- aire.
30 - 300 MHz	VHF (Muy alta frecuencia)	Televisión, Radiodifusión FM, control tráfico aéreo, ayudas a la navegación.
0.3 - 3 GHz	UHF (Ultra alta frecuencia)	Televisión, hornos domésticos, comunicaciones satelitales, radares de vigilancia
3 - 30 GHz	SHF (Súper alta frecuencia)	Radares embarcados, de policía, de aeropuertos, comunicaciones vía satélite, radioenlaces, televisión por cable.
30 - 300 GHz	EHF (Extremadamente alta frecuencia)	Radar, localización de misiles.

Cuadro 1.1: Bandas de frecuencias.

Como se mencionó anteriormente, el rango de frecuencias de RF oscilan entre 3 kHz y los 300 GHz, que corresponde a la longitud de onda en vacío ($\lambda = c/f$) entre 100 km y 1 mm. Las microondas están incluidas dentro de la banda de radiofrecuencia, en una gama de frecuencia de 300 MHz (longitud de onda 100 cm) a 300 GHz (longitud de onda de 1 mm). Estas son señales que tienen longitudes de onda del orden de centímetros y por eso se denominan como

onda centimétrica, señales con longitudes de onda del orden de milímetros se refieren a menudo como ondas milimétricas, son las que varían desde los 30 GHz hasta los 300 GHz.

La propiedad fundamental que caracteriza a este rango de frecuencias es que el rango de ondas es comparable con la dimensión física de los sistemas. Debido a esta peculiaridad, estos poseen un tratamiento particular que es diferente usado a las bandas de frecuencias más bajas.

Por debajo de estas frecuencias, las señales se caracterizan con los conceptos de circuitos, con parámetros localizados, debido a que, las longitudes de onda son mucho mayores que las longitudes de los dispositivos, pudiendo así, hablar de fenómenos estacionarios a lo largo del dispositivo con autoinducciones, capacidades, resistencias y conductancias constantes, el cual no es preciso tener en cuenta la forma de propagación de la onda en dicho dispositivo.

1.4. Productos comerciales

Existen en el mercado distintos equipos, con distintas complejidades, capaces de realizar mediciones de potencia y otras cosas en un amplio rango de frecuencia. A continuación se mencionarán y describirán algunos de estos dispositivos.

Analizador de espectros

Un analizador de espectro es un equipo de medición electrónica que permite visualizar en una pantalla las componentes espectrales en un espectro de frecuencias de las señales presentes en la entrada, pudiendo ser ésta cualquier tipo de ondas eléctricas, acústicas u ópticas.

El analizador de espectros es, básicamente, un receptor superheterodino que puede ser sintonizado manualmente a una frecuencia fija o barrido en un abanico de frecuencias seleccionadas. La salida del receptor se aplica a una pantalla calibrada, resultando una imagen de amplitud versus frecuencia.

En la actualidad el análisis de espectros se realiza por medios digitales con el uso de la FFT. La principal ventaja de este método radica en poder analizar no sólo señales periódicas, sino transitorios con gran eficacia. Además permite una variedad de ventajas adicionales. Al tener la señal muestreada y almacenada en forma numérica, y un procesador para hacer operaciones, pueden obtenerse fácilmente de ella otras funciones no menos importantes que su espectro, como autocorrelación, autoconvolución, cuadrado de la señal temporal, etc. Sin embargo, con el estado actual de la técnica, el método sólo permite analizar en tiempo real a un costo razonable en bajas frecuencias.

Existen estos analizadores de espectro en formato portátil con importantes prestaciones pero a un elevado costo pudiendo llegar a un precio superior a los diez mil dólares. Uno de estos productos es la serie 2650A de BK Precision que sirven para análisis de señales rápidas en el rango de 50 kHz a 8,5 GHz, especialmente en campo. Ofrecen rendimiento y características comparables a las de analizadores de espectro de banco, ofreciendo una autonomía de hasta 4 horas con una sola batería. Presenta bajos niveles de ruido, un generador de tracking para determinar rápidamente las características de transmisión de dispositivos de 2 puertos, presenta un gran pantalla a color y las funciones de medición: potencia de canal / canal adyacente, ancho de banda ocupado, intensidad de campo eléctrico y magnético.



Figura 1.1: Analizador de espectro *Keysight N9030B-526*.



Figura 1.2: Analizador de espectro portátil *2650A de BK Precision*.

Voltímetros de TRMS para RF

Como su nombre lo indica, son básicamente voltímetros capaces de realizar mediciones en señales de alta frecuencia (generalmente desde 10 kHz a 2 GHz). A diferencia de los analizadores de espectros, no son capaces de graficar el espectro de potencia de la señal de entrada, sino que solamente realizan la medición que se les pida como por ejemplo la tensión o potencia de dicha señal y se presenta en un display.

El sistema de medida empleado consiste, básicamente, en comparar la señal de RF detectada con otra señal detectada proveniente de un oscilador interno. Cuando ambas señales son de igual amplitud el sistema se equilibra y lo que en realidad se mide es la amplitud del oscilador interno de baja frecuencia. La amplitud del oscilador interno es muy grande y al ser de baja frecuencia resulta muy fácil medir.

La sonda de medida equipa dos diodos detectores, uno va conectado a la punta de la sonda, por donde entra la señal de RF y el otro diodo está conectado al atenuador del amplificador de transconductancia que sigue a la salida del oscilador. El oscilador genera una señal de amplitud constante y muy baja distorsión. Para modificar la amplitud de esta señal se usa el amplificador de transconductancia y a la salida de éste se monta un atenuador que ataca al diodo D2. Ambos diodos, en la sonda, deben ser “idénticos” y acoplados térmicamente. De esta forma los dos diodos producirán la misma señal detectada en continua para el mismo nivel de alterna, aunque uno de ellos esté excitado por un oscilador de baja frecuencia, el del instrumento y el otro esté excitado por la señal que queremos medir y que puede ser del orden de los Ghz. El amplificador de transconductancia es un amplificador que funciona de forma complementaria al amplificador compresor. Es decir, a mayor señal de control más ganancia.

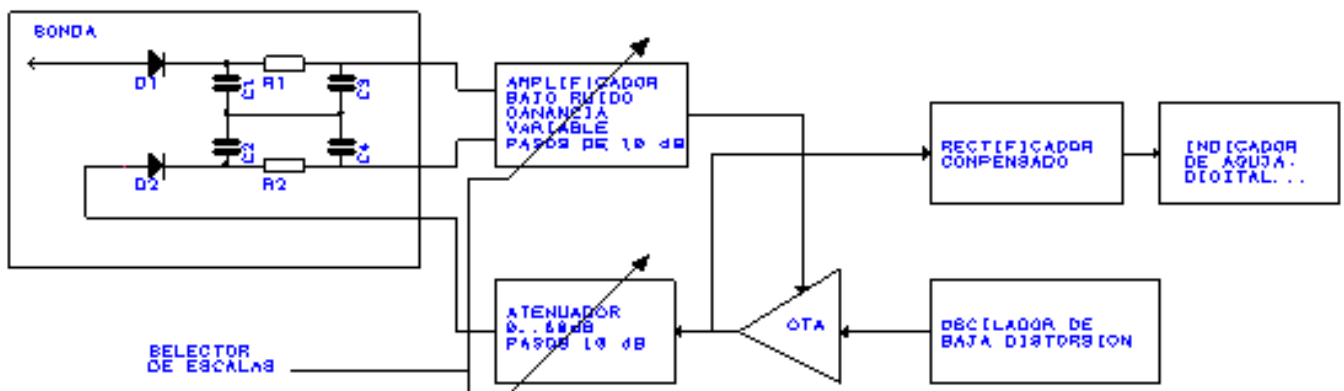


Figura 1.3: Diagrama en bloques de un voltímetro de RF



Figura 1.4: Milivoltímetro de textitRF Milivac 828A.



Figura 1.5: Milivoltímetro textitRF Rohde & Schwarz URV 55.

1.5. Medición de potencia en ondas de radiofrecuencia

Si consideramos todos los sistemas de radiofrecuencia, la potencia que se puede medir puede clasificarse en tres tipos: Potencia media, potencia de pulso y potencia pico de envolvente. Como puede observarse en la figura 1.6.

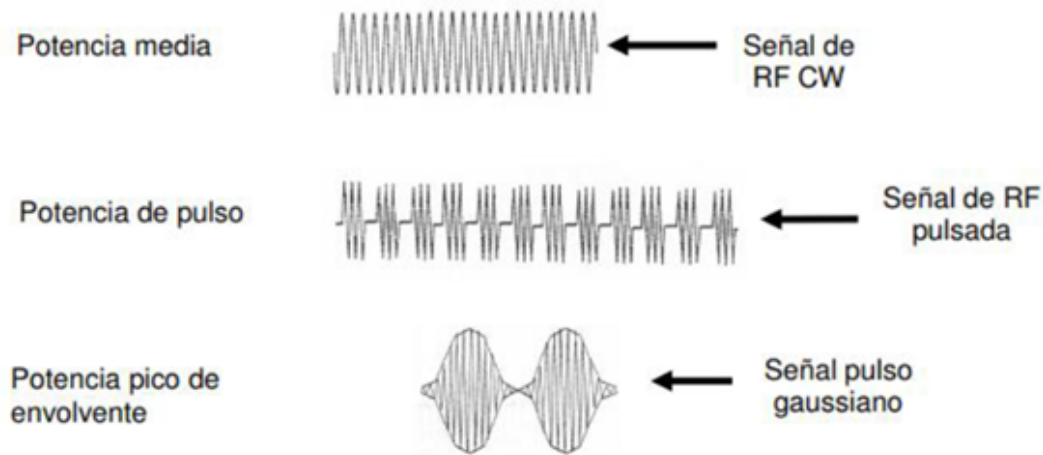


Figura 1.6: Tipos de medición de potencia de señal RF, continua CW, pulsada y de pulso gaussiano.

La potencia media es la más conocida y especificada en la mayoría de los sistemas de RF y microondas. La potencia de pulso y potencia de pico de envolvente son más utilizadas en radares y sistemas de navegación.

1.5.1 Potencia media

La potencia media se puede definir como "la velocidad de transferencia de energía promediada sobre muchos periodos de la frecuencia más baja presente en la señal". En ondas continuas ocurre que la frecuencia más baja y más alta coincidan, mientras que en señales moduladas como AM la potencia se promedia contemplando varios ciclos. En todos estos casos, la expresión matemática de la potencia media se muestra en la Ecuación 1.1.

$$P_{avg} = \frac{1}{nT_1} \int_0^{nT_1} e(t) \cdot i(t) dt \quad (1.1)$$

Donde T_1 es el período de la componente de menor frecuencia para $e(t)$ e $i(t)$.

1.5.2 Potencia de pulso

La potencia de pulso se mide en señales que se transmiten por periodos de tiempos cortos. Ejemplos de estas señales son las utilizadas en radares para detección en exploración, medidores de velocidad, etc.

Para la potencia de pulso o potencia pulsada, "la tasa de transferencia de energía es promediada en el ancho de pulso". Matemáticamente, la potencia de pulso se calcula utilizando la Ecuación 1.2.

$$P_p = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} e(t) \cdot i(t) dt \quad (1.2)$$

Donde τ es el ancho de pulso de la onda de RF.

Para señales más simples y que mantienen una frecuencia constante, la expresión se puede simplificar y calcularse con la Ecuación 1.3.

$$P_p = \frac{P_{avg}}{\text{Ciclo de trabajo}} \quad (1.3)$$

Donde el ciclo de trabajo es la frecuencia multiplicada por el ancho de pulso. En la Figura 1.7 se muestra una onda pulsada en la cual se muestran los parámetros de medición.

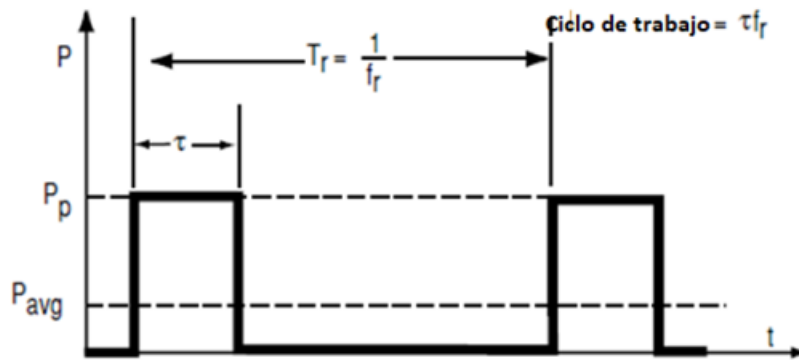


Figura 1.7: Onda tipo pulso o pulsada, y parámetros de potencia medidos.

1.5.3 Potencia pico de envolvente

Cuando las señales de RF son complejas o pertenecen a aplicaciones específicas y contienen peculiaridades como aberraciones (diferencia de fase, eco, etc.), la potencia de la señal no puede ser calculada directamente con los métodos anteriores. En la Figura 1.8, se muestra una señal modulada de alta frecuencia para la cual el cálculo de potencia debe realizarse mediante la potencia pico de envolvente, la cual se realiza mediante el promedio de la potencia durante un tiempo muy mayor comparado con el período de la frecuencia más alta de modulación, pero corto en comparación con el periodo de la portadora.

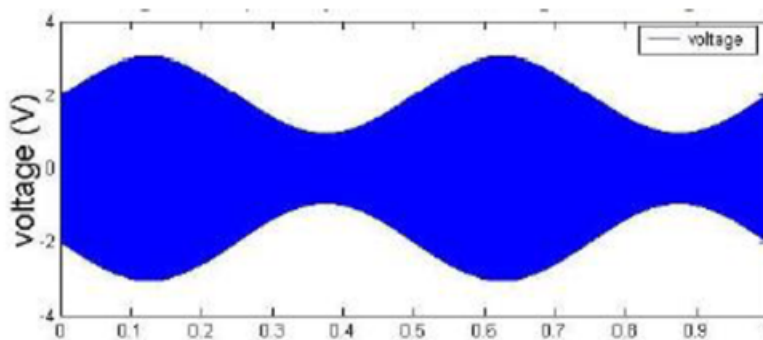


Figura 1.8: Onda modulada de alta frecuencia.

El cálculo de la potencia pico de la señal se muestra en la Figura 1.9. Se observa que la potencia varía en función del tiempo, sin llegar a cero como en el caso de la potencia pico, ni es continua en todo el intervalo como la potencia media.

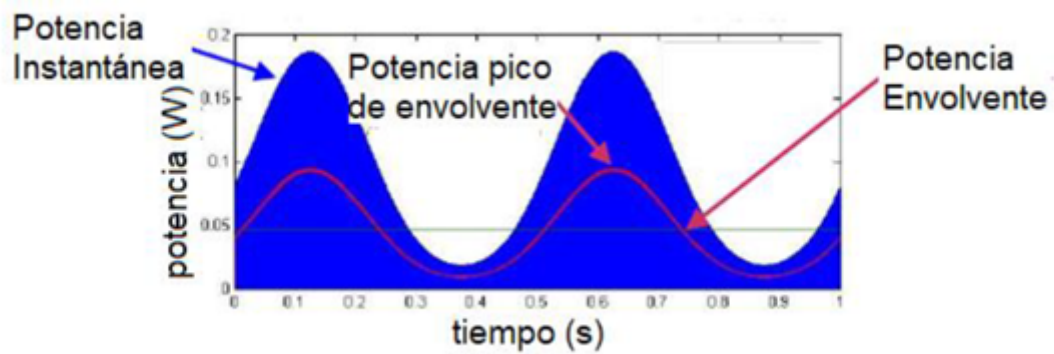


Figura 1.9: Potencia pico de envoltente.

1.6. Receptor superheterodino

Heterodinar significa mezclar dos frecuencias en una etapa alineal (mezclador) a fin de obtener la suma o diferencia de las dos frecuencias de entrada. Los receptores superheterodinos basan su funcionamiento en la utilización de una o más etapas mezcladoras, estas trasladan la frecuencia de recepción a un valor de frecuencia normalizado, denominado Frecuencia Intermedia (FI), para poder mezclar o heterodinar dos señales se debe disponer de una etapa mezcladora y un oscilador local, este último es además el encargado de seleccionar la frecuencia que se desea recibir. A estos receptores básicamente se los puede clasificar en receptores de simple conversión y receptores de doble conversión. El diagrama en bloques de un receptor de simple conversión se ve a continuación:

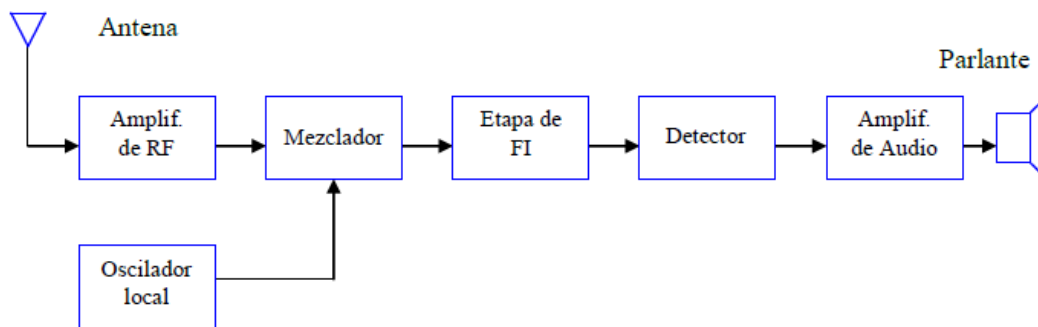


Figura 1.10: Receptor superheterodino simple conversion.

1.6.1. Amplificador de RF

El amplificador de RF se constituye por una etapa amplificadora y un filtro pasa-bajos. El objetivo principal de esta etapa es la de conferir al receptor el rechazo adecuado a las señales de frecuencia imagen. Esta señal está separada de la señal que se desea recibir en un valor igual a dos veces la FI, si esta señal de frecuencia imagen llega al mezclador, el receptor ya no sera capaz de eliminarla. En la Figura 1.11, se observa dicha frecuencia. El transistor a utilizar como amplificador en esta etapa debe ser seleccionado cuidadosamente, el parámetro mas importante a tener en cuenta es la cifra de ruido. La señal que ingresa por la antena puede presentar muy bajo nivel, pudiendo ser del orden del μV , cuanto menor es esta tanto mas sensible el receptor. Para que el receptor sea capaz de recibir señales de pequeña amplitud, el aporte de ruido de este debe ser también pequeño, fundamentalmente debe ser pequeño el ruido aportado por las primeras etapas (amplificador de RF y mezclador). Lo antes dicho significa que el transistor a utilizar debe presentar la menor cifra de ruido posible.

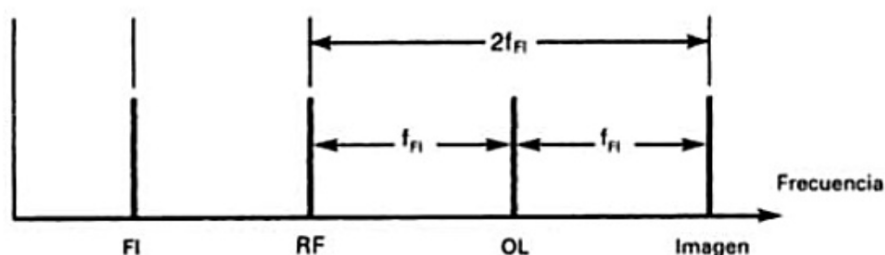


Figura 1.11: Frecuencia imagen.

Las características más importantes que debe presentar un amplificador de RF son las siguientes:

- Ganancia en potencia elevada.
- Cifra baja de ruido.
- Función de transferencia lineal, con rango dinámico amplio, es decir, capacidad de manejar señales de entrada altas sin distorsión de intermodulación (IMD) o distorsión de modulación cruzada (CMD).
- Buena estabilidad dinámica.
- Admitancia de transferencia inversa baja, de tal manera que la antena este aislada del mezclador y oscilador local.
- Selectividad suficiente para evitar que la FI, la imagen y otras frecuencias de respuestas parásitas alcancen la entrada del mezclador. La selecciones de condiciones de operación necesita generalmente de un equilibrio entre estos requerimientos.

Para este proyecto, la señal de entrada puede variar entre 50 MHz a 2 GHz, dado que la frecuencia intermedia se establece en 2,2 GHz, el oscilador local deberá ser capaz de variar su frecuencia de oscilación desde 2,2 GHz hasta 4,4 GHz.

Dadas estas características:

$$|f_{RF_{in}} - f_{LO}| = 2,2GHz \text{ (FI)} \Rightarrow \begin{cases} f_{RF} = 0 & f_{LO} = 2,2GHz \\ f_{RF} = 2GHz & f_{LO} = 4,2GHz \end{cases}$$

entonces,

$$\text{si } f_{LO} = 2,2GHz \Rightarrow f_{imagen} = f_{OL} + f_I = 4,4GHz$$

$$\text{si } f_{LO} = 4,2GHz \Rightarrow f_{imagen} = f_{OL} + f_I = 6,4GHz$$

Se desea que para la frecuencia de 4,4 GHz el filtro pasabajos logre una atenuación de -70dB.

1.6.2. Mezclador

Un mezclador es un dispositivo no lineal, al que se aplican dos señales de entrada, de anchos de banda diferentes, y produce una señal de salida de otro ancho de banda, generalmente en dos bandas o más, una igual a la suma y otra a la diferencia de los anchos de banda de las señales de entrada. Esto es cierto a medias y válido sólo si a la salida del mezclador se utilizan filtros adecuados, ya que el mezclador como se mencionó anteriormente, genera un número de señales de salida que se designan como espurias, y que es necesario eliminar. Mas adelante se hará mención sobre ello.

Una forma simple de interpretar el comportamiento de un mezclador es como un multiplicador, en que la señal de salida es el producto de las dos señales de entrada. Los mezcladores se emplean para trasladar señales en una banda del espectro a otra banda.

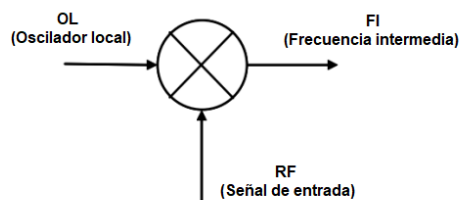


Figura 1.12: Símbolo del mezclador.

La etapa mezcladora debe presentar características especiales que le permitirán al receptor presentar mejores prestaciones, alguna de estas características son las siguientes:

- Función de transferencia de ley cuadrática.
- Rango dinámico amplio para señales de entrada.
- Cifra de ruido baja.
- Aislamiento de los puertos LO, RF y FI entre ellos.
- Estabilidad dinámica.

Cualquier mezclador práctico presenta un compromiso entre estos requerimientos, la intermodulación de tercer orden y la distorsión por modulación cruzada en menor escala. La impedancia en el puerto de entrada de RF debe escogerse para un compromiso entre la ganancia de la etapa y la cifra de ruido. El circuito de salida del mezclador se conecta a la entrada de la FI, debiendo mantenerse la adaptación de impedancia entrada-salida. En cada puerto (RF, LO y FI), las redes deben representar una baja impedancia para las otras dos frecuencias. Además, la red en el puerto de salida debe permitir el pasaje de la portadora de FI y sus bandas laterales, rechazando las demás frecuencias que puedan aparecer a la salida del mezclador.

Desde el punto de vista de su implementación, puede hablarse de tres tipos principales de mezcladores:

- Mezcladores pasivos: Utilizan diodos como dispositivos de mezcla.
- Mezcladores activos: que utilizan dispositivos con ganancia, como transistores bipolares o de efecto de campo.
- Mezcladores conmutados: en los que la amplitud de la señal del oscilador local o bien es mucho mayor que la requerida por el mezclador o es una señal pulsante, rectangular, de modo que los dispositivos del mezclador funcionan esencialmente entre un estado de conducción y uno de no conducción.

Para este trabajo se hace uso de mezclador activo, ya que subsana algunos inconvenientes de los mezcladores pasivos, tales como la pérdida de conversión, nivel alto necesario en el LO, presencia de transformadores, se evita distorsiones por productos de intermodulación y saturación de la respuesta en potencia.

1.6.3. Oscilador Local

Este proporciona la componente de frecuencia que se debe mezclar con la señal de RF que ingresa, produciendo a la salida del mezclador la señal de FI. El LO debe estar libre de armónicas que pudieran originar respuestas espurias en la salida del mezclador, debiendo además

presentar una estabilidad en frecuencias determinada, de tal suerte que la sintonía del receptor no se altere con cambio de temperatura, voltaje de alimentación y otras causas, la estabilidad en frecuencia de los receptores es un parámetro normalizado que estos deben cumplir.

El receptor debe ser capaz de recibir distintas frecuencias, el LO debe ser capaz de variar su frecuencia de oscilación. Los filtros de FI son los encargados de determinar la selectividad del receptor, se los diseña con gran rechazo de canal adyacente, esto significa que al no estar centrada la salida de FI del mezclador, se introducirá una importante distorsión a la información que se desea recibir.

1.6.4. Etapa de FI

Como se mencionó anteriormente esta etapa debe ser la encargada de aislar la señal a detectar. En función del ancho de banda del filtro se puede determinar un parámetro importante que es la selectividad que presenta el receptor (Q).

Para este proyecto se pretende realizar un filtro con un ancho de banda (AB) de 50 MHz con una atenuación de 15 dB. En los siguientes apartados se mencionarán las técnicas utilizadas para lograr este objetivo mediante el uso de tecnología microstrip y cavidades resonantes.

1.6.5. Detector

El detector tiene como objetivo poder medir la potencia que ingresa a esta etapa (FI) y entregar un nivel de tensión proporcional a esta.

1.7. Parámetros de los receptores superheterodinos

Sensibilidad

La sensibilidad del receptor determina el nivel de señal más débil que el receptor es capaz de recibir con una reproducción aceptable de la señal original. La sensibilidad del receptor se limita por el ruido generado dentro del propio receptor, siendo la relación señal a ruido y la potencia de la señal en la salida, indispensables en la determinación de la calidad de la señal detectada. El ruido de salida es un factor importante en cualquier medición de sensibilidad.

Selectividad

La selectividad es una medida de la capacidad del receptor para seleccionar la estación deseada y discriminar o atenuar señales de canales adyacentes no deseadas. La selectividad se determina por la respuesta en frecuencia que presentan algunos circuitos que anteceden al detector, especialmente los filtros de la sección de FI.

Este factor de calidad está relacionado con el ancho de banda que se desee, y depende del tipo de sistema de comunicación empleado. Al aumentar la frecuencia de la frecuencia intermedia, es decir, incrementar la frecuencia del oscilador local, se requiere cada vez mayor Q . La ecuación está dada por:

$$Q = \frac{f}{AB}$$

Rechazo de frecuencia imagen

El rechazo se expresa por la diferencia entre el nivel de salida en dB que presenta el generador sintonizado a la frecuencia imagen y el valor de sensibilidad útil.

Rechazo de frecuencia intermedia

La razón en dB de las entradas a frecuencias intermedias y a la frecuencia deseada de portadora que producen salida iguales procedentes del mezclador, es la razón de rechazo de FI.

Ancho de banda

El ancho de banda que debe presentar el receptor depende del tipo de servicio al que lo destinara. En el receptor la etapa encargada de determinar el ancho de banda es la FI a través de los filtros que utiliza.

Distorsión por modulación cruzada

Si se inyectan simultáneamente señales deseadas y no deseadas, en transistores u otros dispositivos alineales, estos producirán distorsión de tercer orden, la modulación de la amplitud sobre la señal no deseada se puede transferir a la portadora deseada. Esto se conoce como modulación cruzada. La forma de disminuir este efecto radica en la elección de los transistores de entrada del receptor (amplificador de RF y mezclador). La modulación cruzada crea problemas principalmente si la señal que se desea recibir es débil y se encuentra en un canal adyacente de una señal indeseada intensa, procedente de un transmisor cercano. Puede presentarse en la etapa mezcladora o en el amplificador de RF.

Intermodulación de tercer orden con dos tonos

La distorsión por intermodulación también llamada distorsión de frecuencia, se produce en las primeras etapas del receptor, debido a la presencia de múltiples señales de RF de entrada y sus armónicos, mezcladas unas con otras y con la señal del oscilador local, produciendo en la salida frecuencias que no se encuentran presente en la entrada. Esto se produce por la alinealidad que presentan los elementos activos que se utilizan tanto en el amplificador de RF como en el mezclador. Cuando se aplican en la entrada en forma simultánea dos señales o tonos de frecuencias f_1 y f_2 próximas y si sus amplitudes son tales que alcanzan la zona no lineal del amplificador de entrada, aparecen en la salida frecuencias resultado de la mezcla que no estaban presente en la entrada, tales como:

$$F_s = F_{LO}(nF_1.mF_2)$$

La intermodulación de segundo orden genera componentes en la zona del segundo armónico y frecuencia diferencia ($2f_1$, $2f_2$, $f_1 - f_2$, etc.), pudiendo presentar problemas en sistemas de banda ancha, en sistemas de banda angosta generalmente caen fuera de la banda. Los productos de intermodulación de tercer orden frecuentemente caen dentro del ancho de banda, generando señales en la zona del tercer armónico y de las frecuencias de entrada, esto se puede ver en la Figura 1.13:

Las componentes de productos de intermodulación de tercer orden que caen fuera de la banda de interés son fácilmente eliminados por los filtros que siguen al mezclador, pero los

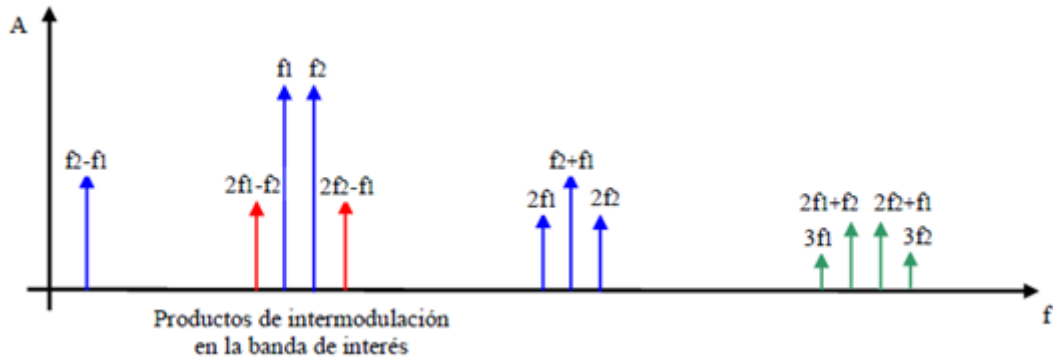


Figura 1.13: Intermodulación de tercer orden.

productos cruzados producidos cuando a la segunda armónica de una señal se le agrega la frecuencia fundamental de otra señal ($nf_1 mf_2, nf_2 mf_1$, etc.) donde $(n + m)$ es un número bajo e impar, para $n = 1$ ó 2 y $m = 2$ ó 1 ($2f_1 - f_2$) ó ($2f_2 - f_1$) en la Figura 1.13, las componentes caen dentro de la banda original, siendo muy difícil su eliminación, donde el resultado será siempre 3, a esto se lo denomina producto de intermodulación de 3° orden con dos tonos.

Como la amplitud de los tonos de intermodulación es proporcional al cubo de la amplitud de la señal de entrada, la potencia de estos tonos será también proporcional al cubo de la potencia de la señal de entrada, por lo que la potencia de salida de los productos de intermodulación resulta ser proporcional al cubo de la potencia de salida de la señal ($I_3 \propto P_o^3$). La respuesta característica típica de distorsión de tercer orden en función de la potencia de entrada se puede ver en la Figura siguiente:

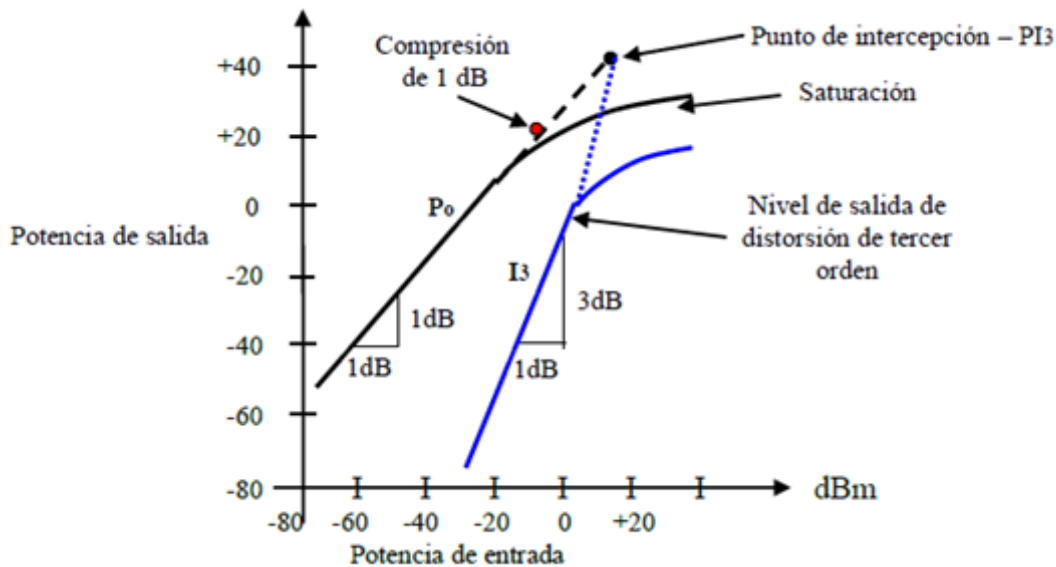


Figura 1.14: Intermodulación de tercer orden.

Como se puede ver la pendiente de I_3 es tres veces mayor que la pendiente de P_o , incrementándose 3 dB por cada dB de incremento en la potencia de entrada, se denomina Punto de Intercepción de Tercer Orden (PI_3) al punto ficticio donde se cruzan las rectas de respuesta

lineal y de tercer orden, en este punto se igualan la potencia de salida lineal con la potencia de salida de intermodulación de tercer orden, generalmente este punto se encuentra entre 10 y 16 dB por encima del punto de compresión de 1 dB. Los valores de F1 y F2 más críticos son aquellos que están próximos a la frecuencia de recepción. Cuando se mide a un receptor el rechazo de intermodulación de 3° orden, durante el proceso de homologación, las frecuencias F1 y F2 que se utilizan están separadas 1 y 2 canales de la frecuencia deseada

1.8. Parámetros S

Como se mencionó al inicio del capítulo, a medida que la frecuencia aumenta las longitudes de onda se aproximan a las dimensiones físicas del sistema, por lo tanto la medición de potencia se vuelve mas importante dado que la tensión y la corriente varían punto a punto en función del tiempo. Por otro lado, se hizo mención que para garantizar una correcta medición el detector debe absorber toda la potencia y evitar generar cualquier tipo de onda reflejada.

Para determinar el funcionamiento de una red de dos puertos, se pueden utilizar diversos conjuntos de parámetros H, Z o Y, cada uno de los cuales tienen ciertas ventajas. Cada conjunto de parámetros se relaciona con un conjunto de cuatro variables asociadas con el modelo de dos puertos.

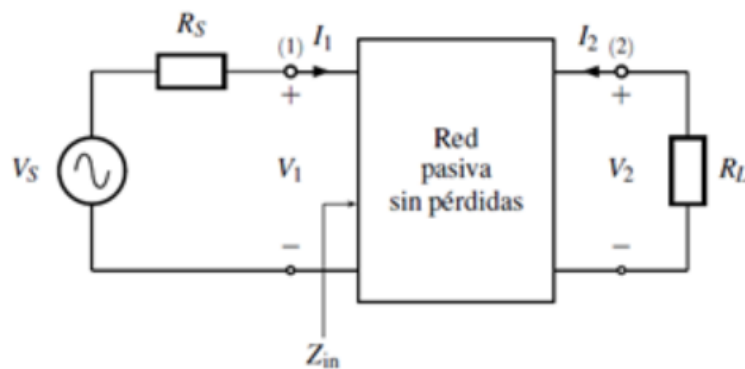


Figura 1.15: Cuadripolo.

Cuando se utilizan frecuencias elevadas RF y microondas, aparecen los siguientes problemas:

- No hay equipo disponible para medir corrientes y voltajes en los puertos de la red a esas frecuencias.
- Circuitos abiertos y cortocircuitos son difíciles de realizar con anchos de banda muy grandes.
- Los dispositivos activos, tales como los transistores y los diodos, frecuentemente no se pueden poner en corto circuito o circuito abierto.

Al aumentar la frecuencia de trabajo se hace cada vez más difícil el poder realizar cortocircuitos y circuitos abiertos en el cuadripolo, ya que en el caso de cortocircuito, el elemento con que se realiza puede tener una longitud comparable con la longitud de onda de la señal. Existiendo también efectos capacitivos e inductivos.

En el caso de los circuitos abiertos se pueden producir efectos de radiación convirtiéndose los terminales abiertos en virtuales antenas. También se puede presentar el caso de que los dispositivos presentan funcionamientos inestables e incluso lleguen a destruirse al ser exigidos a operar en estas condiciones. Debido a estos inconvenientes, no es posible la medición de los parámetros clásicos al no poder resolverse los sistemas de ecuaciones que corresponden a los parámetros Z, Y o H.

Por lo tanto se utilizan los parámetros S, el cual utiliza los conceptos de onda incidente y onda reflejada, presentando además la importante ventaja de no necesitar de la realización de

cortocircuitos o circuitos abiertos en el cuadripolo para su medición.

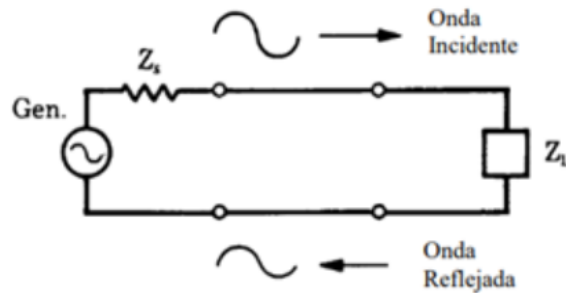


Figura 1.16: Onda incidente y reflejada.

El voltaje, la corriente y la potencia pueden ser considerados que están en la forma de ondas viajantes en ambas direcciones de la línea de transmisión. Una parte de la onda incidente en la carga se refleja, se convierte en una onda incidente en la carga y de nuevo se vuelve a reflejar en la fuente, resultando en una onda estacionaria en la línea.

Los parámetros de dispersión o parámetros S, son los coeficientes de reflexión y transmisión entre la onda incidente y la reflejada. Estos parámetros describen completamente el comportamiento de un dispositivo bajo condiciones lineales en determinado rango de frecuencias. Cada parámetro es caracterizado por magnitud, ganancias o pérdidas en decibels y fase. A pesar de ser aplicables a cualquier frecuencia, los parámetros S son usados principalmente para redes que operan en radiofrecuencia (RF) y frecuencias de microondas. En general, para redes prácticas, los parámetros S cambian con la frecuencia a la que miden, razón por la cual se debe especificar la frecuencia para cualquier medición de parámetros S, junto con la impedancia característica o la impedancia del sistema.

Cualquier dispositivo selectivo en frecuencia como amplificadores, filtros, atenuadores, cables y sistemas de alimentación para antenas son caracterizados por su comportamiento o desempeño en función de la frecuencia. Al hacer mediciones en este tipo de dispositivos, cualquier pérdida adicional producida por la frecuencia elevada a la que se trabaja, se debe considerar de importancia. Esto se conoce como pérdidas por inserción. La medición es importante para cuantificar con precisión la cantidad de pérdidas que sufrirá una señal al pasar por un cable, un atenuador, o cualquier otro dispositivo conectado a la red.

En el contexto de los parámetros S, dispersión se refiere a la forma en que las corrientes y tensiones que se desplazan en una línea de transmisión son afectadas cuando se encuentran con una discontinuidad debido a la introducción de una red en una línea de transmisión. Esto equivale a la onda encontrándose con una impedancia diferente de la impedancia característica de la línea.

La descripción de los parámetros es la siguiente:

- S11: Coeficiente de reflexión a la entrada o coeficiente de reflexión directa.
- S21: Coeficiente de transmisión directa o ganancia con la tensión directa.
- S22: Coeficiente de reflexión a la salida o coeficiente de reflexión inversa.
- S12: Coeficiente de transmisión o ganancia con la tensión inversa.

Para que esto sea válido las impedancias en el puerto de entrada y salida deben ser las mismas.

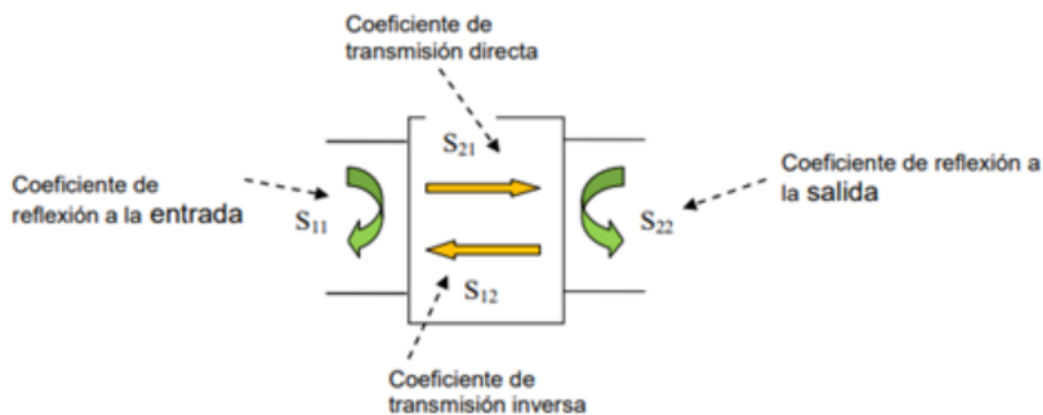


Figura 1.17: Cuadripolo con parámetros S.

La matriz de parámetros S de un filtro es de tamaño 2x2 con la propiedad de unitariedad (S.) que, eliminando las ecuaciones redundantes, proporciona las siguientes relaciones importantes:

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (1.4)$$

$$S_{11}.S_{21}^* + S_{12}.S_{22}^* = 0 \quad (1.5)$$

Donde el asterisco indica conjugación compleja.

1.9. Filtro pasivo de cavidades resonantes

1.9.1. Introducción

El uso de las líneas de transmisión de dos conductores (de placas paralelas, de dos alambres y coaxiales) no es práctico en aplicaciones por encima de los intervalos SHF y EHF ($f > 3GHz$, $\lambda < 10cm$), ya que la constante de atenuación de las ondas transversales electromagnéticas en una línea, debido a la conductividad finita de los conductores, aumenta con la resistencia por unidad de longitud R , de la línea, la cual es directamente proporcional a la raíz cuadrada de la frecuencia. Esta atenuación sería prohibitivamente elevada a frecuencias de microondas. Para solucionar esto se usan tubos metálicos, estos son conductores simples con grandes áreas superficiales, es de esperar que la atenuación ocasionada por la resistencia sea más baja. Los tubos metálicos huecos son un tipo de estructuras uniformes que guían ondas, conocidas como guías de ondas.

A frecuencias de microondas, ya no son prácticos como elementos de circuito o como circuitos resonantes los elementos de parámetros concentrados (como las inductancias y las capacitancias) conectados por alambres, debido a que las dimensiones de los elementos tendrían que ser muy pequeñas, a que la resistencia de los circuitos de alambres es muy elevada por el efecto de penetración, y a la radiación. Se puede usar una caja conductora hueca de dimensiones apropiadas como dispositivo resonante de Q muy alta. Esta caja, que en esencia es una sección de guía de ondas con los extremos cerrados, se denomina cavidad resonante.

Las ondas electromagnéticas se pueden clasificar en tres tipos, según la dirección que se propagan, estos son:

- *Ondas transversales electromagnéticas* (TEM): estas ondas no contienen componente de campo eléctrico ni magnético en la dirección de propagación.

- *Ondas transversales magnéticas* (TM): son ondas que tienen componente de campo eléctrico distinta de cero en la dirección de propagación y componente de campo magnético nula en dicha dirección.

- *Ondas transversales eléctricas* (TE): son ondas que tienen componente de campo magnético distinta de cero en la dirección de propagación y componente de campo eléctrico nula en dicha dirección.

1.9.2. Resonadores

El fenómeno de la resonancia

Un resonador es una estructura que tiene al menos una frecuencia natural de oscilación, una frecuencia resonante. Cuando el resonador oscila, la energía se convierte de un tipo a otro y viceversa. Si se alimenta más energía al resonador a la misma frecuencia y en fase con las oscilaciones en curso, la energía será absorbida y almacenada en el oscilador. Por lo tanto, un resonador es una estructura que puede almacenar energía de manera que se convierte continuamente con una velocidad específica entre dos tipos de energía.

Los diferentes tipos de resonadores son, por ejemplo, resonadores acústicos, mecánicos y electromagnéticos. En un resonador acústico, las moléculas de aire se mueven en ondas de manera que la energía cinética se alterna con la presión. En un resonador mecánico, la deformación

de un cuerpo provoca una fuerza de tensión que provoca un movimiento que causa tensión, etc. El tamaño, la forma, la densidad y el módulo de elasticidad determinan la velocidad del proceso, es decir, la frecuencia de resonancia. En resonadores electromagnéticos se alternan energía eléctrica y magnética. En un circuito LC simple (un bucle con un inductor L y un condensador C) la carga en el condensador (energía eléctrica) provoca una corriente, lo que provoca un campo magnético (energía magnética) en el inductor, que mantiene la corriente hasta el condensador tiene carga inversa, y así sucesivamente. La velocidad del proceso, es decir, la frecuencia de resonancia, está determinada por los valores de capacitancia e inductancia. En un resonador de microondas, las ondas electromagnéticas viajan de un lado a otro entre los puntos de reflexión, lo que da como resultado un patrón de onda estacionaria, donde la energía pulsa entre la energía eléctrica y la magnética. El tamaño y la forma de la estructura y las propiedades dieléctricas y magnéticas del medio, donde se propagan las microondas, determinan la frecuencia de resonancia.

Los resonadores de microondas generalmente tienen muchas frecuencias resonantes. La frecuencia de la excitación (fuente de energía que se almacenará) determina la frecuencia de oscilación, pero solo se produce una considerable acumulación de energía en el resonador, cuando la frecuencia de excitación está cerca de una frecuencia resonante.

La conversión de energía de un tipo a otro normalmente implica pérdidas. En un resonador de microondas, las pérdidas pueden ser causadas por radiación, conductividad finita en las partes metálicas o pérdida dieléctrica o magnética. La energía también se escapa al circuito de medición. Si la energía alimenta continuamente a un resonador, la cantidad de energía almacenada crecerá hasta que la energía se disipe con la misma velocidad que se almacena la nueva energía. Si se detiene la excitación de un resonador, la amplitud de la oscilación disminuirá exponencialmente con una velocidad determinada por el factor de calidad. Si un resonador es excitado por un impulso (un golpecito en un diapason o un impulso electromagnético en un resonador de microondas) emitirá sonido durante algún tiempo en la frecuencia de resonancia hasta que la energía se haya disipado.

Cavidades resonantes

A frecuencias superiores a los 1000 MHz las líneas de transmisión tipo microstrip tienen un factor de calidad Q relativamente bajo, lo que hace preferible el uso de cavidades resonantes. Una cavidad puede ser considerada como un volumen cerrado por una superficie conductora y dentro de la cual un campo electromagnético puede ser excitado. Las energías eléctricas y magnéticas son guardadas en el volumen de la cavidad. Las paredes conductoras finitas dan lugar a una pérdida de potencia y, por lo tanto, equivalen a una resistencia efectiva. El campo dentro de la cavidad puede ser excitado, o acoplado a un circuito externo, por medio de un pequeño cable coaxial. Alternativamente, la cavidad puede ser acoplada a una guía de onda por medio de una pequeña abertura en una pared común. Todos estos métodos de acoplamiento son mostrados en la Figura 1.18.

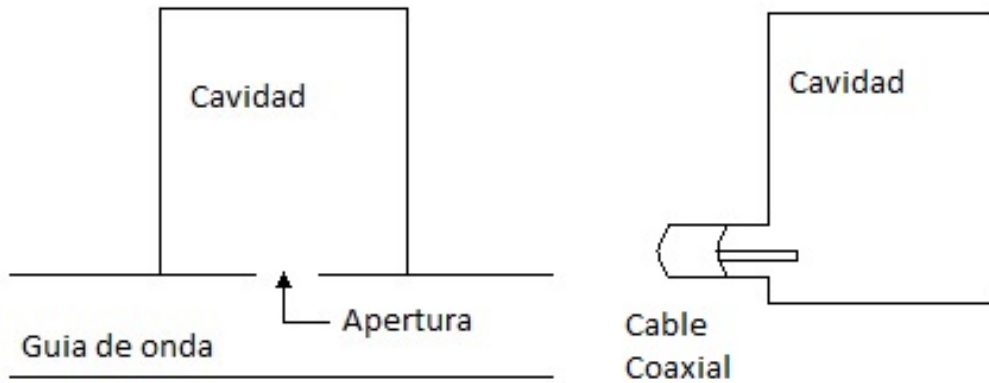


Figura 1.18: Métodos de acoplamiento de cavidades (a) Acoplamiento por apertura (b) Acoplamiento por cable coaxial.

Existen distintos tipos de cavidades resonantes, en este caso se tratará la cavidad rectangular ya que es la utilizada en este proyecto. La Figura 1.19 muestra una cavidad rectangular de altura b , ancho a y largo d . Puede considerarse como una sección de guía de onda terminada en un corto circuito en $z=d$. Si d es igual a un múltiplo de media longitud de onda de guía a la frecuencia f , la onda estacionaria resultante es tal que los componentes x e y del campo eléctrico son cero en $z=0$.

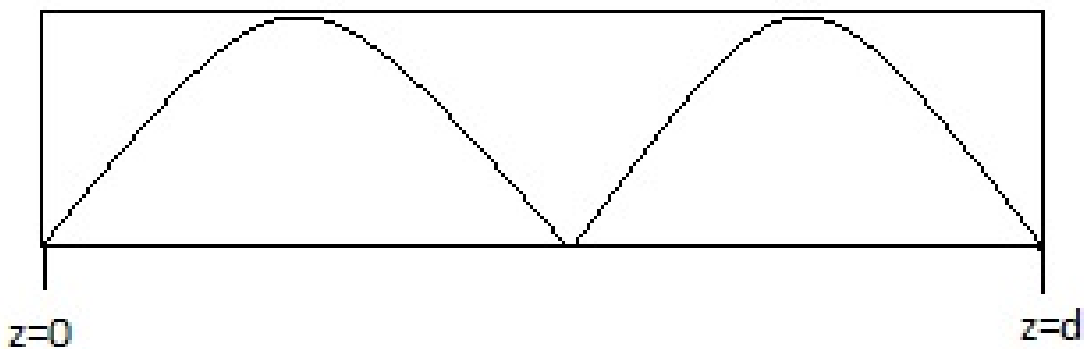


Figura 1.19: Patrón de onda estacionaria en una guía de onda cortocircuitada.

Perturbación de una cavidad resonante

La frecuencia de resonancia de una cavidad resonante y el factor de calidad Q pueden ser variados alrededor de un pequeño rango insertando un tornillo ajustable en el interior de la cavidad como se muestra, por ejemplo, en la Figura 1.20.

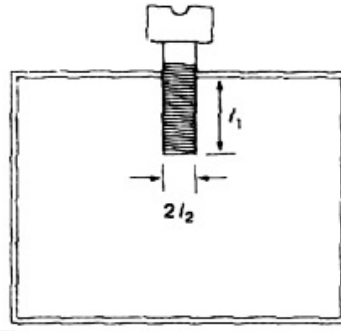


Figura 1.20: Tornillo ajustable usado para sintonizar una cavidad resonante.

1.9.3. Filtro interdigital

La mayoría de los convertidores de microondas especialmente de la variedad sin sintonización, necesitan un filtrado adicional para operar en lugares con contaminación de RF. Los filtros interdigitales son excelentes en las frecuencias de microondas más bajas y presentan un excelente rendimiento, estos se ajustan por medio de tornillos para poder operar en múltiples sintonías, con un ancho de banda más pronunciado y una mejor atenuación en la banda de rechazo. Las técnicas de construcción habituales requieren algo de mecanizado en su mayoría, por lo que este tipo de filtro tienen fama de ser difíciles de diseñar y construir. La estructura básica está definida con precisión por la guía de onda.

La estructura básica de un filtro interdigital, que se muestra en la Figura 1.21, es un grupo de resonadores acoplados en una carcasa metálica. Cada resonador es $\lambda/4$ de largo, pero físicamente acortado por capacitancia en el extremo abierto. Los resonadores están interdigitados, con la posición de los extremos abiertos de los resonadores alternando (Un filtro similar con todos los resonadores alineados en la misma dirección se llama filtro de comb-line). El acoplamiento entre resonadores se controla mediante su separación. Varios métodos se usan comúnmente para hacer conexiones de entrada y salida, pero uno simple es usar toques en los resonadores de entrada y salida.

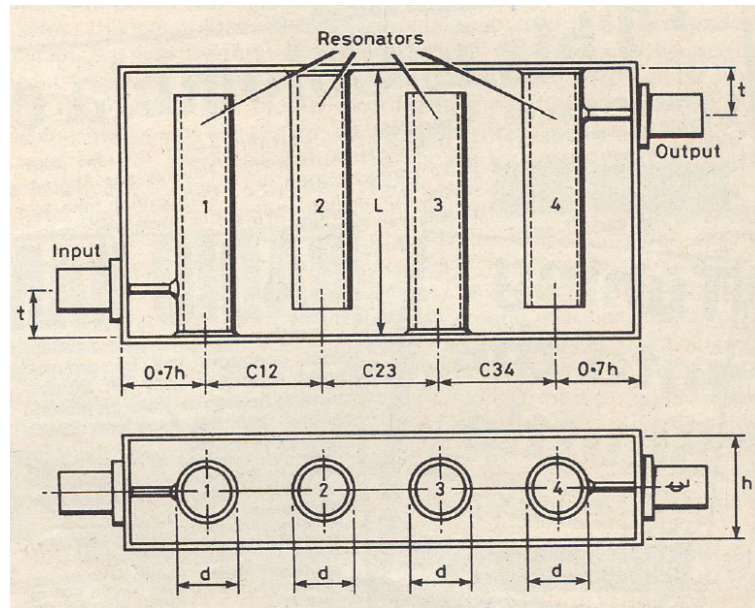


Figura 1.21: Filtro interdigital.

La dimensión inicial de un filtro interdigital es el ancho de la carcasa, que debe ser $\lambda/4$ a la frecuencia de funcionamiento. Todas las demás dimensiones están interrelacionadas (un cambio en una, afecta a otras), de modo que el diseño empírico de un filtro sería difícil y frustrante. Afortunadamente, hay programas de computadora disponibles para diseñar filtros interdigitales.

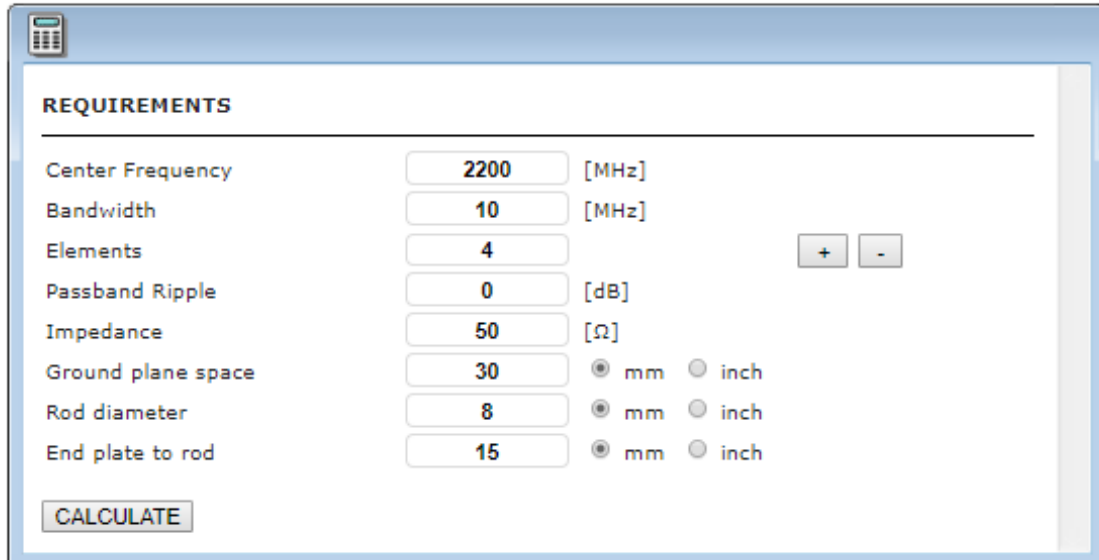
Diseño del filtro:

La primera parte del diseño del filtro es la misma para todos los tipos de filtros: cálculo de coeficientes de acoplamiento y otros parámetros para lograr el rendimiento deseado. Estos están tabulados en *"The ARRL Handbook"* y otros libros de referencia para los tipos de filtros más comunes: el Butterworth (máximamente plano) y la respuesta de Chebyshev, que intercambia algunas ondas de banda (variación de amplitud) por bandas algo más pronunciadas en los bordes de la banda de paso. Los parámetros tabulados, son para un filtro prototipo normalizado, por lo que se requieren más cálculos para encontrar los valores reales de los componentes para una frecuencia e impedancia deseadas.

La segunda parte del diseño del filtro es convertir los parámetros normalizados en valores de componentes o dimensiones físicas. Los cálculos son bastante tediosos, por lo que las soluciones gráficas a menudo se publicaron antes de que las computadoras estuvieran comúnmente disponibles. Ahora, estos cálculos se realizan fácilmente en una PC, lo que nos permite evaluar múltiples diseños de filtros antes de elegir uno para construir.

El diseño de un filtro interdigital comienza con la elección del ancho de banda requerido. Los programas de filtro simples, solo son confiables para anchos de banda entre aproximadamente el 1% y el 10% de la frecuencia central, y los filtros de ancho de banda muy estrechos tienen pérdidas y requieren tolerancias estrictas en la construcción. Por lo tanto, se recomienda un ancho de banda de 3% a 5% como un buen punto de partida. El siguiente paso es decidir cuán abruptamente se deslizan las bandas en los bordes de la banda de paso. Por ejemplo, se requieren pendientes más abruptas para rechazar una imagen cercana a la frecuencia de operación. En general, los filtros con bandas más empinadas requieren más resonadores y tienen más pérdidas, por lo que puede ser necesario un compromiso.

Para este proyecto se utilizó el software proporcionado en : https://www.changpuak.ch/electronics/interdigita_bandpass_filter_designer.php. A partir de las especificaciones se pueden obtener las dimensiones del filtro y su respuesta. es de los componentes para una frecuencia e impedancia deseadas.



REQUIREMENTS	
Center Frequency	<input type="text" value="2200"/> [MHz]
Bandwidth	<input type="text" value="10"/> [MHz]
Elements	<input type="text" value="4"/> <input type="button" value="+"/> <input type="button" value="-"/>
Passband Ripple	<input type="text" value="0"/> [dB]
Impedance	<input type="text" value="50"/> [Ω]
Ground plane space	<input type="text" value="30"/> <input checked="" type="radio"/> mm <input type="radio"/> inch
Rod diameter	<input type="text" value="8"/> <input checked="" type="radio"/> mm <input type="radio"/> inch
End plate to rod	<input type="text" value="15"/> <input checked="" type="radio"/> mm <input type="radio"/> inch

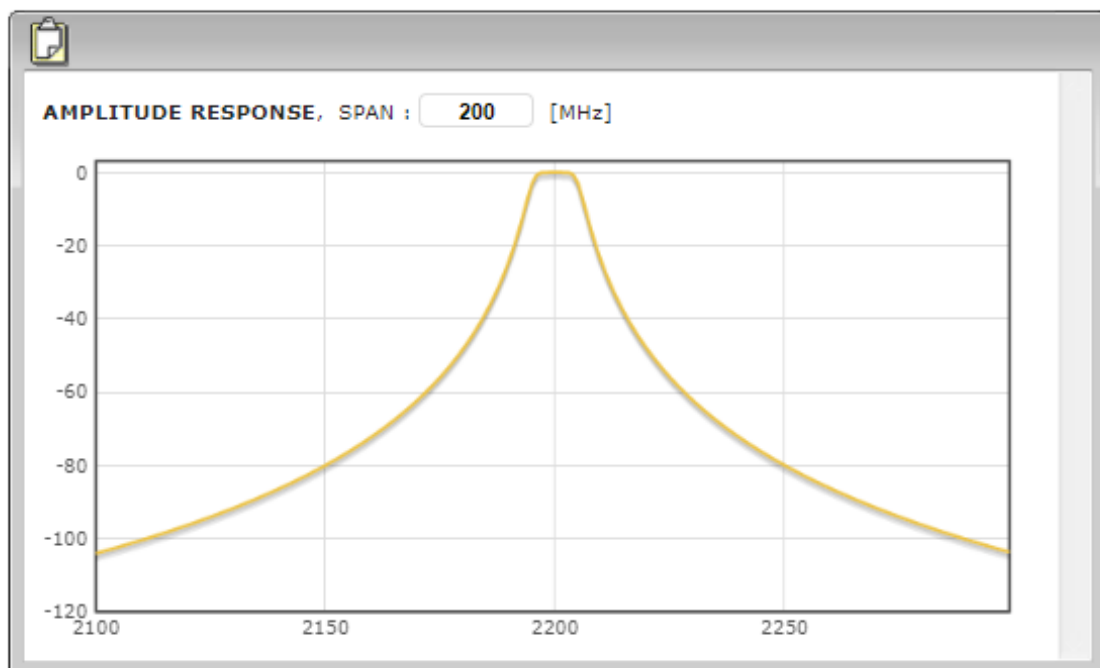


Figura 1.22: Software para diseño del filtro

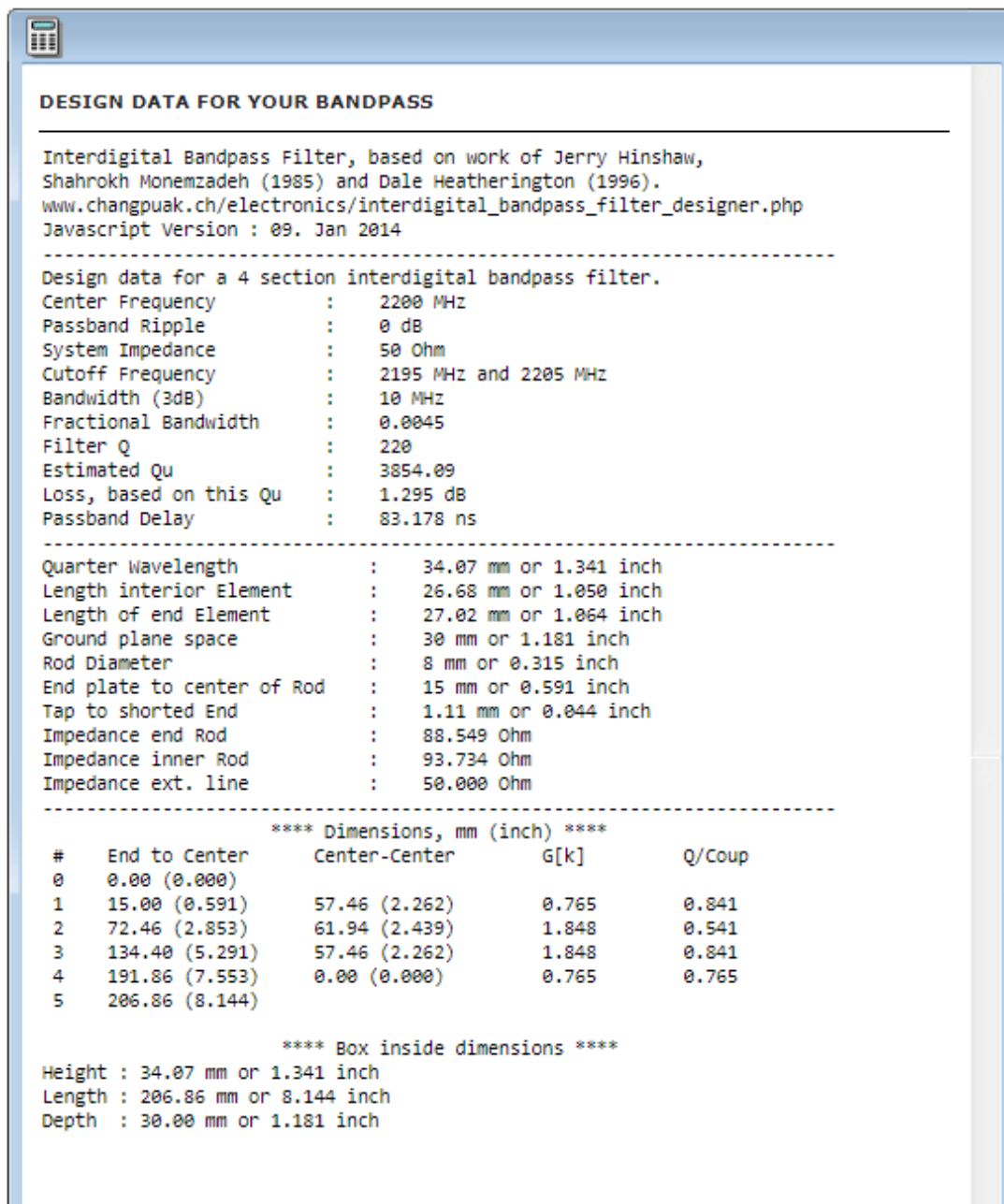


Figura 1.23: Software para diseño del filtro

Montaje final:

Cuando se obtienen todas las dimensiones, se puede comenzar a ensamblar el filtro. La Figura 1.24, da algunas sugerencias para los métodos de construcción. Las cubiertas superior e inferior deben ser planas y rígidas y pueden estar hechas de láminas de cobre o incluso placas de circuito impreso revestidas de cobre con refuerzo externo. Se debe asegurar de que todo vaya junto, simétrico cuadrado y paralelo porque esto afecta las Q de los resonadores y el rendimiento general del filtro. A frecuencias más bajas (incluyendo 435MHz) los resonadores pueden necesitar algún soporte adicional. Esto puede ser proporcionado por una placa delgada de material de baja pérdida como el poliestireno perforado con precisión para agujeros piloto al mismo tiempo que las dos barras laterales. La placa debe estar en los puntos medios de los resonadores y no en los extremos libres las pérdidas dieléctricas serían mayores.

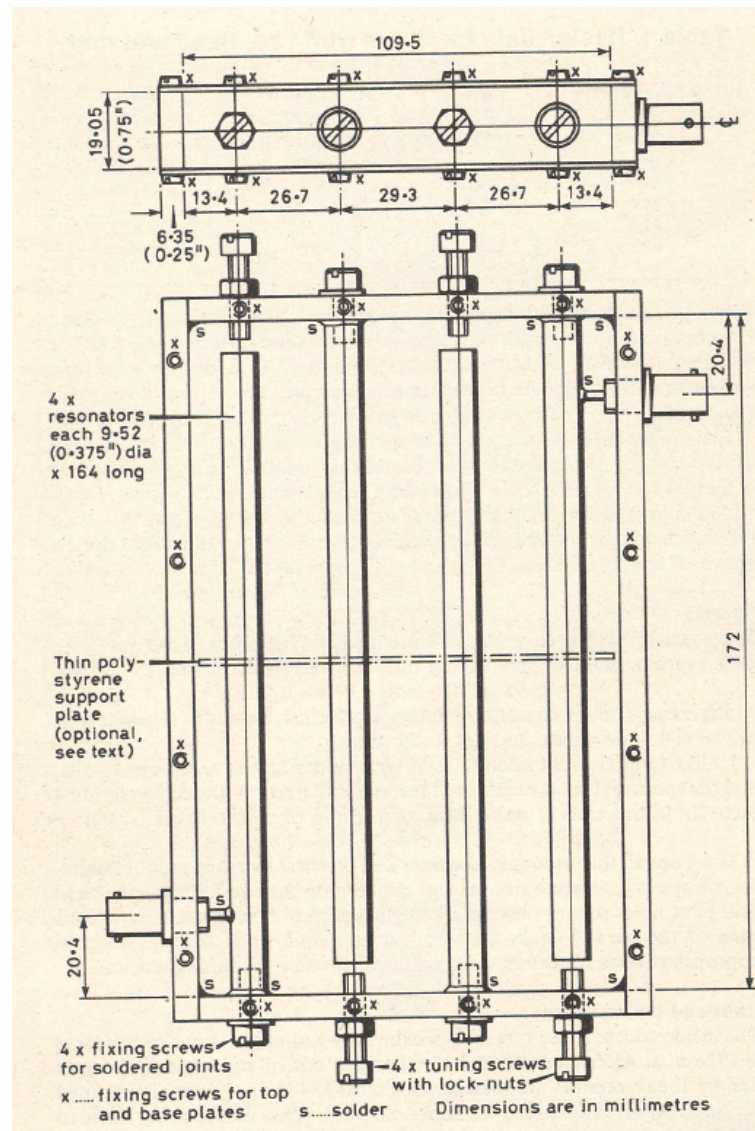


Figura 1.24: Sugerencias para la construcción del filtro.

Las juntas entre los resonadores y las barras laterales deben ser cuadradas y sólidas. Un torno sería útil para enfrentar el extremo de cada varilla y perforarlo y golpearlo para obtener un tornillo de retención, pero el trabajo se puede hacer a mano. Las corrientes de RF fluyen a través de las uniones entre las cuales las barras laterales y cualquier pérdida aquí puede degradar seriamente las Q de los resonadores, por lo tanto, se debe apretar cada barra directamente contra la barra. Idealmente las uniones deberían estar soldadas con plata para tener pérdidas más bajas. Posiblemente la siguiente mejor alternativa es hacer que los extremos de los resonadores sean ligeramente cóncavos dejando un anillo exterior afilado que se muerde en las barras laterales cuando la junta se estira firmemente. De lo contrario la unión puede soldarse suavemente, pero en ningún caso debe dejarse como una junta a tope simple. También es importante usar muchos tornillos para las cubiertas superior e inferior especialmente por encima y por debajo de los puntos de fijación de los resonadores y 6,35 mm (0,25 pulgadas) es un grosor conveniente para perforar y golpear fácilmente las barras laterales y finales.

1.9.4. Estructuras de guías planas

Las estructuras de guía planas están compuestas por un sustrato dieléctrico relativamente delgado con metalización en uno o ambos planos. Mediante el control de las dimensiones de la metalización, se pueden construir una variedad de componentes pasivos, líneas de transmisión y circuitos de coincidencia mediante fotolitografía y fotoenvejecimiento. Además, los dispositivos activos se integran fácilmente en estructuras de guía planas. Esto proporciona una forma compacta y de bajo costo de realizar complicados circuitos de microondas y ondas milimétricas.

Se han demostrado una variedad de líneas de transmisión planas, incluyendo microstrip, guía de onda coplanar (CPW), slotline y stripline. La sección transversal de cada una de estas líneas de transmisión planas se muestra en las Figuras 1.25. Una vez que se elige el sustrato dieléctrico, las características de estas líneas de transmisión se controlan mediante el ancho de los conductores y / o huecos en los planos superiores de la geometría. De estos, el microstrip es, por mucho, la línea de transmisión planar más utilizada. La CPW también se usa con frecuencia, siendo las slotline y las stripline las menos comunes en las frecuencias de microondas, por diversas razones que se explicarán brevemente más adelante.

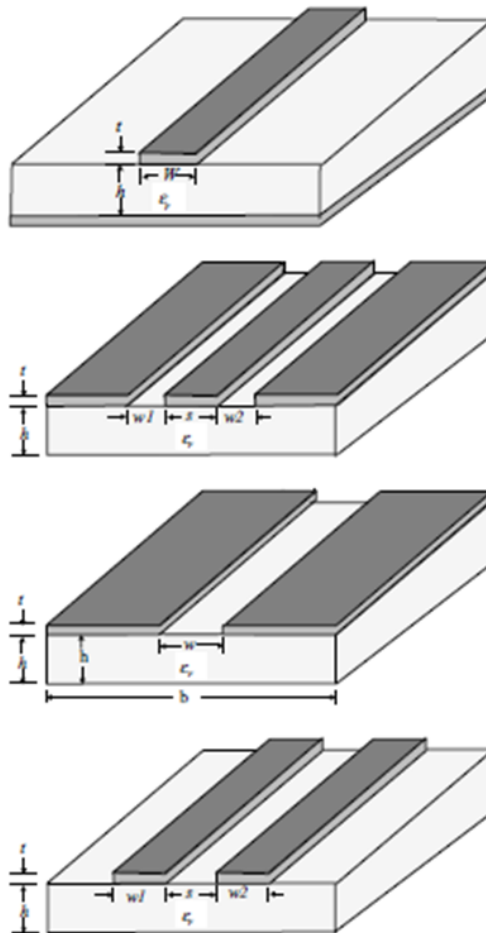


Figura 1.25: Estructuras guías planas: a) microstrip, b) Guía coplanar, c) slotline, d) coplanar stripline.

Microstrip

Una de las estructuras utilizadas para diseñar filtros, especialmente en alta frecuencia, es la denominada estructura de microstrip. Esta estructura está constituida, en su forma más simple,

por un solo conductor en una sustrato dieléctrico conectado a tierra. Microstrip es el tipo más común de línea de transmisión plana utilizada en circuitos de microondas y ondas milimétricas, con una gran cantidad de datos de diseño disponibles de forma gratuita. Se puede diseñar una amplia gama de componentes pasivos con el microstrip, incluidos filtros, resonadores, diplexores, redes de distribución y componentes correspondientes. Además, se pueden integrar tres componentes activos terminales utilizando vías a tierra. Sin embargo, esto puede introducir inductancias considerables a altas frecuencias.

El modo fundamental de propagación para este tipo de guía de ondas planas se suele denominar cuasi TEM, debido a su parecido cercano con los modos TEM puros. De hecho, teniendo en cuenta que la mayor parte de la potencia está confinada en la región limitada por el ancho del microstrip, las características básicas del microstrip son muy similares a la línea de transmisión de tira paralela de la Figura 1.25. Debido a la presencia de la interfaz dieléctrica, no es un verdadero modo TEM. El uso del dieléctrico entre el conductor de tierra y superior confina la mayoría de los campos en esta región, pero parte de la energía puede irradiar de las estructuras. Usar un sustrato de alta permitividad y proteger la estructura ayuda a minimizar este factor. Microstrip es capaz de transportar niveles de potencia moderados (una línea de microstrip de 50Ω en una alúmina de 25 milésimas de pulgada puede manejar varios kW de potencia), es de banda ancha y permite la realización de una variedad de topologías de circuitos, tanto activas como pasivas.

La estructura se ve en la Figura 1.26.

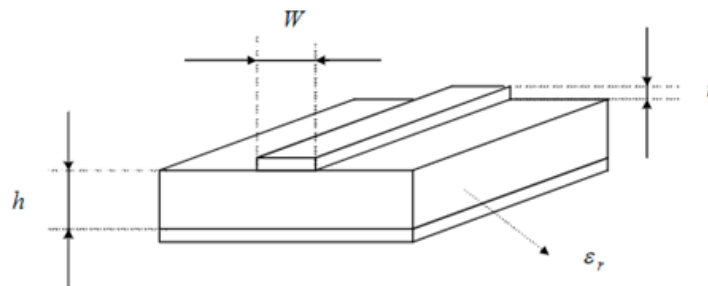


Figura 1.26: Diseño línea de microstrip.

Para diseñar la línea básica de microstrip, es necesario poder determinar la impedancia característica y la permitividad efectiva, preferiblemente en función de la frecuencia. Se ha presentado una amplia variedad de aproximaciones en la literatura, y la mayoría de las técnicas utilizan una aproximación cuasi estática para la impedancia característica, Z_0 a bajas frecuencias, y un modelo de dispersión para la impedancia característica en función de la frecuencia, $Z_0(f)$ en términos de Z_0 .

Guía de onda coplanar

La guía de onda coplanar, que se muestra en la Figura 1.25, consiste en una línea de señal y dos planos de masa en un sustrato dieléctrico con metalización en un lado. Para un sustrato dado, la impedancia característica está determinada por el ancho de línea de señal, s , y los dos espacios, w_1 y w_2 . Esta estructura a menudo demuestra mejores características de dispersión que la microstrip. Además, tres dispositivos terminales se integran fácilmente en esta línea de

transmisión uniplanar que no requiere vías para la conexión a tierra. Por esta razón, las capacidades parásitas son más bajas que las tiras microstrip, lo que hace que la guía de onda coplanar sea una buena opción para operaciones de alta frecuencia cuando se trata de un problema de diseño principal.

La línea de tres conductores que se muestra en la Figura 1.25 admite dos modos fundamentales, incluido el modo de CPW deseado y un modo de línea de ranura acoplada no deseada si los dos planos de tierra que separan la línea de señal no se mantienen al mismo potencial. Por esta razón, los cables o tiras metálicas denominados puentes aéreos se colocan en discontinuidades donde puede ocurrir la conversión de modo.

El empaquetado puede ser un problema para este tipo de estructura, ya que el plano inferior del dieléctrico puede estar muy cerca de otros materiales, lo que ocasiona perturbaciones en las características de la línea de transmisión. En la práctica, esto se soluciona mediante el uso de CPW (CB-CPW) conectado a tierra o con respaldo de conductor donde se coloca un plano de tierra en la parte posterior para el aislamiento eléctrico. En frecuencias altas, esto puede presentar un problema con pérdidas adicionales a través del acoplamiento al modo de guía de onda de placa paralela. Estas pérdidas se pueden minimizar utilizando vías en la región alrededor de la línea de transmisión para eliminar este problema.

Aunque la guía de onda fue propuesta por primera vez por Wen en 1969, la aceptación de la CPW ha sido mucho más lenta que la microstrip. Por esta razón, los modelos simples y confiables para CPW no están tan fácilmente disponibles como para microstrip.

Stripline y slotline.

Otros dos tipos de líneas de transmisión planas son el slotline y el stripline (CPS). Estas estructuras se utilizan con menos frecuencia que microstrip o CPW, pero encuentran algunas aplicaciones. Ambas estructuras consisten en un sustrato dieléctrico con metalización en un lado. Slotline tiene una ranura de ancho grabada en el plano del masa. El CPS consiste en dos tiras metálicas de ancho w_1 y w_2 separadas por una distancia s en el sustrato dieléctrico. Debido a su geometría, estas dos estructuras son estructuras de línea de transmisión balanceadas, y son útiles en circuitos balanceados como mezcladores y moduladores. Solo se dispone de información de diseño limitada para estos tipos de líneas de transmisión.

El modo de slotline no es TEM y es casi en su totalidad TE. Sin embargo, no existe una frecuencia de corte como en los modos TE de la guía de ondas. Rara vez se utilizan circuitos de microondas diseñados únicamente en slotline. Sin embargo, se usa slotline a veces junto con otros tipos de líneas de transmisión como microstrip o CPW para una mayor versatilidad. Ejemplos de estos incluyen filtros, híbridos y resonadores. Además, se usa a veces slotline en antenas planas, como la antena de ranura o algunos tipos de antenas de patch multicapa.

El stripline tiene dos conductores en el plano superior del circuito, lo que permite que los elementos en serie o en derivación se integren fácilmente en los circuitos stripline. El stripline se usa a menudo en circuitos electro-ópticos, como los moduladores de ondas ópticas de desplazamiento, así como en circuitos digitales de alta velocidad. Debido a su naturaleza balanceada, stripline también es un alimento ideal para dipolos impresos. Las dificultades (o beneficios, según la aplicación) con stripline incluyen altas impedancias características.

Capítulo 2

Etapas

En este capítulo se especifica a través de un diagrama de bloques la composición del sistema para la medición de potencia de señales de RF. Para iniciar con este proceso es importante identificar cada parte de este sistema, el cual se observa en la Figura 2.1.

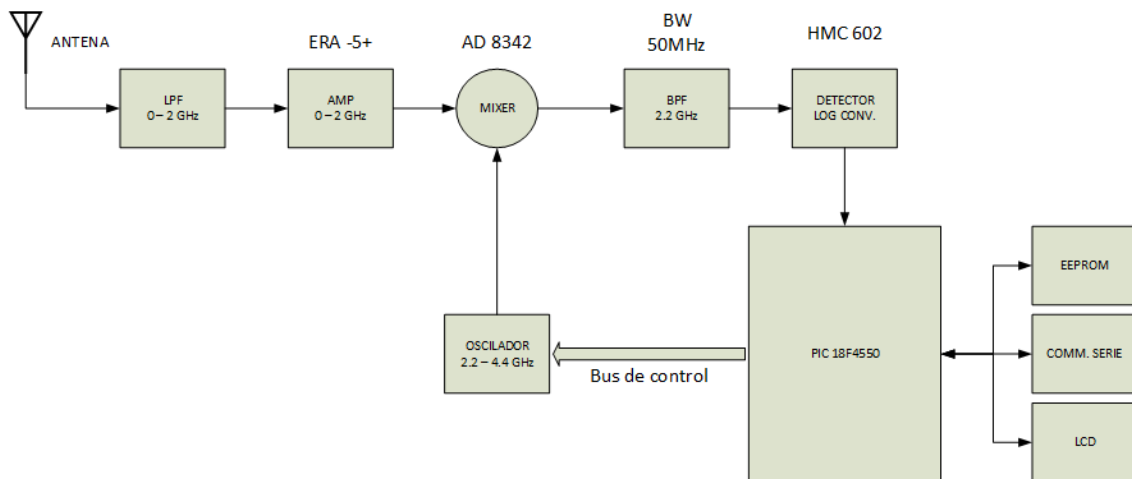


Figura 2.1: Diagrama de bloques del sistema propuesto.

En este Capítulo también se detalla puntualmente el objetivo y funcionamiento de cada bloque que interviene en el sistema.

2.1. Generador de señales ADF4351

Esta etapa se basa en un circuito integrado ADF 4351 de Analog Devices. Este integrado es un oscilador controlado por tensión (sintetizador), capaz de entregar una salida con una frecuencia en el rango de 35 MHz a 4400 MHz. Para que esto sea posible, se utiliza una señal senoidal como referencia y luego mediante su propia lógica interna puede modificar su amplitud y frecuencia.

En la Figura 2.2 se puede observar el diagrama en bloques del integrado.

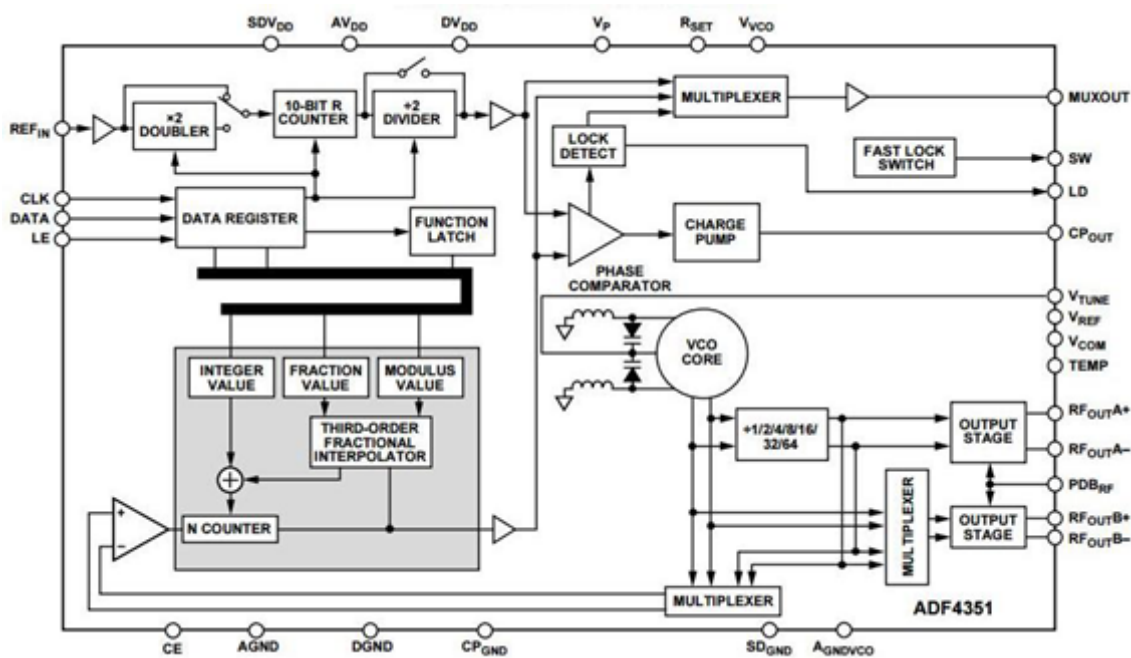


Figura 2.2: Diagrama de bloques ADF 4351.

El sintetizador trabaja como un lazo de enganche de fase (PLL), donde un detector de fase/frecuencia (PFD ó Phase Frequency Detector) compara una realimentación de frecuencia con una versión dividida hacia abajo de la frecuencia de referencia. La salida de pulsos de corriente de PFD es filtrada y se integra para generar un voltaje. Este voltaje controla un oscilador controlado por tensión (VCO) para aumentar o disminuir la frecuencia de salida con el fin de llevar el promedio del PDF hacia cero.

La frecuencia de salida como la potencia son programables mediante registros. El integrado consta de 6 registros de 32 bits controlados por 3 bits de control. En el encendido inicial, después de la aplicación correcta de los voltajes a los pines de suministro, los registros deben configurarse de forma descendente comenzando con el Registro 5. La frecuencia de salida solamente se actualiza ante cambios del registro principal (Registro 0). A continuación, se presenta la tabla correspondiente a los bits de control asociado a cada uno de los registros.

Bit 0	Bit 1	Bit 2	Registro
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	2
0	1	1	3
1	0	0	4
1	0	1	5

Cuadro 2.1: Tabla de verdad de control de registros.

2.1.1. Mapa de registros

A continuación se muestra los diferentes registros que se deben ingresar al integrado para la configuración del PLL, durante el análisis se observó que solo dos de ellos definen la frecuencia a sintetizar y los restantes solo son para con la configuración de potencia, tiempo de respuesta y otras opciones del ADF4351. Por tal motivo no es necesaria la programación de todos los registros para cada paso de un barrido de frecuencia, sino solo los que definen la frecuencia de la señal a generar. Como se observará más adelante, el protocolo utilizado para escribir los registros es el SPI (*Serial Peripheral Interface*), un protocolo serie, con 4 entradas: CLOCK, DATA, LE y CE. Dicho protocolo debe ser generado por el microcontrolador elegido: el PIC18F4550, el cual proveerá de todas las señales necesarias para controlar el dispositivo.

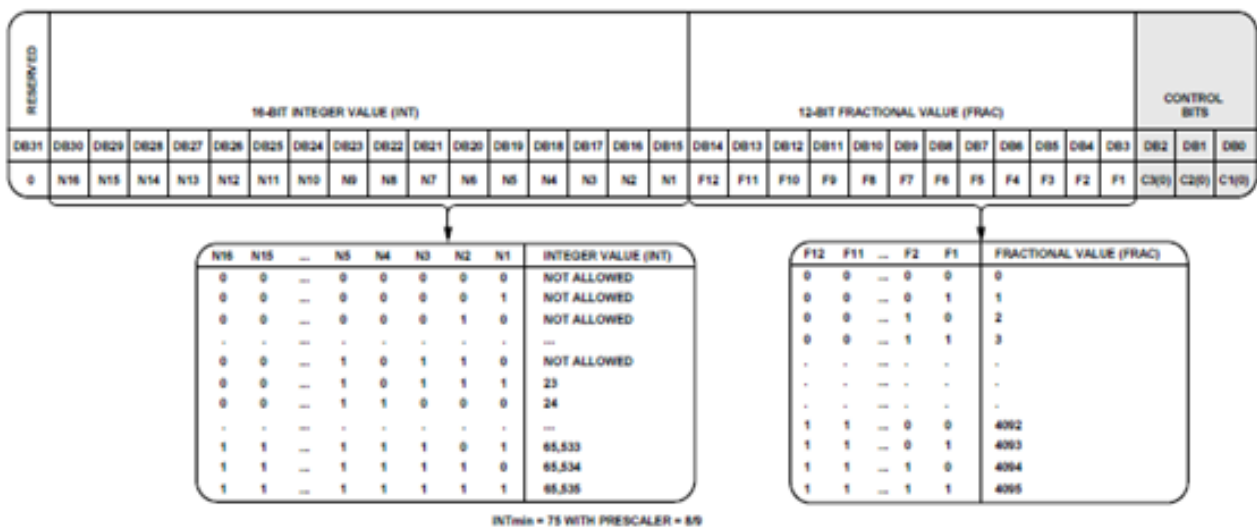


Figura 2.3: Registro 0.

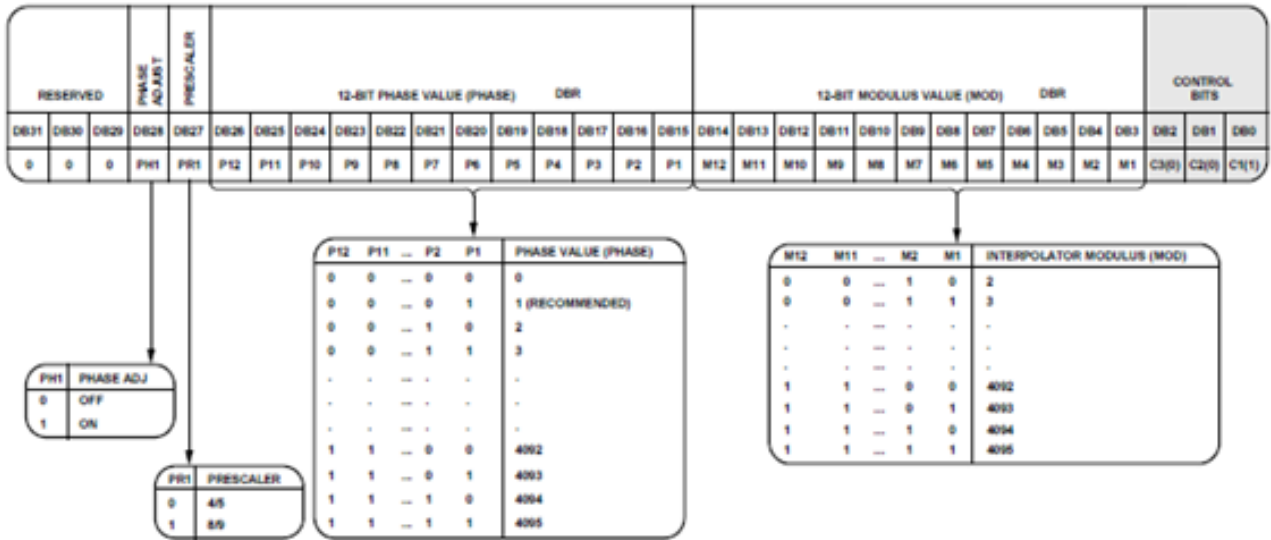


Figura 2.4: Registro 1.

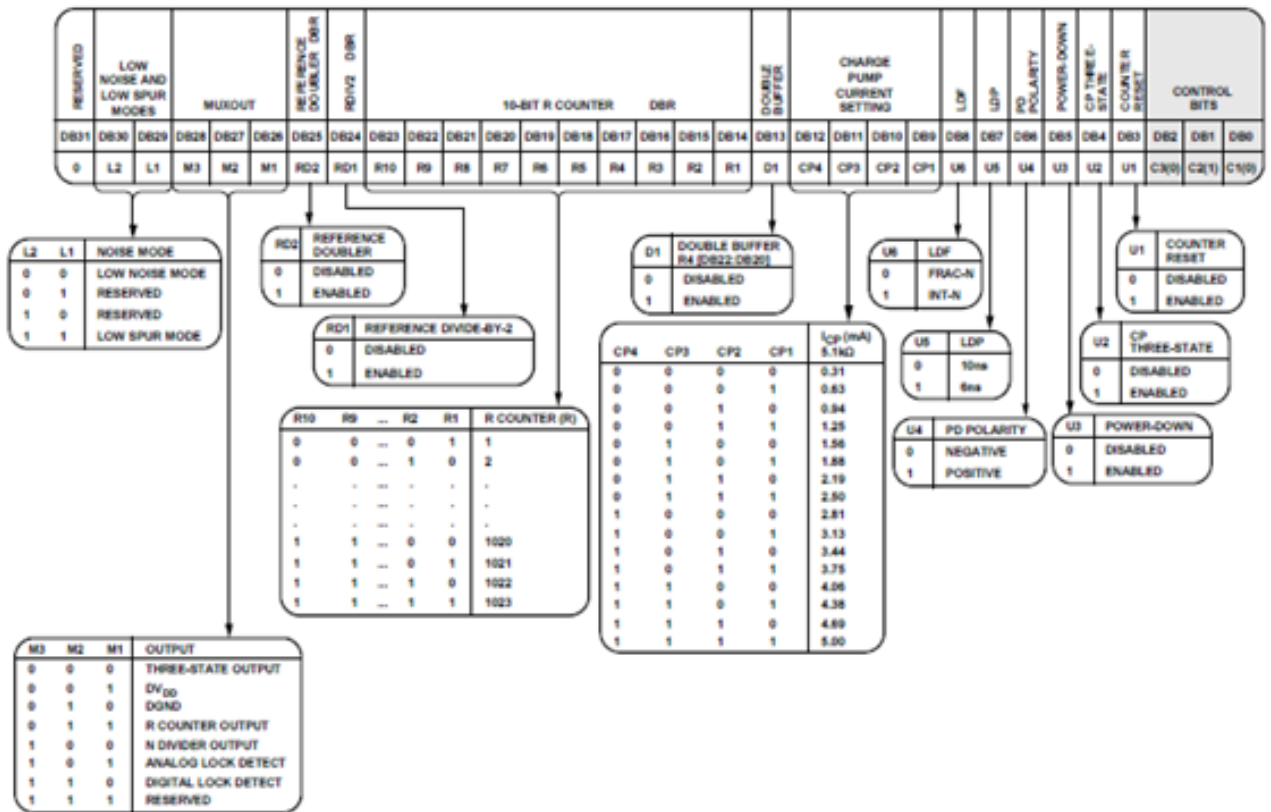


Figura 2.5: Registro 2.

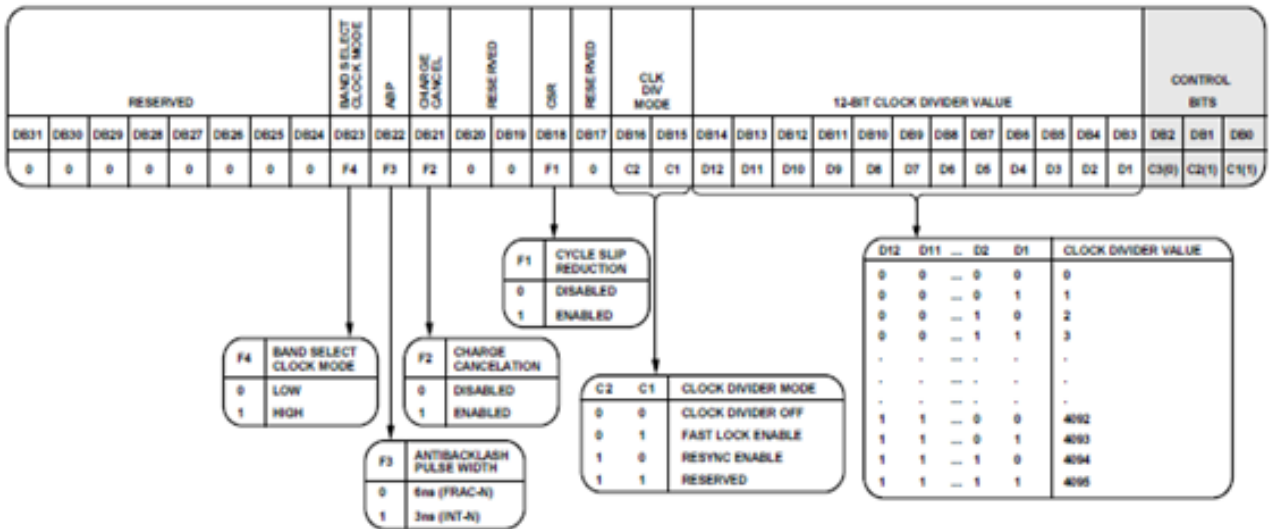


Figura 2.6: Registro 3.

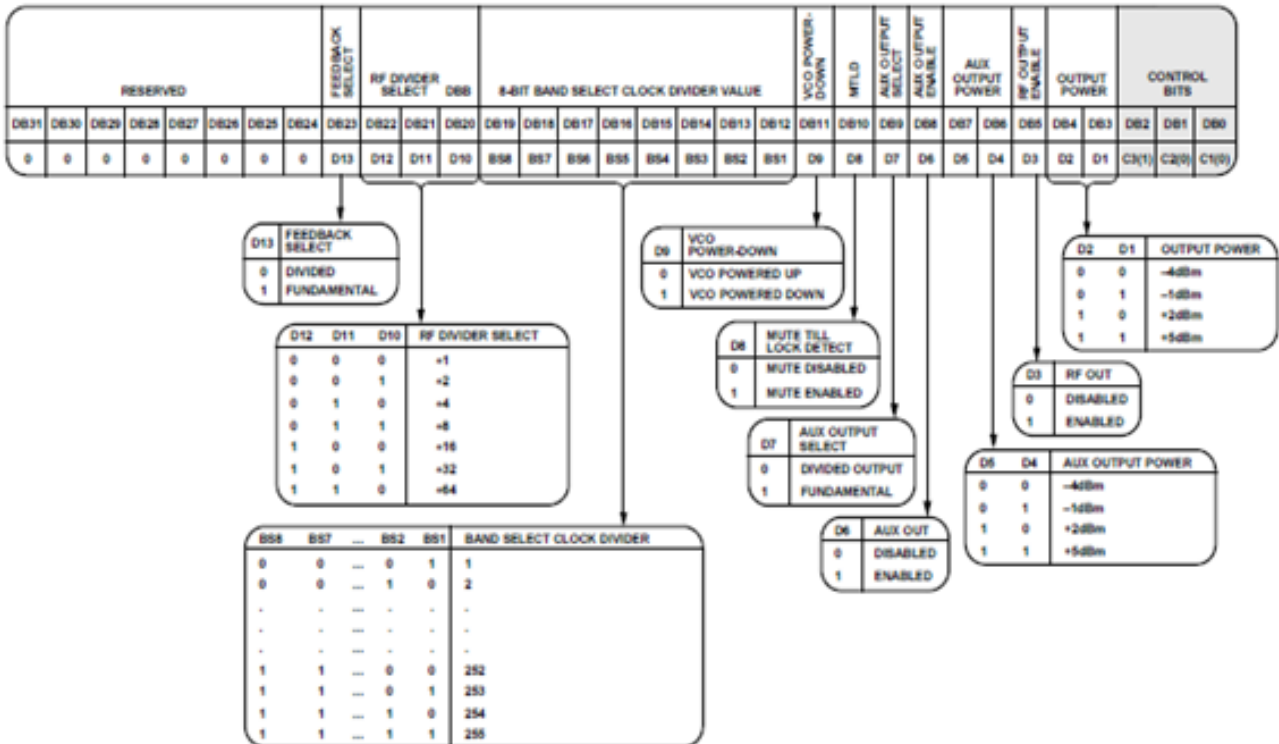


Figura 2.7: Registro 4.

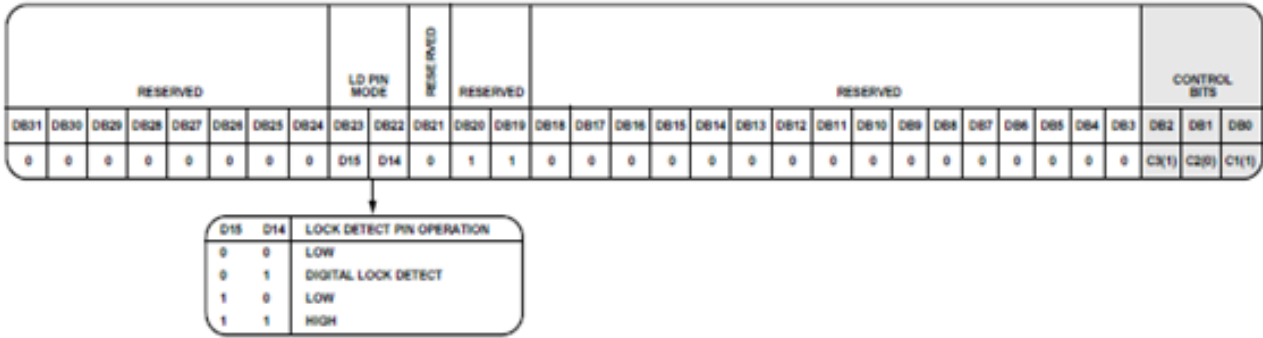


Figura 2.8: Registro 5.

La frecuencia de la señal de salida se calcula a partir de la Ecuación 2.1 donde INT, FRAC, MOD y R son campos de los diferentes registros de configuración. Se puede observar que los registros que contienen los campos requeridos se encuentran son el 0, 1 y 2. Por otra parte, REF_{IN} es la frecuencia de referencia a utilizar.

$$RF_{out} = [INT + \frac{FRAC}{MOD} \cdot (\frac{F_{PFD}}{RF_{DIVIDER}})] \tag{2.1}$$

$$F_{PFD} = [REF_{IN} \cdot [\frac{1 + D}{R \cdot (1 + T)}]] \tag{2.2}$$

$$INT = floor(\frac{RF_{OUT}}{f_{PFD}}) \tag{2.3}$$

$$FRAC = (RF_{OUT} - INT \cdot f_{PFD}) \cdot \frac{MOD}{f_{PFD}} \tag{2.4}$$

Donde:

- REFin es la frecuencia de referencia de entrada.
- RFout es la frecuencia de RF de salida.
- INT = numero entre 23 y 65535.
- FRAC = 0 a (MOD-1).
- MOD = 2 a 4095.
- D = Duplicador de referencia (0 ó 1).
- R = Divisor (de 1 a 1023).
- T = Divisor por 2 (0 ó 1).
- Divisor = 2^n para $n \geq 6$.

Para este proyecto se utilizó una frecuencia de referencia de 10 MHz. Para simplificar los cálculos se adoptó T=1, D=0 y R=1. Por lo tanto:

$$F_{PDF} = \frac{REF_{IN}}{2}$$

$$INT = INT = floor(\frac{RF_{OUT}}{5MHz})$$

$$FRAC = (RF_{OUT} - INT \cdot 5MHz) \cdot \frac{MOD}{5MHz}$$

El registro 0 resulta entonces:

$$\text{Registro 0} = 8.FRAC + 32768.INT$$

La multiplicación se debe a la cantidad de desplazamiento en bits hacia la izquierda para colocar cada parámetro en el lugar correspondiente del registro.

2.1.2. Circuito PLL

Como se mencionó anteriormente, el ADF4351 tiene un oscilador controlado por tensión con una frecuencia de salida fundamental que va desde 2200 MHz a 4400 MHz. Además, este cuenta con un circuito divisor por 1 / 2 / 4 / 8 / 16 / 32 / 64, que permite al usuario generar frecuencias de salida de RF tan bajas como 35 MHz.

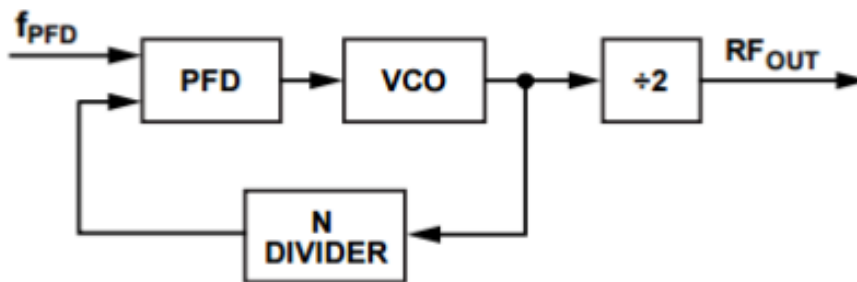


Figura 2.9: Diagrama del PLL.

El divisor "N divider" depende de los valores configurados INT, FRAC y MOD. En el diagrama de la Figura 2.9, se puede observar cómo se determina el valor del divisor N. Este bloque responde a la siguiente ecuación:

$$N = INT + \frac{FRAC}{MOD} \quad (2.5)$$

Es decir,

$$N = \frac{RF_{OUT}}{f_{PFD}} \quad (2.6)$$

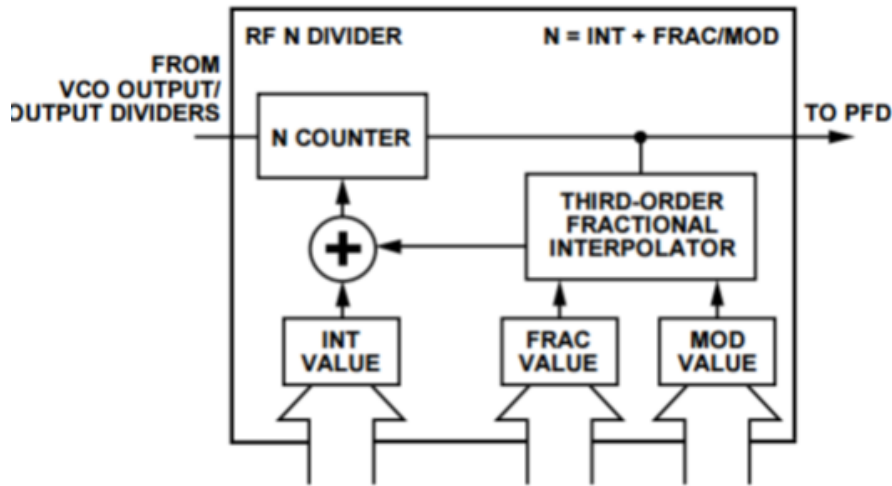


Figura 2.10: Diagrama en bloques de los divisores programables del ADF4351.

En la Figura 2.7 se muestra el mapa del Registro 4 en el cual se encuentra el parámetro “Divisor”. Se utiliza para poder trabajar en diferentes rangos de frecuencia y los valores posibles son potencias de 2. Este divisor se representa mediante un bloque entre el VCO y la salida como se muestra en la Figura 2.10. La tabla de verdad correspondiente a este campo se muestra en el cuadro 2.2. En cuanto a la potencia de salida, también es configurable mediante los bits 3 y 4 del Registro 4 como se muestra en el cuadro 2.3.

D12	D11	D10	Divisor de RF
0	0	0	1
0	0	1	2
0	1	0	4
0	1	1	8
1	0	0	16
1	0	1	32
1	1	0	64

Cuadro 2.2: Tabla de verdad del divisor de frecuencia.

D1	D2	Potencia de salida
0	0	-4 dbm
0	0	-1 dbm
0	1	+2 dbm
1	1	+5 dbm

Cuadro 2.3: Tabla de configuración de potencia de salida.

2.1.3. Adaptación de salida

Para un funcionamiento óptimo, la salida de la ADF4351 se puede adaptar de muchas formas; el método más básico es conectar una resistencia de 50 Ω a V_{VCO} . Un condensador de

bloqueo de corriente continua de 100 pF está conectado en serie, como se muestra en la Figura 2.11. Debido a que la resistencia no es dependiente de la frecuencia, este método proporciona un barrido de exploración ancho. Cuando se conecta a una carga de 50 Ω , este circuito normalmente da una potencia de salida diferencial igual al valor seleccionado en Registro 4.

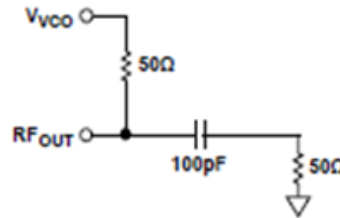


Figura 2.11: Circuito de adaptación de salida.

Para presentar una impedancia de salida conocida y de 50 Ω , se utilizó una guía de onda coplanar en ambas salidas de RF. El cálculo se realizó con un programa de diseño de RF, para una placa PCB de sus siglas, (*Printed Circuit Board*). Por otro lado, la placa que se usó es de material FR4, que tiene una permitividad eléctrica relativa conocida de 4,3 y un ancho de 1,6mm. En el Capítulo 3 se detallará más en profundidad de cómo se realizó la adaptación.

2.1.4. Protocolo de comunicación SPI

El protocolo utilizado para cargar los registros del ADF4351 es SPI (*Serial Peripheral Interface*), es un bus de cuatro líneas, sobre el cual se transmiten paquetes de información de 8 bits. Cada una de estas líneas porta la información entre los diferentes dispositivos conectados al bus. Dos de estas líneas transfieren los datos (una en cada dirección), una línea es de reloj y un pin de selección.

Los dispositivos conectados al bus son definidos como maestros y esclavos. Un maestro es aquel que inicia la transferencia de información sobre el bus y genera las señales de reloj y control. Cada esclavo es controlado sobre el bus a través de una línea selectora llamada Chip Select, por lo tanto el esclavo es activado solo cuando esta línea es seleccionada. Generalmente una línea de selección es dedicada para cada esclavo.

Casi cualquier dispositivo digital puede ser controlado con esta combinación de señales. Los dispositivos se diferencian en un número predecible de formas. Algunos lo leen en el flanco de subida del reloj y otros en el flanco de bajada. Escribir es siempre en la dirección opuesta de la dirección de movimiento del reloj. Algunos dispositivos tienen dos relojes. Uno para capturar o mostrar los datos y el otro para el dispositivo interno.

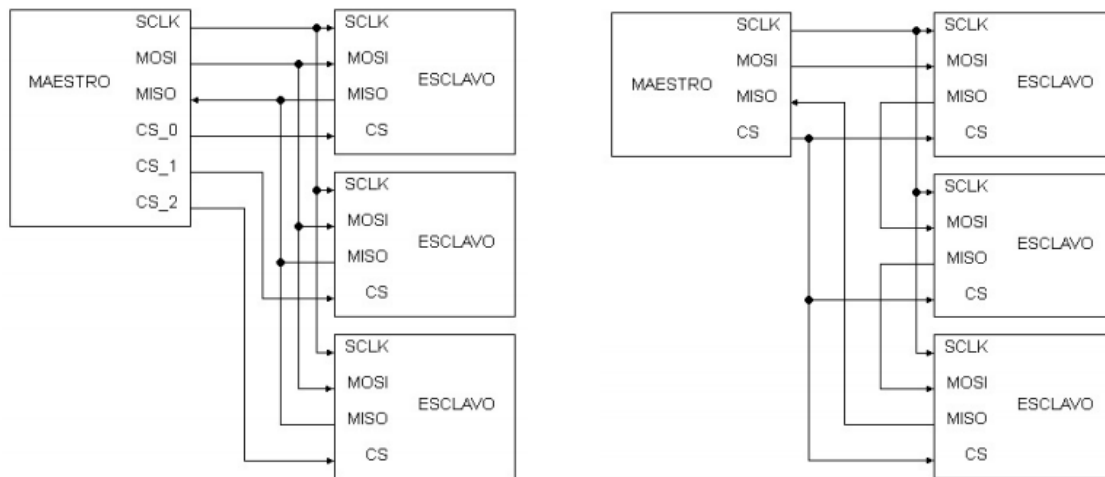


Figura 2.12: a) Conexión de varios dispositivos esclavos; b) Conexión en cadena.

estas 4 señales son:

- SCLK (Clock): Es el pulso que marca la sincronización. Con cada pulso de este reloj, se lee o se envía un bit.
- MOSI (Master Output Slave Input): Salida de datos del Master y entrada de datos al Slave. También llamada SIMO.
- MISO (Master Input Slave Output): Salida de datos del Slave y entrada al Master.
- SS/Select: Para seleccionar un Slave, o para que el Master le diga al Slave que se active.

La Cadena de bits es enviada de manera síncrona con los pulsos del reloj, es decir con cada pulso, el Master envía un bit. Para que empiece la transmisión el Master baja la señal SS/Select a cero, con esto el Slave se activa y empieza la transmisión, con un pulso de reloj al mismo tiempo que el primer bit es leído. Los pulsos de reloj pueden estar programados de manera que la transmisión del bit se realice en 4 modos diferentes, a esto se llama polaridad y fase de la transmisión:

1. Con el flanco de subida sin retraso.
2. Con el flanco de subida con retraso.
3. Con el flanco de bajada sin retraso.
4. Con el flanco de bajada con retraso.

Ventajas:

- Comunicación **Full Duplex**.
- Mayor velocidad de transmisión que con I^2C .
- Protocolo flexible en que se puede tener un control absoluto sobre los bits transmitidos:
 - No está limitado a la transferencia de bloques de 8 bits.
 - Elección del tamaño de la trama de bits, de su significado y propósito.
- Su implementación en hardware es extremadamente simple:
 - Consume menos energía que I^2C debido que posee menos circuitos (incluyendo las resistencias pull-up) y estos son más simples.
 - No es necesario mecanismo de respuesta ante fallos.
 - Los dispositivos clientes usan el reloj que envía el servidor, no necesitan por tanto su propio reloj.

- No es obligatorio implementar un transceptor (emisor y receptor), un dispositivo conectado puede configurarse para que solo envíe, sólo reciba o ambas cosas a la vez
- Usa mucho menos terminales en cada chip/conector que una interfaz paralelo equivalente
- Como mucho una única señal específica para cada cliente (señal SS), las demás señales pueden ser compartidas

Desventajas:

- Consume más pines de cada chip que I^2C , incluso en la variante de 3 hilos
- El direccionamiento se hace mediante líneas específicas (señalización fuera de banda) a diferencia de lo que ocurre en I^2C que se selecciona cada chip mediante una dirección de 7 bits que se envía por las mismas líneas del bus.
- No hay control de flujo por hardware
- No hay señal de asentimiento. El servidor podría estar enviando información sin que estuviese conectado ningún cliente y no se daría cuenta de nada
- No permite fácilmente tener varios servidores conectados al bus
- Sólo funciona en las distancias cortas a diferencia de, por ejemplo, RS-232, RS-485, ó Bus CAN.

2.2. Mezclador AD8342

El AD8342 es un mezclador activo proporcionado por el fabricante Analog Devices, que opera dentro del rango de frecuencia de entrada de RF cerca de CC a 3,8 GHz. Es ideal para aplicaciones que requieren un ancho de banda amplio, con una distorsión de intermodulación y una figura de ruido muy baja. Tiene una salida de RF diferencial de alta impedancia que puede terminarse o coincidir externamente mediante una adaptación de impedancias, permitiendo realizar conexiones tanto a dispositivos activos como filtros pasivos.

El AD8342 está diseñado para convertir señales de RF a f_{FI} utilizando un oscilador f_{LO} . El LO se inyecta en el núcleo del mezclador a una frecuencia mayor o menor que la entrada RF deseada. La diferencia de frecuencia entre LO y RF, $f_{LO} - f_{RF}$ (lado alto) o $f_{RF} - f_{LO}$ (lado bajo), es la f_{FI} . Además de la señal de RF deseada, una imagen de RF se convierte a la FI deseada. La frecuencia de la imagen está en $f_{LO} + f_{FI}$ cuando se maneja con un LO alto.

A continuación se muestran los bloques básicos del mezclador.

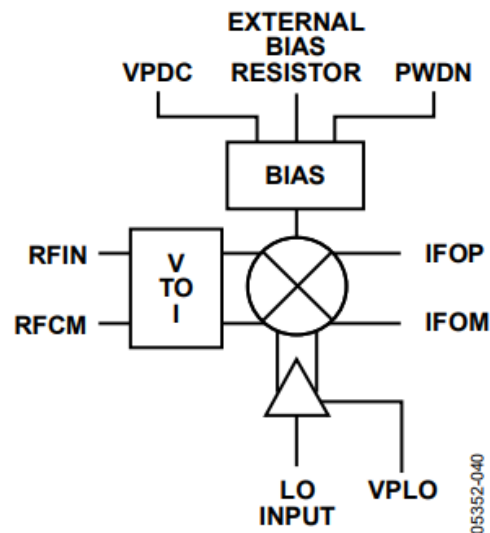


Figura 2.13: Diagrama de bloques AD8342.

La polarización del mezclador se establece con una resistencia externa (R_{BIAS}). El valor de esta resistencia establece la corriente continua, determinando la ganancia de conversión presentada en los colectores internos del mezclador.

Existe tres etapas de ganancia entre la señal LO externa y el núcleo de conmutación. La primera etapa convierte la entrada del LO en una salida diferenciada equilibrada. Esta salida pasa luego por dos etapas más de ganancia, lo que garantiza que una señal limitada controle el núcleo de conmutación. La señal de salida de estas tres etapas de ganancia impulsa a los cuatro transistores dentro del núcleo del mezclador para conmutar a la velocidad de la frecuencia del LO.

Como se muestra en la Figura 2.14, las salidas IF, IFOP e IFOM, están directamente conectados a los colectores de los transistores NPN. Se requiere una conexión entre la tensión de alimentación y estos pines de salida para que el mezclador funcione correctamente.

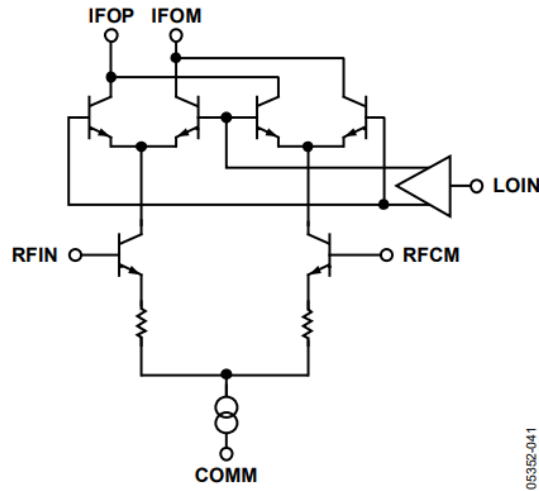


Figura 2.14: Esquemático simplificado.

2.2.1. Polarización

La Figura 2.15 ilustra una interfaz de IF diferencial donde se utilizan inductores de pull-up para desviar las salidas del colector abierto. La impedancia de derivación de los inductores de choque utilizados para acoplar la corriente continua en el núcleo del mezclador debe ser lo suficientemente grande a la frecuencia operativa de IF para que no cargue la corriente de salida antes de alcanzar la carga deseada. Además, la capacidad de manejo de corriente continua de los inductores de choque seleccionados debe ser de al menos 45 mA.

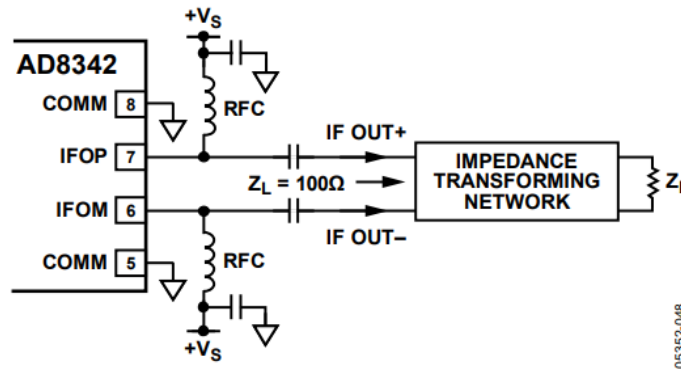


Figura 2.15: Salidas de colector mediante inductores de choke pull-up.

El AD8342 está optimizado para conducir una carga de 100 Ω. Aunque el dispositivo es capaz de manejar una amplia variedad de cargas, para mantener un rendimiento óptimo de distorsión y ruido, se recomienda que la carga presentada en las salidas de IF esté cerca de 100 Ω. En general, las impedancias de carga más bajas dan como resultado una ganancia de conversión más baja y una salida P1dB más baja. Las impedancias de carga más altas dan como resultado una mayor ganancia de conversión para señales pequeñas, pero valores de IP3 más bajos para entrada y salida.

La ganancia de conversión de voltaje diferencial lineal del mezclador se puede modelar como

$$A_V = G_m \cdot R_{LOAD} \tag{2.7}$$

$$G_m = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{g_m}{1 + g_m \cdot R_e} \quad (2.8)$$

Donde,

R_{LOAD} es la impedancia de carga.

g_m es la trasconductancia del transistor = $\frac{1810}{R_{BIAS}}$

$R_e = 15\Omega$

Para mantener una ganancia de conversión positiva y preservar el rendimiento del SFDR (Rango dinámico libre de espurios), la carga diferencial presentada en el puerto IF debe permanecer en el rango de aproximadamente $100\ \Omega$ a $250\ \Omega$.

La Figura 2.16 muestra cómo la ganancia varía con la carga IF.

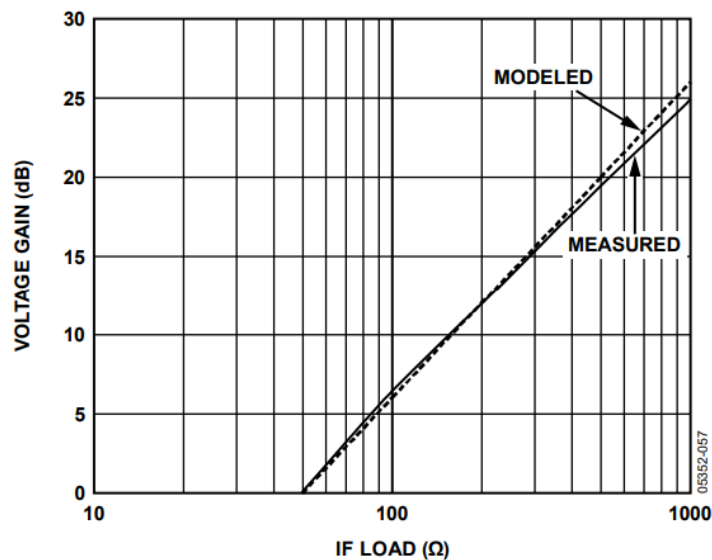


Figura 2.16: Conversión de ganancia de voltaje vs. Carga IF.

En el cuadro se describe la función de cada uno de los pines del circuito integrado AD8342.

Nro. pin	Etiqueta	Descripción
1	VLPO	Voltaje de alimentación para el buffer LO 4.75V a 5.25V
2	LOCM	Tierra de AC para limitar el amplificador LO
3	LOIN	Entrada LO. Valor nominal 0 dBm. Rango de nivel de entrada -10 dBm a +4 dBm
4, 5, 8, 9,13	COMM	Tierra DC.
6, 7	IFOM,IFOP	Salida de frecuencia intermedia diferencial. Cada polarización requiere 5V.
10	EXRB	Polarización de voltaje del mezclador. Resistencia EXRB conectar a tierra (valor minimo 1.82 K Ω)
11	PWDN	Conexión a tierra para operación normal. Conexión a VS para desactivar.
12	VPDC	Voltaje de alimentación para la celda de polarización de CC 4.75V a 5.25V
14	RFCM	Tierra de CA para la entrada de RF
15	RFIN	Entrada de RF. Este pin debe estar acoplado a tierra.
16	VPMX EP	Voltaje de alimentación para el mezclador 4.75V a 5.25V. Pad expuesto. Conectar a través de un camino de baja resistencia eléctrica y térmica a tierra

Cuadro 2.4: Configuración de pines AD8342.

2.2.2. Consideraciones adicionales

La señal LO debe tener características de ruido de fase adecuadas y un bajo contenido de armónicos segundos para evitar la degradación del rendimiento de la figura de ruido del AD8342. Un LO plagado de ruido de fase pobre puede dar como resultado una mezcla recíproca, un mecanismo que causa la dispersión espectral de la señal convertida en sentido descendente, lo que limita la sensibilidad del mezclador en las frecuencias adyacentes a cualquier señal de entrada grande.

Los armónicos de orden par causan que el núcleo del mezclador se conmute de manera desequilibrada, lo que podría degradar el rendimiento del ruido. Se puede aplicar un filtro paso bajo de elemento concentrado simple para ayudar a rechazar el contenido armónico de un oscilador local dado.

2.3. Detector HMC602LP4

El convertido logarítmico HMC602LP4 de Analog Devices, es capaz de convertir las señales de RF de su entrada, en una tensión continua proporcional a la salida con un rango dinámico extremadamente alto y presenta una precisión de conversión en un amplio rango de frecuencias de entrada.

Entre sus características se encuentra:

- Rango dinámico : 70dB.
- Precisión alta : ± 1 dB con rango de 60dB hasta 6GHz.
- Tiempo de respuesta de salida: 10ns.
- Voltaje de alimentación 5V.
- Modo apagado.
- Excelente estabilidad sobre la temperatura.

En la Figura 2.17, se muestra el diagrama de funcional que lo compone.

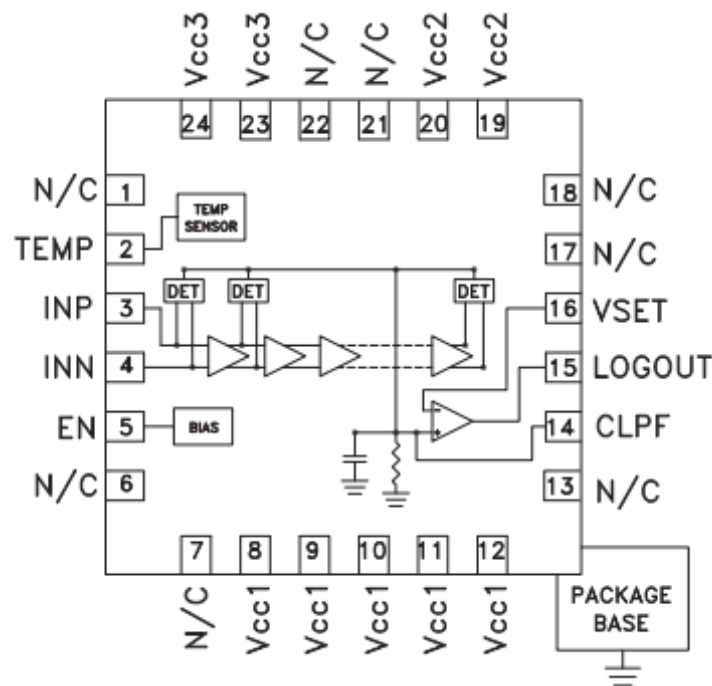


Figura 2.17: Diagrama funcional del HMC602LP.

Para generar una aproximación precisa de la función logarítmica a medida que aumenta la potencia de entrada, los amplificadores sucesivos se mueven uno a uno hacia la saturación. Luego a la salida de una serie de detectores de ley cuadrática se suma, se convierte en dominio de voltaje y se almacena en el buffer para controlar la salida LOGOUT.

Para el proyecto en particular, se usará en una frecuencia intermedia de 2,2 GHz. El fabricante proporciona la curva de conversión a tensión para esta frecuencia en función de la potencia de entrada, como se muestra en la Figura 2.18.

**LOGOUT Voltage & Error
vs. Input Power, $F_{in} = 2200$ MHz**

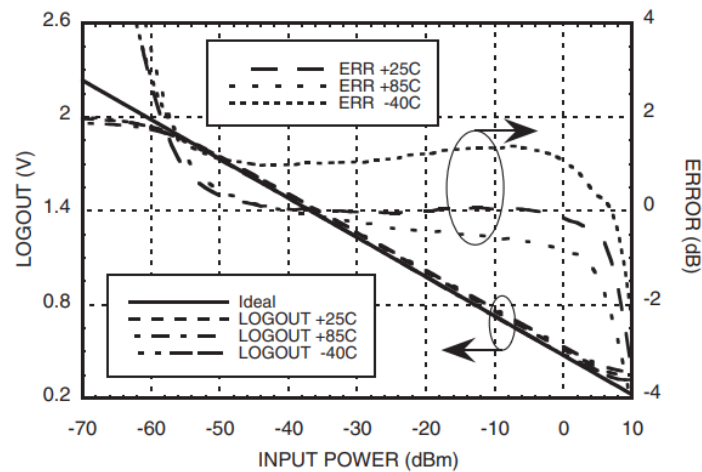


Figura 2.18: Curva de error en función de la potencia de entrada a 2200 MHz.

Se puede observar que la respuesta es prácticamente similar a la ideal en el rango de -60dBm a 10 dBm, por debajo de los -60dBm se observa diferencias entre las curvas reales y la ideal. Por otro lado, las curvas están representadas con el error asociado, según la temperatura expuesta del HCM602. El error que presenta es solucionado por medio de técnicas de software y será el microcontrolador quien convierta la respuesta real en una aproximación ideal.

La tensión de salida del conversor logarítmico alcanza un valor máximo de 2V para una entrada de -70dBm y una tensión mínima de 0,2V para una entrada de 10dBm. Para representar estos valores sobre el display, se utiliza el conversor analógico digital del microcontrolador. El ADC es referenciado con una tensión de V_{ref+} de 2V y V_{ss} . Esta tensión de referencia será estabilizada por medio de un diodo zener. Aun así, para minimizar cualquier tipo de error, se toma varias muestras de la tensión presente en el ADC y se promedia, dado que el error presenta un valor medio igual a cero (distribución gaussiana).

2.4. Preamplificador ERA -5+

El ERA-5+ es un amplificador de banda ancha de Mini Circuits, que ofrece un alto rango dinámico. Presenta 2 puertos, uno de entrada de RF, y una salida combinada de RF y entrada de polarización. Si bien existen diferentes integrados que permiten amplificar, se optó por el ERA 5 ya que permite obtener una ganancia de 22 dB en el rango de los 100 MHz hasta los 8 GHz y permite baja resistencia térmica.

La configuración del circuito interno es un par Darlington, integrado en una red de resistencias, como se muestra en el diagrama esquemático de la Figura 2.19. Al igual que un transistor bipolar discreto, este circuito está controlado por corriente en lugar de voltaje. Esto significa que para un rango de corriente alrededor de un valor recomendado, el voltaje del dispositivo varía mucho menos que en proporción a la corriente. Una fuente de corriente constante sería ideal para proporcionar un punto de operación estable, para ello se necesita una resistencia externa en serie entre el amplificador y una fuente de voltaje de continua para aproximarse a una fuente de corriente constante.

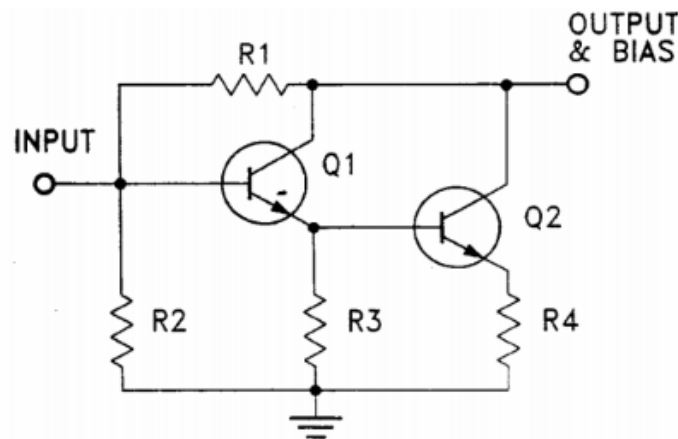


Figura 2.19: Diagrama esquemático del ERA -5+.

2.4.1. Circuito de bias

En la Figura 2.20 se muestra una configuración de polarización. La corriente de polarización se suministra desde una fuente de voltaje V_{CC} a través de la resistencia R_{bias} y el choke de RF. La resistencia reduce el efecto de la variación de voltaje del dispositivo (V_d) en la corriente de polarización al aproximarse a una fuente de corriente.

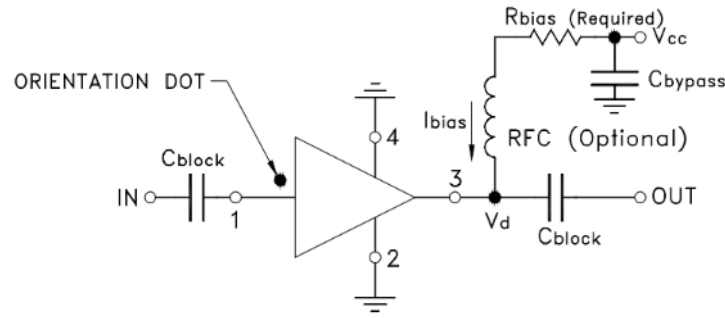


Figura 2.20: Configuración típica en amplificadores Darlington.

Se necesitan capacitores de bloqueo tanto en el puerto de entrada como de salida. Los condensadores deben estar libres de resonancia parásita hasta la frecuencia de funcionamiento mas alta.

La corriente de polarización esta dada por la siguiente ecuación

$$I_{bias} = \frac{(V_{cc} - V_d)}{R_{bias}} \quad (2.9)$$

Cuanto mayor sea la diferencia entre la alimentación y la tensión del dispositivo, más fácil es mantener las condiciones de funcionamiento constante. Una consideración adicional que afecta la elección del componente es la potencia de CC disipada por la resistencia de polarización, que aumenta al aumentar la tensión de alimentación.

Las impedancias de entrada y de salida de los transistores tienen valores complejos. Por tanto, se disponen redes de adaptación a la entrada y a la salida del transistor. En el caso de los circuitos amplificadores integrados, pre adaptados a 50Ω , se dispone de una bobina L que polariza el amplificador y una resistencia R que limita la corriente.

La impedancia Z, constituida por la puesta en serie de la bobina RFC y la resistencia R, pone en derivación la impedancia de salida del amplificador, Z debe ser, por tanto, superior a 50Ω para no desadaptar el amplificador. La bobina L se elige en función de la frecuencia de funcionamiento del amplificador utilizado.

2.4.2. Choke de RF

La función de estos circuitos es evitar que un componente, a la frecuencia f , se transmita por la línea de alimentación.

La ausencia de filtrado en los circuitos de alimentación permite que las componentes de alta frecuencia se propaguen por las líneas de alimentación. Así, la frecuencia de un oscilador local puede inyectarse en una o varias etapas de un receptor. El nivel de los osciladores locales es, en general, importante, lo que se traduce en problemas de intermodulación cada vez más importantes. El mismo razonamiento puede aplicarse también a la señal parásita presente en la alimentación de un microcontrolador o microprocesador.

El filtrado de las alimentaciones no solo se aplica a componentes de alta frecuencia, como amplificadores, mezcladores, demoduladores, moduladores, sino también a los circuitos adya-

centes, tales como microprocesadores, microcontroladores, sintetizadores, circuitos de interfaz de visualización

La conveniencia de usar un choke de RF en serie con R_{bias} es evidente a partir del siguiente análisis. La Figura 2.21 muestra un circuito equivalente de la salida de un amplificador Darlington como fuente de corriente en paralelo con una resistencia de fuente de 50Ω interna, cargada por ambos R_{bias} y una carga externa de 50Ω . La corriente en la carga de 50Ω es:

$$I_{50\Omega} = \frac{I_{Source} \cdot R_{Bias}}{2 \cdot R_{Bias} + 50} \quad (2.10)$$

y la pérdida en la ganancia de potencia relativa a no tener la salida cargada por R_{Bias} es:

$$G_{Loss} = 20 \cdot \log \left[\frac{2 \cdot R_{Bias} + 50}{2 \cdot R_{Bias}} \right] dB \quad (2.11)$$

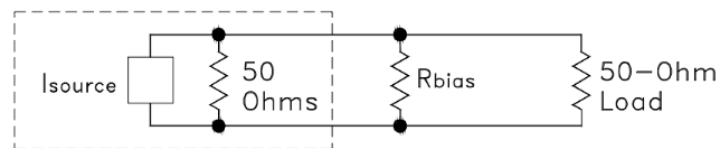


Figura 2.21: Efecto de la resistencia de bias en la salida, sin choke de RF.

El extremo inferior del rango de frecuencia útil esta controlado por el valor de la inductancia; cuanto mayor sea el valor, menor será la frecuencia. El extremo superior del rango de frecuencia esta determinado por la frecuencia de resonancia en serie del inductor; tiende a disminuir a medida que aumenta el valor de la inductancia.

2.5. Etapa de control

2.5.1. PIC 18F4550

La etapa de control consta principalmente de un microcontrolador de Microchip PIC 18F4550. Los microcontroladores PIC existen en gamas de 8 bits, 16 bits y 32 bits. Dentro de la gama más simple de 8 bits se encuentra el microcontrolador PIC 18F4550, el cual pertenece a la familia PIC 18 MCU. Sus características de memoria de programa, memoria RAM, número de Entradas / Salidas, números de canales analógicos y tipos de puertos de comunicación, han hecho de este PIC unos de los más utilizados para diversas aplicaciones.

En la Figura 2.22 se muestra el esquema del PIC

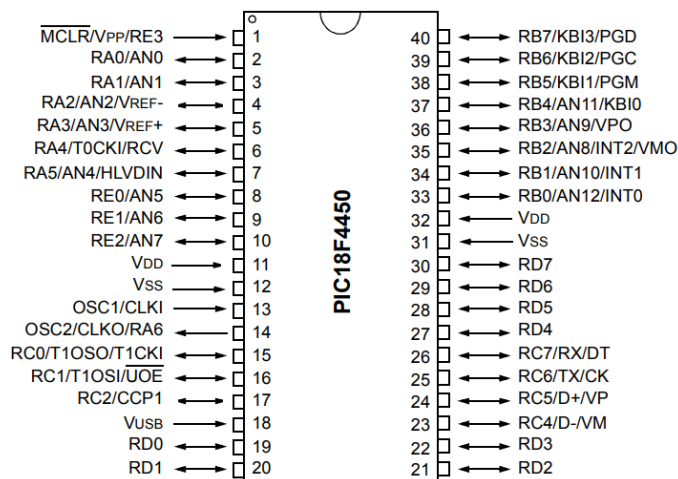


Figura 2.22: Distribución de pines del PIC 18F4550.

A continuación en la cuadro 2.5 se detallan las principales características del PIC 18F4550.

	PIC 18F4550
Frecuencia de operación	DC - 40MHz
Memoria de programa	32768 bytes
Memoria del programa	16384 (Instrucciones)
Memoria de datos	1536 bytes
Memoria EEPROM de datos	256 (Bytes)
Fuentes de interrupción	20
Puertos de E/S	Ports A,B,C,D,E (Bytes)
Temporizadores	4
Modulo de captura (PWM)	1
Comunicación serie	MSSP, Enhanced USART
Restablecimiento	POR, BOR, Reset, Stack Full Underflow (PWRT, OST), MCLR (opcional), WDT
Detector programable de alta/baja tensión	Si
Detector de restablecimiento de programación	Si
Conjunto de instrucciones	75 y 83 con set extendido
Paquete	40 pin / 44 pin QFN y TQFP

Cuadro 2.5: Características del PIC 18F4550.

En su estructura interna soporta:

- Tecnología FLASH/EEPROM de baja potencia y alta velocidad.
- 1 conversor A/D de 10 bits.
- 3 sincronizadores de tiempo (Timers).
- 2 módulos para captura/comparacion/PWM.
- Módulo serial maestro sincrónico (MSSP) con dos modos de operación
- Módulo USART direccionable, soporta RS485 y RS232.
- Detector de bajo voltaje programable.
- POR (**Power On Reset**), PWRT (**Power Up Timer**, OST **Oscilator Start-up Timer**).
- WRD (Watchdog Timer) con oscilador RC incorporado y periodo programable desde 4 hasta 131ms.
- usa protección de código programable.
- Modo de ahorro de energía.
- Bajo consumo de potencia (menos de 1,6 mA con 5V y 4MHz).
- 3 fuentes externas de interrupción.
- 4 fuentes de interrupción por cambio de entradas.
- Acepta 4 tipos de osciladores de cristal (hasta 4MHz).
- Acepta 2 tipos de osciladores RC externos (hasta 4MHz).
- Acepta 2 tipos de relojes externos (hasta 40 MHz).
- Amplio rango de voltaje de operación (2V a 5,5V).

En la Figura 2.23 se muestra la arquitectura interna del microcontrolador PIC 18F4550.

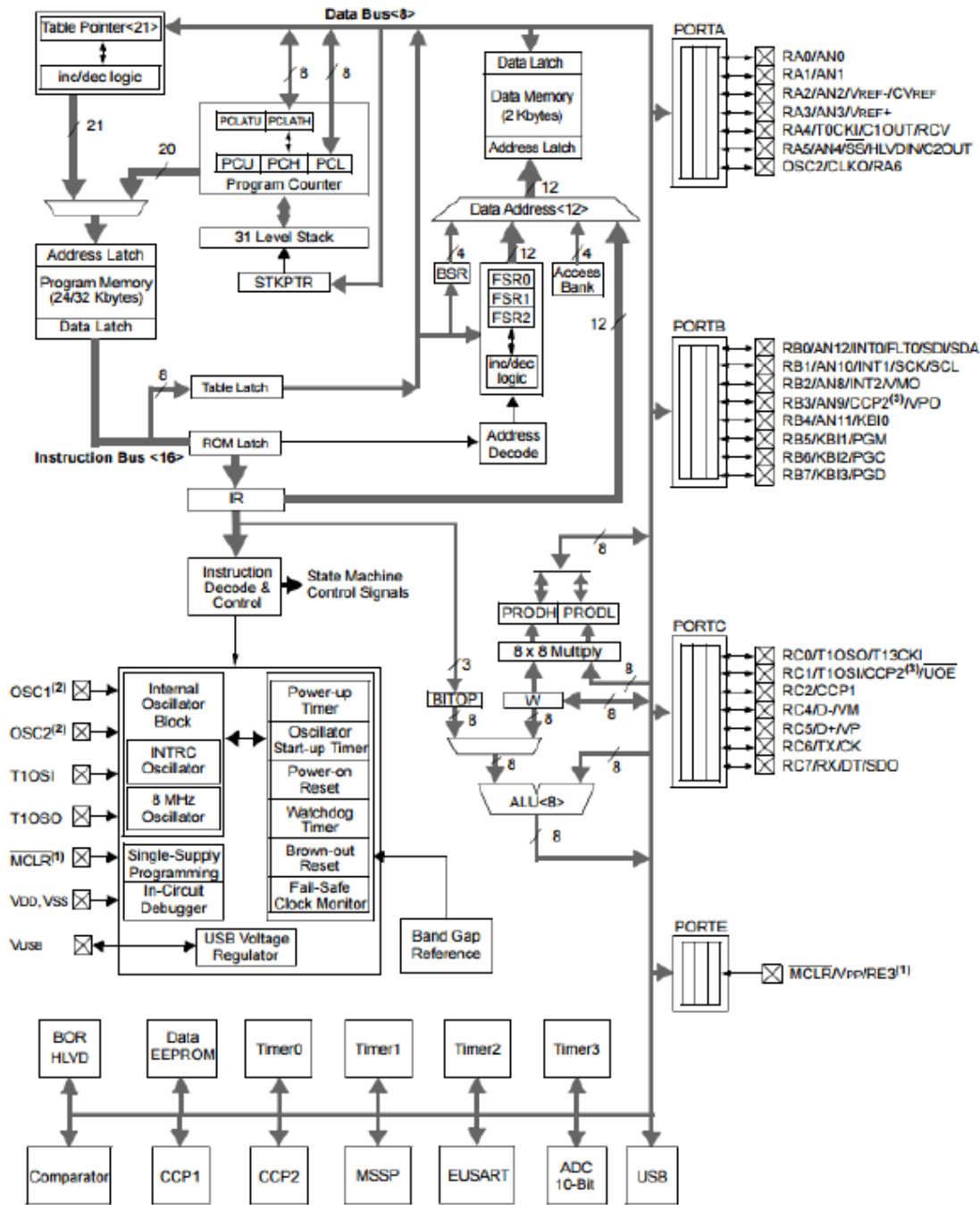


Figura 2.23: Arquitectura interna del PIC 18F4550.

2.5.2. Conversor analógico digital

Un convertidor analógico digital (ADC), es el periférico que nos permite convertir una señal analógica a un valor binario entendible por el microcontrolador cuya función de transferencia se muestra en la Figura 2.24. Este proceso nos permite interpretar señales del mundo real.

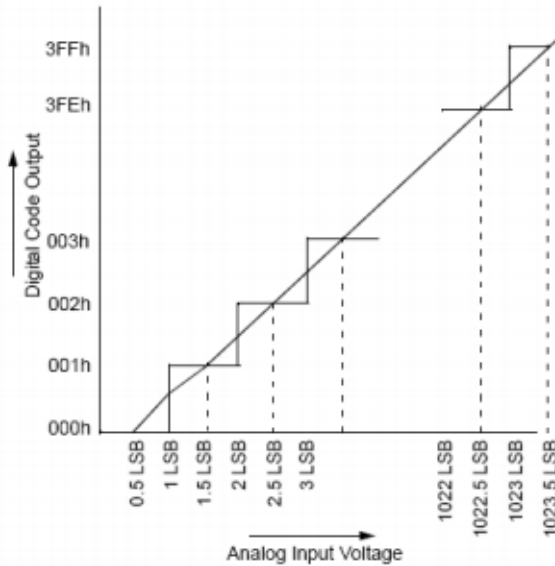


Figura 2.24: Conversión ADC.

Este microcontrolador cuenta con un ADC de 10 bits de resolución, lo que significa que una señal analógica podemos interpretarla como un rango de valores entre 0 y 1023 donde este último equivale al 100 %.

El ADC puede utilizar como voltaje de referencia tanto el voltaje de alimentación del microcontrolador, como un voltaje de referencia externo. Cualquier voltaje de referencia conectado al PIC debe de estar en el rango de alimentación del PIC y, adicionalmente, por ningún motivo el voltaje a convertir deberá de sobrepasar el voltaje de referencia.

2.5.3. Memoria EEPROM

Muchas veces cuando se desarrolla un prototipo, el microcontrolador ya no tiene espacio suficiente para almacenar datos, por tal motivo se recurre emplear algún tipo de almacenamiento externo para poder seguir con el desarrollo.

Existen diversos tipos de almacenamiento, tales como la memoria SD, EEPROM, pendrive, entre otros. Entre todas las opciones, se eligió la memoria EEPROM, por durabilidad, confiabilidad y por economía, ya que son más económico que otros tipos de almacenamiento.

La memoria EEPROM utiliza el protocolo I2C para entablar la comunicación con el microcontrolador PIC18F4550. Este dispositivo se puede encontrar en varios encapsulados diferentes. El funcionamiento es igual en todos ellos.

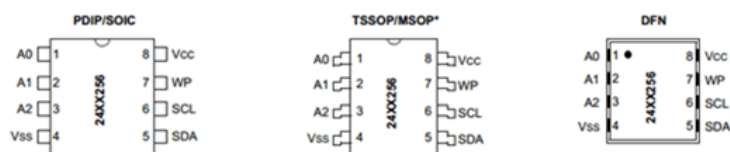


Figura 2.25: Encapsulado memoria EEPROM.

La distribución de patas corresponde:

- A_0, A_1, A_2 : entradas de dirección del chip, el microcontrolador tiene la posibilidad de comunicarse con 8 dispositivos sobre el mismo bus de datos.
- SDA (**Serial Data**): es un pin bidireccional usado para transferir direcciones y datos dentro y fuera del dispositivo. El bus SDA requiere resistencia pull-up a VCC. Para la transferencia normal de datos, SDA puede cambiar solo durante SCL bajo.
- SCL (**Serial Clock**): esta entrada se utiliza para sincronizar la transferencia de datos a y desde el dispositivo.
- WP (**Write Protect**): es el terminal de protección. Colocada a masa, se puede escribir y leer sin problemas, pero si la pata está a positivo, solo podremos leer los valores almacenados desde la posición 0x0000 a 0x7FFF, pero no se podrá escribir en esas posiciones.

Para el proyecto en particular se utilizó una memoria 24LC256, el cual cuenta con un espacio de 256Kbits que son equivalente a 32Kbytes. Posee 8 páginas de 64Bytes.

La misma se eligió en base al espacio requerido. Para ello se calculó el número de muestras necesarias para representar un barrido en frecuencia a pasos de 1MHz. Se tuvo en cuenta la cantidad de bits obtenidos del conversor analógico/digital procedente del microcontrolador, para el PIC18F4550 el ADC cuenta con 10 bits de información.

El protocolo de comunicación I2C permite almacenar 1 byte por dirección, por lo tanto, se obtiene que por cada dato adquirido por el microcontrolador son necesario 2 bytes de información. El espacio requerido se calcula como:

$$\text{Número de muestras.bytes de información} = \text{Espacio de memoria} \quad (2.12)$$

$$2000\text{muestras} \cdot \frac{2\text{Bytes}}{\text{muestra}} = 4000\text{Bytes} = 4\text{KByte}$$

2.5.4. Protocolo de comunicación I2C

El acrónimo I2C o I^2C significa *Inter Integrated Circuit*, que da nombre a un estándar para bus de comunicaciones serie.

Se trata de un bus muy utilizado en la industria, principalmente para comunicar microcontroladores y sus periféricos en sistemas integrados o embebidos y con mayor aparición en la comunicación entre circuitos integrados que residen en el mismo circuito impreso.

La comunicación en la transmisión de señales por dos hilos denominados SCL y SDA. SCL es la línea por donde se transmite la señal de reloj del sistema. Se utiliza para sincronizar la transferencia de datos a través del bus. SDA es la línea por la que se transmite la señal de datos.

Escritura de la memoria:

Siguiendo la condición de Inicio del maestro, el código de control (cuatro bits), la Selección de chip (tres bits) y el bit R / W (que es una lógica baja) son sincronizados en el bus por el transmisor maestro. Esto indica al receptor esclavo direccionado que la dirección del byte alto seguirá después de que haya generado un bit de reconocimiento durante el noveno ciclo de reloj. Por lo tanto, el siguiente byte transmitido por el maestro es el byte de orden superior de la

dirección de palabra y se escribirá en el puntero de dirección del 24LC256. El siguiente byte es el byte de dirección menos significativo. Después de recibir otra señal de reconocimiento del 24LC256 el dispositivo maestro transmitirá la palabra de datos que se escribirá en la ubicación de la memoria direccionada. El 24LC256 confirma nuevamente y el maestro genera una condición de parada. Esto inicia el ciclo de escritura interno y durante este tiempo el 24LC256 no generará señales de reconocimiento, Figura 2.26. Si se intenta escribir en la matriz con el pin WP alto, el dispositivo reconocerá el comando, pero no se producirá ningún ciclo de escritura no se escribirán datos y el dispositivo aceptará de inmediato un nuevo comando. Después de un comando de escritura de byte el contador de direcciones internas apuntará a la ubicación de la dirección que sigue a la que se acaba de escribir.

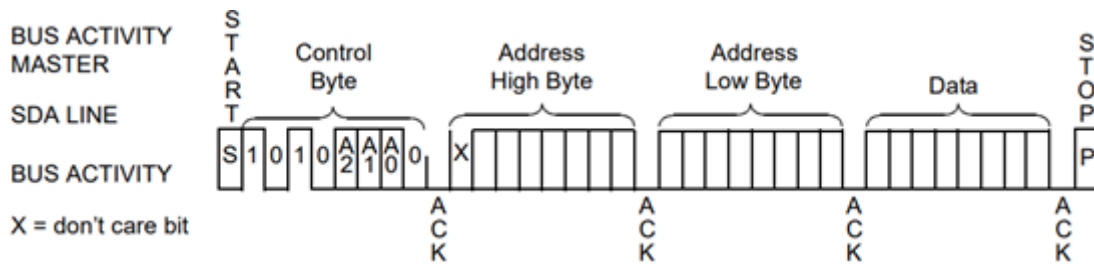


Figura 2.26: Operación de escritura.

Lectura de la memoria:

Las operaciones de lectura, permiten al maestro acceder a cualquier ubicación de la memoria de una manera aleatoria. Para realizar este tipo de operación de lectura primero debe configurarse la dirección de palabra. Esto se hace enviando la dirección de la palabra al 24LC256 como parte de una operación de escritura (el bit R / W se establece en "0"). Una vez que se envía la dirección de palabra el maestro genera una condición de inicio después del reconocimiento. Esto finaliza la operación de escritura, pero no antes de que se establezca el puntero de dirección interno. El maestro luego emite el byte de control nuevamente, pero con el bit R / W establecido en "1". El 24LC256 emitirá un reconocimiento y transmitirá la palabra de datos de 8 bits. El maestro no reconocerá la transferencia, aunque sí genera una condición de detención lo que hace que el 24LC256 interrumpa la transmisión, Figura 2.27. Después de un comando de lectura aleatorio el contador de direcciones internas apuntará a la ubicación de la dirección que sigue a la que se acaba de leer.

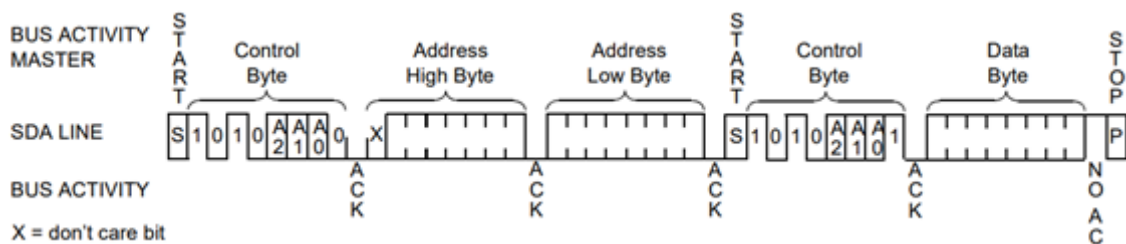


Figura 2.27: Operación de lectura.

2.5.5. Conexión RS232

A lo largo de los años se han desarrollado diversas interfaces estándar para comunicar un equipo de cómputo con diversos periféricos utilizando puertos de comunicación serie, entre éstos estándares se encuentran el RS-232, el RS-422 y el RS-485. De ellos el más utilizado es sin duda el RS-232. La actual versión de este estándar se encuentra designada como TIA/EIA-232C ya que se encuentra registrada por la Telecommunications Industry Association (TIA, <https://tiaonline.org>).

Antes de la llegada del USB, este puerto se utilizaba fundamentalmente como conexión del mouse de una computadora. Sin embargo su protocolo de comunicación es bastante útil y cómodo para monitorear y comunicar datos de medición e instrumentación con diversos dispositivos, como podría ser por ejemplo un microcontrolador. Algunas características importantes de la comunicación serie con un puerto RS-232 son:

- Soporta protocolos de comunicación serie tanto sincrónico como asíncrono.
- Soporta un número máximo de dos dispositivos conectados entre sí.
- Los datos pueden ser manejados en código binario o como texto en código ASCII.
- La velocidad de comunicación común es de aproximadamente 20 kbits/seg, pero puede llegar hasta 115 kbits/seg.

La Figura 2.28 muestra el conector más utilizado para la conexión RS-232, el que está conformado por nueve pines (DB-9), aunque también existe el conector de veinticinco pines (DB-25). El protocolo primario de comunicación es llevado a cabo únicamente mediante el uso de tres pines del conector, el pin de transmisión de datos (TD), el pin de recepción de datos (RD) y el pin de referencia a tierra (GND). Los demás pines están disponibles para los protocolos de control de flujo de datos, pero pueden no utilizarse según la aplicación y el dispositivo.

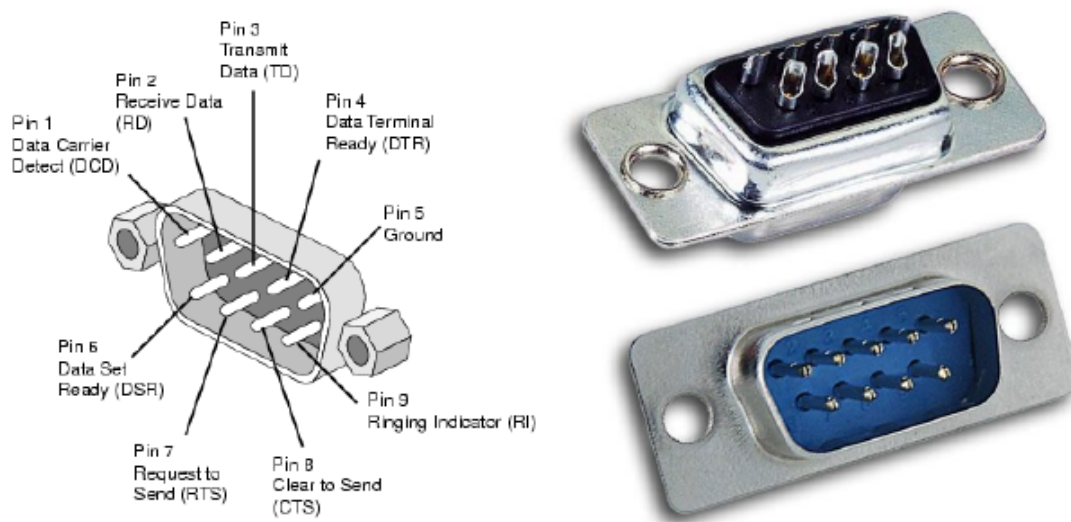


Figura 2.28: Conector DB9.

El protocolo de comunicación RS-232 define a los dos dispositivos conectados mediante un puerto serie como el **Data Terminal Equipment** (DTE) y el **Data Circuit-Terminating Equipment** (DCE). La Figura 2.29 muestra un diagrama básico de la comunicación serie entre

un DTE y un DCE por medio de los pines TD y RD del puerto serie.



Figura 2.29: Diagrama básico de la comunicación estándar RS-232.

El formato en el que los datos son transmitidos es con paquetes de doce bits llamados “palabras”, sin embargo, no todos los bits de una palabra pueden tener relevancia, esto dependerá si la comunicación es síncrona o asíncrona, y si se está empleando algún tipo de control de flujo de datos. La Figura 2.30 muestra un diagrama de dicho formato:

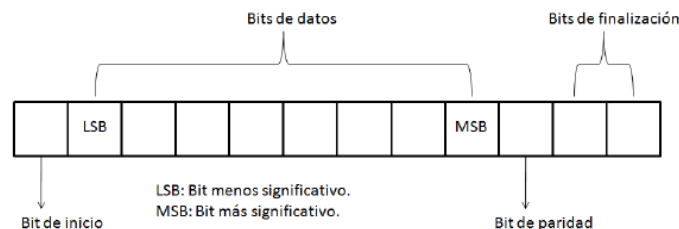


Figura 2.30: Formato de transmisión de datos del puerto RS-232.

Cuando la comunicación es síncrona, los bits de inicio y finalización pueden no tomarse en cuenta debido a que la transmisión de datos está controlada por una señal de reloj sincronizada tanto en el DTE como en el DCE, como consecuencia de esto, la velocidad en la comunicación es mayor que la presente en la comunicación asíncrona. La desventaja que posee es que no siempre es posible o sencillo sincronizar la señal de reloj en los dispositivos que se desea comunicar.

Cuando la comunicación es asíncrona, los bits de inicio y finalización son vitales para la transmisión de datos, ya que delimitan el tamaño de los mismos y controlan el propio proceso de comunicación entre los dos dispositivos. El bit de paridad sirve para algoritmos de detección y corrección de errores durante el proceso de transmisión de datos, por lo que no siempre es tomado en cuenta.

En muchos dispositivos la comunicación puede configurarse para que los bits de datos sean referidos a un carácter, debido a que estos bits pueden representar un símbolo alfanumérico en código ASCII. El orden en que los bits son transmitidos sigue los siguientes pasos:

- 1. Un bit de inicio es transmitido con un valor de "0".
- 2. Ocho bits de datos son transmitidos. El primero representa al bit menos significativo (LSB) y el último al más significativo (MSB).
- 3. Un bit de paridad (si está definido) se transmite.
- 4. Uno o dos bits de finalización son transmitidos, cada uno con valor de "1".

Puede notarse, que cada paquete de bits de datos puede contener hasta 256 valores diferentes, de 0 a 255 en formato binario, y para poder representar valores mayores, por ejemplo en formato int32, se necesitarán transmitir de forma continua (es decir, sin finalización o interrupción) cuatro palabras a la vez .

2.6. Alimentación:

2.6.1. Batería ácido-plomo

La tecnología de las baterías ha avanzado mucho en los últimos años. Impulsadas por la reducción de los requisitos de tamaño y potencia de las funciones de procesamiento, las baterías ahora se utilizan para proporcionar portabilidad y protección a prueba de fallas a una nueva generación de sistemas electrónicos. Aunque varias tecnologías de baterías han evolucionado, la celda de plomo-ácido sigue siendo el caballo de batalla de la industria debido a su combinación de espera prolongada y ciclo de vida con una alta capacidad de almacenamiento de energía.

Las ventajas principales de estas baterías es que:

- No pierden la carga si no se usan (o por lo menos la pierde muy poco).
- Es posible cargarlas fácilmente, inclusive con una fuente de alimentación común.
- Son baterías robustas y resistentes.
- Pueden entregar corrientes de salida muy elevadas.

Una batería ácido-plomo está compuesta por celdas conectadas en serie con una tensión característica de 2V cada una. Por lo tanto, una batería de 6V estará compuesta por 3 celdas mientras que una de 12V estará compuesta por 6 celdas.

El rendimiento de la vida útil de la batería se mide de una de dos maneras; ciclo de vida o vida en espera. La vida útil del ciclo se refiere al número de ciclos de carga y descarga por los que puede pasar una batería antes de que su capacidad se reduzca a algún nivel de umbral. La vida útil en espera, o la vida de flotación, es simplemente una medida de cuánto tiempo se puede mantener la batería en un estado de carga completa y de ser capaz de proporcionar un servicio adecuado cuando se le solicite. La medida que realmente indica la esperanza de vida útil en una aplicación determinada dependerá de los detalles de la aplicación. En general, ambos aspectos de la duración de la batería serán importantes.

Como podemos observar en la Figura 2.31, para cargar una batería de ácido-plomo en el mejor modo, el fabricante aconseja una serie de 3 fases de carga que solo un cargador con una electrónica compleja puede producir.

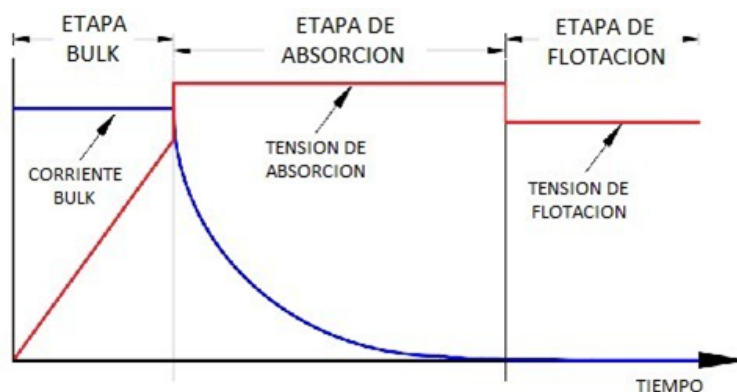


Figura 2.31: Curvas de carga de una batería ácido-plomo aconsejadas por los fabricantes.

Existe un estado de carga masiva de alta corriente, un estado de sobrecarga y un estado flo-

tante. Un ciclo de carga comienza con el cargador en el estado de carga masiva. En este estado, el cargador actúa como una fuente de corriente que proporciona una tasa de carga constante. El cargador controla el voltaje de la batería y, al alcanzar un umbral de transición, el cargador comienza su ciclo de sobrecarga. Durante la sobrecarga, el cargador regula la batería a un voltaje elevado, hasta que la velocidad de carga cae a una corriente de transición especificada. Cuando la corriente se reduce, con la batería en el nivel elevado, la capacidad de la celda debe ser de casi el 100 %. En este punto, el cargador se convierte en un regulador de voltaje con un voltaje de salida definido con precisión. La tensión de salida del cargador en este tercer estado establece el nivel de flotación de la batería.

No obstante, del procedimiento explicado, estas baterías de pequeña capacidad, pueden ser cargadas también usando una fuente de alimentación común que entregue una tensión constante y evitando, si están completamente descargadas, de dejar pasar una excesiva corriente inicial para que no se caliente demasiado. El diagrama funcional se observa en la Figura 2.32

Esto se puede lograr utilizando el regulador LM317, es un regulador de voltaje positivo ajustable de tres terminales capaz de suministrar hasta 1,5 A en un rango de voltaje de salida de 1,25 V a 37 V. Requiere solo dos resistencias externas para establecer el voltaje de salida. Incluye limitación de corriente protección de sobrecarga térmica y protección segura del área de operación. La protección contra sobrecarga permanece funcional incluso si el terminal *ADJUST* está desconectado.

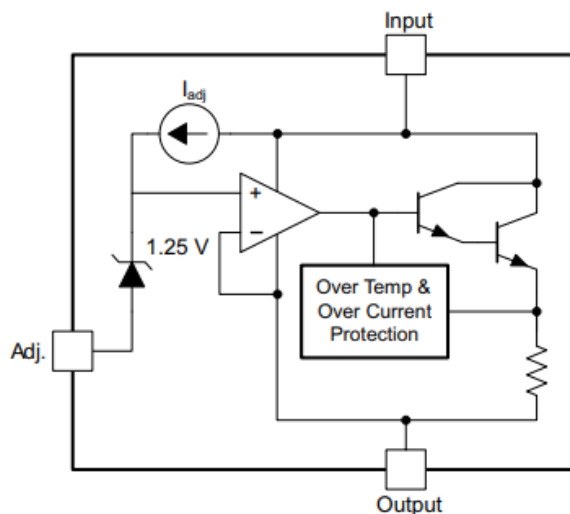


Figura 2.32: Diagrama de bloque funcional LM317.

La topología de salida NPN Darlington proporciona una impedancia de salida naturalmente baja. El amplificador operacional con entrada de compensación de 1,25V en el terminal *ADJUST* proporciona un voltaje de salida fácil o programación de corriente (no ambas). Para las aplicaciones de regulación de corriente se debe usar una resistencia única cuyo valor de resistencia sea $1,25V/I_O$ y la potencia nominal sea mayor que $(1,25V)^2/R$.

El pin de *SALIDA* del dispositivo generará la corriente necesaria para hacer que el pin de *SALIDA* sea 1,25V mayor que el terminal de *AJUSTE* para proporcionar regulación de salida. El regulador LM317 requiere de 3V libres para poder regular correctamente.

2.6.2. Circuito de carga de batería

La resistencia en serie limita la salida de corriente del LM317 minimizando el daño a la celda de la batería.

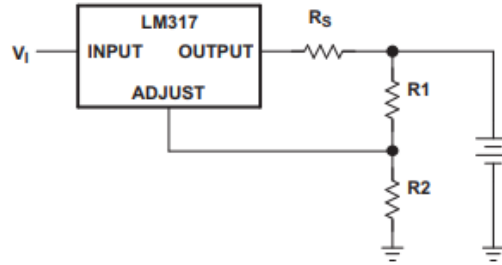


Figura 2.33: circuito de carga de batería.

Ecuaciones de diseño:

$$I_{R1} = I_{R2} \quad (2.13)$$

$$I_{R1} = \frac{V}{R_1} = \frac{1,25V}{R_1} \quad (2.14)$$

$$V_{R2} = 1,25V \cdot \frac{R_2}{R_1} \quad (2.15)$$

Por lo tanto,

$$V_{out} = V_{R1} + V_{R2} = 1,25V + 1,25V \frac{R_2}{R_1} = 1,25 \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (2.16)$$

$$V_{in} = V_{out} + 1,25V + 3V \quad (2.17)$$

$$I_{out} = \frac{1,25V}{R_s} \quad (2.18)$$

Al utilizar una batería ácido-plomo de una capacidad de corriente 7,5Ah. Se recomienda suministrarle una corriente por debajo al 10% de la capacidad de la misma. Por lo tanto, se requiere limitar la corriente del regulador LM317 capaz de entregar 1,5 A en 400mA. Teniendo en cuenta la Ecuación 2.18, se obtiene que $R_s = 3\Omega$. La potencia disipada sobre la resistencia será $(1,25V)^2/R_s = 0,5W$.

Para cargar la batería a la tensión de flotación, se calcular la relación de las resistencias R1 y R2, por medio de la Ecuación 2.16.

$$V_{out} = 13,8V = 1,25V \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \implies \frac{R_2}{R_1} = 10$$

Tomando un valor de $R1 = 220\Omega$, obtenemos que $R2 = 2,2k\Omega$.

Por otro lado, se coloca un diodo a la salida de la fuente, este sirve para evitar una posible corriente inversa (desde la batería hacia la fuente) cuando la fuente está apagada y la batería alimenta el circuito. Conviene usar diodos con una baja caída de tensión y que soporten bien la máxima corriente que la fuente puede entregar. Para este caso, se utilizó un 1N4007.

2.6.3. Medidor de batería

El medidor de potencia debe disponer de una fuente de alimentación que permita poner en marcha el sistema en cuestión y además supervisarlos durante su operación. Debido a la popularidad, es común utilizar baterías del tipo plomo-acido. Estas baterías, son muy susceptibles a la tensión de carga y descarga, motivo por el cual es necesario de disponer de un instrumento que permita verificar el estado de carga, como así también de un dispositivo que controle su carga.

En este apartado se describe la implementación de un medidor de estado para una batería de plomo-ácido. El medidor indica en forma discreta el estado de carga de la batería, utilizando para esto una serie de puntos luminosos conformados por diodos leds. Se utilizan elementos de bajo costo y fáciles de conseguir en el mercado local, en un módulo compacto, se obtienen dispositivo de sencilla construcción y fácil operación.

La Figura 2.34 indica el diagrama en bloques correspondiente al medidor propuesto. Como puede observarse, la tensión en bornes de la batería es inyectada al instrumento mediante una etapa de acondicionamiento de señal.

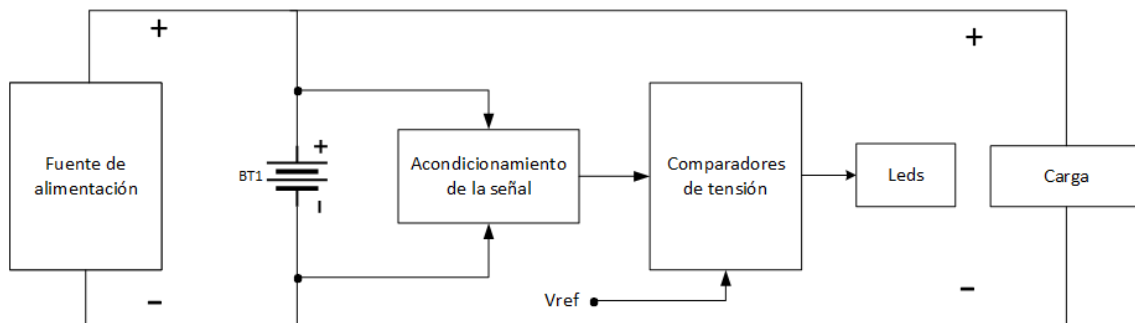


Figura 2.34: Medidor propuesto.

El medidor propuesto utiliza el circuito integrado LM3914 de Texas Instruments. El mismo posee diez comparadores de tensión, una fuente de tensión de referencia de 1,25V de salida y también incorpora un divisor de tensión conformado por diez resistencias en serie, de $1k\Omega$ cada una. Cuando al divisor de tensión se le coloca una tensión de referencia, cada resistencia proporciona una diferencia de potencial fija aplicada a la entrada no inversora de cada comparador. Estas diferencias de potencial constituyen distintas tensiones de referencia para cada uno de los comparadores, tomando un valor creciente desde el comparador inferior al comparador superior. Por otra parte, la entrada inversora de todos los comparadores recibe la tensión externa aplicada a la entrada "SIG". De esta forma, la tensión externa es comparada con las distintas tensiones de referencia que proporciona el divisor de tensión. Cada comparador opera

un LED indicador, cuyo encendido se produce con el cumplimiento de la condición indicada en la expresión 2.19, donde V_{REF_n} corresponde a la tensión de referencia del comparador “n” y V_{SIG} a la tensión externa aplicada a la entrada “SIG”, ambas referidas a la “masa” del LM3914.

$$V_{SIG} > V_{REF_n} \Rightarrow LED_n = \text{Encendido} \tag{2.19}$$

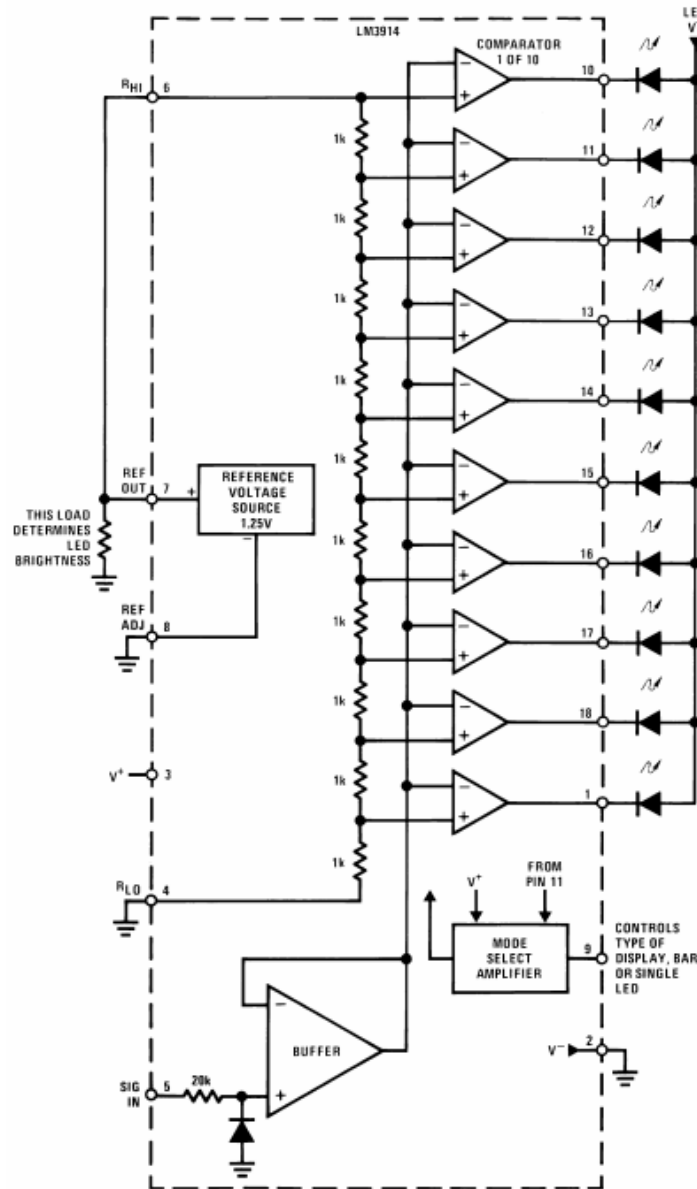


Figura 2.35: Diagrama de bloques LM3914.

En la Figura 2.36, puede apreciarse el circuito del medidor. Como puede notarse, el mismo se auto-alimenta de la tensión a medir. El diodo protege al circuito contra una eventual inversión de polaridad de la batería. La tensión a medir es aplicada a la entrada “SIG” del LM3914, a través del acondicionador de señal conformado por el divisor de tensión R15-R14 y los capacitores de estabilización y filtro C10-C11. Este divisor, atenúa la tensión en bornes de la batería, a los efectos de compararlo con las tensiones de referencias internas del circuito integrado,

las cuales son obtenidas a partir de su propia fuente V_{REF} (de 1,25V). El encendido de cada LED es controlado por la comparación entre la tensión V_{SIG} (que representa a la tensión de la batería) y las tensiones de referencia obtenidas en cada comparador del LM3914. Estas tensiones de referencia, pueden expresarse a través de la Ecuación 2.20, donde $R18_x$ representa el valor al cual se ajusta la resistencia variable (preset) R18 para la operación del medidor, y “n” corresponde al número de comparador y el LED que controla. Cabe mencionar que más adelante serán especificados los ajustes correspondientes a los presets R15 y R18.

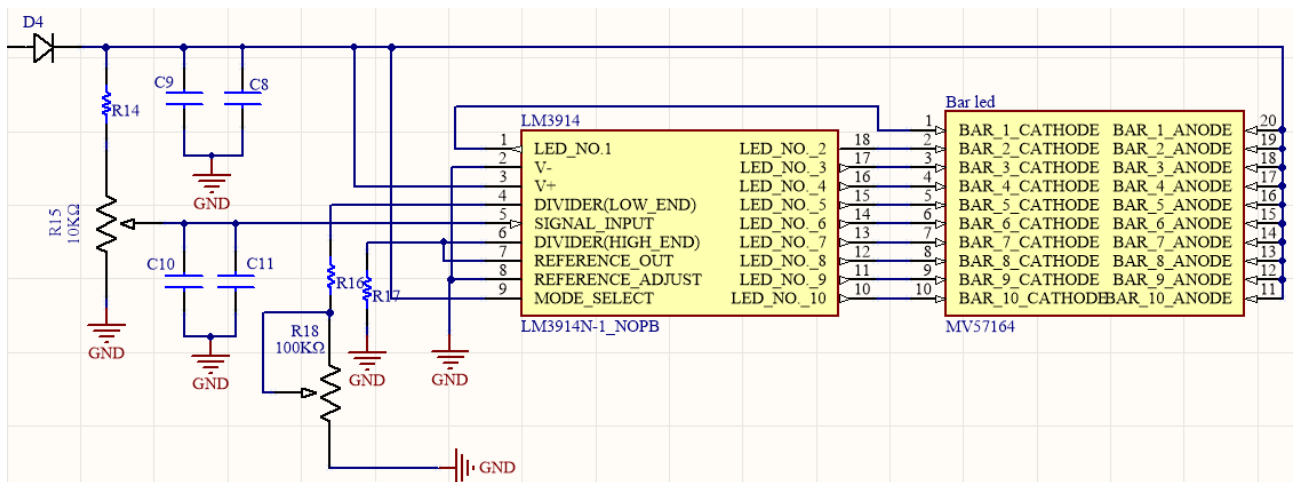


Figura 2.36: Circuito medidor de carga.

$$V_{ref} = \frac{1,25V \cdot (n \cdot 1k\Omega + R_{16} + R_{18_x})}{10k\Omega + R_{16} + R_{18_x}} \quad (2.20)$$

Para determinada tensión en bornes de la batería, estarán encendidos todos los LEDs cuyos comparadores cumplan con la condición: $V_{SIG} > V_{REFn}$. Entonces, teniendo en cuenta esto y asignando adecuadamente el color de los LEDs para tensiones relacionadas con estados de carga bajo, medio y normal, el usuario de este instrumento, puede obtener un valor estimado del nivel de carga de la batería.

2.6.4. Comparador de tensión

Para evitar que el instrumento opere de forma errónea por niveles de tensión, se implementó un circuito comparador de manera tal, que el propio sistema se apague si el nivel de batería es bajo.

Para lograr este objetivo se utilizó un amplificador como comparador no inversor, en la siguiente Figura se muestra la topología correspondiente:

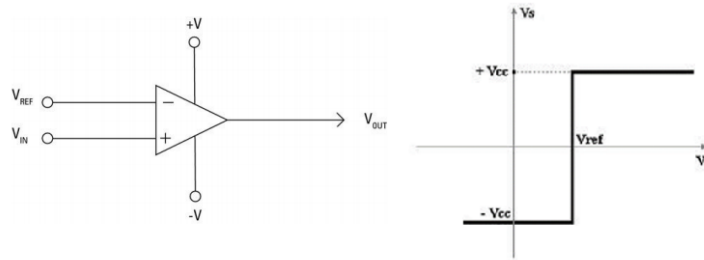


Figura 2.37: Comparador no inversor.

Como puede observarse, en la medida que la $V_{IN} > V_{REF}$, la salida $V_{OUT} = +V_{CC}$, en caso contrario, si $V_{IN} < V_{REF}$, se tiene que $V_{OUT} = -V_{CC}$.

Para este caso en particular se utilizó una referencia de 5V provenientes de una fuente step-down. Por lo tanto la tensión de entrada V_{IN} , se calcula en función al umbral que se desea implementar para la batería de ácido plomo.

Se hace uso de un divisor resistivo a la entrada no inversora del operacional para establecer en nivel de corte. La desventaja que presenta el divisor resistivo es que existirá una corriente de fuga hacia la resistencia a masa. Para evitar que se descargue la batería, se utiliza una impedancia lo suficientemente grande para que no se drene corriente sobre el divisor, pero tal que no sea comparable frente a la alta impedancia que presenta el amplificador operacional.

Teniendo en cuenta que la capacidad de la batería es de 7,5Ah, se considera despreciable una corriente de fuga de 1 mA.

Entonces, si se desea que el sistema se apague cuando la tensión de batería caiga por debajo de 12 V, obtenemos que:

$$12V \cdot \frac{R^*}{R^* + R1} = 5V \Rightarrow \frac{R1}{R^*} = 1,4$$

$$\frac{5V}{1mA} = R^* = 5k\Omega \Rightarrow \text{considero } R^* = 22k\Omega \Rightarrow R1 = 30k\Omega$$

De esta manera a la salida el amplificador operacional será +5V, ó 0V dependiendo si la tensión de entrada por encima de 12V ó por debajo de esta. A modo de aclaración, existen los op-amp rail to rail que son amplificadores operacionales donde la salida puede alcanzar voltajes muy cercanos a los de la alimentación y por lo tanto se puede utilizar más eficientemente el rango de tensión bajo el cual operan. Para este caso particular se utilizó un tlv 2462. Su salida excursiona de 0 a 5V.

A continuación se representa el circuito comparador.

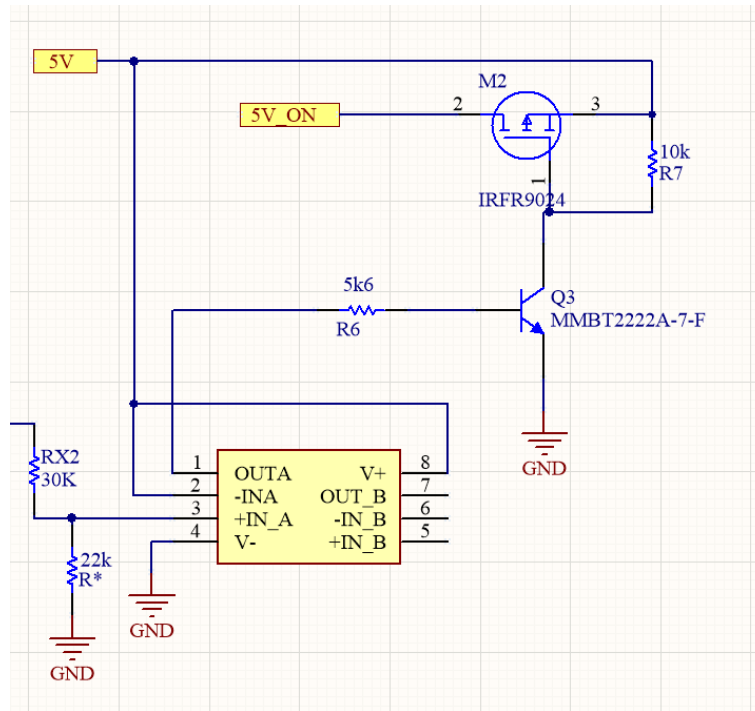


Figura 2.38: Circuito comparador.

Para continuar con el análisis de esta etapa, a la salida del comparador se conecta una resistencia de polarización hacia un transistor 2N2222, el cual actúa en corte y saturación.

El mosfet canal P, permite conducir la tensión de alimentación del source al drain, en la medida que la tensión presente en el gate sea menor que esta. En caso contrario, si la diferencia de potencial entre el gate y el source es la misma, el mosfet se encontrará abierto. De esta manera el transistor, colocará a masa al gate del mosfet, en la medida que la tensión de batería este por encima de los 12V (5V presente en pata no inversora), en caso contrario la diferencia de potenciales será la misma en el mosfet y no se polarizará.

Es importante resaltar, que la batería de ácido plomo, además de drenar una muy pequeña corriente sobre el divisor resistivo, estará constantemente alimentando la fuente step-down. A fines prácticos, la corriente no supera los 10 mA.

2.7. Software implementado

En este apartado, se detallarán todos los procesos que se tuvieron en cuenta para generar la interfaz correspondiente al sistema encargado de medir potencia. El microcontrolador genera las interrupciones y realiza todo lo correspondiente a la parte interactiva usuario-máquina.

A continuación, se mencionarán los pasos que se fueron realizando y el resultado final del mismo.

2.7.1. ADF 4351

Ante la ausencia de librerías para la comunicación con el circuito integrado ADF4351, se procedió a analizar detalladamente el estado de cada una de las líneas con un analizador lógico. De esta manera, se logró realizar la comunicación SPI por software en 4 pines a elección.

Dado que cinco de los seis registros necesarios para configurar una frecuencia de salida coinciden para todo el rango de operación, se decidió partir de seis registros iniciales para luego ir variando el registro 0 que contiene los campos INT y FRAC. En la Figura 2.39 se incluye el segmento de código necesario para la configuración inicial del generador de frecuencias en 2,2 GHz

```
void frequency_init( int init) // inicializo cargando 2.2 GHz
{
    int i,m;
    unsigned int32 FREC_INIT[2][6]={ { 0xD20000, 0x8008321, 0x4E42, 0x4B3, 0x950024, 0x580005},
                                     { 0x708000, 0x8008321, 0x4E42, 0x4B3, 0x950024, 0x580005}};
    output_low(CE); //CE Select device
    for (i=0; i<=5;i++) // for 6 registros
    {
        output_low(LE); // LE LOW
        for (m=0;m<=31;m++) //for 32 bits
        {
            output_low(CLK);
            output_bit(DATA_S,bit_test(FREC_INIT[init][5-i],31-m));
            output_high(CLK);
        }
        output_low(CLK);
        output_high(DATA_S);
        output_high(LE); //LE HIGH
    }
    output_high(CE); //CE Deselect device
    output_low(LE);
    delay_ms(1);
    output_high(LE); //LE high
}
```

Figura 2.39: Segmento de código necesario para la configuración del ADF4351.

Función de escritura de una frecuencia ingresada (nro_frecuencia). En esta función se realiza el cálculo de los registros 0 y 1, y luego se los envía al ADF4351. Cabe aclarar que por cuestiones de tiempo de establecimiento de la señal de alta frecuencia, se debió limitar la velocidad del barrido incluyendo ciertos retardos del orden de los milisegundos entre frecuencias. En la Figura 2.40 se puede apreciar el funcionamiento de las 4 líneas de comunicación que intervienen en la escritura de los diferentes registros para configurar la frecuencia de salida.

- La línea CE se pone en bajo al comenzar, y luego en alto para finalizar la escritura.
- El pin LE pasa a estado bajo para comenzar la escritura de un registro. Se debe pasar a estado alto para indicar la finalización del registro en cuestión.
- Los datos pueden cambiar únicamente durante el estado bajo de la línea de sincronismo. Una vez establecido el dato (1 bit), se genera un flanco positivo en CLK.

Se puede observar que dentro de la misma función se realiza el cálculo de los registros a partir de la frecuencia deseada “*nro_frecuencia*”.

```

void set_frequency( float nro_frecuencia )
{
    int i , m ;
    unsigned int32 intt , frac , register_0 ,divisor;
    float intt_f ;

    divisor = 5;
    if (nro_frecuencia == 2200){
        divisor = 10;
        frequency_init(1);}
    intt_f = (nro_frecuencia / divisor ) ;
    intt = floor (intt_f);
    frac = (100 / divisor) * (nro_frecuencia - divisor * intt);
    register_0 = "" ;
    register_0 = 8 * frac + 32768 * intt ;

    output_low(CE);          //CE Select device
    output_low(LE);         // LE LOW
    for (m=0;m<=31;m++)    //for 32 bits
        { output_low(CLK);
          output_bit(DATA_S,bit_test(register_0,31-m));
          output_high(CLK); }
    output_low(CLK);
    output_high(DATA_S);
    output_high(LE);       //LE HIGH
    output_high(CE);       //CE Deselect device
    output_low(LE);
    delay_ms(1);
    output_high(LE);       //LE high
}

```

Figura 2.40: Función de escritura de registros del CI ADF4351.

2.7.2. Función barrido de frecuencia

A partir del parámetro resolución, se realiza un barrido automático de todo el rango de frecuencias del instrumento (0 a 2 GHz) donde cada paso del barrido es la resolución seleccionada. En la Figura 2.41 se aprecia el segmento de código de la función generada para controlar el barrido en frecuencia.

```

void set_barrido(float frecInit, float frecEnd, float res)
{
    //I2C
    //*****
    char val_l, val_h;
    char e_add_l,e_add_h;
    unsigned int E_address = 0;
    //*****
    init = 1;
    FrecInstant = frecInit;
    divisor = 10 ;
    if (frecInit < 1100.0)
    {
        divisor = 2.5;
        init = 2 ;
    }
    else if (frecInit < 2200.0 )
    {
        divisor = 5;
        init = 0 ;
    }
    set_frec_values(init);
    while (FrecInstant <= frecEnd)
    {
        vecADC = 0 ;
        set_frec(FrecInstant);
        __delay_ms(1);
        ConvertADC();
        while(BusyADC());
        vecADC = ReadADC() ;
        char aInt[30];
        memset(aInt[0],0,30);
        sprintf(aInt,"frec= %4.2f,valor= %04u \n",FrecInstant,vecADC);
        FrecInstant = FrecInstant + res;
        putsUSART(aInt);
    }
    //*****
    //I2C MEMORY
    e_add_l = E_address;
    e_add_h = E_address>>8;
    val_l = vecADC;
    val_h = vecADC>>8;
    ByteWriteI2C(0xA0,e_add_h,e_add_l,val_l);
    E_address++;
}

```

Figura 2.41: Función programada para el barrido en frecuencias.

Al momento de programar el equipo, se debe tener en cuenta la interacción con el usuario. Para ello se utiliza un encoder rotatorio con switch incorporado, en conjunto con el display (LCD) previamente mencionado.

Cabe destacar, que el sistema fue programado para poder optar entre idioma inglés y español. Para ello, al encender el equipo, se da la opción para seleccionar el idioma con el cual se desea trabajar, y una vez escogido el mismo, se puede acceder al menú principal.

2.7.3. Display LCD

Los displays LCD de caracteres ofrecen una manera simple y efectiva de interactuar con los usuarios y transmitir mensajes instrucciones y el estado de varias variables desde el equipo

hasta el operador. En muchas aplicaciones la comunicación se realiza de una sola manera y el mensaje es solo informativo. Sin embargo, hay muchas otras aplicaciones en las que la interacción le permite al usuario realizar algunas tareas seleccionando opciones que cambiarán la forma en que se comporta el equipo. Se explicará cómo crear una estructura de menú utilizando una pantalla LCD de 2 líneas que el usuario puede navegar seleccione la opción adecuada y luego regrese al menú principal una vez que la tarea haya finalizado.

En los diseños electrónicos modernos el uso de pantallas LCD de caracteres es bastante común debido a su simplicidad y bajo costo, lo que trae como consecuencia su uso generalizado. Hay varias opciones según el tipo de interfaz (paralelo o serie) el número de líneas y columnas (caracteres), etc. Afortunadamente los tipos más comunes se basan en el mismo controlador, el Hitachi 44780, así que el conjunto de instrucciones y el protocolo de comunicaciones es el mismo para todos ellos. En este proyecto se utilizó una pantalla LCD de 2 líneas y 16 columnas (caracteres) comúnmente conocida como 2x16 con interfaz paralela y retroiluminación LED.

Para hacer uso del display, se debieron modificar las librerías correspondientes al compilador XC8. Dado que por defecto utiliza los puertos B para manejar el display 16x2. El motivo del mismo se debe, a que se utilizarán estos puertos para generar las interrupciones para la lectura de un codificador rotativo el cual se utilizará para ingresar parámetros y manejar el menú principal, esto se detallará más adelante. Por lo tanto, se modificó las librerías para que trabajen sobre el puerto D.

En la figura 2.39 se puede observar la modificación de los puertos

```

/* When in 4-bit interface define if the data is in the upper
 * or lower nibble. For lower nibble, comment the #define UPPER
 */
#define UPPER

/* DATA_PORT defines the port to which the LCD data lines are connected */
#define DATA_PORT          PORTD
#define TRIS_DATA_PORT     TRISD

/* CTRL_PORT defines the port where the control lines are connected.
 * These are just samples, change to match your application.
 */
#define RW_PIN      LATDbits.LAID1      /* PORT for RW */
#define TRIS_RW     TRISDbits.TRISD1   /* TRIS for RW */

#define RS_PIN      LATDbits.LAID0      /* PORT for RS */
#define TRIS_RS     TRISDbits.TRISD0   /* TRIS for RS */

#define E_PIN       LATDbits.LAID2      /* PORT for D */
#define TRIS_E      TRISDbits.TRISD2   /* TRIS for E */

```

Figura 2.42: Modificación de la librería.

Es importante mencionar que, para modificar la librería, se debe generar un nuevo header (.h) que contenga estas instrucciones y se deben cargar todos los archivos fuentes correspondiente (.c) en la carpeta que contenga el programa para su correcto funcionamiento.

Una vez en funcionamiento, se procedió a crear una presentación y un menú que permita al usuario seleccionar cada una de las funciones presentes en la interfaz.

Circuito:

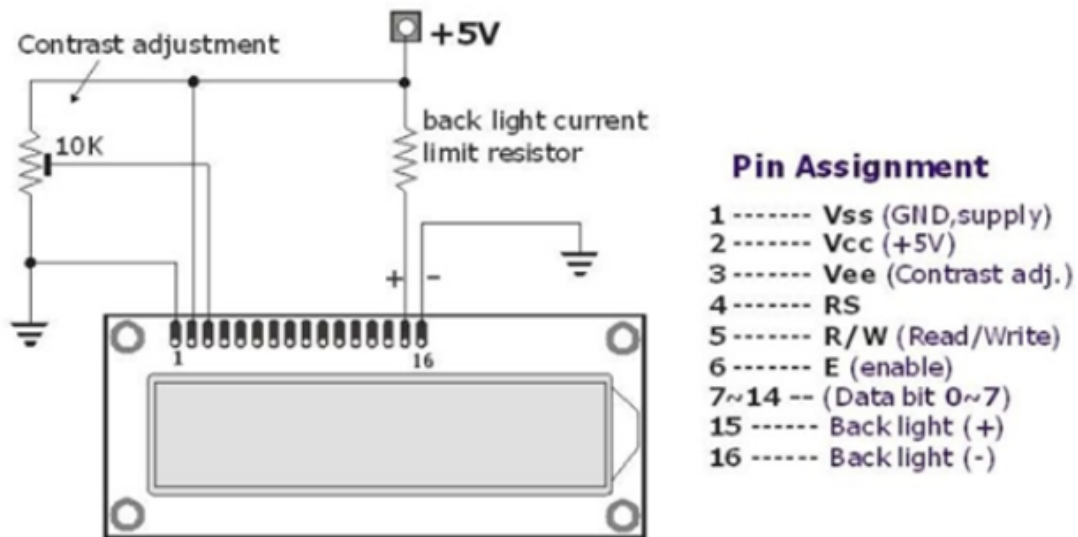


Figura 2.43: Circuito LCD.

2.7.4. Menú

La estructura del menú se puede usar en varias aplicaciones cuando se presentan varias opciones al usuario y se requiere una interacción directa. La complejidad del menú sólo está limitada por la capacidad del microcontrolador en términos de memoria y puede ir muy profundo con varios submenús cuando se utilizan dispositivos de memoria grandes.

Hay un menú principal (en azul) con 4 opciones diferentes (A a D) que se mueven de una a la siguiente al girar el codificador rotativo en el sentido de las agujas del reloj (hacia abajo) o hacia la izquierda (hacia arriba). Para seleccionar cualquiera de las opciones el usuario debe presionar el interruptor. El menú principal desaparece y se muestra la pantalla correspondiente a la opción seleccionada (verde). El programa realizará cualquier tarea asociada con esta opción y solo una nueva pulsación del interruptor devolverá el Menú principal.

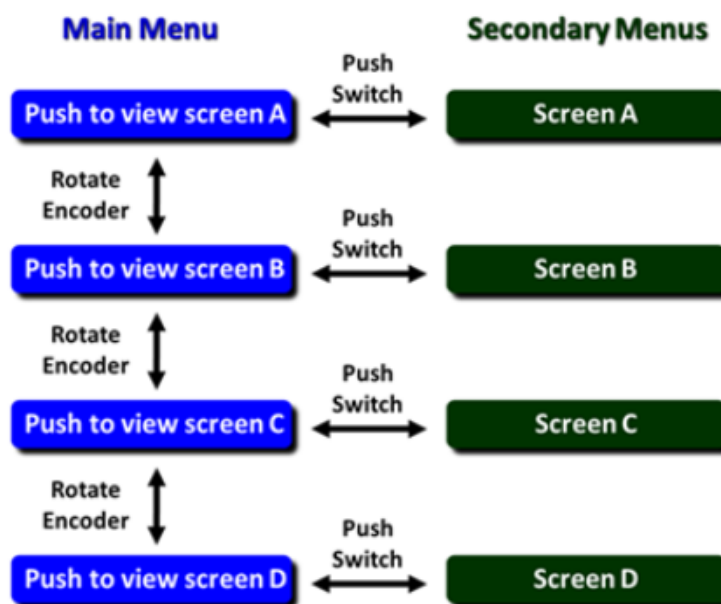


Figura 2.44: Menú principal.

El diseño del programa es bastante sencillo. El núcleo es el menú principal, la lista de opciones y el algoritmo de navegación. A continuación, se explica la estructura general del menú.

```

//*****
//      Menu
//*****
if((encoderDirection==1) && (line>1) && (screen<3)){screen=screen+1;}
if((encoderDirection==-1) && (line<2) && (screen>1)){screen=screen-1;}
if((encoderDirection==1) && (line<2)) {line=line+1;}
if((encoderDirection==-1) && (line>1)){line=line-1;}
encoderDirection=0;
if(SWITCH0==1){
    switch(line+screen){
        case 2: Function_A();
                break;
        case 3: Function_B();
                break;
        case 4: Function_C();
                break;
        case 5: Function_D();

        default: break;
    }
}
}

```

Figura 2.45: Código del menú principal.

La variable “line” es la posición del cursor por lo tanto solo puede ser 1 ó 2 (línea 1 y 2 del LCD respectivamente). La variable “screen” representa las diferentes pantallas de menú en este caso 4. La variable “encoderDirection” puede contener 0 (codificador girado en sentido anti horario CCW), 1 (en el sentido de las agujas del reloj CW) o 2 (sin rotación) mientras que PUSH puede ser 0 (sin presionar) o 1 (presionado).

Si en cualquier momento se presiona el interruptor (SWTCH0 == 1) el programa saltará a la función indicada por la suma de LINE SCREEN. Mediante este método el salto siempre será a la opción de menú indicada por el cursor en la pantalla LCD correspondiente.

En este proyecto se realizó el siguiente menú:

1- Resolución: aquí se seleccionará la resolución a la cual se va a realizar la medición, estas variarán en pasos de 1 MHz de manera tal que podamos ir regulando la frecuencia hasta encontrar la señal de interés.

2- Potencia: una vez seleccionado la resolución, se visualizará la frecuencia la cual variará en función a esta, permitiendo generar un barrido manual por medio de la lectura de un encoder. Por otro lado, se verá la potencia correspondiente a la frecuencia seleccionada en dBm, la cual se obtiene por medio del conversor analógico digital del microcontrolador.

3- Barrido automático: se cuenta con la opción de realizar un barrido automático en todo el rango de trabajo, una vez ejecutada esta acción, se guardara la información adquirida en la memoria EEPROM y se enviara esta automáticamente por comunicación RS232. Se podrá solicitar la misma información por medio de un comando cuando sea requerido.

4- Apagar: en este caso, se permitirá al usuario dar la opción de apagar el equipo. En caso de seleccionar la opción “Si” se procederá al apagado automático del dispositivo, en caso contrario se volverá al menú principal preparado para realizar la medición que se requiera.

2.7.5. Lectura del encoder rotativo

Los codificadores rotativos incrementales proporcionan un par de señales digitales que permite a un microcontrolador determinar la velocidad y dirección de rotación de un eje. Se pueden usar para monitorear motores y mecanismos, o para proporcionar una interfaz de usuario con botón de control.

Las líneas de puntos en la Figura 2.46 indican un método común de dirección de lectura. Por ejemplo, si la fase 1 es alta y la fase 2 está aumentando la dirección es hacia la derecha (CW). Si la fase 1 es baja y la fase 2 está aumentando la dirección es en sentido contrario a las agujas del reloj (CCW).

Para interpretar esta salida con un PIC u otro microcontrolador probablemente sea más útil observar los estados cambiantes de las fases como una serie de números de dos bits como se muestra en la Figura 2.45

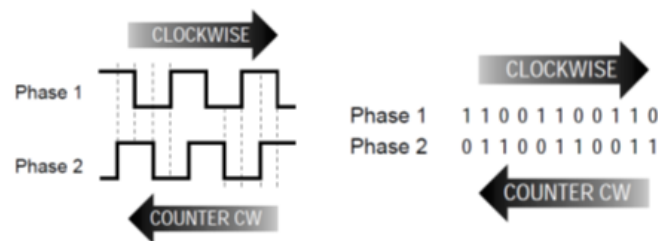


Figura 2.46: Señal generada del encoder.

Cuando el eje del codificador gira CW obtiene una secuencia de números diferente (01001011) que cuando gira CCW (01111000). Se puede reconocer esta secuencia como código Gray. Se distingue por el hecho de que solo un bit cambia en cualquier transición. El código Gray no produce valores intermedios incorrectos cuando se reinicia el conteo. En el conteo binario normal 11 se desplaza a 00. Si un bit cambia ligeramente antes que el otro el valor del número intermedio podría leerse incorrectamente como 01 ó 10 antes de establecerse en el estado correcto de 00.

Interpretar este código equivale a comparar la secuencia entrante con las secuencias conocidas para la rotación de CW y CCW. Una tabla de búsqueda haría el truco. Sin embargo, este enfoque, aunque es fácil de entender es ineficiente. El método de acceso directo utiliza una propiedad interesante de la secuencia del código de Gray de dos bits.

Si se elige cualquier par de números de dos bits de la secuencia CW que se muestra en la Figura 2.46. Por ejemplo, los dos primeros 10 11. Con una OR exclusivo (XOR) del bit derecho del primer número con el bit izquierdo del segundo sería $0 \text{ XOR } 1 = 1$. Para cualquier par de números CW de la tabla y siempre obtendrá 1. Ahora si se invierte el orden del par de números 11 10. XOR el bit correcto del primero con la izquierda del segundo ($1 \text{ XOR } 1 = 0$). Cualquier par de números CCW producirá un 0.

Para poder realizar la lectura del codificador rotativo se habilitaron las interrupciones por cambio en el puerto B. Para ello se configuro los siguientes registros de la siguiente manera:

- RBIP = 1 ; Interrupciones de puerto B con prioridad alta.
- RBIF = 0 ; Borrar el indicador de interrupción del puerto B.
- RBIE = 1 ; Habilitar la interrupción del puerto B en el cambio.

El programa para realizar la lectura correcta del encoder rotativo se presenta a continuación:

```

void interrupt int_encoder()
{
    if (RBIF)
    {
        encoderState = RotaryA | RotaryB << 1;
        if(encoderPreviousState != 0xFF)           // Check for first time check
        {
            if(encoderPreviousState == 0b00 && encoderState == 0b01)
            {
                // Going counter-clockwise (Derecha)
                encoderDirection = 1;
                encoderPosition++;
                LED=~LED;
            }

            else if(encoderPreviousState == 0b01 && encoderState == 0b00)
            {
                // Going clockwise (Izquierda)
                encoderDirection = -1;
                encoderPosition--;
                LED=~LED;
            }
        }

        RBIF = 0;           // Clear the portB interrupt flag
    }
}

```

Figura 2.47: Código lectura del encoder.

2.7.6. Calibración

Dado que las distintas etapas que conforman el instrumento poseen pérdidas y ganancias no lineales con la frecuencia, se realizó una calibración por software para poder corregir esto. Ingresando al equipo con una señal de frecuencia y potencia conocidas, se hicieron mediciones, se calculó el error de las mismas y luego, en base a este error, se elaboró un factor de corrección, el cual se sumaba o restaba según corresponda a la potencia obtenida del detector logarítmico. Dicho procedimiento se realizó mediante un código con una serie de sentencias *if* anidadas, las cuales, según la frecuencia a la que se trabaja suman o restan el factor de corrección, y luego el valor calculado se muestra en el display LCD.

Capítulo 3

Diseño e implementación de las etapas

3.1. Diseño e implementación

Consideraciones de diseño de circuitos impresos

El diseño de los circuitos consiste en ubicar e interconectar los distintos componentes que formaran parte de la placa. Para esto, se arman los esquemáticos, en donde se seleccionan el tipo de componentes y el encapsulado que llevarán y se indica con que estarán conectados. Luego, se diseña el PCB, en donde se ubican los componentes y se los rutea, es decir, se diseñan las pistas que conectaran dichos componentes.

A continuación se detallan ciertas consideraciones que se deben tener en cuenta a la hora de armar dichos circuitos

- Elección adecuada de los componentes: Se deben seleccionar cuidadosamente los componentes que formaran parte de los circuitos. Para esto se debe tener en cuenta la disponibilidad de dichos componentes ya sea por el modelo, el valor o el encapsulado de los mismos.

- Efecto resistivo de las pistas: Diseñar las pistas teniendo en cuenta la longitud, grosor y máxima corriente que deban conducir. En los circuitos de instrumentación y de medición, ubicar los componentes de tal forma que la longitud de las pistas sea lo más pequeña posible, para evitar efectos de carga en la línea de interconexión o desadaptaciones y evitar los giros bruscos de las pistas, ya que estos pueden producir reflexiones.

- Error de impresión: Verificar una vez impreso el circuito que no haya errores de conexión o cortocircuitos que podrían llegar a dañar a los componentes cuando estén soldados o impedir el correcto funcionamiento de la placa.

- Pruebas de funcionamiento: Colocar salidas en cada etapa del circuito, a fin de poder separar e ir probando por etapas el funcionamiento del mismo.

- Interferencias: Para evitar efectos indeseados debidos a la interferencia, se debe prestar especial atención a la ubicación de los componentes, habiendo casos en los que pueda ser necesario utilizar dos placas distintas.

- Otras consideraciones: No utilizar pistas, ni colocar componentes cerca de los bordes de las placas donde puedan tener contacto con los tornillos de fijación, guías o con la estructura. La separación mínima entre 2 pistas adyacentes debe de ser 0,8 mm, lo que garantiza un buen

aislamiento eléctrico. Colocar un plano de masa en las partes de la placa donde no existan otras pistas.

Debido a la presencia de señales de alta frecuencia, se debieron tomar los recaudos correspondientes a la adaptación de impedancias. Por este motivo, partiendo de la impedancia característica de 50Ω definida por el fabricante de los circuitos integrados, las líneas correspondientes a salidas de radiofrecuencia del generador y las entradas y salidas del mezclador se diseñaron de forma tal que presenten una impedancia característica de 50Ω .

Para el diseño de estas líneas se utilizó la tecnología microstrip ya descrita anteriormente, debido a su simplicidad para ser fabricada en una placa de circuito impreso (PCB). En este diseño se utilizó un tipo especial de microstrip (coplanar waveguide). Esto se debe al tamaño de los conectores SMA utilizados, ya que al tener el plano de masa a ambos lados de la traza de 50Ω , se reduce aproximadamente a la mitad el espesor de la traza de 50Ω .

Existen páginas web (en este caso, <http://janielelectronics.com>) que facilitan la obtención de dimensiones de la línea. En la Figura 3.1 se pueden observar los diferentes campos a completar por el usuario para el cálculo de microstrip dando como resultado la impedancia de la línea.

Coplanar Waveguide Calculator

er

s [mm]

h [mm]

t [um]

fo [MHz]

w [mm]

Analyze >>>

Zo [ohm]

Zo [ohm]

Synthesis >>>

w [mm]

er eff

k

lambda/4 [mm]

[How to use]

1. Input the parameter of the circuit board and center frequency.
2.
 - (1) When the character impedance (Z_o) of the conductor space (w) is computed. Input w , and click on [Analyze] button.
 - (2) When the conductor space (w) of the characteristic impedance (Z_o) is calculated. Input Z_o , and click on [Synthesis] button.
3. A calculation result is indicated.

Figura 3.1: Calculadora guía de onda coplanar.

3.1.1. Diseño de circuitos impresos

En esta sección se muestran los diseños de los circuitos impresos que involucran todas las etapas del equipo desarrollado a partir de los diferentes esquemáticos.

Hay muchos programas de diseño de PCB disponibles, denominados software EDA (Electronics Design Automation).

A continuación se detallan algunas características:

- Presenta un editor esquemático muy similar a otros software de CAD y un editor de diseño muy consolidado.
- Tiene la posibilidad de tener diferentes versiones de cada proyecto con documentos para cada versión, tanto para los editores de esquemas como de diseño, lo que facilita la gestión de proyectos complejos y permite al usuario saber cuáles son los cambios de versión a versión.
- Es fácil encontrar los componentes que se están buscando con las opciones de filtrado incluidas y es fácil de reemplazar o eliminar estos componentes.
- Es posible crear nuevas reglas de diseño para verificar que el diseño sea valido para los fabricantes de PCB.
- Tiene las opciones para generar o importar diferentes formatos de archivo para fabricar o intercambiar información con otro software de CAD 2D como OrCAD o Pads o con software de CAD 3D como Solidworks o Autocad.
- Tiene un enrutador automático que permite optimizar tiempos, pero no entregara un diseño optimizado.

Los footprint (huellas) o tambien llamado Land Pattern, es la representación gráfica de los pads de un componente electrónico y estos indican como deben ir impresos en la placa para que coincidan exactamente con sus respectivos terminales o superficies de conexión. Su correcto diseño permite el ensamble preciso del componente ademas de la formación de sus uniones de soldadura robustas y confiables a largo plazo. En la actualidad existen diferentes paginas que proporcionan los pads correspondiente a cada componente, como es el caso de Ultra Librarian, SnapEda, 3Dcontentcentral, entre otros, los cuales ademas cuentan con la posibilidad de obtener los diseños 3D, permitiendo de esta manera conocer las dimensiones exactas de cada componente.

En las figuras siguientes se muestran los diseños obtenidos

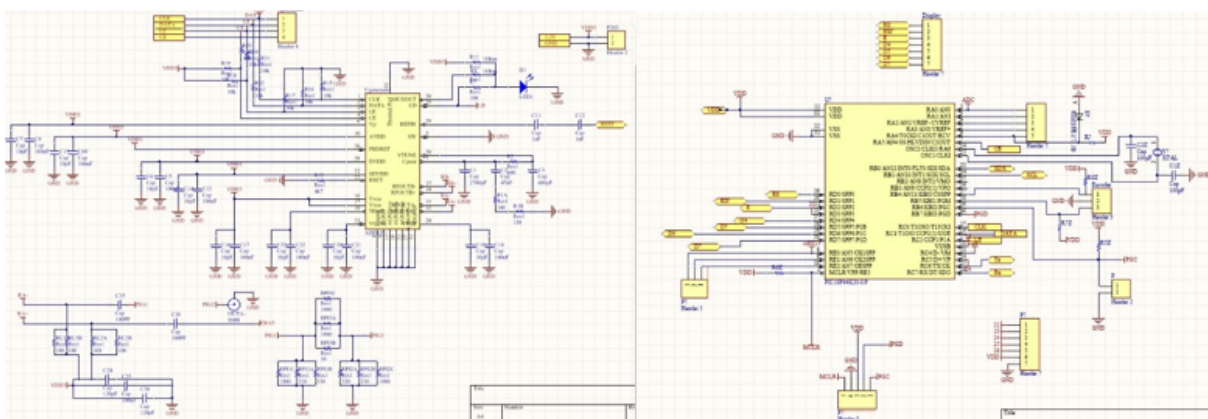


Figura 3.2: Esquemáticos de la etapa de control.

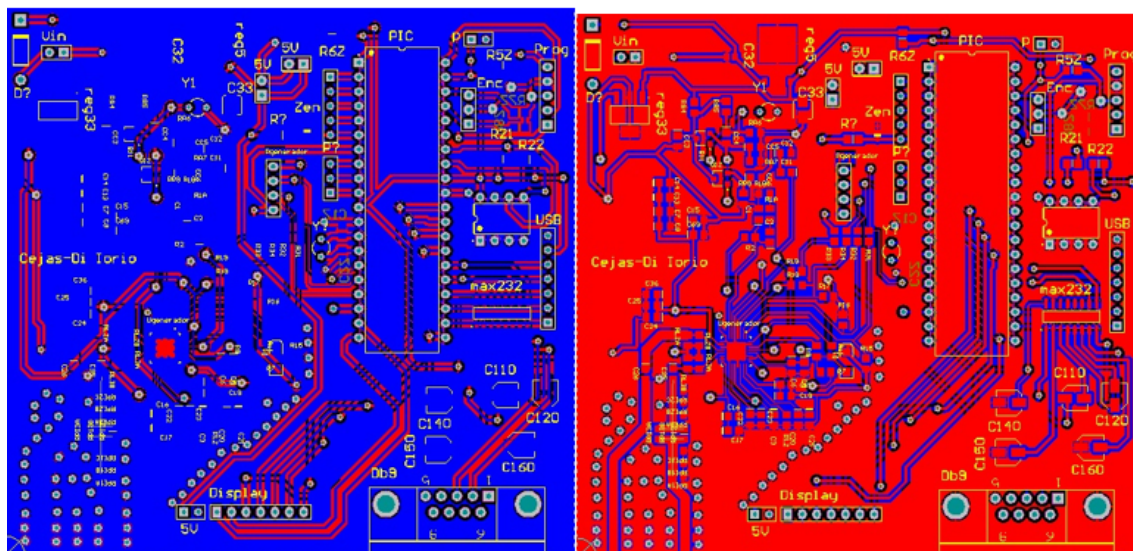


Figura 3.3: Diseño del PCB de la etapa de control.

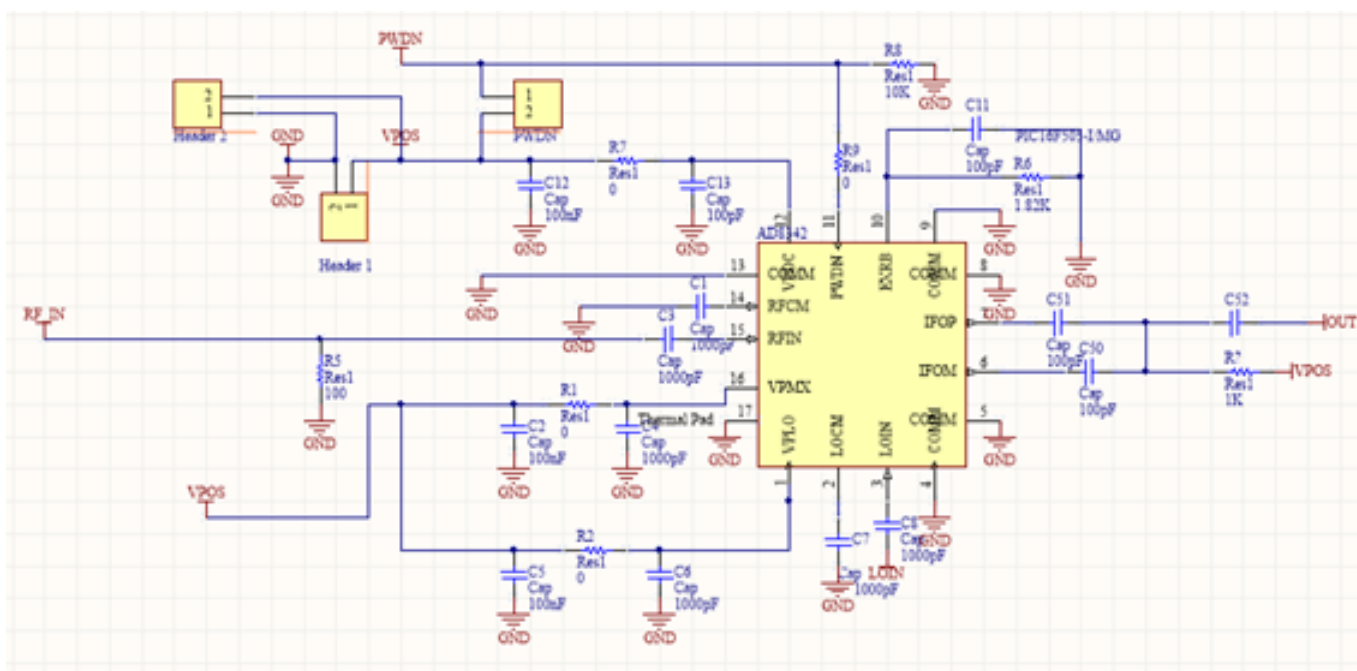


Figura 3.4: Esquemático del mezclador.

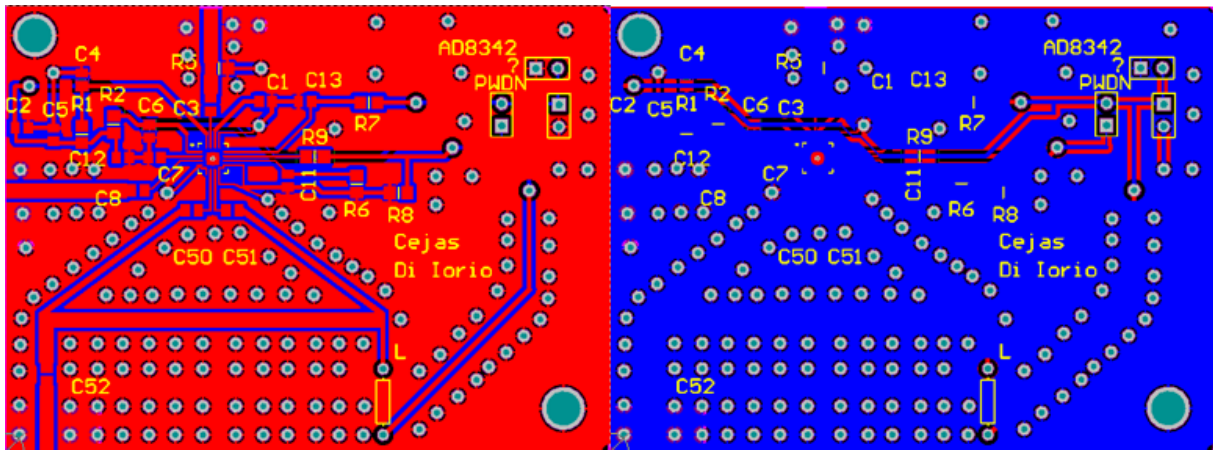


Figura 3.5: Diseño del PCB del mezclador.

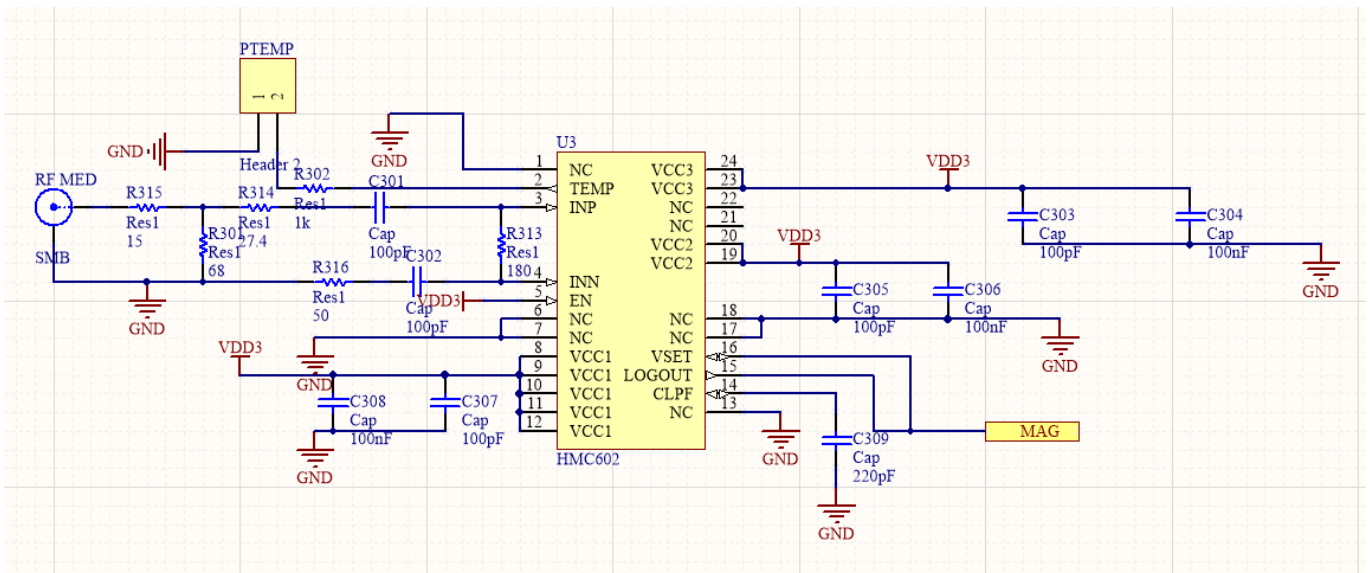


Figura 3.6: Esquemático del detector.

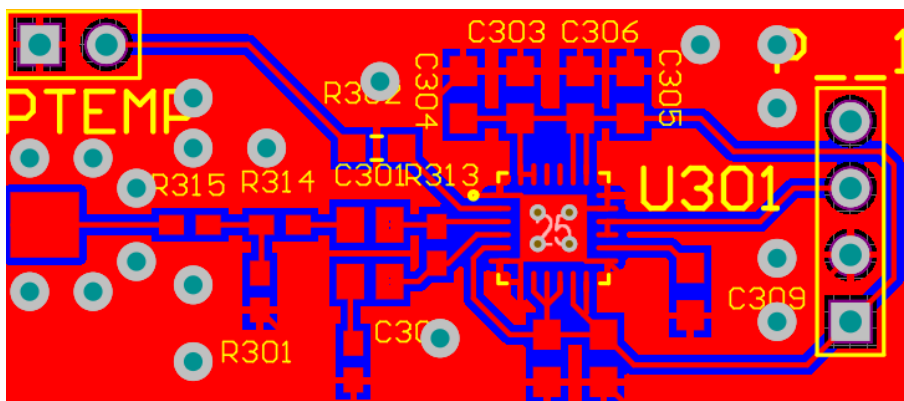


Figura 3.7: Diseño del PCB del detector.

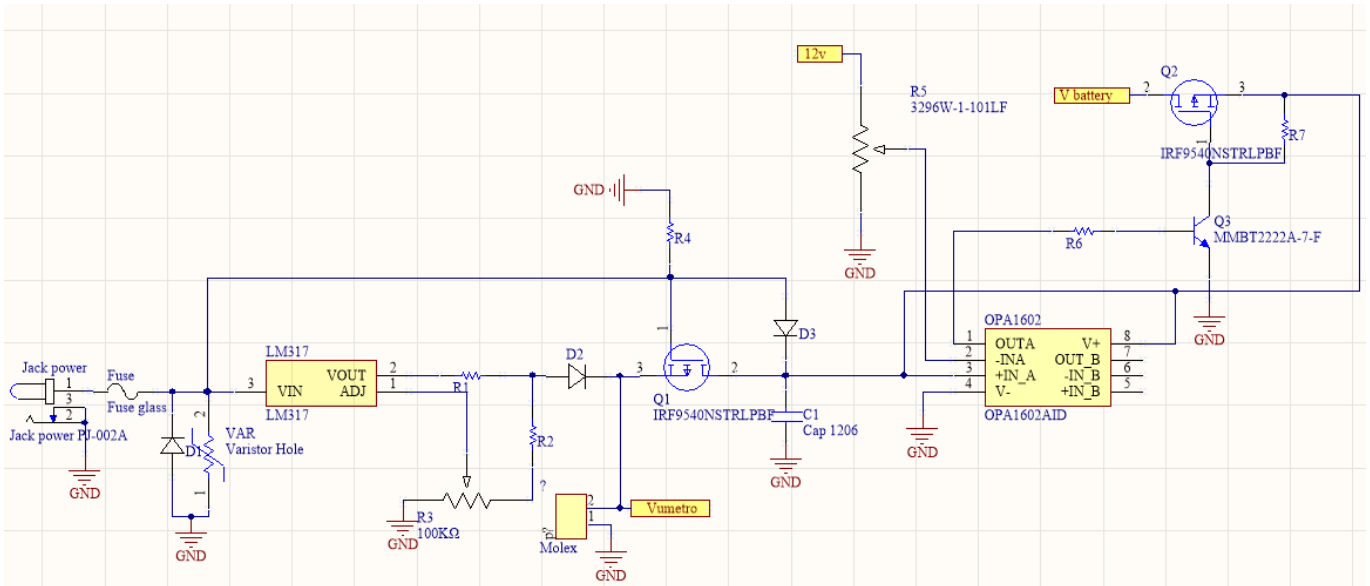


Figura 3.8: Esquemático del cargador.

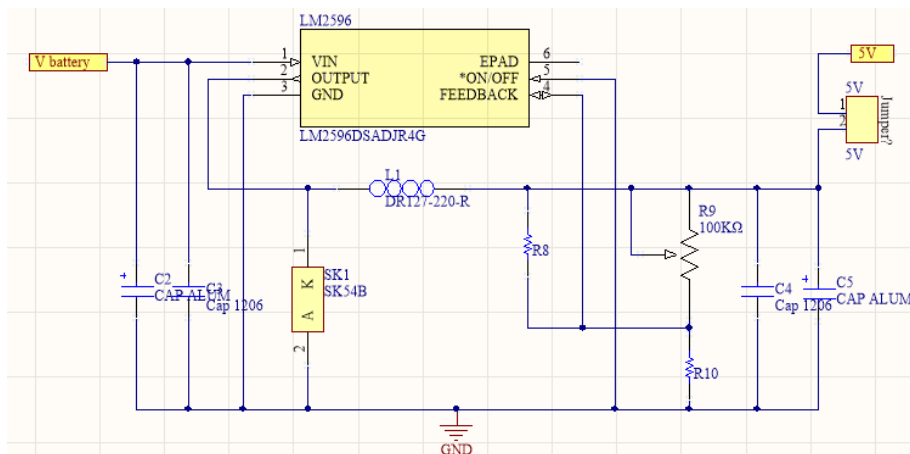


Figura 3.9: Esquemático step-down.

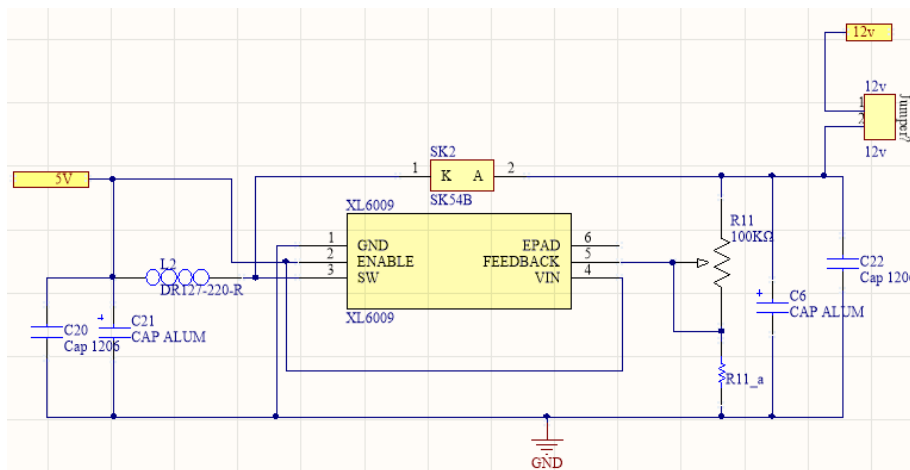


Figura 3.10: Esquemático step-up.

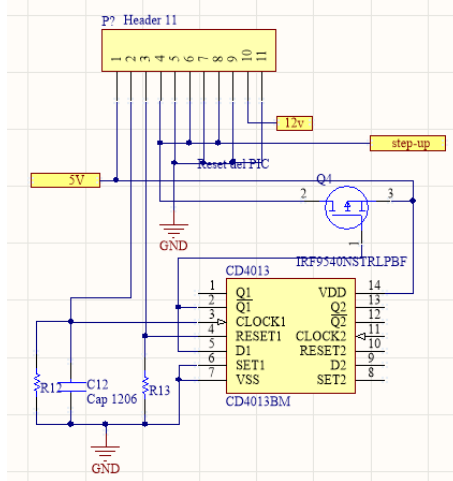


Figura 3.11: Esquemático circuito on/off.

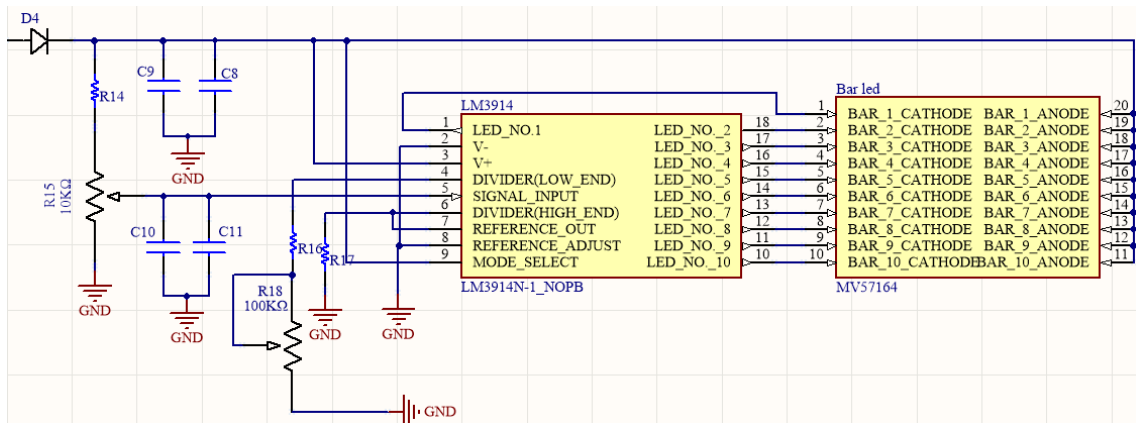


Figura 3.12: Indicador de batería.

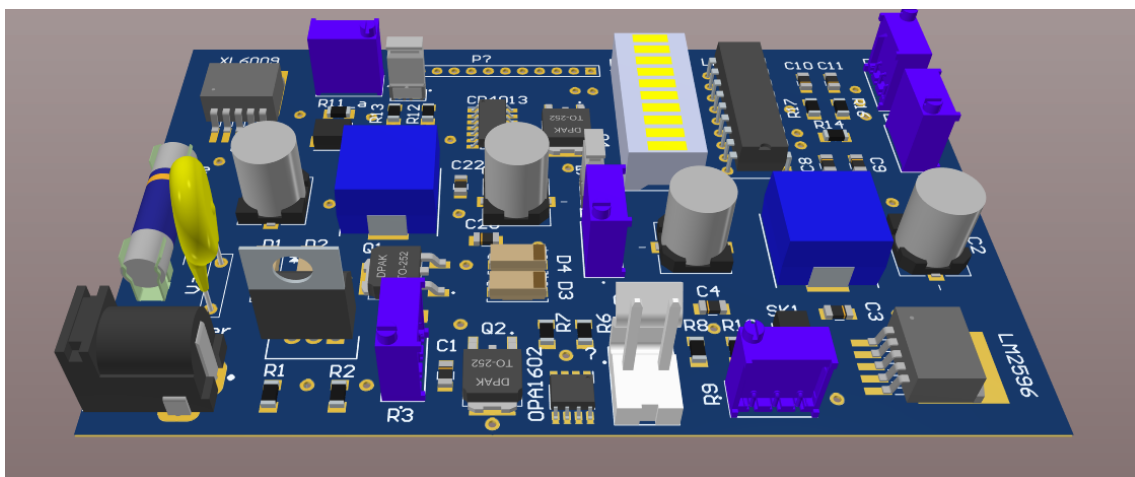


Figura 3.13: Vista 3D del cargador de batería.

3.2. Software implementado para los filtros en microstrip

Como se mencionó anteriormente, los filtros para los requisitos de RF son un desafío a cumplir, con un conjunto de demandas de rendimiento a menudo conflictivas. El diseño final de un filtro de RF es el resultado de un proceso iterativo y tedioso. Afortunadamente a medida que el software de automatización del diseño electrónico (EDA) continúa mejorando, son posibles nuevos procedimientos que facilitan el diseños y realización de filtros.

La síntesis de filtros rara vez es fácil o automática incluso para un diseñador de filtros experimentado. Comenzando solo con los tipos de filtros básicos como los filtros pasabajos, pasaalto, pasabanda o eliminabanda y luego tratar de lograr un conjunto particular de parámetros de rendimientos para uno de estos tipos de filtros puede convertirse en un proceso iterativo sin fin. El enfoque de diseño mas simple y directo se basa en arquitecturas de filtros clásicas. Sin embargo, las topologías de filtro clásicas pueden sufrir cualquier inconveniente. Estos incluyen un numero excesivo de inductores y la necesidad de tener en cuenta las perdidas de elementos del circuito, los efectos parasitos, los efectos del sustrato y los efectos de interconexión. Si no se tiene en cuenta alguno de estos elementos durante el proceso de diseño se pueden producir un rendimiento deficiente en el filtro fabricado y el incumplimiento de los requisitos de rendimiento objetivo. Esto es especialmente cierto en frecuencias altas por encima de 200 MHz, pero también puede ser verdad en frecuencias mas bajas.

Afortunadamente, las herramientas modernas de EDA continúan mejorando, permitiendo la creación de diseños de filtro en los que las predicciones de las computadoras se acercan constantemente a los resultados medidos cuando esos diseños finalmente se fabrican en tecnología de microstrip, stripline u otro circuito de alta frecuencia. Herramientas como FilterSolutions de Nuhertz Technology pueden ayudar al diseño de filtros, reduciendo el tiempo y esfuerzo del tradicional proceso de diseño de filtros. Este software es compatible con una variedad de geometrías de filtro de elementos distribuidos que incluyen medios combline, hairpin e interdigital, en microstrip, stripline o sustrato suspendido.

El proceso de diseño comienza al establecer e ingresar los requisitos de diseño en el software, como la frecuencia central del filtro, el ancho de banda de paso y la atenuación de la banda de rechazo. Se debe seleccionar el tipo de filtro (pasabanda, eliminabanda, etc.), topología y otras opciones de diseño, y el software sugerirá un diseño de filtro. Luego se seleccionan un material de sustrato. El diagrama y diseño esquemáticos del diseño se pueden exportar para su optimización y análisis posterior.

El efecto del éxito del diseño en la síntesis del filtro depende de un gran número de variables, durante las etapas iniciales del diseño, pero también en las etapas del diseño. FilterSolutions ofrece opciones para controlar la longitud inicial y los anchos de las interconexiones de microstrip, esto permite el control sobre el tamaño físico del filtro final.

Para el diseño del filtro de entrada, se especifico el material utilizado con un permitividad de $\epsilon_r = 4,3$, se especifico que la banda de paso se encuentre en 2 GHz y que para la frecuencia de 4.4 GHz (ubicación de la frecuencia imagen) presentara un rechazo de 70dB. A partir de estas especificaciones se obtuvo lo mostrado en la Figura 3.14:

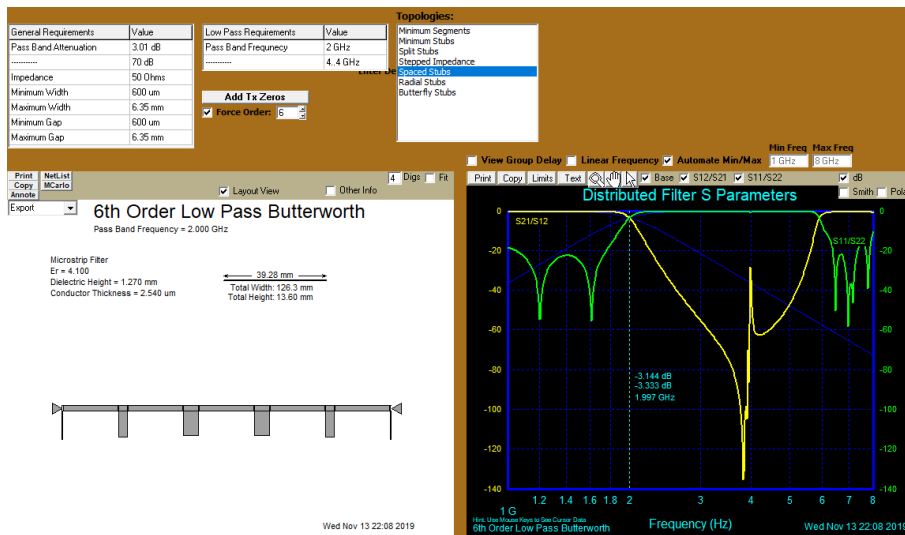


Figura 3.14: Diseño filtro pasabajos 2GHz.

El software permite descargar el diseño en DFX Autocad, lo que permite observar con mayor detalle el diseño y su modificación en caso de querer utilizarse para extrapolarlo a la placa PCB. Las dimensiones físicas del filtro resultan ser de 126,3 mm de largo con 13,60 mm de ancho.

Por otro lado, se implemento un filtro pasabanda, con frecuencia centrada en 2,2 GHz y un ancho de banda de 50 MHz, con una permitividad de $\epsilon_r = 4,2$, a modo de exigir un mayor rechazo se especifico que la banda de parada presente una atenuación de 100dB.

En la Figura 3.15 se muestra el diseño final del filtro pasabanda.

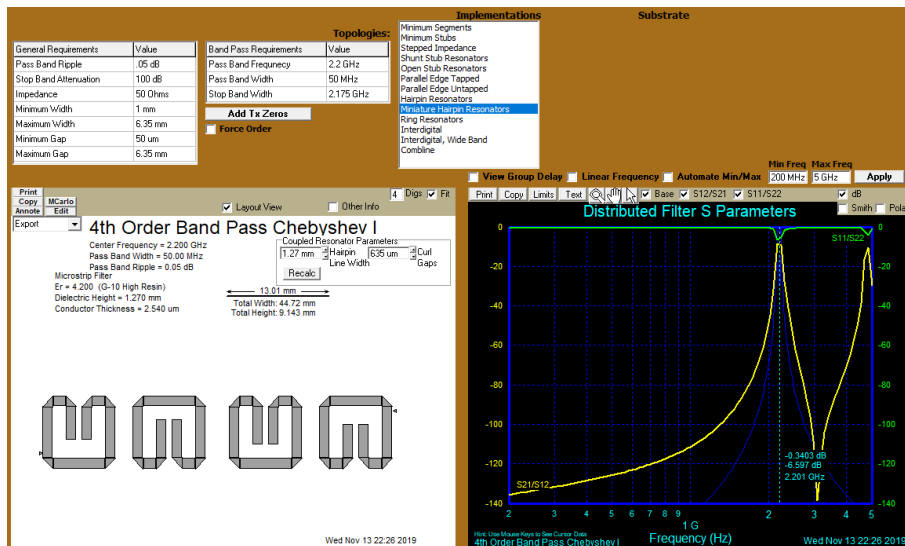


Figura 3.15: Diseño filtro pasabanda en 2.2GHz.

Como puede verse en la Figura 3.15, el diseño implementa un filtro Chebyshev tipo 1 de cuarto orden. El mismo presenta unas dimensiones físicas de 44,72 mm de largo y 9,143 mm de ancho.

3.3. Implementación del circuito impreso

Uno de los aspectos más importantes a la hora de ensamblar un circuito electrónico, es el circuito impreso. Una placa PCB puede tener diferentes complejidades, a medida que esta aumenta, es necesario generar una gran cantidad de pistas para interconectar los diferentes componentes como así los integrados que presentan alta densidad de pines. Esto implica que la separación entre pistas debe ser muy pequeña. En la actualidad existen diferentes métodos que permiten obtener una buena resolución.

Entre los métodos para la realización de circuitos impresos se pueden hallar:

- Circuitos impresos elaborados con tinta indeleble: Esta manera de producir placas de circuito impreso, es la más económica a baja escala que existe, ya que solo es necesario tinta indeleble, la placa donde se plasma el diseño y el agente que se encarga de corroer la superficie de cobre no deseada. Este método se realiza mediante el dibujo manual de las pistas del circuito, razón por la cual resulta muy difícil llegar a obtener trabajos de mediana complejidad, además de carecer de calidad de impresión.

Circuitos impresos elaborados con logotipo: La elaboración mediante logotipo es similar a la mencionada anteriormente. Este solo difiere en la forma de impresión ya que en el procedimiento anterior se dibuja a mano el circuito sobre la placa con la tinta indeleble. Esta técnica consiste en colocar sobre la placa logotipos (calcomanías) que tienen diversas figuras: pistas y terminales de componentes. Las calcomanías tienen la característica de que inhiben sobre la superficie cubierta la acción corrosiva. De esta forma se logra mejor calidad que con el procedimiento anterior, aunque no deja de ser una forma artesanal de producción. De la misma manera resulta muy difícil llegar a obtener diseños de circuito impresos de mediano y gran tamaño.

Circuitos impresos elaborados con la técnica de serigrafía: Esta técnica tiene la ventaja de obtener trabajos de buena calidad a un precio razonable. Además permite la realización de varias copias del mismo diseño una vez que se ha revelado en la seda, lo que nos lleva a una producción en serie de tarjetas impresas. Aunque no deja de ser un proceso manual, es válida y permite obtener trabajos con la suficiente calidad y presentación para la realización de prototipos electrónicos.

Circuitos impresos elaborados con la técnica de luz ultravioleta: El método fotográfico para la elaboración de circuitos impresos se lleva a cabo a partir de un fotolito negativo, ya sea de un dibujo manual en papel o de un diseño por computadora impreso. Esta técnica posee la ventaja de obtener una buena calidad de trabajo para mediana y alta complejidad, y si bien no es económico como las otras técnicas mencionadas anteriormente, lo es en relación a la calidad de trabajo obtenido.

Circuitos impresos elaborados por fabricantes: Este es el método más efectivo dado que en él los circuitos poseen una excelente definición. Si bien es la mejor opción para la realización de un circuito impreso, entre las técnicas mencionadas anteriormente, es la de mayor costo. Además tienen un tiempo de fabricación de al menos una semana.

3.4. Soldadura de componentes

Para lograr dimensiones pequeñas de la placa se utilizó tecnología SMD (Surface Mount Device), es decir de montaje superficial. Sin embargo, se dificulta la soldadura de los integrados

de manera manual por ser muy pequeños los contactos. Para ello, se utilizó un horno programable (Figura 3.16) con una cierta curva de temperatura. De esta manera se logra soldar homogéneamente todos los pines del integrado a la placa.



Figura 3.16: Horno infrarrojo T-962.

Capítulo 4

Prototipo final

4.1. Placa de control

Una vez obtenido los diseños finales de la placa, se enviaron a fabricar a una empresa llamada JLCPCB. La misma se eligió debido a su bajo costo de producción, siendo una opción totalmente viable para un primer prototipo. El plazo de fabricación de las placas PCB fueron de tres días y el envío demoró aproximadamente una semana.

Las placas fueron realizadas en material epoxi FR4, de 1,6mm de espesor, con máscara antisoldante azul y máscara de componentes blanca.

La misma presentaba las vías con el remache correspondiente, permitiendo de esta forma realizar la suficiente cantidad de vías para evitar la capacidad producida entre las láminas de cobre y el material dieléctrico.

La placa resultante se puede ver en la Figura 4.1.

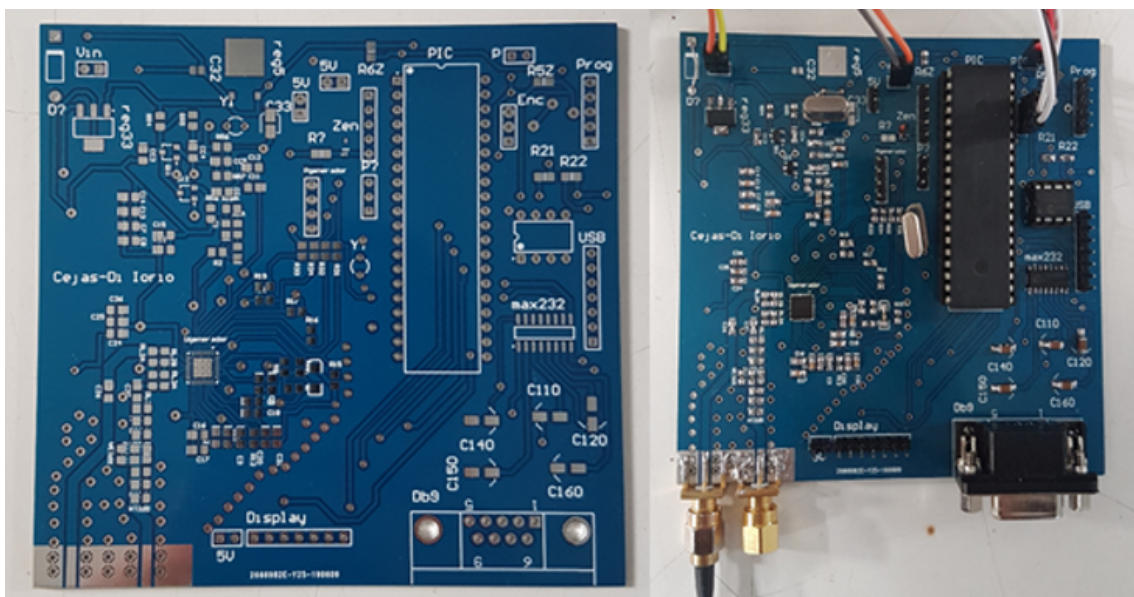


Figura 4.1: Placa de control.

Al eliminar la gran cantidad de cables en el prototipado mejoró considerablemente la respuesta del sistema de control, al igual que el LO. Por otro lado, se tuvo en cuenta para una

posible implementación, una salida por SPI para anexarle una comunicación por USB, dado que actualmente existe una gran cantidad de equipos que utilizan este puerto y no tanto el puerto serie RS232.

El ADF4351 cuenta con 2 salidas, una de ellas presenta una salida de 2,4GHz con una atenuación de 6 dB, esta se utilizó para realizar en primera instancia algunas pruebas. La otra salida de 2,2 GHz se encuentra sin atenuación y con una potencia de 0 dBm a la salida, esto se realizó configurando correctamente los registros del oscilador. Como puede verse en la Figura 4.1, a la salida de 2,4 GHz se le conectó un adaptador de 50Ω , de esta manera se evita que exista interferencia entre las salidas.

De todas maneras, se observaron interferencias entre las pistas de la placa del PCB. Para registrar las curvas correspondientes al generador de señales, se armó un banco de medición conformado por un analizador de espectro, y un bus GPIB para realizar capturas de pantalla a través de la computadora como se muestra en la Figura 4.2.

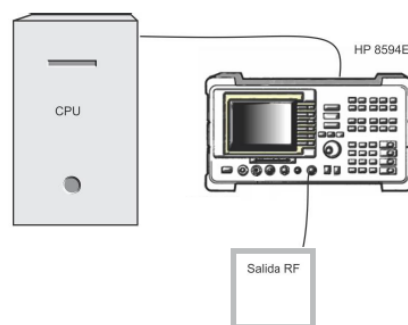


Figura 4.2: Banco de medición.

A continuación, se muestra los efectos observados y capturados por el analizador de espectros HP 8594E.

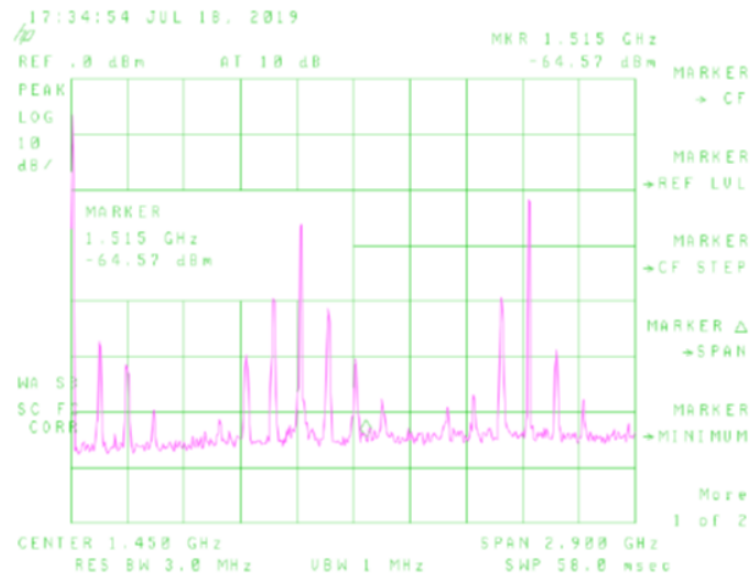


Figura 4.3: Respuesta del ADF4351 (a).

A partir de la gráfica se obtuvieron los valores del cuadro 4.1:

Frecuencia	Potencia
870 MHz	-55,7 dBm
1,022 GHz	-43,8 dBm
1,167 GHz	-27,6 dBm
1,312 GHz	-43,8 dBm
1,472 GHz	-55,7 dBm
2,023 GHz	-57,8 dBm
2,175 GHz	-46,5 dBm
2,327 GHz	-21,1 dBm
2,487 GHz	-65,6 dBm

Cuadro 4.1: Tabla de valores ADF4351.

Estas mediciones se realizaron utilizando un atenuador externo de 20dB. Como puede observarse de la gráfica, obtenemos la señal de interés, pero se ven armónicas cercanas a esta frecuencia, a su vez se presenta una señal de igual magnitud en 1,1 GHz.

Para evitar estas interferencias se inhabilitó la salida de 2,4 GHz para que no interfiriera sobre la salida deseada, por medio de los registros. A continuación se observa la salida.

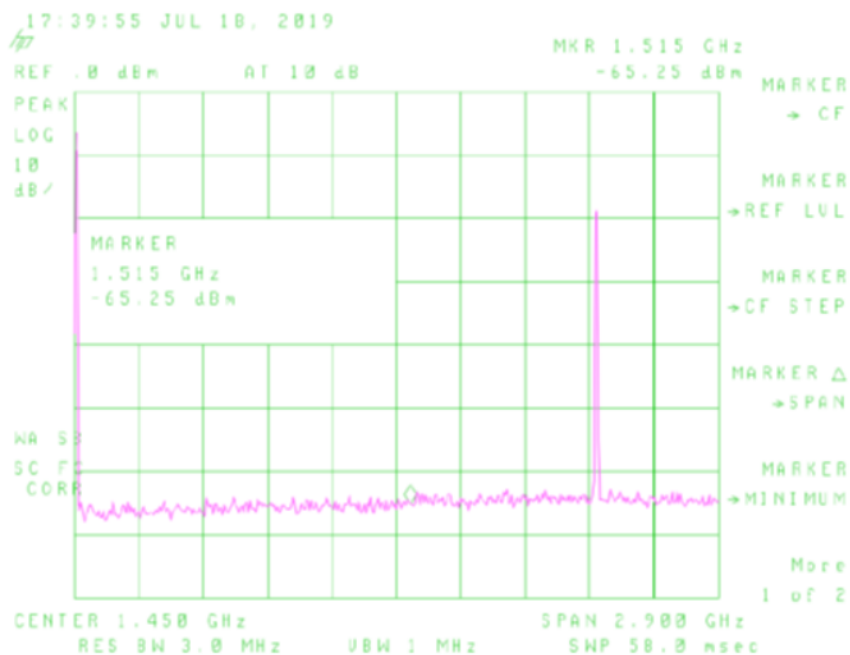


Figura 4.4: Respuesta del ADF4351 (b).

4.2. Mezclador

Al igual que en el caso anterior, la placa mezcladora fue realizada por la empresa JLCPCB. Como puede observarse en la Figura 4.5, el mezclador cuenta con 2 entradas y una salida, en el extremo superior se encuentra la entrada de señal de RF, en el extremo izquierdo se ingresa la señal proveniente de la placa de control (OL) y por ultimo en la parte inferior de la placa se encuentra la salida del mezclador (FI).

Por otro lado la placa presenta la posibilidad de entrar en modo deshabilitado por medio de los pines PWDN. Además presenta su entrada de alimentación de 5V y una salida con el mismo valor para alimentar las etapas siguientes.

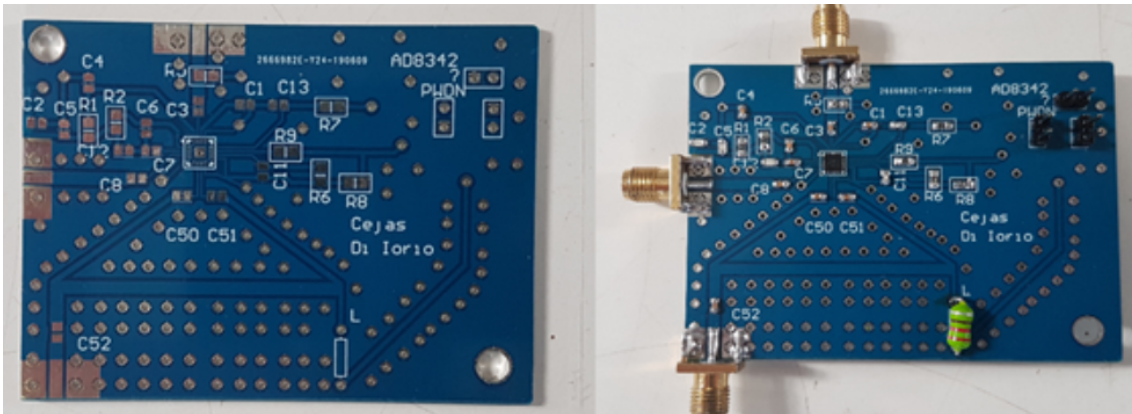


Figura 4.5: Placa mezcladora.

Es importante mencionar que se encontró en una primera instancia un error en el diseño de la placa, dado que inicialmente no se obtuvo el resultado esperado de la mezcla, y no se podía observar ninguna señal de la salida.

Analizando detalladamente el circuito propuesto se observó que la alimentación proveniente del choke de RF encargado de alimentar los colectores del circuito integrado estaban siendo filtrado por los capacitores C50 y C51. Estos capacitores fueron colocados para eliminar la componente de continua de la señal batida. Para solucionar este inconveniente se colocaron unas resistencias de impedancia 0Ω en remplazo de los capacitores, el capacitor C52 es el encargado de eliminar la componente de continua.

En la siguiente figura se detalla el resultado obtenido a la salida del mezclador.

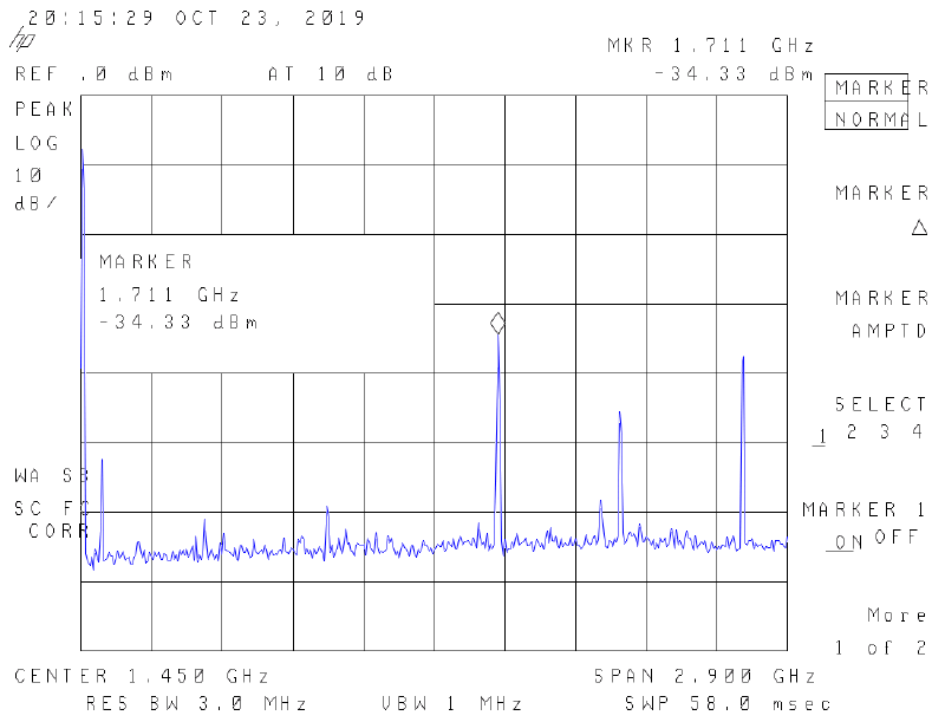


Figura 4.6: Respuesta AD8342.

Como se puede apreciar en la Figura, aparecen correctamente las señales esperadas. Para la prueba se ingresó con una señal de RF de 500 MHz con una potencia de 0 dBm, y el oscilador local se configuro para que la salida se encuentre en 2,2 GHz. A partir de estas dos señales, se obtuvo las dos componentes de suma y resta, las cuales se encuentran en 1,711 GHz y 2,723 GHz.

4.3. Etapa preamplificadora

Para esta etapa, debido a la simplicidad del circuito, se decidió armarlo por medio del método de luz ultravioleta (UV). El cual consiste en imprimir el negativo del diseño de la placa PCB y exponerla sobre un breve tiempo sobre luz UV, para su posterior revelado.

El resultado se observa a continuación,

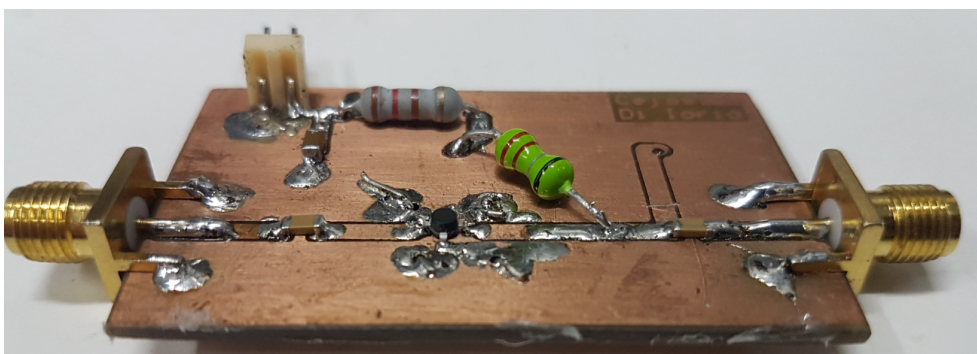


Figura 4.7: Placa preamplificadora.

Una observación sobre el diseño de la placa es que el choke de RF se encuentra cercana a la salida del amplificador ERA5. Esto se debe a que el inductor cuanto mas lejano se encontraba de ese punto, actuaba como antena y se observaban espurias a la salida.

Por medio del analizar de espectro, se pudo caracterizar la respuesta del amplificador. A partir de ella se analizo el ancho de banda y la ganancia.

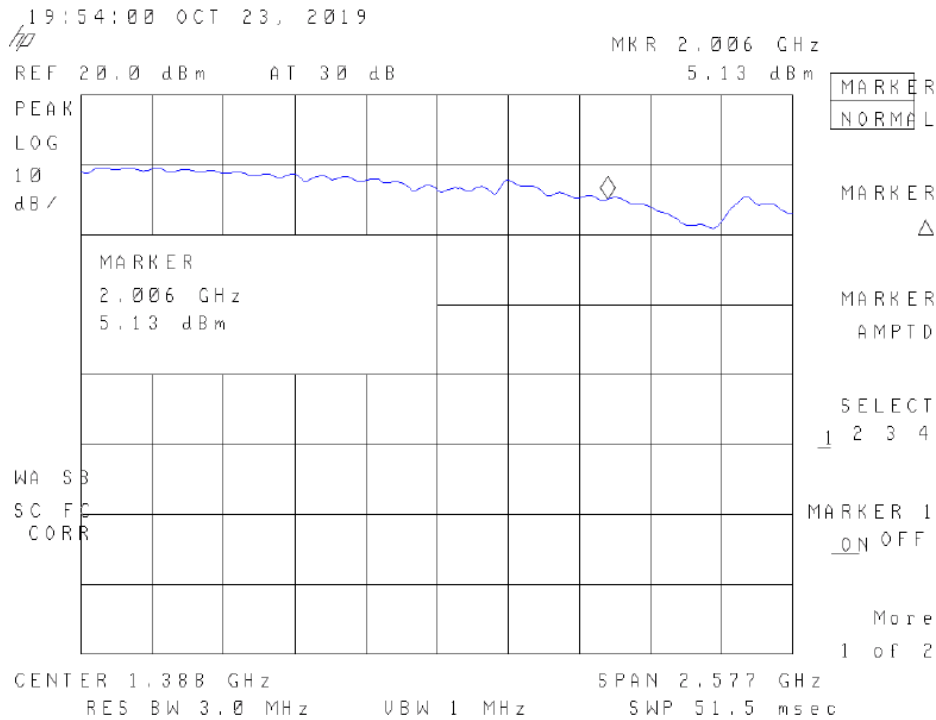


Figura 4.8: Respuesta de la etapa preamplificadora.

Se tomaron una serie de datos para observar el comportamiento del amplificador a distintas frecuencias, entre ellas se encuentran:

Frecuencia	Potencia
248 MHz	9,45 dBm
505 MHz	9,19 dBm
750 MHz	8,68 dBm
1,008 GHz	7,95 dBm
1,253 GHz	7,54 dBm
1,504 GHz	6,22 dBm
1,755 GHz	6,66 dBm
2,006 GHz	5,13 dBm

Cuadro 4.2: Tabla de valores preamplificador.

Aclaración: Se utilizó el atenuador 8496b de HP en 10dB.

Se puede observar claramente que la ganancia empieza a decaer a medida que se aumenta la frecuencia, esto se debe a que el inductor presenta una reactancia variable en función de la frecuencia. A continuación se propone dos posibles soluciones a esta problemática:

1. Utilizar un arreglo de inductores en serie tal que prepondere la reactancia de cada uno de ellos por banda de frecuencias seleccionadas.
2. Realizar una linealización de la respuesta por medio del software realizado por el microprocesador.

Debido a que existen otras etapas que al igual que el preamplificador generar un cierto error en la medición, se optó por la segunda opción.

4.4. Filtro pasabajos con microstrip

Se obtuvo la característica del filtro de entrada, el cual consiste en un filtro microstrip con un ancho de banda de 2 GHz y se corroboró que cumple con dichas características.

El mismo como se mencionó anteriormente se diseñó como un filtro Chebyshev de sexto orden, diseñado por medio del software de Nuhertz Filter solution.

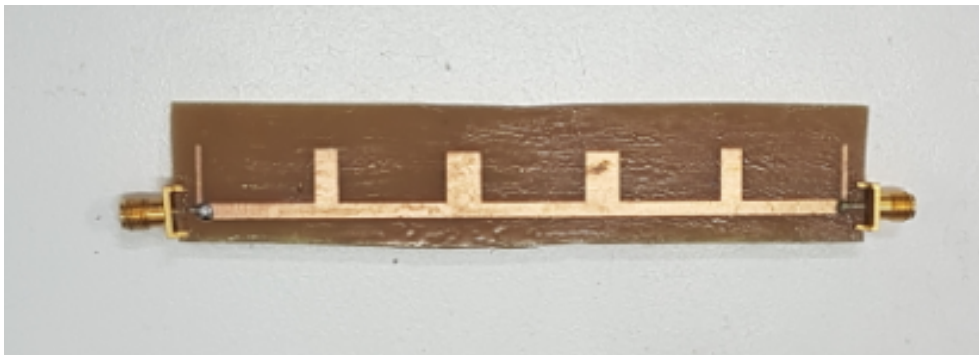


Figura 4.9: Placa PCB filtro de entrada.

Para evitar posibles interferencias o que se modifique la respuesta del filtro, se realizó un blindaje de manera tal que esta no se vea afectada por factores externos, como se observa en la Figura 4.10.

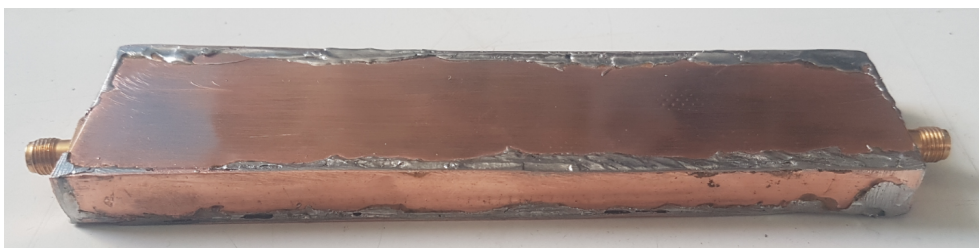


Figura 4.10: Blindaje contra interferencias.

A continuación, en la Figura 4.11 se presenta la respuesta obtenida,

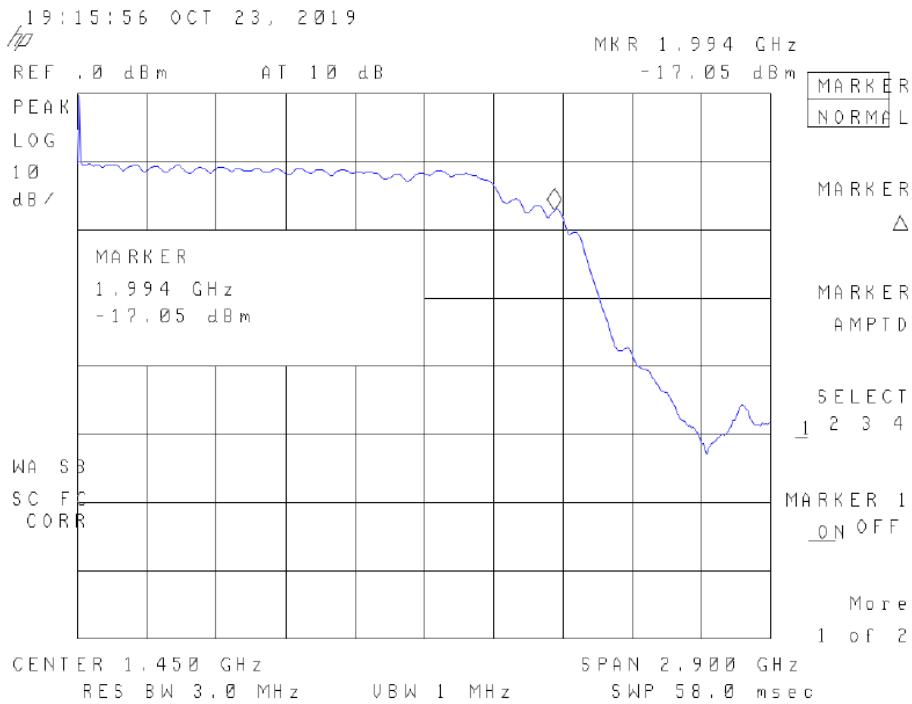


Figura 4.11: Respuesta de filtro de entrada.

Los valores obtenidos se muestran en el Cuadro 4.3,

Frecuencia	Potencia
0 MHz	-10,25 dBm
254 MHz	-10,50 dBm
500 MHz	-10,88 dBm
750 MHz	-10,95 dBm
1 GHz	-11,17 dBm
1,262 GHz	-11,85 dBm
1,5 GHz	-11,22 dBm
1,994 GHz	-17,05 dBm

Cuadro 4.3: Tabla de valores filtro pasabajos.

Debido a que no se puede realizar una construcción perfecta del filtro, se observan algunas variaciones a la obtenida por medio de la simulación por software, pero corresponde a lo esperado. Se puede ver como el rechazo se hace abrupto luego de los 2 GHz.

4.5. Filtro pasabanda con microstrip

Previo a la construcción del filtro pasabanda de cavidades resonantes, se construyó uno de microstrip, para determinar como era el comportamiento a frecuencias elevadas y ver si presentaba alguna limitación, además que su fabricación es mucho más económica.

Al obtener la característica de dicho filtro, se pudo observar que el mismo estaba corrido de la frecuencia central requerida (2,2 GHz), lo cual es esperado ya que no se puede realizar un filtro perfectamente. Por otra parte no era simétrico respecto de la misma, y por encima de la frecuencia de interés se obtiene un menor rechazo, lo cual no corresponde a la característica de un filtro pasabanda, es por esta razón que el mismo fue descartado. En la Figura 4.12 se puede observar dicha característica.

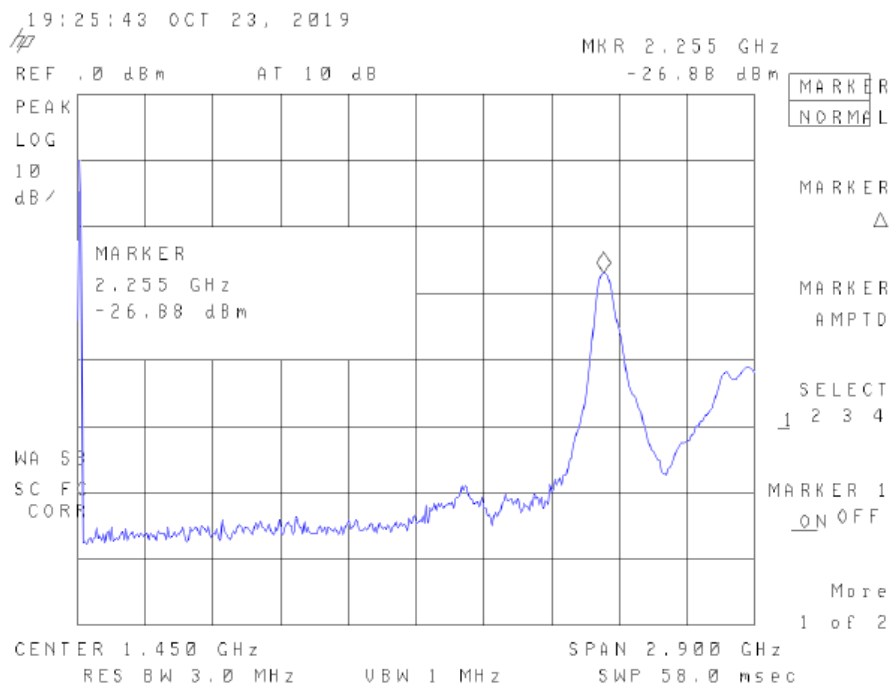


Figura 4.12: Respuesta de filtro pasabanda con microstrip.

En el Cuadro 4.4 se detallan los datos obtenido:

Frecuencia	Potencia
2,105 GHz	-57,92 dBm
2,153 GHz	-49,61 dBm
2,204 GHz	-37,17 dBm
2,233 GHz	-28,36 dBm
2,255 GHz	-26,88 dBm
2,275 GHz	-29,30 dBm
2,306 GHz	-33,52 dBm
2,356 GHz	-42,68 dBm
2,407 GHz	-47,51 dBm

Cuadro 4.4: Tabla de valores filtro pasabanda en microstrip.

4.6. Filtro pasabanda con cavidades resonantes

Se obtuvo la característica del filtro de cavidades resonantes y se pudo observar que es coherente con lo esperado. Está centrada en 2,2 GHz con un ancho de banda de aproximadamente 100 MHz con una atenuación de 24dB y una abrupta caída. La Figura 4.14 muestra dicha característica.

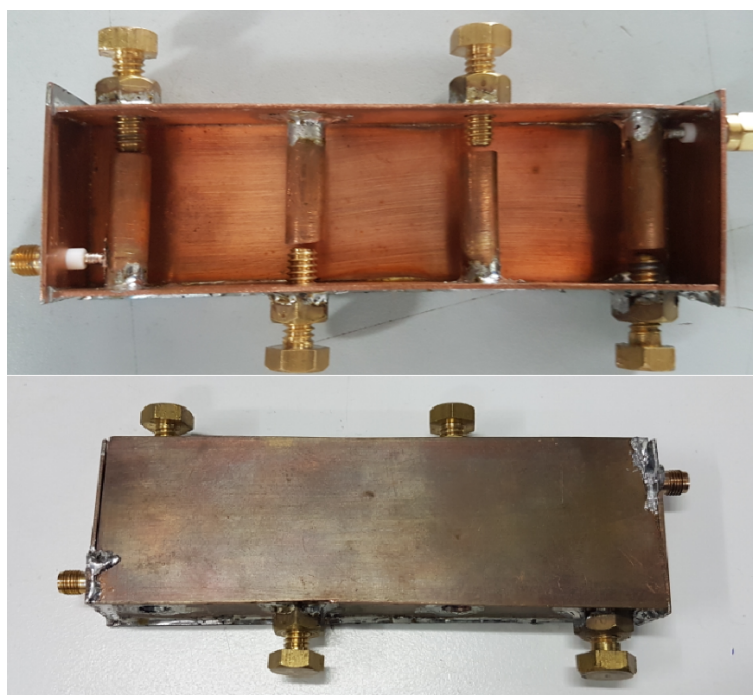


Figura 4.13: Filtro pasabanda con cavidades resonantes.

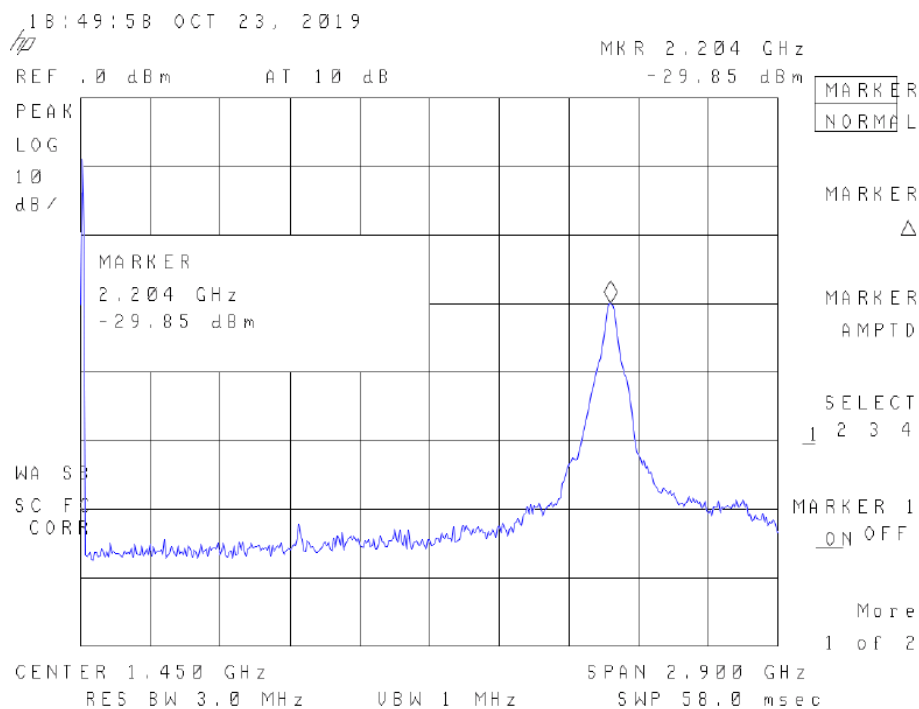


Figura 4.14: Respuesta de filtro pasabanda con cavidades resonantes.

En el Cuadro 4.5 se detallan los datos obtenidos:

Frecuencia	Potencia
2,052 GHz	-50,66 dBm
2,103 GHz	-43,35 dBm
2,146 GHz	-34,32 dBm
2,175 GHz	-27,80 dBm
2,204 GHz	-24,58 dBm
2,225 GHz	-28,51 dBm
2,255 GHz	-35,42 dBm
2,306 GHz	-48,21 dBm
2,349 GHz	-52,77 dBm

Cuadro 4.5: Tabla de valores filtro pasabanda de cavidades resonantes.

Capítulo 5

Mediciones

En el Cuadro 5.1 se puede observar la medición del equipo para señales de 40 a 2000 MHz, las cuales son de una potencia conocida. En base a esto, se calcula el error de medición en cada frecuencia y luego se calcula un error promedio.

Frec [Mhz]	Pot. Ingresada [dBm]	Pot. Medida [dBm]	Error [dBm]
40	-20	-8.2	-11.8
80	-20	-7.8	-12.2
120	-20	-9.9	-10.1
160	-20	-10.8	-9.2
200	-20	-12.2	-7.8
240	-20	-13.4	-6.6
280	-20	-14.5	-5.5
320	-20	-15.7	-4.3
360	-20	-15.8	-4.2
400	-20	-15.1	-4.9
440	-20	-15	-5
480	-20	-14.5	-5.5
520	-20	-15.3	-4.7
560	-20	-16.5	-3.5
600	-20	-16.8	-3.2
640	-20	-16.1	-3.9
680	-20	-15.8	-4.2
720	-20	-17	-3
760	-20	-18.5	-1.5
800	-20	-16.2	-3.8
840	-20	-15.9	-4.1
880	-20	-15.6	-4.4
920	-20	-16.3	-3.7
960	-20	-18.2	-1.8
1000	-20	-19.2	-0.8
1040	-20	-18.5	-1.5
1080	-20	-19.3	-0.7
1120	-20	-19.7	-0.3
1160	-20	-20	0
1200	-20	-20.4	0.4

Sigue en la página siguiente.

Frec [Mhz]	Pot. Ingresada [dBm]	Pot. Medida [dBm]	Error [dBm]
1240	-20	-20.4	0.4
1280	-20	-21.5	1.5
1320	-20	-22.7	2.7
1360	-20	-23.3	3.3
1400	-20	-22.8	2.8
1440	-20	-21.8	1.8
1480	-20	-22.3	2.3
1520	-20	-22.2	2.2
1560	-20	-21.6	1.6
1600	-20	-20.7	0.7
1640	-20	-19.8	-0.2
1680	-20	-21	1
1720	-20	-20.9	0.9
1760	-20	-20.1	0.1
1800	-20	-19.2	-0.8
1840	-20	-18.7	-1.3
1880	-20	-19.2	-0.8
1920	-20	-24.8	4.8
1960	-20	-23.9	3.9
2000	-20	-22.3	2.3

Cuadro 5.1: Tabla de mediciones en -20dBm.

Frec [Mhz]	Pot. Ingresada [dBm]	Pot. Medida [dBm]	Error [dBm]
40	-30	-15.6	-14.4
80	-30	-16	-14
120	-30	-18.2	-11.8
160	-30	-19.2	-10.8
200	-30	-20.3	-9.7
240	-30	-21.5	-8.5
280	-30	-23	-7
320	-30	-23.9	-6.1
360	-30	-24.5	-5.5
400	-30	-23.6	-6.4
440	-30	-23.5	-6.5
480	-30	-23.4	-6.6
520	-30	-24	-6
560	-30	-24.7	-5.3
600	-30	-25.2	-4.8
640	-30	-24.5	-5.5
680	-30	-24.2	-5.8
720	-30	-25.5	-4.5
760	-30	-27.3	-2.7
800	-30	-24.7	-5.3
840	-30	-24.6	-5.4
880	-30	-24.3	-5.7

Sigue en la página siguiente.

Frec [Mhz]	Pot. Ingresada [dBm]	Pot. Medida [dBm]	Error [dBm]
920	-30	-25.1	-4.9
960	-30	-27.06	-2.9
1000	-30	-27.7	-2.3
1040	-30	-27.3	-2.7
1080	-30	-27.8	-2.2
1120	-30	-28.3	-1.7
1160	-30	-28.7	-1.3
1200	-30	-28.9	-1.1
1240	-30	-29.2	-0.8
1280	-30	-30.4	0.4
1320	-30	-31.4	1.4
1360	-30	-32.1	2.1
1400	-30	-31.9	1.9
1440	-30	-31.2	1.2
1480	-30	-30.9	0.9
1520	-30	-30.8	0.8
1560	-30	-30.9	0.9
1600	-30	-30.5	0.5
1640	-30	-29.4	-0.6
1680	-30	-30.09	0.09
1720	-30	-30.3	0.3
1760	-30	-29.7	-0.3
1800	-30	-28.8	-1.2
1840	-30	-27.9	-2.1
1880	-30	-28.4	-1.6
1920	-30	-33.9	3.9
1960	-30	-33.2	3.2
2000	-30	-31.3	1.3

Cuadro 5.2: Tabla de mediciones en -30dBm.

A partir de los errores obtenidos para cada frecuencia se calculó el error promedio para evitar la mayor desviación entre las mediciones. En base a esto se calculo la desviación en el peor caso, este fue de 1.85dB.

Capítulo 6

Conclusiones

En este proyecto se diseñó y construyó un sistema de medición de potencia para señales de radiofrecuencia. En este trabajo se cumplieron todos los objetivos propuestos al comienzo. Se partió de la propuesta de un equipo que midiera potencia en un amplio rango de frecuencias y que fuera portable.

Para desarrollar esto, primero se realizó un análisis de las distintas etapas que debían conformar al equipo y se las plasmó en un diagrama en bloques. Luego, se empezó a construir cada etapa por separado, analizando los distintos métodos y circuitos integrados que permitían a cada una de estas etapas cumplir con lo solicitado. Finalmente, una vez contruídas, se unieron todas las etapas y se comprobó el funcionamiento del equipo completo.

Como se explicó anteriormente, partiendo de señales con frecuencia y potencia conocida, se logró establecer un método de calibración para el prototipo. El proceso de calibración consistió en un análisis comparativo entre la potencia de la señal conocida y la potencia medida por el equipo, dando como resultado una tabla de pares de números (Potencia real vs Potencia medida). A partir de la calibración, el equipo deberá trabajar basándose en la tabla.

Existen diferentes factores que pueden hacer variar las mediciones como señales externas, desadaptaciones, desgaste en conectores y cables, desintonización del filtro interdigital, entre otras. Por esta razón, se debe considerar una calibración con cierta periodicidad para corroborar el correcto funcionamiento del dispositivo.

En cuanto a posibles mejoras se encuentran la unificación de las distintas placas en una sola y la incorporación de una salida USB. Por un lado, las distintas placas que conforman al equipo pueden ser reducidas a una cantidad menor, lo que conllevaría a reducir la cantidad de cables y conectores bajando de esta manera la posibilidad de fallas e interferencias en la medición.

Dado que los conectores DB9 se están dejando de usar actualmente, se propone a futuro reemplazar dicha salida por una del tipo USB, la cual es la más usada hoy en día y está presente en todas las computadoras y dispositivos inteligentes. Esto permitiría una mayor interacción con el usuario.

Por su parte, la pantalla LCD sólo indica el valor de la medición expresado en dBm. Otra posible mejora consiste en la incorporación de un display amplio en el cual se puedan mostrar las diferentes gráficas sin la necesidad de abrir los archivos almacenados en la memoria con una computadora.

Bibliografía

- [1] Universidad Tecnológica Nacional, Medición de Potencia en RF y Microondas, 2010.
- [2] Ramesh Gang, Microstrip lines and slotlines, third edition, 2013.
- [3] Mini-Circuits, Biasing MMIC amplifiers, AN-60-010, 2009.
- [4] Agilent, Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials, 2006.
- [5] Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional Tucumán, Medición de parámetros de dispersión "S", 2012.
- [6] Unitrode, Improved charging methods for lead-acid batteries using the UC3906, U-104, 1999.
- [7] Robert E. Collin, Field Theory of Guided Waves, Second Edition, 1960.
- [8] Bruce R. Archambeault PCB Design for Real-World EMI Control, 2002.
- [9] Analogic Device, Datasheet ADF4351, <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADF4351.pdf>
- [10] Analogic Device, Datasheet AD8342, <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8342.pdf>
- [11] Mini-Circuits, Datasheet ERA-5+, <https://www.minicircuits.com/pdfs/ERA-5+.pdf>
- [12] Analogic Device, Datasheet HMC602LP4, <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc602.pdf>
- [13] Microchip, Datasheet PIC18F4550, <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39632b.pdf>
- [14] MAXIM, Datasheet MAX232, <https://pdfserv.maximintegrated.com/en/ds/MAX220-MAX249.pdf>
- [15] Microchp, Datasheet 24LC256, <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/21203m.pdf>