Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California

Maestría en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Telecomunicaciones

Diseño de un sistema de radio definido por software sobre plataformas ARM y “front-end” analógico básico para comunicaciones de baja velocidad entre boyas sobre la banda HF

Tesis
para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de Maestro en Ciencias

Presenta:

Juan Ramón Solís Escobedo

Ensenada, Baja California, México
2016

Tesis defendida por

Juan Ramón Solís Escobedo

y aprobada por el siguiente Comité

Dr. Salvador Villarreal Reyes
Codirector de tesis

Dr. Humberto Lobato Morales
Codirector de tesis

Dr. Miguel Ángel Alonso Arévalo

Dr. Leonel Soriano Equigua

Dr. Jorge Flores Troncoso

Dr. Jorge Torres Rodríguez

Dr. Miguel Ángel Alonso Arévalo
Coordinador del Posgrado en Electrónica y Telecomunicaciones

Dra. Rufina Hernández Martínez
Directora de Estudios de Posgrado

Juan Ramón Solís Escobedo © 2016
Queda prohibida la reproducción parcial o total de esta obra sin el permiso formal y explícito del autor y director de la tesis.

Resumen de la tesis que presenta **Juan Ramón Solís Escobedo** como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Telecomunicaciones.

Diseño de un sistema de radio definido por software sobre plataformas ARM y "*front-end*" analógico básico para comunicaciones de baja velocidad entre boyas sobre la banda HF.

Resumen aprobado por:

Dr. Salvador Villarreal Reyes	**Dr. Humberto Lobato Morales**
Codirector de tesis	Codirector de tesis

En este trabajo se presenta el diseño de un transmisor básico trabajando en la banda de HF siguiendo la arquitectura de Radio Definido por Software para la transmisión de datos meteorológicos. El diseño del transmisor se presenta en dos partes. En la primera, se evalúa el desempeño del esquema de modulación en banda base y frecuencia intermedia programado sobre un procesador ARM de bajo costo. La segunda parte presenta el diseño del "*front-end*" analógico para la transmisión de la información por el canal inalámbrico. Particularmente, se realiza el diseño y evaluación de un filtro de reconstrucción, un oscilador local y la caracterización de una antena que respondan a los requerimientos del sistema en cuestión. La evaluación del sistema se realiza mediante simulación y medición empírica de la potencia y ancho de banda de la señal de interés. A partir de la evaluación experimental se demuestran las ventajas ofrecidas por la arquitectura de radio propuesta. A pesar de que existen varias soluciones en comunicación de grado militar en la banda de HF, no se ha encontrado una solución comercial de bajo costo para la implementación de los transceptores requeridos, sin mencionar que gracias a sus características de propagación, dicha banda representa la opción más recomendable para establecer enlaces de larga distancia.

Palabras clave: Software-Defined-Radio SDR, front-end, HF, caracterización de antena.

Abstract of the thesis presented by **Juan Ramón Solís Escobedo** as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Electronics and Telecommunications with orientation in Telecommunications.

Design of a software defined radio system on ARM platforms and basic analog front-end for low speed communications between buoys on the HF band.

Abstract approved by:

Dr. Salvador Villarreal Reyes	**Dr. Humberto Lobato Morales**
Thesis Codirector	Thesis Codirector

This thesis presents a design of a basic transmitter working in the HF band following the Software Defined Radio architecture for the meteorological data transmission. The design of the transmitter is described in two parts. In the first one, the performance of the baseband modulation scheme and intermediate frequency programmed on a low-cost ARM processor is evaluated. The second part describes the analog front-end design for the transmission of the information through the wireless channel. In particular, the design and evaluation of a reconstruction filter, a local oscillator and antenna characterization are performed so they can respond to the requirements of the system in question. The evaluation of the system is done by simulation and empirical measurement of the power and bandwidth of the signal of interest. Based on experimental evaluation, the advantages offered by the proposed radio architecture are demonstrated. Although there are several solutions of military grade communication in the HF band, a low cost commercial solution for the implementation of the required transceivers has not been found. Furthermore, the propagation characteristics of the HF band represents the most recommendable option to establish long distance links.

Keywords: Software-Defined-Radio SDR, front-end, HF, antenna characterization.

Dedicatoria

Con todo mi cariño y amor para las personas que hicieron todo en la vida para que yo pudiera lograr mis sueños, por motivarme y darme la mano en todo momento, a ustedes por siempre mi corazón y mi agradecimiento.

Mis queridos padres.

Agradecimientos

A mis padres y hermanos, que a pesar de las dificultades y la distancia, siempre me brindaron su apoyo incondicional. Gracias por estar a mi lado en todo momento.

A mis codirectores de tesis, el Dr. Humberto Lobato y el Dr. Salvador Villarreal por ofrecerme su confianza, conocimientos y asesoría en el desarrollo del presente trabajo.

A los miembros de mi comité de tesis, por todos sus comentarios y aportaciones que ayudaron a enriquecer el trabajo de investigación y mi formación académica.

A mis amigos Jairo, Guillermo, Andrea, Ernesto, Javier, Roilhi y Rogelio, gracias por todos los buenos momentos y su amistad incondicional.

A los miembros del grupo de trabajo ARTS: Manuel, Edwin, Shiro, Enrique y Christian, por ayudarme con sus conocimientos y mostrar su apoyo y sabias recomendaciones.

Al Maestro René Alejandro por ayudarme en todo momento y mostrar la mejor disposición durante las pruebas en el laboratorio.

Al CICESE por brindarme la oportunidad de alcanzar una meta más en mi vida.

A CONACyT por el apoyo económico durante mis estudios de maestría con número de becario 337873.

Tabla de contenido

Resumen en español..... ii

Resumen en inglés..... iii

Dedicatoria..... iv

Agradecimientos..... v

Lista de figuras..... viii

Lista de tablas..... xiii

Capítulo 1. Introducción.....1

1.1. Antecedentes. 1

1.2. Planteamiento del problema. 2

1.3. Objetivo general. 3

1.4. Objetivos particulares. 4

1.5. Metodología de la investigación. 4

1.6. Organización de la tesis. 5

Capítulo 2. Revisión del estado del arte. 7

2.1. Introducción. 7

2.2. Sistemas de comunicación en boyas marinas. 8

2.3. Comunicación inalámbrica en bandas de HF. 12

2.3.1. Sistemas de transmisión de baja velocidad en HF. 12

2.3.2. El estándar MIL-STD-188-110C. 14

2.3.3. Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias (CNAF). 16

2.4. Arquitectura "*Software Defined Radio (SDR)*". 17

2.4.1. Introducción a SDR y su arquitectura básica. 17

2.4.2. Limitaciones y capacidades de SDR. 21

2.5. Etapa "*front-end*". 22

2.5.1. Filtros en banda base y frecuencia intermedia. 23

2.5.2. Mezclador y oscilador local. 29

2.5.3. Filtro de RF y amplificador de potencia. 36

2.5.4. Antenas. 40

Capítulo 3. Etapa de banda base y frecuencia intermedia 50

3.1. Introducción. 50

3.2. Introducción a los procesadores ARM. 50

3.3. Sistema propuesto. 53
3.4. Uso del microcontrolador STM32F429I-DISCO. 55
3.5. Parámetros de diseño de la señal en banda base. 56
3.6. Generación de la señal en banda base y frecuencia intermedia. 60

Capítulo 4. Etapa de RF. Diseño del "*front-end*". 70
4.1. Introducción. 70
4.2. Filtro de reconstrucción. 70
4.3. Mezclador y oscilador local. 82
4.3.1. Canal. 82
4.3.2. Mezclador. 84
4.3.3. Oscilador local. 87
4.4. Amplificador de baja potencia y amplificador de potencia. 88
4.5. Caracterización de cables y antena. 89
4.5.1. Pérdidas en cables y adaptadores. 89
4.5.2. Caracterización de la antena. 91
4.6. Cálculo del enlace. 99

Capítulo 5. Resultados experimentales. 107
5.1. Introducción. 107
5.2. Etapa de banda base y frecuencia intermedia. 107
5.3. Etapa del "*front-end*" analógico. 113
1.3.1. Filtro de reconstrucción. 113
1.3.2. Mezclador y oscilador local. 115
1.3.3. Amplificador de baja potencia y transmisión inalámbrica a través de la antena. 118

Capítulo 6. Conclusiones y trabajo futuro. 122
6.1. Introducción. 122
6.2. Conclusiones. 122
6.2.1. Sobre el diseño e implementación del esquema de modulación hasta frecuencia intermedia sobre el microcontrolador. 122
6.2.2. Sobre el diseño e implementación del "*front-end*" analógico. 124
6.3. Trabajo a futuro. 126

Literatura citada 127

Anexos 130
A.1 Componentes del sistema. 130

Lista de figuras

Figura		Página
1	Boya utilizada por Irish & Boduch (2006)…….	9
2	Arquitectura presentada por Pires, Colombo, Gallardo, De Maziani, & Alcoleas, (2013). a) sistema bajo estudio. b) pruebas experimentales del sistema…….	10
3	Boyas ofrecidas por Interoceansystems.com, (2016)…….	11
4	Sistema reportado por Pérez-Álvarez & Raos, (2003)…….	13
5	Estación de radio paquete (Tapr.org, 2016)…….	14
6	Porción del espectro electromagnético del CNAF en la banda de HF. (Cnaf.ift.org.mx, 2016)…….	17
7	SDR ideal. a) transmisor. b) receptor. (Grayver, 2013)…….	19
8	Diagrama de bloques simple de SDR. (Harris & Lowdermilk, 2010)…….	19
9	Diagrama a bloques del sistema SDR en Raspberry Pi presentado por Tomar & Bhatia, (2015)…….	20
10	Diagrama de bloques del procesamiento de una señal en un transmisor típico. (Harris & Lowdermilk, 2010)…….	22
11	Respuesta en frecuencia de un filtro pasa-bajas (Pertence, 2008)……	23
12	Respuesta en frecuencia de un filtro pasa-altas (Pertence, 2008)…….	24
13	Respuesta en frecuencia de un filtro pasa-banda (Pertence, 2008)…….	24
14	Respuesta en frecuencia de un filtro rechaza-banda (Pertence, 2008)…….	25
15	Ejemplo de filtro pasabajas de segundo orden. a) pasivo, b) activo. (Kugelstadt, 2008)…….	25
16	Estructuras pasabajas de segundo orden. a) VCVS. b) MFB. (Pertence, 2008)…….	26
17	Asociación de filtros activo. (Kugelstadt, 2008)…….	27
18	Filtro pasa-banda MFB de segundo orden. (Kugelstadt, 2008)…….	27
19	Acción del filtro de reconstrucción. a) dominio de la frecuencia. b) dominio del tiempo. (Rao, 2008)…….	28
20	Ubicación del filtro de reconstrucción……	29
21	Función del filtro de reconstrucción. a) señal original. b) señal muestreada. c) señal a la salida del DAC. d) señal a la salida del filtro de reconstrucción…….	29
22	Representación simbólica de un mezclador…….	30

23 Representación de upconversion y downconversion (Digikey.com, 2016)……. 30

24 Sumador en el dominio del tiempo. (Pérez Vega et al., 2007)…….. 31

25 Mezclador en el dominio del tiempo. (Pérez Vega et al., 2007)…….. 32

26 Circuito a bloques de un oscilador. (Pérez Vega et al., 2007)…… 34

27 Oscilador Colpitts…….. 35

28 Regiones de un amplificador. (Pérez Vega et al., 2007)……. 37

29 Funcionamiento del amplificador de clase A. (Pérez Vega et al., 2007)……. 38

30 Funcionamiento del amplificador de clase B. (Pérez Vega et al., 2007)……. 38

31 Configuración “push-pull”. (Huircan, 2012)…… 39

32 Funcionamiento del amplificador de clase AB. (Pérez Vega et al., 2007)……. 39

33 Funcionamiento del amplificador de clase c. (Pérez Vega et al., 2007)……. 40

34 Sistema de coordenadas para el análisis de antenas. (Balanis, 2005)……. 42

35 Medición del ancho de haz. (Balanis, 2005)…….. 43

36 Ejemplo de polarización de una onda. (Balanis, 2005)…… 46

37 Antenas convencionales monopolo de HF…….. 47

38 Diseño de la antena presentado por Baker, Youn, Celik, & Iskander (2010)…….. 48

39 Geometría de la antena presentada por Mattioni & Marrocco (2007), donde H=12 m, W=2m, h0=H/2 y w0=1.6m……. 49

40 Familia de procesadores Cortex-M…….. 52

41 Elementos en un procesador Cortex-M. (Ltd., 2016)…….. 53

42 Diagrama a bloques del sistema propuesto…… 54

43 Microcontrolador STM32F429I-DISCO…….. 55

44 Esparcimiento DSSS……. 58

45 BER para distintos esquemas de modulación digital…… 59

46 Densidad espectral de potencia (PSD) de una señal QPSK. (Rappaport, 1996)……. 59

47 Diagrama a bloques del sistema implementado en el microcontrolador……. 61

48 Esparcimiento de los bits de información con la secuencia Barker. a) bit 1, b) bit -1. 62

49 Constelación QPSK utilizada para mapear los chips de información…….. 62

50 Señal en frecuencia intermedia formada por los símbolos -1-1, 11, -11 y 1-1…….. 64

51 Señales base. a) valor numérico de cada muestra de la señal base en FI. b) señal analógica entregada por el DAC……. 65

52 Diagrama de flujo del programa para la modulación en banda base y frecuencia intermedia……. 67

53 PSD de la señal en banda base…… 71

54 PSD de la señal a una frecuencia intermedia de 109.8901 KHz…… 71

55 PSD de la señal a una frecuencia intermedia de 131.8681 KHz…….. 72

56 PSD de la señal a una frecuencia intermedia de 164.8352 KHz…… 72

57 Ancho de banda total ocupado por las señales en frecuencia intermedia…….. 72

58 Acción del filtro de reconstrucción a frecuencia intermedia……. 73

59 Ejemplo de la respuesta en frecuencia de un filtro de octavo orden…….. 74

60 Ejemplo de la respuesta en fase de un filtro de octavo orden……. 74

61 Filtro pasa-banda de cuarto orden con estructura MFB…… 75

62 Frecuencias de corte del filtro…… 76

63 Filtro de reconstrucción diseñado……. 80

64 Simulación del filtro de reconstrucción……. 80

65 Respuesta en frecuencia del filtro de reconstrucción (1 Hz – 10 GHz)…… 81

66 Ancho de banda a -3 dB del filtro de reconstrucción diseñado…… 82

67 Tarjeta de evaluación para el mezclador LTC5510…… 84

68 Pruebas de funcionamiento del mezclador con frecuencias en el orden de los KHz en su entrada…… 85

69 Configuración para la medición del parámetro S11 en el puerto LO del mezclador…. 85

70 Medición con el NA del parámetro S11 en el puerto LO del mezclador……. 86

71 Configuración para la medición del parámetro S11 en el puerto OUT del mezclador. 86

72 Oscilador diseñado……. 87

73 Amplificador ZFL-750+……. 88

74 Ganancia del amplificador ZFL-750+…… 88

75 Ejemplo de medición de pérdidas……. 90

76 Antena utilizada en el sistema de comunicación…… 91

77 Configuración 1: sintonización de la antena sin elementos adicionales…… 92

78 Coeficiente de reflexión para la configuración 1…… 92

79 Corrientes de retorno en un área delimitada por λ/2 (García Domínguez, 2012)…….. 93

80 Configuración 2: sintonización de la antena con el plano de tierra metálico……. 94

81 Coeficiente de reflexión para la configuración 2…… 94

82 Coeficiente de reflexión para la configuración 2 más la inclusión del capacitor de 90 pF……. 95

83 Campos de radiación de una antena (Balanis, 2005)……. 96

84 Configuración para determinar la ganancia (Balanis, 2005)…… 97

85 Configuración para determinar la ganancia de las antenas utilizadas en el sistema propuesto……. 98

86 Potencia recibida para una transmisión de 1 W con alturas de antenas iguales (1m) de acuerdo a (Rappaport, 1996)……. 102

87 Potencia recibida para una transmisión de 1 W con alturas de antenas iguales (1m) de acuerdo a (Garroppo et al., 2011)……. 102

88 Potencia recibida para una transmisión de 1 W con distintas alturas de antenas de acuerdo a (Garroppo et al., 2011)……. 103

89 Potencia recibida para una transmisión de 1 W con distintas alturas de antenas de acuerdo a (Rappaport, 1996)…… 104

90 Potencia recibida para una transmisión de 10 W con distintas alturas de antenas de acuerdo a (Garroppo et al., 2011)……. 105

91 Potencia recibida para una transmisión de 100 W con distintas alturas de antenas de acuerdo a (Rappaport, 1996)……. 105

92 Resultados de la simulación en MatLab® de la señal en banda base…… 108

93 Resultados de la simulación en MatLab® de la señal en frecuencia intermedia…….. 108

94 Señal temporal y PSD en banda base a la salida del microcontrolador capturadas por el DPO y SA respectivamente……. 109

95 Señal temporal y PSD en frecuencia intermedia a la salida del microcontrolador capturadas por el DPO y SA respectivamente……. 110

96 Desviación de frecuencia introducida por el microcontrolador para la frecuencia intermedia de 164.8352 KHz……. 111

97 Demodulación de la señal en FI generada por el microcontrolador……. 112

98 Error en la demodulación causado por el corrimiento de frecuencia……. 113

99 Implementación del filtro de reconstrucción…… 114

100 Atenuación del filtro de reconstrucción en las bandas de rechazo…… 115

101 Señal entregada por el oscilador diseñado……. 116

102 Densidad espectral de potencia de la señal en la salida del mezclador……. 117

103 Densidad espectral de potencia de la señal transmitida y recibida a 4.5 metros de distancia entre transmisor y receptor…… 119

104 Microcontrolador STM32F491-DISCO…… 130

105 Filtro de reconstrucción. a) circuito construido. b) circuito PCB…… 131

106 Mezclador y oscilador local. a) mezclador. b) oscilador construido. c) circuito PCB del oscilador……. 131

107 Amplificador de baja potencia……. 132

108 Cables y adaptadores. a) cable C3. b) cable C2. c) Adaptador A1. d) cable C1. e) cable C4. f) Adaptador A2…… 132

109 Antena del sistema. a) base trípode. b) monopolo desplegable. c) bobina ajustable. d) varilla rígida. e) antena armada…… 133

110 Sistema de comunicación armado…… 133

Lista de tablas

Tabla		Página
1	Tasas de datos (en bps) y esquemas de modulación utilizados en el US MIL-STD-188-110C…….	16
2	Perfil de tráfico de una boya meteorológica…….	57
3	Representación matemática de los símbolos QPSK…….	63
4	Señales base a frecuencia intermedia……	64
5	Parámetros del sistema implementado en el microcontrolador…….	69
6	Tabla presentada en (Kugelstadt, 2008) para el diseño de filtros pasa-banda…….	75
7	Parámetros principales de la tarjeta de evaluación para el mezclador LTC5510…….	84
8	Cables y conectores utilizados en el sistema…….	89
9	Pérdidas de los cables y adaptadores utilizados en el sistema…….	91

Capítulo 1. Introducción.

1.1. Antecedentes.

La comunicación marítima de largo alcance ha representado un reto tecnológico en el área de las comunicaciones inalámbricas debido a la naturaleza restrictiva del canal marítimo (Kim et al., 2009). Por tal motivo, es común encontrar sistemas de boyas que utilizan transceptores satelitales para enviar la información recolectada de los sensores oceanográficos hacia el usuario de interés. Sin embargo, este tipo de sistemas tienen un costo elevado de mantenimiento debido a la renta del enlace satelital y la potencia utilizada en las transmisiones. Adicionalmente, este tipo de sistemas pueden provocar retrasos en el análisis de los datos debido a fallas en los enlaces satelitales, las cuales son principalmente causadas por condiciones climatológicas desfavorables.

Recientemente, sistemas de comunicaciones móviles celulares y tecnologías inalámbricas funcionando en las bandas de frecuencias VHF/UHF ("*Very High Frequency/Ultra High Frequency*") han sido utilizados para enviar la información recolectada de los sensores instalados en las boyas oceanográficas hacia el usuario de interés. Sin embargo, existen varias limitaciones asociadas a cada una de estas tecnologías (Nunes, Mendonca, Nguyen, Obraczka, & Turletti, 2014). Por ejemplo, para ofrecer conectividad celular en toda la región de monitoreo se requieren múltiples estaciones base de tecnología celular, lo cual es difícil de implementar en ambientes marítimos alejados de las costas. De igual manera las tecnologías de comunicaciones inalámbricas en VHF/UHF a pesar de ser de bajo costo, por lo regular son utilizadas para comunicaciones de voz entre barcos, siendo limitadas por la altura de las antenas, requiriéndose transmisiones con línea de vista. Adicionalmente, las conexiones son inestables debido a los efectos del canal marítimo. Por tal motivo, se tiene una necesidad de comunicaciones a más bajo costo para ambientes marítimos, por lo que en años recientes han emergido nuevos sistemas de comunicación de esta índole.

Para satisfacer la creciente necesidad de intercambio de información, algunos sistemas de comunicación marítimos nuevos están emergiendo. Por ejemplo, en Singapur el sistema denominado WISEPORT ("*Wireless-broadband-access for SEaPORT*") utiliza el estándar IEEE 802.16e para comunicar boyas separadas de la costa por distancias de hasta 15 km (Zhou & Harada, 2012). Esto limita la aplicabilidad de la tecnología en lugares alejados de la costa. Aún más la topología estrella limita qué tan alejado puede

estar cada boya de la estación base. Por lo tanto, su utilización no es factible para recolectar datos en locaciones alejadas de la costa como las consideradas para el monitoreo del Golfo de México.

En otro ejemplo, en Noruega se desarrolló una red digital que hace uso de la banda de VHF con tasas de datos de 21 y 133 kbps. Esta red se puso en marcha a lo largo de toda la costa Noruega, proporcionando una cobertura de hasta 130 km mar adentro. Sin embargo, una limitante de esta tecnología es que opera en un canal VHF con licencia y requiere de una altura significativa de las antenas que se localizan en la costa (Zhou & Harada, 2012).

Debido a las condiciones de propagación electromagnética encontradas en la zona de despliegue de las boyas, la utilización de soluciones comerciales de comunicación para largas distancias en la banda ISM (*Industrial, Scientific and Medical*) de 915 MHz no es factible. Esto debido a la altura que pueden alcanzar las olas en alta mar, la alta dispersión de las ondas en medios marítimos, y a la limitación en la altura de colocación de la antena en la boyas (menor a 10 metros). Otros resultados experimentales realizados con WiFi a 5.8 GHz, demuestran que sobre ambientes marítimos únicamente es posible la comunicación punto a punto a distancias de 7 kilómetros con una tasa de transmisión de 1 Mbps (Lopes, Teixeira, Mamede, & Campos, 2014). Por estas razones la utilización de soluciones en el rango de HF ("*High Frequency"*) es lo más recomendable debido a las características de propagación presentes en dicha banda. Sin embargo, a pesar de que existen varias soluciones en comunicaciones de grado militar en estas bandas, no se ha encontrado una solución comercial para la implementación de los transceptores requeridos.

Dado lo anterior, en este proyecto de tesis se plantea el desarrollo de una arquitectura de Radio Definido por Software (SDR por sus siglas en inglés) en procesadores digitales de bajo costo y consumo de energía moderado. Si bien las soluciones de SDR para altas velocidades utilizan una arquitectura basada en FPGA (Abidi, 2006) (Wang, Chen, & Xu, 2012), la propuesta de contar con una velocidad de 9600 bps es suficiente para aplicaciones de monitoreo básico. Por este motivo se propone utilizar una arquitectura basada en procesadores ARM ("*Acorn RISC Machine"*) para la implementación en SDR de los esquemas de modulación y sincronización simple en banda base.

1.2. Planteamiento del problema.

En las últimas décadas, el monitoreo ambiental marítimo se ha convertido en un campo de gran interés en el área científica (Albaladejo, Soto, Torres, Sánchez, & López, 2012), esto debido a la vulnerabilidad

que presentan los ecosistemas costeros y marinos ante los efectos provocados por la actividad humana (industrial, turismo, desarrollo urbano, etc.). Por tal motivo, resulta importante el estudio completo de las condiciones actuales y la evolución de estos ecosistemas para generar soluciones que en la medida de lo posible, reduzcan el impacto negativo de dichas actividades. En años recientes, la exploración y extracción de hidrocarburos en aguas profundas es una actividad que ha llamado fuertemente la atención a nivel global (Istituto Mexicano del Petróleo, 2010). En este contexto, centros de investigación, universidades, y la Secretaria de Energía (SENER) del gobierno mexicano se encuentran desarrollando un mega-proyecto que tiene como objetivo la implementación de redes de observaciones oceanográficas (físicas, geoquímicas, ecológicas) para la generación de escenarios ante posibles contingencias relacionadas a la exploración y producción de hidrocarburos en aguas profundas del Golfo de México (Istituto Mexicano del Petróleo, 2010).

En virtud del monitoreo de dichas aguas, el proyecto presente consiste en una propuesta de comunicación entre boyas meteorológicas marinas implementada con tecnología SDR sobre procesadores ARM y diseño del "*front-end*" analógico básico. Además, se estudian las ventajas y desventajas de la banda de HF que permitan la comunicación de radio con alcance superior a los 25 Km, así como el intercambio de información proveniente de sensores instalados sobre las mismas boyas. La información recolectada permitirá monitorear y modelar escenarios marítimos, principalmente mapas de riesgo, tiempos de arribo y estimaciones de impacto, que ayuden a la toma de decisiones más racionales en caso de ocurrir derrames de hidrocarburos o cualquier otra situación de riesgo industrial o ambiental.

1.3. Objetivo general.

El objetivo de este proyecto de tesis consiste en el diseño de un transmisor siguiendo la arquitectura de radio definido por software y "*front-end*" analógico básico para comunicaciones de baja velocidad entre boyas sobre la banda HF. El desarrollo se realizará utilizando una arquitectura ARM donde se explorará principalmente la implementación de un esquema de modulación en banda base y de un "*front-end*" analógico básico para la banda HF. La caracterización del sistema propuesto se realizará utilizando emulación y simulación de las partes que componen el sistema en general.

1.4. Objetivos particulares.

- Experimentación y programación de SDR sobre procesadores ARM para evaluar el desempeño de los mismos.

- Caracterización de antenas operando en la banda de HF para la transmisión de datos.

- Implementación del diseño de transmisor en la banda HF que cumpla con los requerimientos normativos de ocupación espectral.

- Experimentación y evaluación del transmisor diseñado que permita obtener los alcances y limitaciones del mismo.

1.5. Metodología de la investigación.

Definición del problema y/o proyecto a realizar.

En esta etapa se estableció el sistema básico, aspectos generales y resultados que se desean alcanzar con la realización del proyecto, así como la bibliografía, consideraciones y tecnologías necesarias para la realización del mismo.

Estudio bibliográfico de las tecnologías y técnicas consideradas.

Una vez propuesto el alcance, limitaciones y componentes del sistema básico, se hizo un estudio de las características y funcionamiento de los elementos que lo componen, centrándose principalmente en la arquitectura y programación de SDR sobre procesadores ARM y diseño del "*front-end*" analógico.

Implementación del esquema de modulación en banda base.

Ya con los conocimientos necesarios de SDR sobre procesadores ARM, se procedió a programar la señal en banda base siguiendo un esquema de modulación QPSK (*"Quadrature Phase Shift Keying"*). Esta misma etapa permite la extracción de la señal a través de uno de los puertos del kit de desarrollo utilizado para su posterior transmisión de forma analógica a través del "*front-end*" y la antena.

Acoplamiento de la antena y diseño del "*front-end*" básico.

En esta etapa se diseñó el "*front-end*" analógico básico y se acopló la antena para la transmisión de la señal modulada. Así mismo, se hicieron las consideraciones pertinentes de potencia de transmisión, ancho de banda disponible, frecuencia de operación, y alcance del sistema final.

Experimentación y evaluación del sistema.

En esta etapa se hicieron las pruebas pertinentes para verificar el correcto funcionamiento del sistema de comunicación. Para esto se utilizó un osciloscopio digitalizador conectado a una computadora para emular la etapa de recepción. La señal se capturó para su procesamiento fuera de línea.

Documentación y escritura de la tesis.

Se documentaron todos los resultados y experimentos realizados de tal manera que sirven como base en la estructura de la presente tesis.

1.6. Organización de la tesis.

En el Capítulo 2 se revisó la literatura para determinar los sistemas de comunicación existentes en ambientes marítimos operando sobre la banda de HF. Se presentaron las características de la arquitectura de SDR y los elementos principales que componen un "*front-end*" analógico.

En el Capítulo 3 se describe todo lo relacionado con el diseño e implementación del esquema de modulación en banda base y frecuencia intermedia. Se mencionan las ventajas y características que ofrece el sistema implementado sobre el kit de desarrollo utilizado.

En el Capítulo 4 se muestra el diseño del "*front-end*" analógico y los cálculos del presupuesto de potencia para realizar la transmisión de información por el canal inalámbrico. Se muestran los diseños del filtro de reconstrucción y del oscilador local, la caracterización de la antena, y las características de los demás dispositivos que integran la propuesta del "*front-end*" básico.

En el Capítulo 5 se presentan los resultados experimentales de la implementación de cada una de las partes que componen el sistema de comunicación inalámbrico. Se analizan y comparan, en términos de

la potencia y ancho de banda, los resultados arrojados por las simulaciones y los obtenidos con mediciones empíricas dentro del laboratorio.

Para finalizar, en el Capítulo 6 se muestran las conclusiones de este trabajo de investigación y las propuestas de trabajo futuro.

Capítulo 2. Revisión del estado del arte.

2.1. Introducción.

Desde los inicios de las comunicaciones digitales inalámbricas, la transmisión en bandas bajas de frecuencia (decenas de MHz) ha sido asociada con bajas tasas de transmisión de datos; esto debido a las limitaciones del ancho de banda y al rendimiento poco fiable de las comunicaciones de largo alcance causado por la naturaleza variable del canal respecto al tiempo. Afortunadamente, con el surgimiento del Procesamiento Digital de Señales (DSP por sus siglas en inglés) y diseños innovadores de sistemas de comunicación, muchas deficiencias que se tienen en dichas bandas pueden ser corregidas (Herrick, Lee, & Ledlow, 1996).

A pesar de la incertidumbre que se tiene desde el punto de vista de la conectividad, la capacidad de comunicarse a través de cientos de kilómetros sin la necesidad de infraestructuras terrestres o en órbita (que por su naturaleza son caras), han hecho de la radio en HF una tecnología popular y valiosa desde principios del siglo 20. Sistemas de comunicaciones en la banda de HF están siendo continuamente desarrollados para mejorar la fiabilidad del enlace de comunicaciones (Johnson, 2006.), el cual encuentra aplicaciones principalmente con comunicaciones de voz y enlaces militares marítimos.

En la actualidad, la trasmisión segura de tráfico marítimo es fundamental. Para ello, diversos sistemas móviles que implementan comunicaciones vía radiofrecuencia han sido desarrollados. Entre estos sistemas se encuentran los que trabajan en las bandas de HF/VHF, ya que gracias a su característica única de permitir comunicación sin la necesidad de una línea de vista y a grandes distancias, permiten su implementación sin la necesidad de utilizar sistemas terrestres o satelitales que resultan relativamente caros (Sumic, Vlasic, & Conference, 2009).

En escenarios marítimos, existen dos posibles casos de implementación de redes: las que se aplican cerca de la costa (por ejemplo en los puertos), y las aplicables en mar abierto. En el primer caso, es posible ofrecer una tasa de transmisión aceptable (hasta decenas de Mbps) utilizando la tecnología celular 3G (por ejemplo UMTS o HSPA+) o tecnología 2G (GSM, GPRS) que ofrece una tasa de transmisión menor que 3G. Sin embargo, ambas tecnologías tienen la desventaja de tener cobertura limitada a unos pocos kilómetros mar adentro. Para el segundo caso (mar abierto), los enlaces satelitales representan la única conexión de red disponible. Sin embargo, la implementación de un enlace satelital tiene un costo y

retardos de transmisión muy elevados. Dentro de este mismo contexto, caben agregar tecnologías como WiMAX, que si bien pueden ofrecer una tasa de trasmisión y calidad de servicio elevado, se ve limitada no sólo por el alto costo de su implementación sino también por el alcance que tiene. De hecho se ha reportado en (Garroppo, Giordano, Iacono, & Tavanti, 2011) que el alcance de WiMAX no llega a sobrepasar los 19 kilómetros desde la base en la costa hacia mar abierto.

En base a estas ventajas y desventajas que se presentan al realizar la comunicación en las distintas bandas de frecuencia, se abordan distintos sistemas presentes en la literatura que dan solución a problemas particulares relacionados principalmente con la transmisión de tráfico marítimo. Además, debido a que el presente trabajo propone la utilización de tecnología SDR y el diseño de un "*front-end*" analógico básico, se revisan las características principales de los componentes involucrados en esta parte del sistema de comunicación, enfocándonos principalmente a sistemas trabajando en la banda de HF.

2.2. Sistemas de comunicación en boyas marinas.

Como ya se mencionó anteriormente, en sistemas de comunicación que se emplean en ambientes marítimos, existen los aplicados a la costa y a mar abierto. Los primeros utilizan la tecnología celular para realizar los enlaces de comunicación (de barcos, boyas, etc.), o bien, tecnologías alternas que trabajan en bandas de frecuencia de VHF o UHF. Por otra parte, los sistemas de comunicación que se aplican a mar abierto son los utilizados por navíos o boyas marinas que se encuentran en altamar, que debido a la gran distancia a la que se encuentran, utilizan un enlace satelital para comunicarse con las estaciones en tierra.

La comunicación de boyas marinas con estaciones base en tierra no sólo se limita a enlaces satelitales o uso de la tecnología celular, debido a que estas se utilizan para cubrir distintas necesidades o dar solución a un problema en particular. Un ejemplo muy claro de esto es el presentado en (Irish & Boduch, 2006), donde investigadores de la Universidad de New Hampshire Durham E.U. manejaron la telemetría, transmisión de datos y control de posición de boyas para la alimentación de granjas de peces situadas en altamar. En el sistema desarrollado, la boya se encarga de la alimentación de los peces, por lo que debe haber control y retroalimentación hacia el centro de operaciones. Este hecho hace que la telemetría bidireccional resulte un componente crítico del sistema. El enlace desde la boya hasta el centro de operaciones en la Universidad de New Hampshire consta de tres partes básicas:

1. La boya de alimentación mar adentro.

2. La estación receptora en tierra que está conectada a través de internet al centro de control.

3. El centro de control situado en la universidad que contiene los archivos y computadoras de control.

El enlace utiliza radios de espectro ensanchado a 900 MHz conectados vía RS232 a un microcontrolador en la boya y a una computadora en tierra. El microcontrolador en la boya controla la potencia del radio, muestras de los sensores y el estado del sistema en intervalos de tiempo previamente programados. Además, guarda esta información en una memoria flash contenida en la boya y envía los datos como telemetría a la estación en tierra. Un elemento importante es la antena situada en la boya (ver Figura 1), la cual consta de un látigo vertical con 3 dBi de ganancia montado sobre un mástil de fibra de vidrio de 3.048 metros de altura. Esto se hace para conseguir que la antena se encuentre por encima de la cresta de la ola cuando la boya se encuentre en el punto más bajo de la misma. Debido a que la boya se mueve con las olas, no se puede utilizar una antena altamente direccional. Por esta razón la antena utilizada tiene un patrón de radiación en forma de dona que permite que la boya se mueva y logre dirigir la mayor parte de la energía horizontalmente hacia la estación situada en tierra.

Figura 1. Boya utilizada por Irish & Boduch (2006).

El hardware en la estación consta de una antena Yagi de 10 dBi montada en un mástil corto sobre el techo del *Chase Ocean Engineering Center* apuntando hacia la boya en altamar. Aunque la regla de oro para la radio telemetría es mantener las antenas lo más altas posible, se está limitado por la altura del edificio y el tamaño de las torres en el techo. Esta configuración permite el control remoto a 20 km de distancia. Sin embargo, cuando el tiempo es lluvioso o con niebla algunos datos se pierden. Además,

cuando las condiciones del mar se vuelven más severas, la antena puede caer por debajo de las crestas de las olas y perderse la comunicación.

Otro ejemplo de sistemas de comunicación aplicado a boyas marinas es el mencionado en (Pires, Colombo, Gallardo, De Maziani, & Alcoleas, 2013), el cual se muestra en la Figura 2. En dicho sistema se plantean soluciones de bajo costo utilizando nodos montados sobre boyas marinas, con la finalidad de poder desplegar un gran número de estas unidades y tener una amplia cobertura de las costas bajo estudio. En este sistema, se plantea el monitoreo de las costas de la ciudad de Comodoro Rivandavia Argentina de tal manera que se recolecte información del fondo marino utilizando una red de sensores inalámbrica de monitoreo costero.

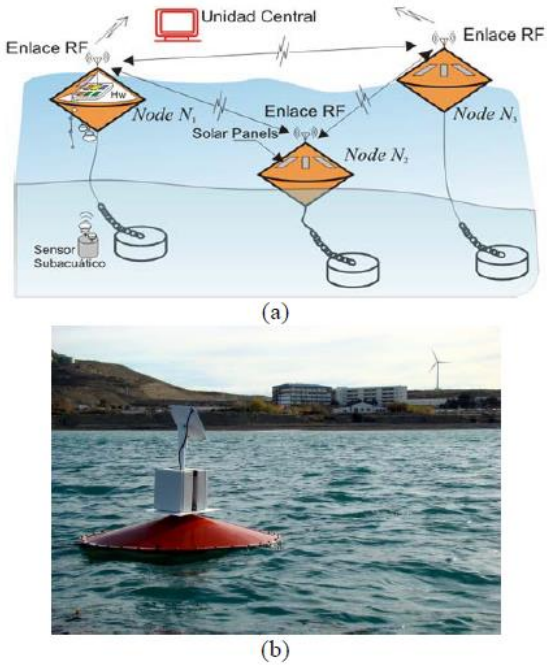


Figura 2. Arquitectura presentada por Pires, Colombo, Gallardo, De Maziani, & Alcoleas, (2013). a) sistema bajo estudio. b) pruebas experimentales del sistema.

En este sistema de monitoreo, la recolección de información sobre diferentes parámetros físicos del fondo marino se hace a través de un sensor subacuático, el cual se encuentra a una profundidad de 50 metros y debe transmitir la información hasta una boya marina situada en la superficie utilizando modulación BPSK sobre una portadora acústica. En este modelo, la señal es transmitida siguiendo la

técnica de DSSS (*"Direct Sequence Spread Spectrum"*) utilizando secuencia Gold[1] (de longitud L=100). Los resultados de simulación muestran que es posible obtener una fácil detección de las señales acústicas codificadas con secuencias Gold. Además, el empleo de este esquema permite trabajar en condiciones de SNR (*"Signal to Noise Ratio"*) bajas a fin de reducir los niveles de potencia del emisor.

Además de sistemas de boyas desarrollados por centros de investigación y/o universidades como los vistos anteriormente, existen sistemas de boyas de comunicación desarrollados por empresas privadas para dar solución a las distintas necesidades que se presentan en el mercado mundial, principalmente a las relacionadas con sistemas de monitoreo ambiental y distintos parámetros físicos y biológicos. Un ejemplo es la empresa *InterOcean systems, inc.*, en la que se ofrecen boyas meteorológicas para monitoreo costero y en altamar como las mostradas en la Figura 3. En ambos casos, y dependiendo de las necesidades del cliente, la comunicación se realiza vía radio (UHF, VHF, *"Spread Spectrum"*), celular (GSM u otros) o satelital (Iridium, Argos, Orbcomm, etc.), incluso ofrece comunicación vía alámbrica o fibra óptica (Interoceansystems.com, 2016).

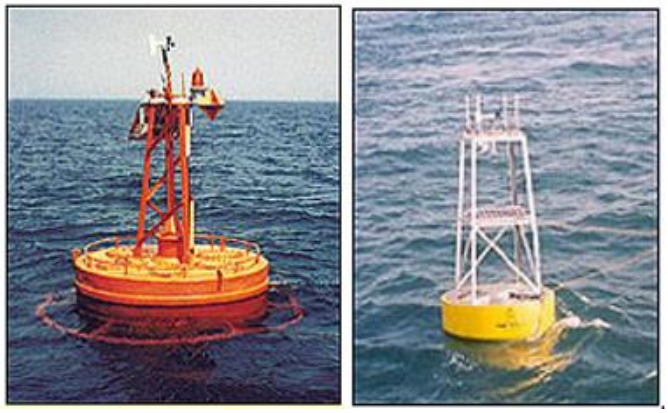


Figura 3. Boyas ofrecidas por Interoceansystems.com, (2016).

Es importante mencionar que no todos los sistemas de comunicación de boyas oceanográficas ofrecen la comunicación vía celular o satelital, por ejemplo, la empresa *Ocean Wireless Data Systems inc.* ofrece boyas que se comunican utilizando radios de 1.6 a 5 MHz, pudiendo realizar comunicación confiable de 3200 bps a 100 Km de la costa (Oceanwirelessdata.com, 2016).

[1] *Secuencias de longitud n que pueden construir un conjunto de secuencias de longitud n sumando, en módulo 2, una de ellas con versiones desplazadas de la otra.*

2.3. Comunicación inalámbrica en bandas de HF.

Cuando el huracán Katrina llego a la costa del golfo en los EE.UU., la infraestructura de telecomunicaciones fue seriamente dañada dejando a esta área incomunicada con el resto del mundo. Mientras otras tecnologías de emergencia fueron abatidas por el huracán, los sistemas de radio amateur en HF jugaron un papel crítico en obras de rescate y recuperación. Este evento dio como resultado la reapreciación de la llamada "tecnología vieja" en HF, la cual ha sido una parte esencial en la transmisión de información alrededor del mundo desde la invención de la radio (Uysal & Heidarpour, 2012). A continuación se presentan una serie de enfoques aplicados a la radio en HF. Estos enfoques permiten observar la versatilidad de esta tecnología, ya que las aplicaciones pueden abarcar desde radio amateur y telegrafía, hasta la implementación de sistemas más complejos como lo son OFDM (*"Orthogonal Frequency Division Multiplexing"*).

2.3.1. Sistemas de transmisión de baja velocidad en HF.

La ITU (*"International Telecommunications Union"*) clasifica el tipo de emisión electromagnética de acuerdo a distintos parámetros (Melorose, Perroy, & Careas, 2015), entre los principales destacan el tipo de modulación de la portadora principal (doble banda lateral, banda lateral única, etc.), naturaleza de las señales moduladas por la portadora principal (por ejemplo señales digitales o analógicas) y el tipo de información a transmitir (telegrafía, telemetría, datos, etc.). Dentro de la banda de HF, la ITU hace distintas asignaciones en base al tipo de servicio (Uysal & Heidarpour, 2012), esto incluye una gran rama de aplicaciones, por ejemplo:

Comunicación de radio fijo: Comunicaciones en HF entre estaciones específicas en tierra que proveen del servicio en áreas remotas o aisladas donde servicios alternativos no están disponibles o son muy caros (por ejemplo el satélite).

Radio amateur: Es la porción del espectro de la banda de HF que es utilizada por personas que les interesa utilizar esta tecnología como un pasatiempo. Se estima que seis millones de personas alrededor del mundo están relacionadas con la radio amateur.

Comunicación de radio móvil: Se refiere a la comunicación en HF entre estaciones portables o semejantes con estaciones fijas en tierra. Son muy útiles al establecerse enlaces para recuperación en caso de desastres, operaciones de rescate, situaciones de emergencia y eventos bélicos.

Broadcasting: Cuando éste es de largo alcance, la banda de HF hace posible la comunicación internacional. En este ámbito existen distintas estaciones de *broadcast* (por ejemplo la BBC) que son bien conocidas alrededor del mundo.

Debido a que la banda de HF ha sido reconocida como la principal banda del espectro electromagnético para enlaces inalámbricos de largo alcance y baja velocidad de transmisión de datos, se han aprovechado las ventajas que ésta ofrece, así como sus distintas formas de propagación electromagnética para lograr dicho fin. Un ejemplo de esto es el mencionado en (Bergada et al., 2014), donde aprovechando el fenómeno de la propagación ionosférica en la banda de HF, se realizó un enlace de largo alcance entre la Antártica y España. Para el caso de este experimento se utilizó un esquema de DSSS utilizando secuencias Gold dentro de un ancho de banda de 3 a 25 KHz. Si bien DSSS puede parecer el esquema más adecuado y viable para sistemas que requieren mayor robustez y menor SNR, en esta misma fuente se menciona que es posible adoptar y/o trasladar a HF muchas de las técnicas de modulación y codificación aplicadas a los sistemas de tercera y cuarta generación.

Muchos de los estudios sobre enlaces en HF de baja velocidad están enfocados en mudar las tecnologías aplicadas a sistemas de más alta frecuencia. Dentro de estos estudios el trabajo reportado en (Pérez-Álvarez & Raos, 2003) es bastante representativo. En dicho artículo se plantea la transmisión de voz digital sobre un ancho de banda de 3 KHz en un ambiente aeronáutico utilizando OFDM. El diagrama a bloques del sistema se muestra en la Figura 4.

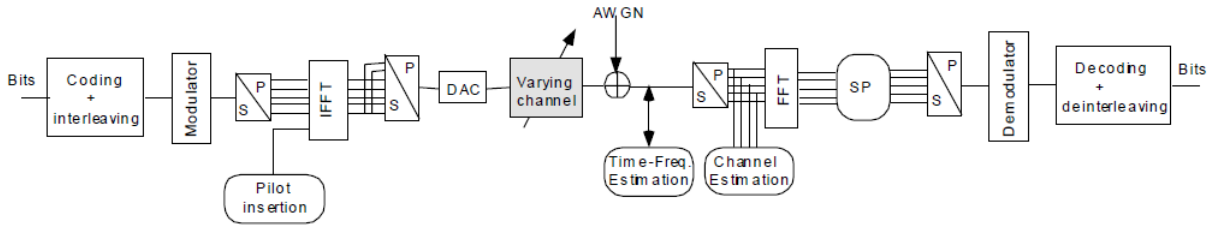


Figura 4. Sistema reportado por Pérez-Álvarez & Raos, (2003).

Particularmente, en (Pérez-Álvarez & Raos, 2003) se propone un esquema que combina OFDM con CDMA (*"Code Division Multiple Access"*) que proporciona un modem muy robusto sin la necesidad de códigos potentes, enfocándose en que el uso de estos códigos es muy común en esquemas convencionales de modulación de portadora simple. Se plantea que utilizando tanto OFDM y CDMA es posible diseñar un sistema de alta velocidad de datos con la posibilidad de proporcionar comunicación

digital interactiva, garantizado una velocidad de datos y calidad de servicio específicas, llegando incluso a ofrecer mejores prestaciones que las presentes en el estándar MIL-STD-188-110A.

Si bien existen muchos estudios de sistemas de comunicación en la banda de HF, tal vez una de las aplicaciones más conocidas es la de radio amateur practicada por radioaficionados. Aunque en estas aplicaciones las bandas más ampliamente utilizadas son VHF y UHF, cuando se requiere de enlaces de largo alcance y baja transmisión de datos se recurre a la banda de HF. En esta aplicación, los radioaficionados utilizan una estación de radio por la que envían información en forma de ráfagas o paquetes (de ahí su nombre de "estación de radio paquetes - PRS"), alcanzado tasas de 1200 y 300 bps en enlaces de larga distancia.

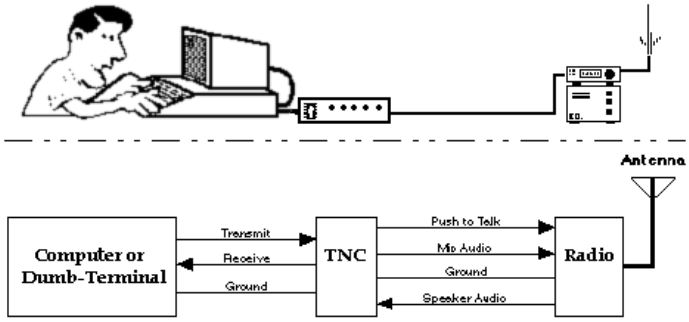


Figura 5. Estación de radio paquete (Tapr.org, 2016).

Por lo general, la PRS está formada por un radio de FM modificada o radios de HF con modulación de banda lateral única (SSB por sus siglas en inglés) conectados a una computadora a través de un TNC (*"Terminal Node Contro"l*). Este último contiene un modem y la circuitería necesaria para para convertir la información proveniente del ordenador a un protocolo de radio paquetes especifico (por ejemplo AX 23, ROSE, etc.). El ordenador sirve como interfaz de usuario en el que se ejecuta un programa emulador del paquete en uso (por ejemplo Procomm, Botcom, X-Talk, etc.) (Tapr.org, 2016).

2.3.2. El estándar MIL-STD-188-110C.

El estándar militar Estadounidense MIL-STD-188-110C establece los objetivos de diseño y estándares obligatorios necesarios para garantizar la interoperabilidad y fomentar el rendimiento entre los moduladores y demoduladores que se utilizan en la banda de las frecuencias de voz en los sistemas de comunicación táctica de largo alcance. Su principal propósito es asegurar los rendimientos mínimo y máximo aceptables en la interoperabilidad de módems de datos de acuerdo a condiciones de canal

específicos (interoperability and performance standards for data modems, 2011). Este estándar sirve como referencia en la mayoría de los sistemas de comunicación de largo alcance, principalmente en la banda de HF, por lo que en la mayor parte de la literatura encontrada que utilizan esta tecnología hacen referencia a este estándar.

En HF, la tasa de datos más alta que incorpora corrección de errores y entrelazado es de 9600 bps. Sin embargo, en los últimos años ha habido una necesidad creciente por la comunidad de usuarios de obtener velocidades de datos superiores, esto ha llevado al recién actualizado MIL-STD-188-110C. En su apéndice D, el estándar MIL-STD-188-110C especifica una nueva familia de formas de onda de banda ancha que ocupan anchos de banda desde los 3 KHz hasta los 24 KHz en incrementos de 3 KHz, y proveen tasas de datos para el usuario de entre 75 y 120000 bps. Además, esta nueva familia de formas de onda permite hacer distintos "*tradeoffs*" entre robustez, latencia y rendimiento.

El estándar determina 7 objetivos generales en el diseño de las formas de onda (Nieto & Furman, 2012).

- Anchos de banda que inician desde los 3 KHz y llegan hasta los 24 KHz en incrementos de 3 KHz.
- Si la tasa de datos desciende, la forma de onda se volverá más robusta (requerirá menor SNR y podrá manejar igual o mayor desvanecimiento y multitrayectorias).
- Longitud variable del preámbulo.
- Rendimiento similar al del MIL-STD-188-110B en formas de onda en 3 KHz.
- Capacidad de *"broadcast"*.
- Códigos *"Tail-biting"* de corrección de errores (similares al del 110B) para reducir el tamaño del encabezado.
- Buenas tasas de datos.

El estándar plantea ocho diferentes anchos de banda, donde cada uno ofrece hasta 13 distintas tasas de datos utilizando distintos esquemas de modulación en fase y cuadratura (ver Tala 1). El esquema con menos tasa de datos está basado en el altamente robusto formato de modulación STANAG 4415[2].

Tabla 1. Tasas de datos (en bps) y esquemas de modulación utilizados en el US MIL-STD-188-110C.

Waveform Number	0 Walsh	1 BPSK	2 BPSK	3 BPSK	4 BPSK	5 BPSK	6 QPSK	7 8PSK	8 16QAM	9 32QAM	10 64QAM	11 64QAM	12 256QAM	13 QPSK
Bandwidth (kHz)														
3	75	150	300	600	1200	1600	3200	4800	6400	8000	9600	12000	16000	2400
6	150	300	600	1200	2400	3200	6400	9600	12800	16000	19200	24000	32000	
9	300	600	1200	2400	-	4800	9600	14400	19200	24000	28800	36000	48000	
12	300	600	1200	2400	4800	6400	12800	19200	25600	32000	38400	48000	64000	
15	300	600	1200	2400	4800	8000	16000	24000	32000	40000	48000	57600	76800	
18	600	1200	2400	4800	-	9600	19200	28800	38400	48000	57600	72000	90000	
21	300	600	1200	2400	4800	9600	19200	28800	38400	48000	57600	76800	115200	
24	600	1200	2400	4800	9600	12800	25600	38400	51200	64000	76800	96000	120000	

2.3.3. Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias (CNAF).

El CNAF es la disposición administrativa que indica el servicio o servicios de radiocomunicaciones a los que se encuentra atribuida una determinada banda de frecuencias del espectro radioeléctrico. Éste proporciona información adicional sobre el uso y planificación de determinadas bandas de frecuencias. La información contenida en el CNAF puede considerarse como un elemento promotor en el desarrollo tecnológico, ya que sirve como referencia para los involucrados en este ámbito (Cnaf.ift.org.mx, 2016).

El CNAF contiene la información del para qué se utilizan las distintas bandas del espectro electromagnético en México. Éste sirvió de guía para la elección de la frecuencia de operación en el desarrollo de este trabajo de investigación. En el documento disponible en línea, es posible determinar cuáles bandas de frecuencia pueden ser utilizadas por radioaficionados, siendo la banda de 28 a 29.7 MHz la escogida para transmitir la información y/o hacer las pruebas pertinentes del sistema en desarrollo. La porción del espectro en el CNAF donde se encontró la información de las frecuencias utilizables se muestra en la Figura 6.

[2] *STANAG 4415 es una forma de onda muy robusta destinada a proporcionar comunicación en condiciones de canal extremas de HF: SNR negativa, gran corrimiento Doppler, gran retardo de las multitrayectorias y cuando la fuente de interferencia puede ser 40 dB más fuerte que la señal de interés.*

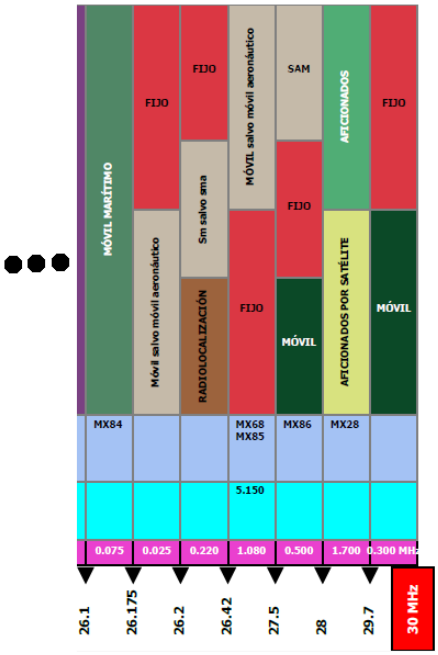


Figura 6. Porción del espectro electromagnético del CNAF en la banda de HF. (Cnaf.ift.org.mx, 2016).

2.4. Arquitectura "*Software Defined Radio (SDR)*".

En este capítulo se han descrito algunos sistemas que trabajan en la banda de HF, principalmente porque el presente trabajo de investigación tiene su aplicación dentro de esta porción del espectro electromagnético. Se ha visto que tanto en aplicaciones de boyas y enlaces de larga distancia en HF, se utilizan principalmente esquemas de modulación por fase y cuadratura, sin mencionar que el estándar militar US MIL-STD-188-110C también plantea el uso de este tipo de formas de onda. Sin embargo, además del diseño de un "*front-end*" básico operando en la banda de HF, este trabajo de investigación propone un sistema de radio definido por software. Específicamente la etapa de modulación en banda base, por lo que a continuación se presentan las características principales de esta arquitectura de radio. Además, se discutirán algunos de los trabajos más representativos presentes en la literatura en los que se abordan soluciones a problemas particulares utilizando SDR.

2.4.1. Introducción a SDR y su arquitectura básica.

Tradicionalmente los sistemas de radio inalámbrico se diseñan con componentes analógicos y digitales fijos que cumplen con una tarea, aplicación o forma de onda específica. Por ejemplo, un radio analógico de AM (Amplitud Modulada) está diseñado para modular o demodular señales montadas con este

esquema de modulación; sin embargo, éste no es capaz de interpretar señales provenientes de otros radios que trabajan con esquemas de modulación diferentes (por ejemplo FM, o digitales como FSK, PSK, etc.).

Los radios de funciones y aplicaciones específicas que operan en un ambiente fijo y conocido pueden ser fácilmente optimizados para mejorar su rendimiento, tamaño y consumo de energía. Por ejemplo, la primera generación de teléfonos celulares además de tener dimensiones y consumos de potencia considerables, sólo transmitía voz. Por otro lado, las estaciones de WiFi sólo permitían conectividad a internet. Actualmente, ambas tecnologías son bastante flexibles, ya que soportan distintos tipos de formas de onda en un mismo elemento y/o dispositivo (Grayver, 2013).

Aunque la construcción y utilización de radios para funciones específicas aún es muy popular, la constante evolución de los sistemas de comunicación y los adelantos tecnológicos han permitido que en los últimos años los sistemas de radio analógicos estén siendo reemplazados por sistemas de radio digital para las diversas aplicaciones militares, civiles y comerciales. Aunado a esto, los módulos de hardware programable y el alto rendimiento de los procesadores digitales de señales (DSPs por sus siglas en inglés) ayudan a la construcción de sistemas de radio reconfigurables vía software donde es posible la selección dinámica de parámetros tales como el tipo de modulación, codificación, protocolos de capa de enlace, etc. (Deshpande, 2004).

El término Radio Definido por Software o SDR (por sus siglas en inglés) se refiere a la tecnología emergente pensada para construir sistemas de radio flexibles, multiservicio, multibanda, multiestandar, reconfigurables y reprogramables vía software (Bacci, Principe, Giannetti, & Luise, 2011). Una de sus principales características es que los elementos de hardware como filtros, amplificadores, moduladores, etc., pueden ser implementados en una computadora o en algún sistema embebido, de esta manera la complejidad del hardware analógico puede ser ampliamente reducido (Gandhiraj, Ram, & Soman, 2012).

En un SDR ideal, como el de la Figura 7, los datos del usuario son mapeados a la forma de onda deseada en el DSP o microprocesador. Las muestras digitales se convierten directamente en una señal de RF por medio de un DAC (*"Digital to Analog Converter"*) y son enviadas a la antena. La señal transmitida entra por la antena del receptor, al pasar por el ADC (*"Analog to Digital Converter"*) es muestreada, digitalizada y finalmente procesada en tiempo real por un procesador de propósito general (Grayver, 2013).

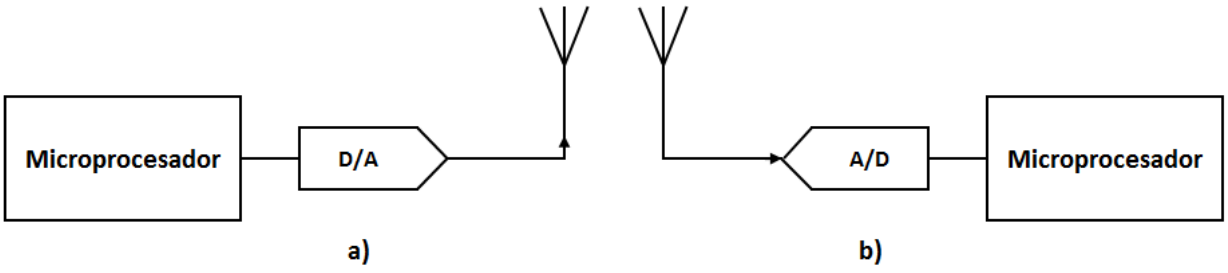


Figura 7. SDR ideal. a) transmisor. b) receptor. (Grayver, 2013).

Cabe mencionar que el SDR ideal puede soportar cualquier forma de onda en cualquier frecuencia portadora y con cualquier ancho de banda, pero actualmente no es tecnológicamente realizable.

En la realidad, SDR realiza muchas de sus tareas por medio de un procesador digital de señales programable. Este mismo está acoplado con la interfaz de circuitos analógicos de la capa física, permitiéndole reconfigurar distintos parámetros del radio. La configuración del software sobre el DSP, más el "*front-end*" analógico que precede a esta sección (ver Figura 8), permite transmitir y recibir una gran variedad de señales basadas en distintas aplicaciones (Harris & Lowdermilk, 2010).

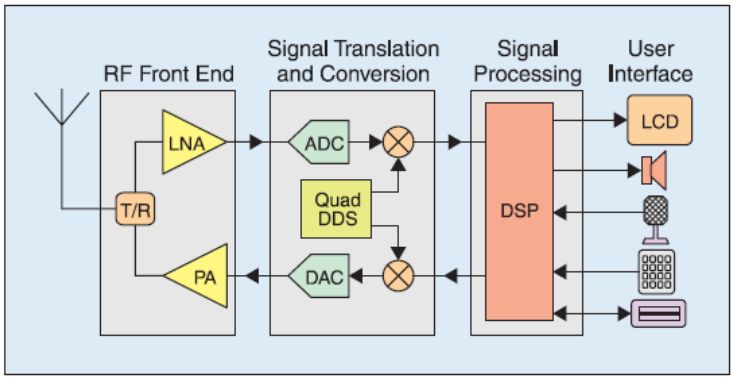


Figura 8. Diagrama de bloques simple de SDR. (Harris & Lowdermilk, 2010).

Un claro ejemplo de esta arquitectura es el presentado en (Tomar & Bhatia, 2015) y desarrollado en el *Indian Institute of Technology Indore*, donde se utilizó un dongle RTL-SDR como "*front-end*" en la etapa de recepción, tal y como se muestra en la Figura 9. Este dongle puede sintonizarse vía software a frecuencias de entre 24 MHz y 1850 MHz, además cuenta con un sintetizador de frecuencia que traslada la señal de RF a una señal de FI (Frecuencia Intermedia) para su posterior traslación a banda base. La señal en banda base es procesada por una tarjeta Raspberry Pi que cuenta con un núcleo ARM a 700

MHz, donde programas escritos en lenguaje C pueden demodular señales de AM, FM y SSB para finalmente enviarlas a un micrófono externo.

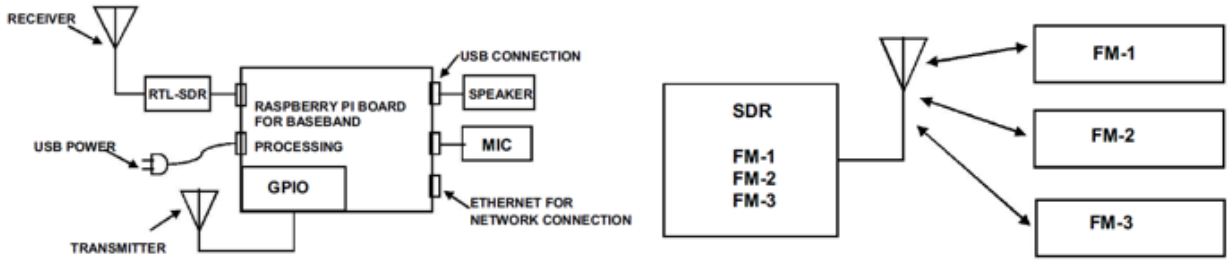


Figura 9. Diagrama a bloques del sistema SDR en Raspberry Pi presentado por Tomar & Bhatia, (2015).

Otro de los trabajos relacionados que propone el uso de arquitectura SDR es el introducido en (Marriwala, Sahu, & Vohra, 2015). Los autores presentan la implementación de un transceptor FSK al que se le han introducido algoritmos de codificado de canal para reducir la tasa de error de bit. Este transceptor es implementado sobre la plataforma de LabView (*"Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench"*) y tiene la capacidad de utilizar distinto rango de frecuencias en el que el ancho de banda y características de la modulación pueden ser programables. Si bien en (Marriwala et al., 2015) se menciona que utilizando la plataforma de LabView es posible implementar un sistema de SDR interactivo de una manera más rápida que utilizando un lenguaje de programación basado en texto, el uso de este software está licenciado por *National Instruments*, sin mencionar que para la aplicación particular que se persigue en este trabajo de investigación, el uso de este tipo de plataformas no es viable o queda fuera de los alcances que persigue este proyecto.

Existen algunas compañías como FexiRadio systems, SunSDR o BladeRF que desarrollan productos con tecnología SDR para ser usados en distintas aplicaciones. De igual forma, existen herramientas de hardware y software libre para aplicaciones de SDR. Por ejemplo, GNU Radio es una herramienta que provee de bloques de procesamiento de señales para implementar radios sobre hardware de código abierto como las USRP (*"Universal Software Radio Peripheral"*) de Ettus Research en las que es posible desarrollar proyectos de SDR sin la necesidad de una licencia. Un claro ejemplo de aplicaciones sobre este tipo de plataformas de código abierto es el presentado por (Gandhiraj et al., 2012) donde se da una breve introducción al uso de las USRP. Específicamente, se muestran distintos esquemas de modulación que pueden ser implementados sobre esta plataforma haciendo uso de distintos bloques de procesamiento digital de señales, además (Gandhiraj et al., 2012) plantea que utilizado las USRP es

posible implementar todos los tipos de modulación y multiplexación en tiempo real, con la opción de su visualización grafica para su posterior comparación con la información arrojada por la teoría de comunicaciones.

2.4.2. Limitaciones y capacidades de SDR.

Como se vio anteriormente, SDR ofrece una solución a distintos problemas de diseño, compatibilidad y estandarización gracias a su principal característica de ser implementado vía software. Sin embargo existen distintos retos que deben superarse para lograr esta elegante arquitectura de radio (Grayver, 2013):

- La mayoría de las antenas son estructuras mecánicas difíciles de sintonizar dinámicamente, dado que el SDR ideal no tiene límite en la frecuencia portadora y en el ancho de banda, supondría una antena capaz de capturar ondas electromagnéticas desde muy baja frecuencia (por ejemplo < 1 MHz) hasta ondas de muy alta frecuencia (por ejemplo > 60 GHz). El reto se encuentra en diseñar antenas con tal ancho de banda, pero esto a su vez supondría una exigencia mayor en la etapa del "*front-end*" y el digitalizador.

- La selección de la señal deseada y el rechazo de interferencias (selección del canal) es una característica clave del "*front-end*" analógico. Sin embargo, la antena y el filtro necesarios para implementar la selección de canal son generalmente elementos analógicos o electromecánicos difíciles de sintonizar dinámicamente.

- Sin la etapa del "*front-end*" que seleccione la banda de interés, el ancho de banda entero deberá ser digitalizado. Siguiendo el criterio de Nyquist donde la señal debe ser muestreada a por lo menos el doble de la frecuencia máxima, las capacidades de los DACs y ADCs deberán estar en frecuencias de muestreo de por lo menos 120 GHz (siguiendo el ejemplo: 2 * 60 GHz), cosa de la que no están ni cerca.

- Los digitalizadores deben ser muy lineales. Las no-linealidades causan intermodulación entre todas las señales de la banda digitalizada. Incluso un componente de intermodulación de una señal fuerte puede opacar a una señal de interés más débil.

- Retomando el ejemplo de la digitalización de una señal de 60 GHz, y suponiendo que el digitalizador tiene una resolución de 24 bits, el procesamiento en tiempo real de la señal digital se estaría aplicando a un flujo de datos de $2 * 60x10^9 * 24 \approx 335$ GB/s. Esto va más allá de las capacidades de los procesadores modernos y es probable que lo siga siendo en un futuro previsible.

Suponiendo todos estos problemas técnicos fueran resueltos, el mismo radio podría ser utilizado para procesar cualquier forma de onda actual y futura. Sin embargo, esto no significa que la radio sea óptimo o adecuado para una aplicación particular. El SDR ideal podría ser perfecto y funcional para un laboratorio de investigación, donde el tamaño físico y el consumo de energía no son un problema, pero totalmente inadecuado e impráctico para un dispositivo manual y/o portable.

2.5. Etapa "*front-end*".

La tarea principal de cualquier radio, y en particular SDR, es la de modular y demodular una amplia variedad de señales de comunicación. La Figura 10 muestra un diagrama a bloques de un procesado primario en un transmisor típico (Harris & Lowdermilk, 2010).

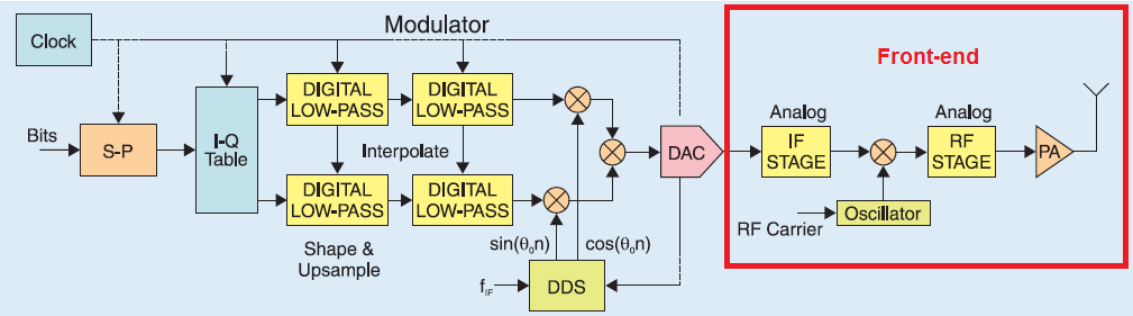


Figura 10. Diagrama de bloques del procesamiento de una señal en un transmisor típico. (Harris & Lowdermilk, 2010).

Pude observarse que la sección del modulador que antecede al DAC se encarga del procesado digital de la señal en banda base y frecuencia intermedia. Por otra parte, la sección que se encuentra situada después del DAC ("*front-end*") se encarga del acondicionamiento de la señal analógica o forma de onda que será transmitida. Por lo general, en la etapa del "*front-end*" analógico se realizan funciones de filtrado en frecuencia intermedia (*IF STAGE*) y radiofrecuencia (*RF STAGE*) para limitar el espectro de la señal a trasmitir, sin mencionar que hace uso de otros elementos tales como osciladores, mezcladores,

amplificadores y antenas para acondicionar la señal analógica que será transmitida a través del canal de comunicación. En esta sección se describen brevemente los elementos principales que componen la etapa del "*front-end*" analógico, de tal manera que se tenga una visión general del funcionamiento e importancia que tiene esta etapa en cualquier sistema se comunicación inalámbrico.

2.5.1. Filtros en banda base y frecuencia intermedia.

El diseño e implementación de filtros representa una parte fundamental en el ámbito de las telecomunicaciones, principalmente porque éstos le dan forma y delimitan la ocupación espectral de la señal transmitida. Estrictamente hablando, un filtro es un elemento capaz de atenuar determinadas frecuencias del espectro de una señal de entrada y permite el paso de las demás (Pertence, 2008)**.** Estos se pueden clasificar en 3 grupos principales, filtros de capacitor conmutado, filtros digitales y filtros analógicos. En el presente trabajo de investigación nos centraremos en estos últimos debido a que el sistema desarrollado requiere precisamente de un filtro analógico, además, la frecuencia de operación permite la utilización de filtros analógicos implementados con amplificadores operacionales, de tal manera que la investigación irá enfocada al diseño de filtros con este tipo de dispositivos.

Dentro de los filtros analógicos y al igual que en las demás clases de filtros, existen categorías que los clasifican según sea su banda de paso o la función que lleven a cabo; es decir, dependiendo de las frecuencias que atenúen o dejen pasar se pueden clasificar en:

a) Filtro pasa-bajas

Sólo permite el paso de las frecuencias inferiores a una determinada F_c (Frecuencia de corte). Las frecuencias superiores resultan atenuadas.

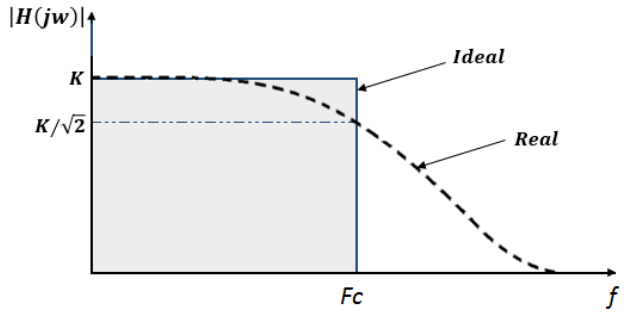


Figura 11. Respuesta en frecuencia de un filtro pasa-bajas (Pertence, 2008).

b) Filtro pasa-altas

Deja pasar frecuencias que se encuentran por encima de una determinada F_c. Las frecuencias inferiores a F_c resultan atenuadas.

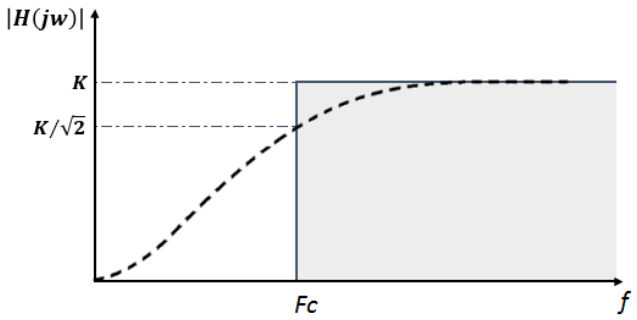


Figura 12. Respuesta en frecuencia de un filtro pasa-altas (Pertence, 2008).

c) Filtro pasa-banda

Permite el paso de frecuencias situadas dentro de una banda delimitada por una frecuencia de corte inferior (F_{c1}) y una frecuencia de corte superior (F_{c2}). Las frecuencias que se encuentren fuera de esta banda son atenuadas.

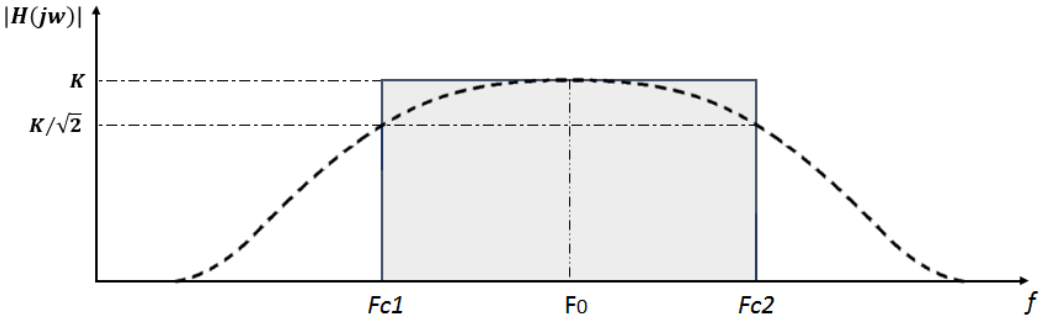


Figura 13. Respuesta en frecuencia de un filtro pasa-banda (Pertence, 2008).

d) Filtro rechaza-banda

Permite el paso de las frecuencias inferiores o superiores a dos frecuencias determinadas. Estas frecuencias al igual que en lo filtros pasa-banda se denominan frecuencia de corte inferior (F_{c1}) y frecuencia de corte superior (F_{c2}). Las frecuencias delimitadas por F_{c1} y F_{c2} son atenuadas.

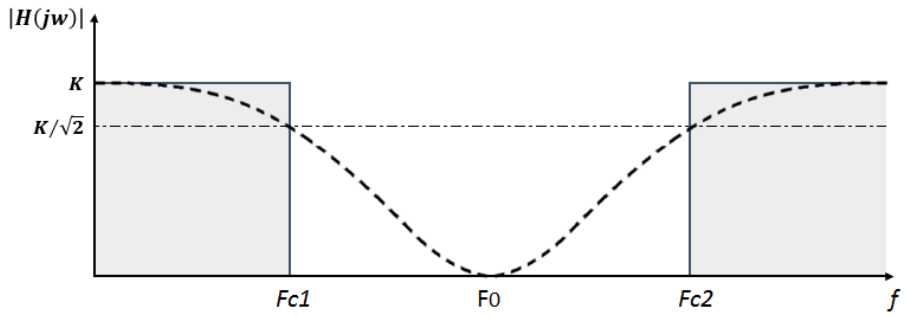


Figura 14. Respuesta en frecuencia de un filtro rechaza-banda (Pertence, 2008).

Las Figuras 11, 12, 13 y 14 muestran las curvas de respuestas ideales (en línea continua) de cada uno de los filtros. En la práctica resulta imposible obtener estos resultados debido a que es imposible diseñar un filtro con una respuesta ideal, sin embargo, es posible realizar buenas aproximaciones que resulten satisfactorias para una aplicación en particular. Las líneas punteadas representan las respuestas reales y K la ganancia del filtro (Pertence, 2008).

2.5.1.1. Filtros activos en la etapa de FI.

Los filtros analógicos además de su respuesta en frecuencias, pueden ser separados en dos grandes clases, filtros activos y filtros pasivos (Figura 15). Los filtros pasivos se refieren a la clase de filtros que pueden implementarse con elementos puramente pasivos como lo son resistores, capacitores e inductores. Los filtros activos además de utilizar elementos pasivos, son asociados a otros elementos activos (como válvulas, transistores o amplificadores operacionales) para su construcción.

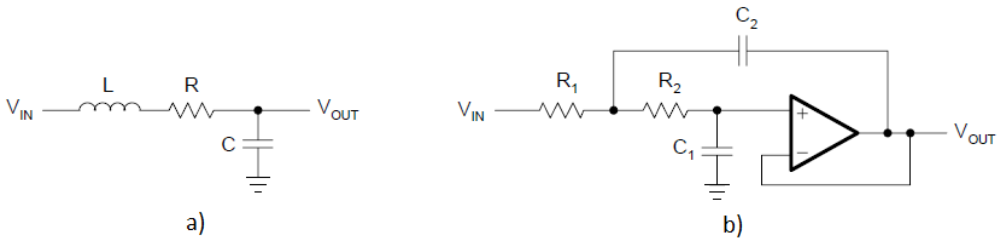


Figura 15. Ejemplo de filtro pasabajas de segundo orden. a) pasivo, b) activo. (Kugelstadt, 2008).

El presente trabajo de investigación se centró en el diseño de filtros activos debido a que la portadora de frecuencia intermedia seleccionada cae perfectamente dentro del ancho de banda de los amplificadores

operacionales. Además los filtros activos ofrecen ciertas ventajas respecto a los filtros pasivos, siendo éstas (Pertence, 2008):

- Permiten eliminar las inductancias que en bajas frecuencias suelen ser voluminosas, pesadas y caras.

- Facilitan el diseño de filtros complejos mediante la asociación de etapas simples.

- Proporcionan una gran amplificación de la señal de entrada (ganancia), lo que es importante al trabajar con señales de niveles muy bajos.

- Permiten mucha flexibilidad en los proyectos.

Existen muchas estructuras para el diseño de filtros activos, las más comunes en la práctica son llamadas estructura de realimentación múltiple (MFB por sus siglas en inglés) y estructura de fuente de tensión controlada por tensión (VCVS por sus siglas en inglés) o Sallen Key (Figura 16). Ambas estructuras ofrecen una buena estabilidad, baja impedancia de salida, facilidad de ajuste de ganancia y frecuencia, además de que requieren de pocos componentes externos.

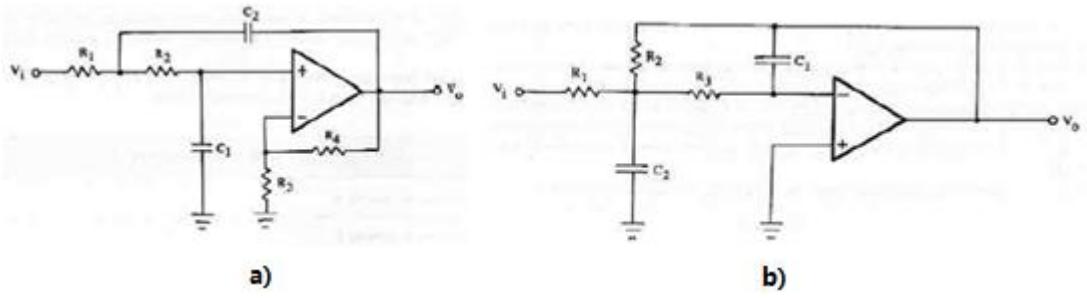


Figura 16. Estructuras pasabajas de segundo orden. a) VCVS. b) MFB. (Pertence, 2008).

Por lo general, el diseño de filtros activos de orden superior a 2 se logra interconectando en cascada filtros de primero y segundo orden. Por ejemplo, un filtro pasabajas de sexto orden se consigue asociando tres etapas de segundo orden, mientras que un filtro de quinto orden se consigue asociando dos etapas de segundo orden más una etapa de primer orden (Pertence, 2008), como se muestra en la Figura 17. Estas asociaciones pueden llevarse a cabo con ambos tipos de estructuras (MFB y VCVS) pero se debe evitar mezclarlas entre sí. Es importante mencionar que cada etapa se diseña de manera

independiente tomando los valores[3] de a y b en función del orden del filtro y de la aproximación deseada (Butterworth, Chebysheb, etc.).

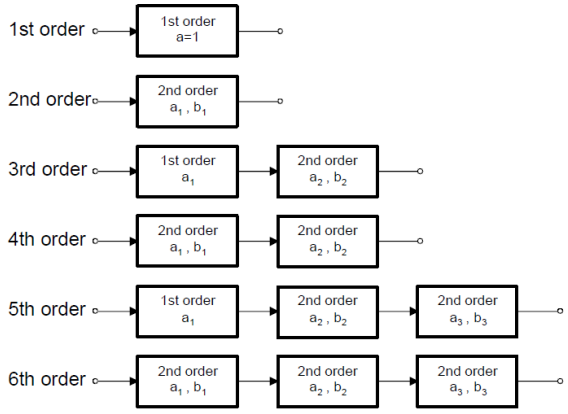


Figura 17. Asociación de filtros activo. (Kugelstadt, 2008).

El diseño de filtros pasa-banda se hace de la misma forma que para filtros pasa-bajas y pasa-altas de orden mayor a 2, es decir, asociando en cascada un filtro pasa-altas con un pasa-bajas, ambos con la misma ganancia y tales que la frecuencia de corte del filtro pasa-bajas sea mayor que la del pasa-altas, es posible obtener un filtro pasabanda. Esta forma de diseño es sólo una solución alternativa que no es muy conveniente debido a que ni el factor de calidad, ancho de banda y la ganancia en la banda de paso son satisfactorias.

Para dar solución a estos inconvenientes, existen configuraciones alternativas de las estructuras MFB y VCVS diseñadas exclusivamente para filtros pasa-banda. Por ejemplo, en (Kugelstadt, 2008) se presenta el diseño de un filtro pasabanda de segundo orden siguiendo una estructura MFB en el que es posible ajustar factor de calidad, ganancia y frecuencia de corte siguiendo un método conocido como "*Staggered Tuning*".

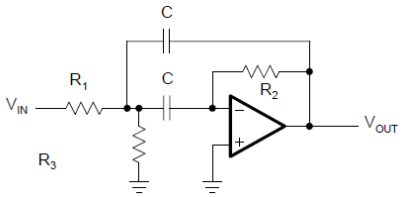


Figura 18. Filtro pasa-banda MFB de segundo orden. (Kugelstadt, 2008).

[3] *a y b son parámetros adimensionales utilizados para resolver las ecuaciones de diseño para de cada filtro y/o etapa. Estos son diferentes para cada tipo de aproximación (Butterworth, Chebysheb, etc.).*

Siguiendo este método es posible obtener filtros pasa-banda de cuarto orden asociando dos filtros de segundo orden en cascada. Esta configuración permite ajustar de manera independiente cada filtro por lo que el diseño se vuelve relativamente sencillo.

2.5.1.2. Filtro de reconstrucción.

Una aplicación especial que se les da a los filtros analógicos es el actuar como filtros de reconstrucción. Un filtro de reconstrucción es un sistema que se utiliza para reconstruir una señal analógica $x(t)$ a partir de sus muestras. Es decir, si la versión muestreada de $x(t)$ se da como entrada al sistema, lo ideal es obtener $x(t)$ a la salida. En términos del dominio de la frecuencia, significa que la función de transferencia del filtro de reconstrucción debe separar la señal en banda base, es decir, separar o aislar el espectro de $x(t)$ a partir del espectro de la señal muestreada $x_s(t)$, que como se sabe, consiste en repeticiones periódicas de $X_s(f)$ a intervalos regulares de la frecuencia de muestreo f_s tal y como se muestra en la Figura 19 (Rao, 2008).

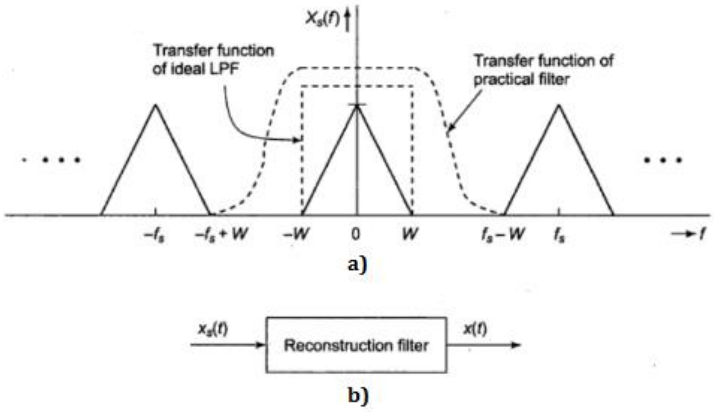


Figura 19. Acción del filtro de reconstrucción. a) dominio de la frecuencia. b) dominio del tiempo. (Rao, 2008).

En principio, un filtro pasa-bajas ideal con una frecuencia de corte W sería el más adecuado para ser utilizado como filtro de reconstrucción, sin embargo, este no es físicamente realizable, por lo que se tiene que elegir un filtro práctico en el que su frecuencia de corte y pendiente o región de transición sea lo suficientemente abrupta como para no tocar el límite de frecuencia situado en $f_s - W$ y $f_s + W$.

En un sistema real, los filtros de reconstrucción utilizados son filtros pasabajas o pasabanda de distintos órdenes dependiendo los requerimientos del sistema. Estos se aplican justo después de que la señal es

formada a partir de sus muestras digitales (Figura 20), o dicho de otra forma, la señal que se obtiene a partir del DAC es filtrada para recuperar en lo mayor posible la forma de onda original a partir de sus muestras digitales tal como se muestra en la Figura 21.

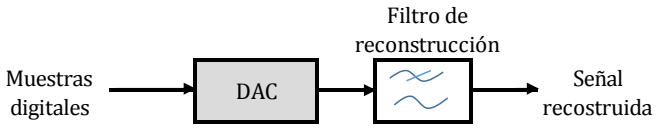


Figura 20. Ubicación del filtro de reconstrucción.

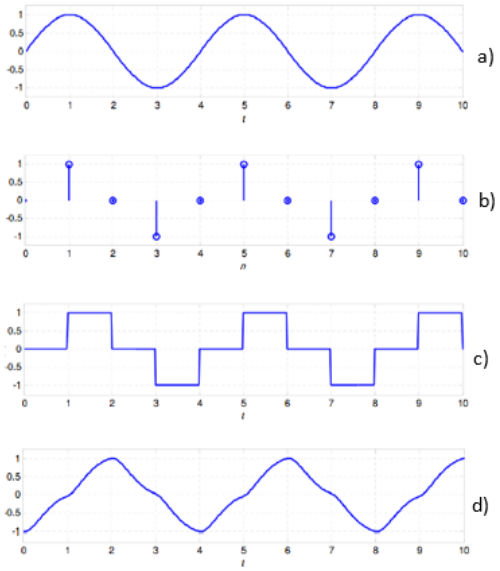


Figura 21. Función del filtro de reconstrucción. a) señal original. b) señal muestreada. c) señal a la salida del DAC. d) señal a la salida del filtro de reconstrucción[4].

2.5.2. Mezclador y oscilador local.

Los mezcladores y osciladores constituyen elementos indispensables de los sistemas de comunicaciones. Se emplean tanto en transmisores como en receptores, cuando es necesario trasladar las señales en banda base a una de banda de paso más alta (modulación) o de una banda de paso a otra banda de paso (conversión) (Pérez Vega, Zamanillo Sainz de la Maza & Casanueva López, 2007). Un mezclador de RF es un dispositivo pasivo o activo no lineal de tres puertos (Figura 22) que puede modular o demodular una señal de RF. Su propósito es cambiar la banda de frecuencia en la que se encuentra una señal

[4] *Imagen recuperada en diciembre del 2015 de http://www.ece.iastate.edu/~namrata/EE424/l1.pdf*

electromagnética preservando las otras características (como la fase y la amplitud) de la señal inicial (Digikey.com, 2016).

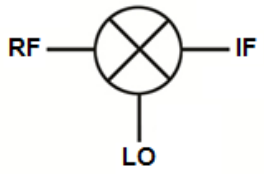


Figura 22. Representación simbólica de un mezclador.

Los tres puertos del mezclador mostrados en la Figura 22 se conocen como el puerto de entrada de RF (Radiofrecuencia), puerto de entrada del LO (oscilador local), y el puerto de salida de IF (frecuencia intermedia). Un mezclador es un elemento que tiene funciones de convertidor reductor de frecuencia si es parte de un receptor o como un convertidor elevador de frecuencia si es parte de un transmisor.

Cuando la frecuencia deseada es menor que la segunda frecuencia de entrada, el proceso es llamado conversión descendente (*"downconverter"*). La señal de RF es entonces la entrada, mientras que la de IF es la salida. Cuando la frecuencia de salida deseada es mayor que la segunda frecuencia de entrada el proceso se llama conversión ascendente (*"upconverter"*). Aquí la IF es la entrada mientras que la señal de RF es la salida (Pérez Vega et al., 2007). Este proceso se muestra en la Figura 23.

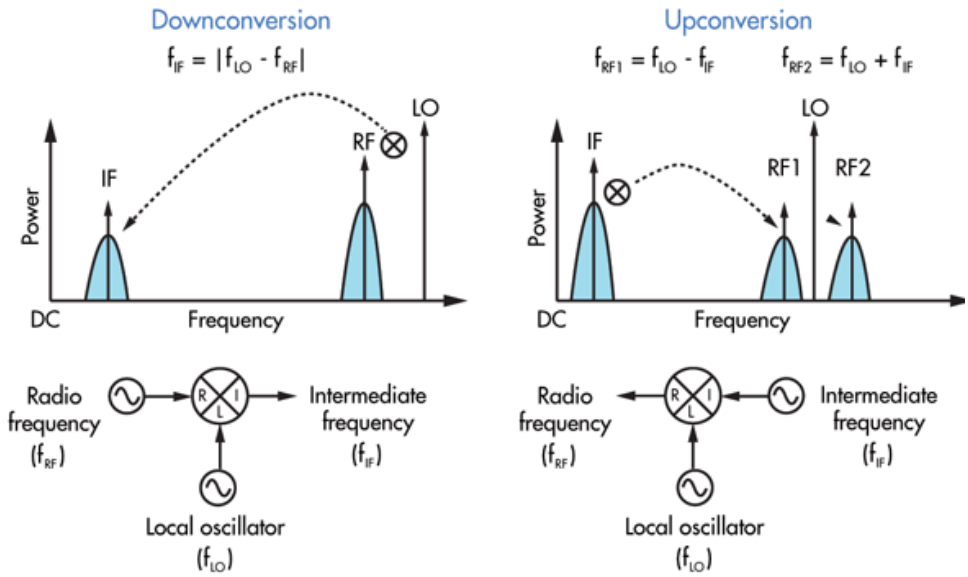


Figura 23. Representación de *upconversion* y *downconversion* (Digikey.com, 2016).

Algo importante es que no debe confundirse un mezclador con un sumador. Este último, es un dispositivo lineal que puede considerarse como un "combinador" de señales, ya sea en potencia o en voltaje, pero manteniendo el espectro de cada una de las señales sumadas. El mezclador es un dispositivo no lineal que traslada y modifica el espectro de las señales mezcladas, pero no las suma, las multiplica en el dominio del tiempo. Una forma matemática de ver la diferencia entre un sumador y un mesclador es definiendo la ecuación característica de éste último, la cual puede expresarse como (Pérez Vega et al., 2007):

$$v_m = K(V + v_1 + v_2)^n \tag{1}$$

En este caso si $n = 1$ el dispositivo es lineal y se considera como un sumador. V puede ser un voltaje de corriente continua o puede ser cero y K representa la ganancia. En el caso más simple, los voltajes de las señales v_1 y v_2 pueden expresarse como:

$$v_1 = V_1 \cos(\omega_1 t) \tag{2}$$

$$v_2 = V_2 \cos(\omega_2 t) \tag{3}$$

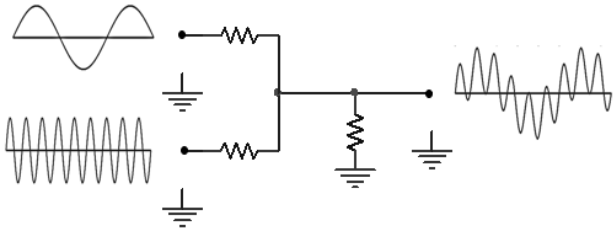


Figura 24. Sumador en el dominio del tiempo. (Pérez Vega et al., 2007).

En la salida del sumador están presentes las dos señales de entrada sumadas o superpuestas sin otras componentes espectrales más que las originales.

Para el caso en que $n = 2$, la ecuación 1 puede escribirse como:

$$v_m = K(V + v_1 + v_2)^2 \tag{4}$$

Desarrollando:

$$v_m = K\begin{pmatrix} V^2 + V_1^2 cos^2(\omega_1 t) + V_2^2 cos^2(\omega_2 t) + \cdots \\ \ldots + 2VV_1\cos(\omega_1 t) + 2VV_2\cos(\omega_2 t) + 2V_1V_2\cos(\omega_1 t)\cos(\omega_2 t) \end{pmatrix} \quad (5)$$

Esta señal de salida sería la que se obtendría con un dispositivo de característica cuadrática como un diodo. Un valor diferente de n daría como resultado la generación de otros productos de mezcla, pero lo anterior es suficiente para comprender el proceso.

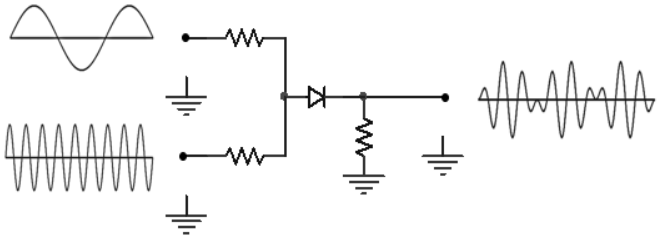


Figura 25. Mezclador en el dominio del tiempo. (Pérez Vega et al., 2007).

La salida incluye un término de corriente continua y un cierto número de componentes espectrales espurios, de las cuales en este caso, no son de interés ni la componente de corriente continua ni las que sólo contienen las frecuencias ω_1 u ω_2 ya presentes en la entrada. Ignorando estos términos a la salida y asumiendo que el voltaje V de corriente continua es cero, la salida a frecuencia intermedia está dada por:

$$v_{IF} = KV_1V_2\cos(\omega_1 t)\cos(\omega_2 t) \quad (6)$$

$$v_{IF} = \frac{KV_1V_2}{2}[\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t] \quad (7)$$

Las señales de múltiples frecuencias, son los productos de intermodulación o señales espurias y son consecuencia de que el mezclador es un dispositivo no lineal. Por lo general sólo una de las bandas laterales, o un par simétrico de ellas es deseable a la salida y es necesario eliminar las señales espurias restantes, por lo que a la salida del mezclador suele conectarse un filtro de pasa-banda que sólo deja pasar la o las señales a las frecuencias deseadas y elimina las restantes (Pérez Vega et al., 2007).

Desde el punto de vista de la implementación, los mezcladores pueden dividirse en tres tipos principales:

1. Mezcladores pasivos: Utilizan diodos como dispositivos de mezcla.

2. Mezcladores activos: Utilizan dispositivos activos como transistores bipolares o de efecto de campo.

3. Mezcladores conmutados: En este caso 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.

En la práctica ningún mezclador es ideal y no se ha encontrado ningún dispositivo que, utilizado como mezclador, produzca sólo espurios de segundo orden.

Aunque ya se habló del mezclador y su funcionamiento, los osciladores son elementos de vital importancia, y podría decirse que constituyen el corazón de los sistemas de comunicación radioeléctricos. Son los circuitos mediante los cuales se generan las portadoras que serán moduladas por las señales de información y las fuentes de señal de las que se obtienen las señales de sincronismo o de reloj en los sistemas digitales. En el caso más general, un oscilador genera una señal sinusoidal de frecuencia y amplitud constantes. Puesto que las señales generadas por los osciladores constituyen la referencia de frecuencia en los sistemas de comunicaciones, resulta indispensable que la frecuencia de la señal generada por ellos sea efectivamente constante, es decir, que no varíe, principalmente en los osciladores de transmisores radioeléctricos (Pérez Vega et al., 2007).

Los principales parámetros que hay que tomar en cuenta cuando se selecciona un oscilador de RF son (Eskelinen, 2004):

- Frecuencia central.

- Rango de sintonización (si es aplicable).

- Velocidad de sintonización (si es aplicable).

- Potencia de salida.
- Estabilidad de frecuencia (definida por separado para diferentes intervalos de observación).
- Resolución del ajuste de frecuencia (si es aplicable).
- Características de temperatura.
- Pureza espectral (ruido de fase, componentes espurios y armónicos).

La calidad de la señal de un oscilador de RF es definida por su estabilidad y por la cantidad de señales espurias y armónicas que se encuentran a lo largo de todo el espectro de interés. Si bien estas señales pueden ser filtradas, en sistemas de banda ancha esto se vuelve un proceso tedioso.

Existen muchos osciladores a los que se les asigna el nombre de sus inventores, por ejemplo, Hartley, Colpitts, Armstrong, Clapp, etc. El principio de funcionamiento es similar en todos los casos, sin embargo es importante comprender este concepto ya que muchos circuitos que no deberían oscilar si lo hacen en determinadas condiciones. El principio general en que se basan los osciladores es la retroalimentación positiva. El circuito genérico en bloques se ilustra en la Figura 26 (Pérez Vega et al., 2007).

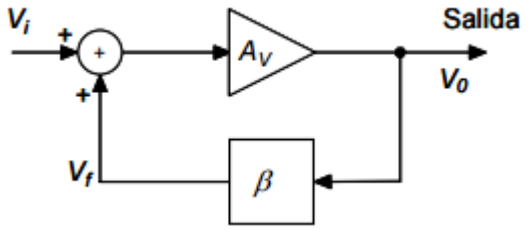


Figura 26. Circuito a bloques de un oscilador. (Pérez Vega et al., 2007).

Estrictamente hablando, la función de un oscilador es convertir la energía que le entrega la fuente de alimentación, en energía útil de una determinada señal de interés. Si bien en la Figura 26 se ha indicado una señal de entrada externa, la realidad no existe en la mayoría de los osciladores. Esta señal de entrada es por lo general el escalón de voltaje que aparece al aplicar el voltaje alimentación, que junto con el ruido interno presente en el circuito, hace que éste produzca a su salida una oscilación autosostenida sin necesidad de otras señales de entrada externas a él (Pérez Vega et al., 2007).

Para el caso particular de este trabajo de investigación, se decidió trabajar con oscilador Colpitts debido a que su diseño es relativamente sencillo y es adecuado para la frecuencia de RF a la que trabaja el sistema.

El oscilador Colpitts utiliza dos condensadores y una bobina para crear el circuito resonador. Además, hace uso de un transistor para amplificar la señal y compensar las pérdidas del propio circuito resonador. Tiene la ventaja que la carga externa conectada a este circuito no introducirá ningún defasamiento a la señal de salida (Pérez Vega et al., 2007)

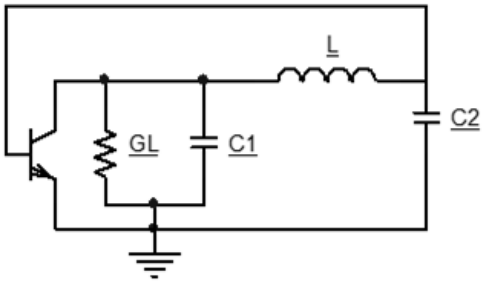


Figura 27. Oscilador Colpitts.

La frecuencia de oscilación ω_0 y la ganancia de voltaje A_v vienen dadas por:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{LC_1C_2}} \tag{8}$$

$$A_v = \frac{g_m}{g_{os} + G_L} \tag{9}$$

Donde g_m es la transconductancia del transistor, g_{os} su conductancia propia de salida y G_L la conductancia de la carga conectada a la salida del oscilador.

2.5.3. Filtro de RF y amplificador de potencia.

2.5.3.1. Filtro de RF.

En principio, los filtros de RF realizan la misma tarea que los filtros analógicos anteriormente presentados. Esto quiere decir que los filtros de RF son filtros pasa-banda hechos con circuitos activos o pasivos que dejan pasar las señales de una banda de frecuencias específicas y rechazan las señales fuera de esta banda de frecuencias. Ejemplos de filtros de RF pasa-banda incluyen filtros SAW (*"Surface Acoustic Wave"*), filtros de cristal, y los filtros de cavidad. Además de los parámetros comunes como frecuencia de corte y ancho de banda, las especificaciones de rendimiento de los filtros de RF y filtros de microondas incluyen parámetros como ("RF Filters and Microwave Filters Information | Engineering360", 2016):

- **Pérdidas de inserción:** Se refiere la pérdida de potencia de RF que resulta de la inserción de un dispositivo en una línea de transmisión. La pérdida de inserción es la relación de potencia entre la señales de salida y entrada en un dispositivo. Ésta se mide en dB.

- **Factor de rizado:** Es la variación pico a pico de la respuesta del filtro en la banda de paso.

- **VSWR (*"Voltage Standing Wave Ratio"*):** Es una unidad adimensional de 1 a infinito que expresa la cantidad de energía reflejada. Un valor de VSWR igual a 1 indica que toda la energía pasa o es transferida al dispositivo.

Dependiendo del tipo de filtro, se pueden utilizar cerámicas piezoeléctricas, inductores, capacitores, resonadores de cristal, cables o guías de onda que le proporcionaran distintas propiedades el filtro. Sin embargo, el diseño de éstos depende directamente de la frecuencia de trabajo, y pueden ser más susceptibles a cambios de temperatura, sin mencionar que se debe tener un conocimiento más preciso de cada una de los elementos que lo conforman.

2.5.3.2. Amplificador de potencia.

La función principal de cualquier amplificador es aumentar el nivel de voltaje, corriente o potencia de una señal de entrada, convirtiendo la potencia suministrada por una fuente de alimentación en potencia útil de señal a la salida. Una forma de definir la característica de transferencia es relacionando el voltaje,

la corriente o la potencia de salida (P_o), con el voltaje, corriente o potencia de entrada (P_i). Utilizando la potencia, se puede representar esta relación mediante la gráfica de la Figura 28 (Pérez Vega et al., 2007).

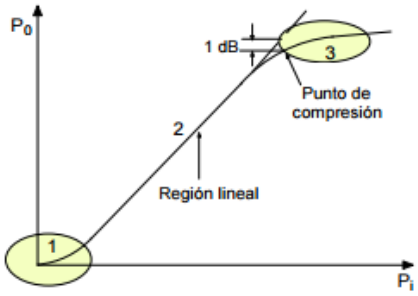


Figura 28. Regiones de un amplificador. (Pérez Vega et al., 2007).

En muchos de los dispositivos amplificadores actuales la región 1 es muy pequeña, y aunque se trata de una región de amplificación no lineal, ésta puede ignorarse si no es significativa. Por otra parte, la región 3 tampoco es lineal y se alcanza cuando el dispositivo amplificador no es capaz de suministrar más potencia de salida por mucho que aumente la potencia de la señal de entrada. Cuando el nivel de potencia de salida se desvía 1 dB por debajo del que debería tener si la característica fuera infinitamente lineal, se designa como punto de compresión y se considera como el punto a partir del cual la distorsión de la señal de salida respecto a la de entrada empieza a ser apreciable y por ende a distorsionar la señal de salida de interés. La región 2 es la región lineal, y es aquí donde la relación de amplificación se mantiene constante (Pérez Vega et al., 2007).

Existen cuatro clasificaciones básicas de amplificadores de potencia: A, AB, B y C, y cada una de éstas tiene distintas características de transferencia. A continuación se describirá brevemente cada una de estas clases centrándose en su comportamiento de acuerdo al punto de polarización (Q) en el que están trabajando (Pérez Vega et al., 2007) (Huircan, 2012).

1. **Amplificador clase A.**

En este tipo de amplificador, la señal de salida existe para todo el ciclo de la señal de entrada, es decir, el amplificador conduce durante los 360 grados.

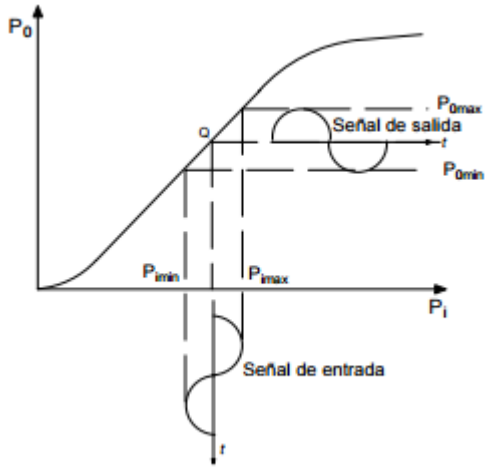


Figura 29. Funcionamiento del amplificador de clase A. (Pérez Vega et al., 2007).

Por lo general se procura que el dispositivo opere dentro de la región lineal, alejado de los puntos de corte y saturación para evitar la distorsión de la señal de salida. Aunque el amplificador de clase A proporciona la máxima linealidad y ganancia, su eficiencia es baja, teóricamente del 50%, pero en la práctica lo usual es que sea del orden del 20% o menor.

2. Amplificador de clase B.

El ángulo de conducción de estos amplificadores es de 180 grados, esto significa que su punto de polarización Q está situado en la zona de corte, por lo que la corriente de salida fluye sólo durante medio ciclo de la señal de entrada.

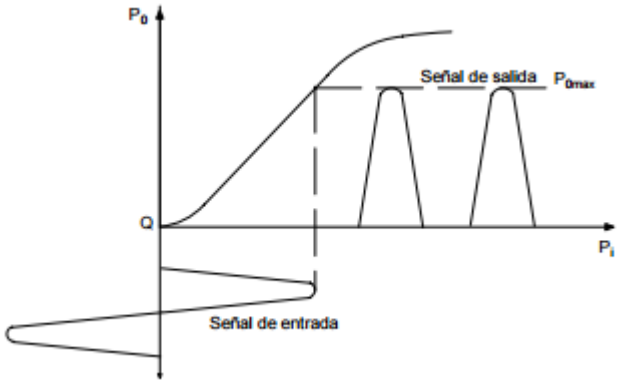


Figura 30. Funcionamiento del amplificador de clase B. (Pérez Vega et al., 2007).

En esta clase de amplificadores se requieren de dos transistores para producir una onda completa, es decir, un transistor se ocupa de amplificar el ciclo positivo de la señal de entrada, mientras el segundo transistor se ocupa de amplificar el ciclo negativo. Esta configuración se conoce como *"push-pull"*.

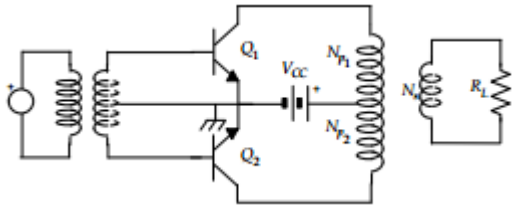


Figura 31. Configuración *"push-pull"*. (Huircan, 2012).

Este tipo de amplificadores se emplea extensamente en los amplificadores sintonizados de potencia en transmisores, y en la práctica pueden conseguir eficiencias de hasta un 65%.

3. Amplificadores de clase AB.

El punto de polarización Q en este tipo de amplificadores se ajusta de tal modo que la corriente no fluya durante todo un ciclo, pero si durante más de la mitad de éste. Es decir, el ángulo de conducción es mayor a 180 grados y menor a 360.

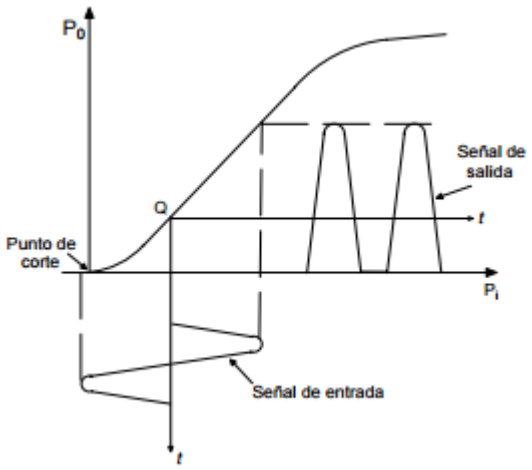


Figura 32. Funcionamiento del amplificador de clase AB. (Pérez Vega et al., 2007).

Es claro que la señal de salida está distorsionada. Sin embargo se pueden conseguir amplificadores lineales en clase AB con circuitos configurados de forma simétrica o en *"push-pull"*. En la práctica, la eficiencia de estos amplificadores puede alcanzar valores del orden de 60%.

4. Amplificadores de clase C.

En el funcionamiento en clase C, el punto de polarización o funcionamiento está más allá del punto de corte del dispositivo, de modo que éste conduce durante menos de medio ciclo (menor a 180 grados).

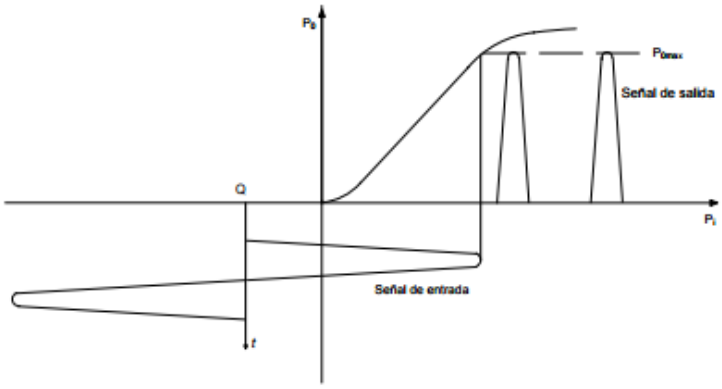


Figura 33. Funcionamiento del amplificador de clase c. (Pérez Vega et al., 2007).

En principio, los amplificadores deben cumplir con la condición de transmisión sin distorsión, por lo menos en la banda de paso de interés, y por consecuencia, deben ser lineales en el sentido de que sólo pueden modificar la amplitud de la señal sin cambiar su forma de onda. Esto último, en general es aplicable a los sistemas analógicos pero no necesariamente a los sistemas digitales.

2.5.4. Antenas.

El entorno globalizado en el que vivimos llegó al punto en el que depende de las comunicaciones radioeléctricas. Por ejemplo, es casi imposible pensar en una sociedad moderna donde tecnologías como las redes de computadoras, enlaces satelitales, comunicaciones vía satélite, localizadores o telefonía celular no sean indispensansables. Ante esto, es importante resaltar que todo sistema de comunicación inalámbrica empieza o termina con una antena o un sistema de antenas, y depende en forma crucial de estos elementos. Una antena puede ser cualquier conductor de dimensiones comparables a la longitud de onda de cierta señal de interés (Hernández Rueda, 1998). La teoría de antenas trata de obtener y

determinar las mejores características de radiación, acoplamiento y rendimiento de estos elementos, por lo que para obtener un diseño eficiente, se debe optimizar la geometría, dimensiones y propiedades dieléctricas de la estructura radiante que fungirá como antena en el sistema de comunicación.

Con frecuencia se considera a las antenas como transductores de energía electromagnética a corriente eléctrica y viceversa. Esta conversión de energía se lleva a cabo cuando una onda electromagnética (OEM) que viaja en el espacio se encuentra a su paso con un conductor de dimensión y dirección apropiada que, al chocar, queda atrapada y resuena en el conductor produciendo una distribución de corriente que puede ser recolectada en las terminales de la antena. Es verdad que toda clase de señales u OEM llegan a la antena receptora, pero sólo aquellas cuya longitud de onda coincida con las dimensiones de la antena la harán resonar (Hernández Rueda, 1998).

2.5.4.1. Parámetros básicos de antenas.

Para describir el desempeño de una antena es necesario definir varios de sus parámetros. Debido a que algunos de estos parámetros están interrelacionados no es necesario especificar todos ellos para tener una descripción completa del rendimiento de la antena, siendo entonces los principales (Balanis, 2005):

1. **Patrón de Radiación.**

También llamado patrón de antena, es definido como una función matemática o representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena en función de coordenadas espaciales como el mostrado en la Figura 34. En la mayoría de los casos, el patrón de radiación es determinado en la región de campo lejano y es representado como una función de coordenadas direccionales. El patrón de radiación incluye propiedades como intensidad de radiación, densidad de flujo de potencia, intensidad de campo, directividad, fase o polarización.

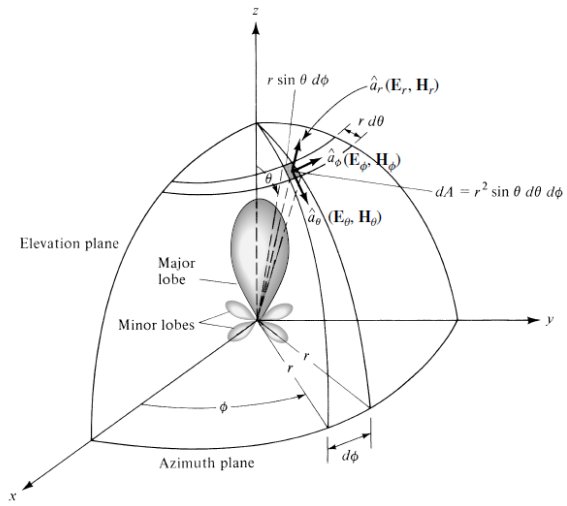


Figura 34. Sistema de coordenadas para el análisis de antenas. (Balanis, 2005).

2. Intensidad de radiación.

La intensidad de radiación (U) en una dirección dada es definida como la potencia radiada por una antena por unidad de ángulo sólido. Se trata de un parámetro de campo lejano y se puede obtener multiplicando la densidad de radiación (W_{rad}) por el cuadrado de la distancia (r^2):

$$U = r^2 W_{rad} \tag{10}$$

3. Ancho de haz.

Está asociado con el patrón de radiación, y se define como la separación angular entre dos puntos idénticos en puntos opuestos del patrón máximo. Los más utilizados son el ancho de haz de media potencia (HPBW) y ancho de haz del primer nulo (FNBW). Ejemplo de éstos se muestra en la Figura 35.

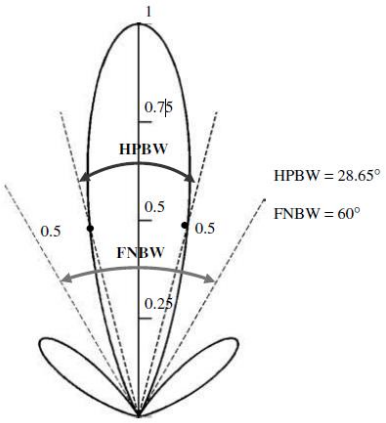


Figura 35. Medición del ancho de haz. (Balanis, 2005).

El ancho de haz de una antena es una figura de mérito muy importante y generalmente se hace un compromiso entre éste y el nivel de los lóbulos laterales; es decir, si el ancho de haz disminuye, los lóbulos laterales se incrementan y viceversa.

4. Directividad.

La directividad es una medida adimensional y se define como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección dada y la intensidad de radiación media en todas direcciones. La intensidad media de radiación es igual a la potencia total radiada por la antena multiplicada por 4π. Si no se especifican las direcciones, se utiliza la dirección de la máxima intensidad de radiación. Dicho de otra manera, la directividad de una fuente no isotrópica es igual a la relación entre la intensidad de radiación en una dirección dada sobre la intensidad de radiación de una fuente isotrópica. Es su forma matemática puede escribirse como:

$$D = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \tag{11}$$

Donde D es la directividad y P_{rad} la potencia total radiada en Watts.

5. Eficiencia.

La eficiencia de una antena se utiliza para tener en cuenta las pérdidas en las terminales de entrada y dentro de la estructura de la antena. Esta se define matemáticamente como:

$$e_0 = e_r e_c e_d \tag{12}$$

Donde:

e_0 = eficiencia total

e_r = eficiencia de reflexión (desacoples) = $(1 - |\Gamma|^2)$

e_c = eficiencia de conducción

e_d = eficiencia dieléctrica

Γ = coeficiente de voltaje de reflexión en la terminales de entrada de la antena

Usualmente e_c y e_d son muy difíciles de calcular y separar, pero pueden ser determinados experimentalmente. Esto hace que sea más conveniente escribir la eficiencia como:

$$e_0 = e_r e_{cd} = e_{cd}(1 - |\Gamma|^2) \tag{13}$$

Donde $e_{cd} = e_c e_d =$ eficiencia de radiación de la antena, la cual es utilizada para relacionar la ganancia y la directividad.

6. Ganancia.

Otra medida útil que describe el funcionamiento de una antena es la ganancia. Aunque la ganancia de una antena está estrechamente relacionada con la directividad, es una medida que tiene en cuenta la eficiencia de la antena, así como sus capacidades directivas. Recordando que la directividad es una medida que describe sólo las propiedades direccionales de una antena, y por lo tanto se controla sólo

por el patrón de radiación, la ganancia de una antena (en una dirección dada) se define como: la relación entre la intensidad en una dirección dada, y la intensidad de radiación que se obtendría si la potencia aceptada por la antena fuese irradiada isotrópicamente. La intensidad de la radiación correspondiente a la potencia radiada isotrópicamente es igual a la potencia aceptada (en la entrada) por la antena multiplicada por 4π.

En la mayoría de los casos se refiere a una ganancia relativa, que se define como la relación entre la ganancia de potencia en una dirección dada y la ganancia de potencia de una antena de referencia en esta misma dirección. La potencia de entrada debe ser la misma para ambas antenas. La antena de referencia es por lo general un dipolo, cuerno, o cualquier otra antena cuya ganancia puede calcularse o se conoce. En la mayoría de casos, la antena de referencia es una fuente isotrópica sin pérdidas. De esta manera:

$$G = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}(fuente\ isotrópica\ \sin pérdidas)} \tag{14}$$

Relacionándola con la directividad:

$$G(\theta, \phi) = e_{cd} D(\theta, \phi) \tag{15}$$

Usualmente la ganancia se da en términos de decibeles en lugar de cantidad adimensional.

7. Ancho de banda.

El ancho de banda de una antena se define como el rango de frecuencias dentro del cual el rendimiento de la antena, con respecto a alguna característica, se ajusta a un estándar específico. El ancho de banda puede ser considerado como el rango de frecuencias, a cada lado de una frecuencia central (por lo general la frecuencia de resonancia para un dipolo), donde las características de la antena (tales como impedancia de entrada, patrón, ancho de haz, polarización, nivel de los lóbulos laterales, ganancia, dirección del haz, eficiencia de radiación) están dentro de un valor aceptable a los de la frecuencia central. Para antenas de banda ancha, el ancho de banda se expresa normalmente como la relación de las frecuencias superiores a inferiores de funcionamiento aceptable. Por ejemplo, un ancho de banda de 10:1 indica que la frecuencia superior es 10 veces mayor que la inferior. Para antenas de banda estrecha,

el ancho de banda se expresa como un porcentaje de la diferencia de frecuencias (superior menos inferior) sobre la frecuencia central.

8. Polarización.

La polarización de una antena en una dirección dada se define como la polarización de la onda transmitida (radiada) por la antena (cuando la dirección no se indica, la polarización se toma en dirección de ganancia máxima). En la práctica, la polarización de la energía radiada varía con la dirección desde el centro de la antena, de modo que los diferentes partes del patrón pueden tener diferentes polarizaciones. La polarización de una onda radiada se define como la propiedad de una onda electromagnética que describe la dirección variable en el tiempo y la magnitud relativa del vector de campo eléctrico. Dicho de otra manera, la polarización es la curva trazada por el extremo (vector) que representa el campo eléctrico instantáneo. El campo debe ser observado a lo largo de la dirección de propagación como el mostrado en la Figura 36.

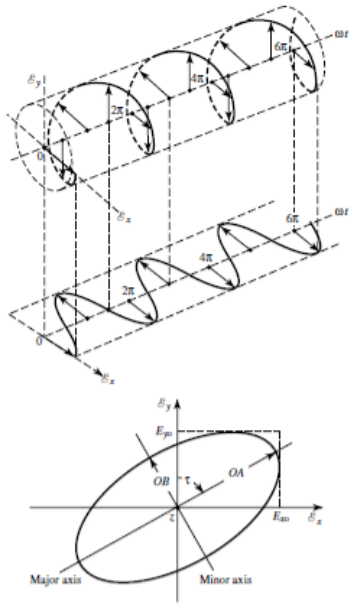


Figura 36. Ejemplo de polarización de una onda. (Balanis, 2005).

Existen tres tipos de polarización, lineal, circular y elíptica. Cada una de éstas requiere de ciertas condiciones de movimiento y magnitud de los campos eléctrico y magnético para llevarse a cabo.

2.5.4.2. Antenas en HF.

Existe una gran variedad de antenas disponibles en la actualidad y sería difícil el mencionarlas y clasificarlas a todas. Sin embargo, todas ellas comparten la característica de ser diseñadas para transmitir y/o recibir la mayor cantidad de energía posible. Hablando específicamente de la banda de HF, las antenas de estas frecuencias son muy populares e indispensables en muchos sistemas de comunicación modernos, principalmente para aplicaciones aeronáuticas, marítimas y enlaces de largo alcance. Aunque las antenas convencionales y más populares en HF se tratan de dipolos o monopolos de alambre o en forma de "hilo" como las mostradas en la Figura 37, se desea que las futuras generaciones de antenas en HF sean de un perfil bajo, compactas, o que se puedan incluir en las estructuras de las embarcaciones o navíos que las portan, lo que se conoce como antenas estructurales (Chen & Wang, 2015).

Figura 37. Antenas convencionales monopolo de HF.

Los recientes avances en la tecnología de SDR han originado un renovado interés en los sistemas de comunicación de alta frecuencia multicanal, por lo que las características de las antenas a utilizar son una cuestión clave. Además de los requisitos de banda ancha, las antenas deben ser lo suficientemente compactas como para ser colocadas dentro de la estructura que las portan y deben permitir la comunicación tanto en bajos como altos ángulos de elevación (onda de superficial y NVIS respectivamente) (Mattioni & Marrocco, 2007).

Como ya se mencionó, las antenas en HF convencionales se tratan de dipolos o monopolos de alambre o en forma de hilo, sin embargo, dentro de la literatura se pueden encontrar nuevos diseños que ofrecen una solución alternativa y presentan distintas ventajas a las de las antenas convencionales. Por ejemplo,

en (Baker, Youn, Celik, & Iskander, 2010) se presenta el diseño de una antena para despliegue en sitios costeros o en plataformas flotantes (incluyendo boyas), donde se tomó como parámetro de diseño prioritario el tamaño de la antena. Esta antena cuenta con tan sólo 90 centímetros de longitud, pero combina elementos helicoidales y una base en forma de disco de 60 cm de diámetro (Figura 38). Aunque el patrón de radiación se mantiene omnidireccional y la antena tiene buena respuesta para múltiples frecuencias de la banda de HF, es claro que se sacrificó un diseño simple a cambio de tener la menor altura posible.

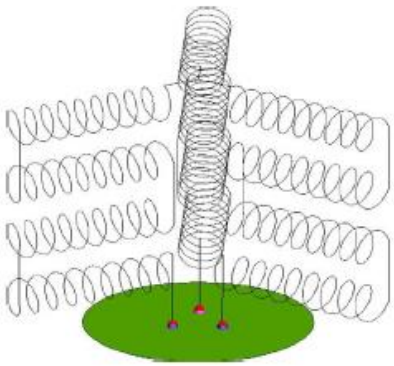


Figura 38. Diseño de la antena presentado por Baker, Youn, Celik, & Iskander (2010).

En contraste, en (Mattioni & Marrocco, 2007) se propone una nueva geometría para una antena de alambre, que sea de tamaño adecuado para una instalación naval (12 metros de alto). Esta nueva antena tiene capacidades multimodo en el sentido de que combina la posibilidad de proporcionar simultáneamente comunicación por onda superficial y NVIS con características de banda ancha. Tal geometría se muestra en la Figura 39 y se obtiene de un monopolo plegado y la adición de más elementos o trayectorias de corriente. Además, introduce algunas impedancias que cumplen con el doble propósito de acoplar la antena y sintetizar el patrón de radiación de banda ancha. Este diseño coloca las resistencias independientes y los circuitos LC a lo largo de la antena para evitar colocar una red de acoplamiento externa, es decir, la antena misma contiene la red de acoplamiento.

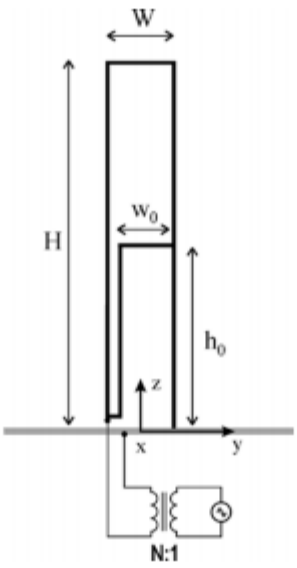


Figura 39. Geometría de la antena presentada por Mattioni & Marrocco (2007), donde H=12 m, W=2m, h_0=H/2 y w_0=1.6m.

Viendo estos diseños, se puede notar la variedad de las técnicas o estructuras que se pueden utilizar para el diseño de una antena en HF, ya que pueden ir desde diseños “simples” de monopolos de alambre, hasta estructuras helicoidales complejas o de varios metros de alto. El principal reto es tal vez el diseño de antenas pequeñas que sean operacionalmente aceptables, sin embargo, estas presentan anchos de banda muy estrechos y son altamente reactivas (Andrew, Balanis, Tirkas, Peng, & Birtcher, 1997).

Capítulo 3. Etapa de banda base y frecuencia intermedia

3.1. Introducción.

Dentro de la arquitectura de SDR, una de las etapas principales corresponde a la generación de la señal de información (o forma de onda) en banda base y frecuencia intermedia por medio de software. Esta señal luego es pasada a la etapa del "*front-end*" analógico, donde la forma de onda es tratada, modulada y posteriormente transmitida hacia el canal inalámbrico por medio de la antena.

En este capítulo se muestra el proceso de generación de la señal digital en frecuencia intermedia por medio de software y su posterior conversión en una señal analógica utilizando un convertidor digital-analógico. Particularmente, se consideran los requerimientos de ancho de banda y perfil de tráfico generado por una boya meteorológica para establecer el esquema de modulación y forma de onda utilizado. Además, se incluye un diagrama a bloques del sistema programado en lenguaje C y un análisis matemático donde se determinan las características principales como ancho de banda y tasa de transmisión final que alcanzará el sistema implementado en SDR. Estas características dependerán tanto del esquema de modulación como del tipo de tarjeta o hardware utilizado para dar salida a la señal analógica. También se exploran las características principales de los procesadores ARM debido a que éstos constituyen el núcleo o la base en donde se programará la generación de la señal digital. Los resultados de la implementación de la señal hasta frecuencia intermedia servirán como parámetros de diseño en la fabricación del filtro de reconstrucción presentado en el Capítulo 4.

3.2. Introducción a los procesadores ARM.

Uno de los objetivos que persigue este trabajo de investigación es programar un esquema de modulación digital sobre un procesador ARM, principalmente por a las ventajas y variedad de aplicaciones que se pueden implementar sobre este tipo de arquitectura. A continuación se describe brevemente las características de este tipo de procesadores, enfocándonos principalmente en la familia de los ARM Cortex-M (Ltd., 2016).

Los procesadores ARM son procesadores con arquitectura similar a la RISC[5] (*"Reduced Instruction Set Computer"*) de 32 y 64 bits desarrollados por *ARM Holdings*. La arquitectura ARM soporta implementaciones en una amplia gama de diseños que en conjunto con su alto rendimiento y bajo consumo de energía, la han establecido como la arquitectura líder en muchos segmentos del mercado, principalmente en la electrónica de consumo que incluye: tabletas, teléfonos inteligentes, teléfonos móviles, videoconsolas portátiles, calculadoras, reproductores digitales (de música, fotos, vídeos, etc.) y periféricos de ordenadores como discos duros y enrutadores.

Actualmente (haciendo referencia a la versión 8) existen tres perfiles de arquitectura ARM que permiten que los procesadores ARM logren un buen equilibrio entre alto rendimiento, tamaño del código y bajo consumo de energía:

- ***Arquitectura ARMv8-A:*** perfil para mercados que requieren alto rendimiento, tales como la telefonía móvil y la empresarial. Esta optimizado para el soporte de sistemas operativos ricos.

- ***Arquitectura ARMv8-R:*** perfil para aplicaciones integradas en el control de automóviles y en el área industrial. Optimizado para sistemas en tiempo real.

- ***Arquitectura ARMv8-M:*** perfil para aplicaciones de IoT (*"Internet of Things"*) y sistemas embebidos. Optimizado para aplicaciones de microcontroladores.

En el presente proyecto de investigación se trabajó con un procesador de arquitectura ARMv7-M, más específicamente con un ARM Cortex-M4 de 32 bits a 180 MHz. A continuación se describirán las principales características de esta familia de procesadores.

La familia Cortex-M son una gama de procesadores de 32 bits que permiten escalabilidad entre rendimiento, eficiencia energética y facilidad de uso. Su diseño proporciona:

- Alto rendimiento y eficiencia.

- Fácil desarrollo de software debido a que son totalmente programables en lenguaje C.

---

[5] *RISC es un tipo de diseño de CPU generalmente utilizado en microprocesadores o microcontroladores. Su filosofía de diseño permite la ejecución más rápida de las instrucciones y reduce el tiempo de acceso a memoria.*

- Densidad de condigo superior.

- Soporte para transferencias de 8, 16 y 32 bits.

- Algoritmo de procesamiento rápido y eficiente, con extensiones de procesamiento digital de señales.

Esta familia cuenta con cinco procesadores (Figura 40) que ofrecen diferentes prestaciones para distintas aplicaciones:

1. ***ARM Cortex-M0:*** para aplicaciones que requieren de un consumo mínimo de energía, bajo costo y área pequeña.

2. ***ARM Cortex-M0+:*** igual que el Cortex-M0 pero con mayor eficiencia energética.

3. ***ARM Cortex-M3:*** para aplicaciones que requieren de un mayor rendimiento que los Cortex-M0.

4. ***ARM Cortex-M4:*** ofrece mayor rendimiento que el Cortex-M3 además de que integra un DSP y acelera las capacidades de procesamiento de punto flotante.

5. ***ARM Cortex-M7:*** tiene las mismas características que el Cortex-M4 pero con un control máximo del rendimiento.

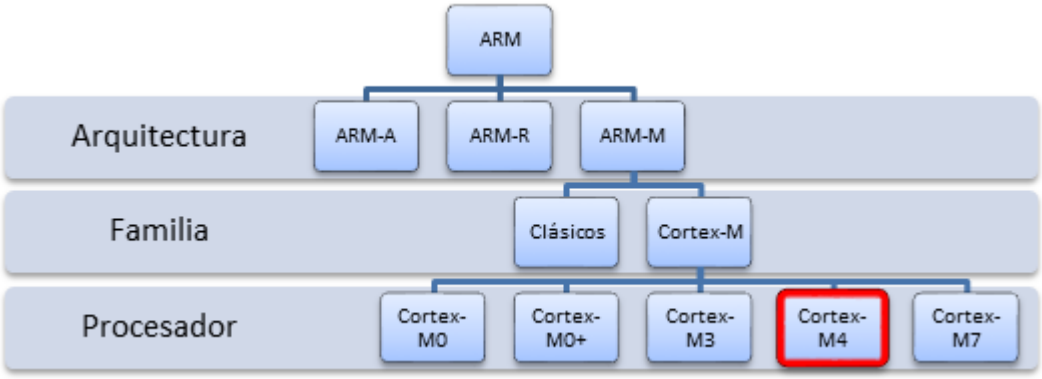


Figura 40. Familia de procesadores Cortex-M.

El procesador ARM Cortex-M4 fue desarrollado para proporcionar una plataforma de bajo costo para sistemas embebidos que satisface las necesidades de implementaciones MCU (*"Microcontroler Unit"*) y procesamiento acelerado de operaciones matemáticas de punto flotante. Cuenta con un número de pines reducido y bajo consumo de energía, al mismo tiempo que ofrece un rendimiento computacional excepcional y una respuesta avanzada de interrupciones. Este procesador de arquitectura RISC de 32 bits, es compatible con un conjunto de instrucciones DSP que le permiten el procesamiento eficiente de señales y la ejecución de algoritmos complejos. Además, su única FPU (*"Floating Point Unit"*) de precisión acelera el desarrollo de software y evita su saturación. Los elementos que componen un Cortex-M4 se muestran en la Figura 41.

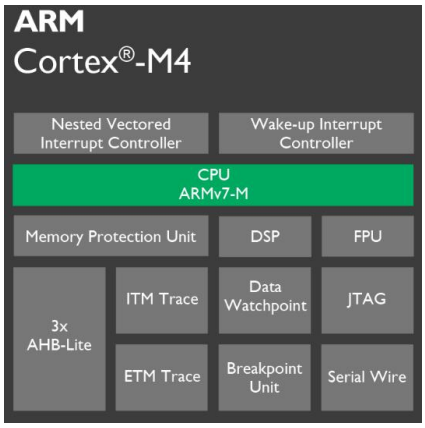


Figura 41. Elementos en un procesador Cortex-M. (Ltd., 2016).

El Cortex-M4 se desarrolló específicamente para el diseño de dispositivos de bajo costo y alto rendimiento que manejan el control y procesamiento digital de señales. Su utilización incluye segmentos del mercado como: sistemas de control industrial, internet de las cosas, iluminación inteligente, fusión de sensores, sistemas inalámbricos, relojes inteligentes, instrumentación médica, robótica, etc.

3.3. Sistema propuesto.

La finalidad que se persigue con la realización de este proyecto es la de construir un radio funcional siguiendo la arquitectura de SDR, donde la etapa del "*front-end*" analógico quede optimizada para trabajar a una frecuencia de 28.85 MHz. La propuesta del sistema se muestra en la figura 42. Ésta se basa en la arquitectura típica de SDR presentada por (Harris & Lowdermilk, 2010) descrita en la sección 2.4.1.

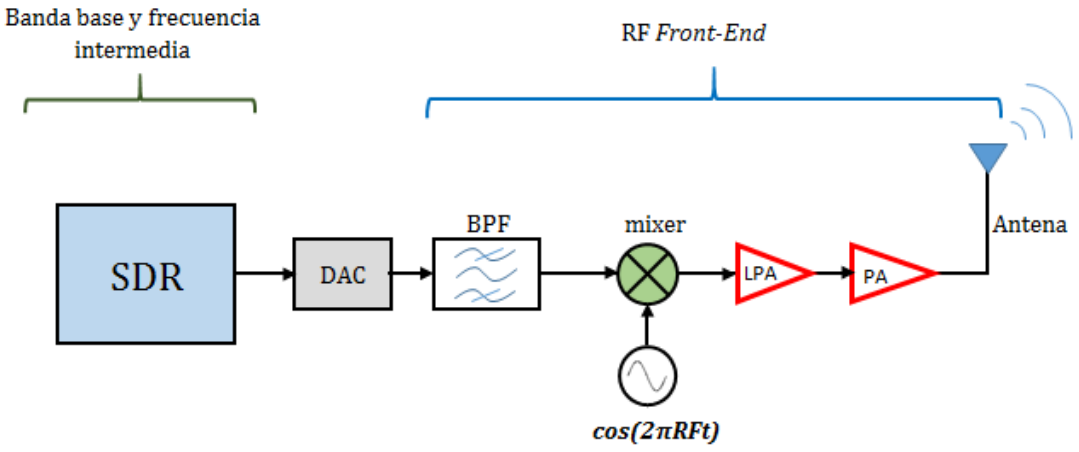


Figura 42. Diagrama a bloques del sistema propuesto.

En este capítulo se presentará el desarrollo que se realizó para la etapa de SDR, es decir, el procesamiento digital de la señal en banda base y frecuencia intermedia. Posteriormente en el capítulo 4, se abordará todo lo relacionado con la etapa del *"front-end"* analógico que precede a la sección de SDR. A continuación se da una breve descripción de cada bloque, de tal manera que se tenga una noción general del funcionamiento del sistema de comunicación propuesto.

- **SDR:** Esta etapa del sistema es la encargada del procesamiento digital de la señal en banda base y frecuencia intermedia, es decir, este bloque se encarga de modular los bits de información que provienen de la boya meteorológica, obteniendo así las muestras digitales de la señal analógica que será transmitida por el canal de comunicación. Esta etapa se programó sobre un microcontrolador STM32F429I-DISCO que contiene un procesador ARM Cortex-M4.

- **DAC:** Se trata del convertidor digital analógico que contiene el microcontrolador. Éste se encarga de transformar las muestras digitales que arroja la etapa de SDR en una señal analógica que va de 0 a 3 volts de amplitud.

- **BPF:** Este bloque del sistema se trata del filtro de reconstrucción analógico pasa-banda, necesario para reconstruir y limitar en espectro la señal arrojada por el DAC.

- **MIXER:** Esta etapa se encarga de modular la señal de información en frecuencia intermedia con una portadora de RF cosenoidal de 28.85 MHz. Su tarea es la de trasladar en espectro la señal de información.

- **LPA:** Se trata de un amplificador de baja potencia que amplifica la señal en RF proveniente del mixer.

- **PA:** Este bloque es un amplificador de potencia que sumistra la energía necesaria a la señal de RF para viajar por el canal de comunicación. Su finalidad es la de amplificar la señal proveniente del LPA.

- **ANTENA:** Se trata de una antena optimizada para su uso en la frecuencia de 28.85 MHz. Ésta transmite la señal de RF por el canal de comunicación inalámbrico.

En las secciones 3.4, 3.5 y 3.6 se abordarán de una manera más detallada los aspectos, consideraciones y funciones específicas que se desarrollaron en la etapa de SDR. Particularmente, se plantearan los aspectos que llevaron al esquema de modulación utilizado, así como el proceso que se realizó para programar y obtener la señal en banda base y frecuencia intermedia.

3.4. Uso del microcontrolador STM32F429I-DISCO.

Para este proyecto en particular, el microcontrolador STM32F4291-DISCO de *STMicoelectronics* cumple con los requerimientos necesarios para llevar a la práctica la etapa de SDR del sistema propuesto, teniendo como atributo principal, la utilización de un procesador ARM Cortex-M4 a 180 MHz en su CPU (*"Central Pocessing Unit"*). La Figura 43 muestra una toma de la cara superior del STM32F4291-DISCO.

Figura 43. Microcontrolador STM32F429I-DISCO.

Las características principales que hacen adecuada la utilización de este microcontrolador para el desarrollo de este proyecto son:

- Cuenta con un núcleo ARM Cortex-M4 a 180 MHz.
- Contiene 2 MB de memoria flash para almacenamiento.
- Programable en lenguaje C utilizando el software *IAR Embedded Workbench*.
- Comunicación, "*debugeo*" y alimentación vía USB.
- Puertos de entrada/salida con capacidades de interrupción.
- Contiene dos DAC´s con resoluciones de 12 bits.

Haciendo buen uso de estas características es posible procesar distinto tipo de señales digitales. Además, con la inclusión de los puertos de entrada/salida y la correcta utilización de los mecanismos de interrupción y convertidores digitales, el microcontrolador permite la generación de señales analógicas en las que se tiene un buen control de la frecuencia de muestreo y amplitud de las mismas.

3.5. Parámetros de diseño de la señal en banda base.

La primera etapa a desarrollar para la implementación del radio SDR, es la programación de la señal en banda base y frecuencia intermedia sobre el microcontrolador. Para esto, hay que definir algunos aspectos y consideraciones importantes que se tomaron en cuanta para el desarrollo de esta etapa.

La finalidad de este proyecto es satisfacer las necesidades de comunicación de boyas meteorológicas situadas en altamar. Para llevar un monitoreo preciso de los fenómenos meteorológicos presentes en el área de despliegue, cada 15 minutos se miden distintos parámetros físicos y químicos a través de una serie de sensores montados a lo largo de toda la estructura de la boya marina. Este monitoreo genera un perfil de tráfico que contiene la información a transmitir hasta el usuario de interés, tal como se muestra en la Tabla 2.

Tabla 2. Perfil de tráfico de una boya meteorológica.

Sensor	Variable	Valor	No. Caractéres
	ID	A	1
	Año	2015	4
	Mes	10	2
	Día	13	2
	Hora	10	2
	Min	10	2
	Seg	10	2
	Voltaje (Banco de baterías)	14,95	5
RBRConcerto (CTD+pH+O2)	C (mS/cm)	84,999	6
	T (°C)	34,999	6
	D (dBar)	1999,99	7
	pH	12,99	5
	O2 Disuelto (%)	99,99	5
	Voltaje (externo)	14,95	5
AIRMAR	Velocidad del viento (m/s)	39,9	4
	Dirección del viento (°)	359,9	5
	Cabeceo (°)	+49.9	5
	Balanceo (°)	+49.9	5
	Orientacion (°)	360	3
	Temperatura del aire (°C)	54,9	4
	Sensación térmica (°C)	54,9	4
	Presión barométrica (mBar)	1099,9	6
	GPS (Latitud °)	+31.855	7
	GPS (Longitud °)	+116.655	8
Pro-Oceanus	[agua] CO2 (ppm)	699,999	7
	[agua] IRGA T (°C)	20,1	4
	[agua] Humedad? (mbar)	99,999	6
	[agua] HT (°C)	30,1111	7
	[agua] GSP (mBar)	1000	4
	[agua] IDT (°C)	21,1	4
	[agua] IST (°C)	22,2	4
	[aire] CO2 (ppm)	699,999	7
	[aire] IRGA T (°C)	20,1	4
	[aire] Humedad? (mbar)	99,999	6
	[aire] HT (°C)	30,1111	7
	[aire] GSP (mBar)	1000	4
	[aire] IDT (°C)	21,1	4
	[aire] IST (°C)	22,2	4
SAMI CO2	Dia de año	365,00014	9
	pCO2 (ppm)	699,1111111	12
	T (°C)	39,9	4
	Voltaje (Batería Interna)	11,17	5
			243

Los 243 caracteres mostrados en la Tabla 2 equivalen a 246 bytes que deben transmitirse cada 15 minutos. Esto da una tasa de 2.16 bps (sin incluir encabezados de paquete) que deben transmitirse de una manera confiable hasta el nodo destino.

Aunque la tasa de transmisión a alcanzar es relativamente baja, se debe tomar en cuenta que cada boya cuenta con una fuente de alimentación limitada, por lo que lo más recomendable es mantener los radios apagados la mayoría del tiempo (o en *"stand by"*) y realizar la transmisión de la información mediante ráfagas. Esto supone un aumento en la tasa de transmisión, por lo que para efectos prácticos y como primera aproximación, la tasa de transmisión del radio a diseñar se estableció en 2 Kbps.

Además de dar soporte al perfil de tráfico generado por una boya meteorológica, el sistema de transmisión a diseñar se pensó para que tuviera aplicaciones futuras dentro del espectro audible (en el orden de 20 KHz), sin mencionar que el esquema de modulación utilizado deberá ser lo suficientemente

robusto para combatir los efectos del ruido y mitigar las interferencia presentes en el canal de comunicación. Esto llevó a la necesidad de utilizar un esquema de espectro esparcido y a la implementación de un esquema de modulación digital por fase y cuadratura. Particularmente, se decidió seguir un esquema de DSSS utilizando secuencias Barker de longitud 11 y modulación QPSK sobre una portadora de 11 KHz. Gracias a la utilización de DSSS en conjunto con el esquema de modulación QPSK, la señal en banda base contará con una buena resistencia frente a ruido e interferencias, principalmente porque el esparcimiento de espectro que ofrece DSSS (ver Figura 44) permite mejorar la relación señal a ruido (SNR por sus siglas en inglés) de la señal de información. Además, QPSK ofrece mejores prestaciones de E_b/N_0 [6] en comparación a otros esquemas de modulación por fase y cuadratura (Figura 45) que se utilizan en enlaces en HF de larga distancia como los presentados en el US MIL-STD-188-110C en la sección 2.3.2.

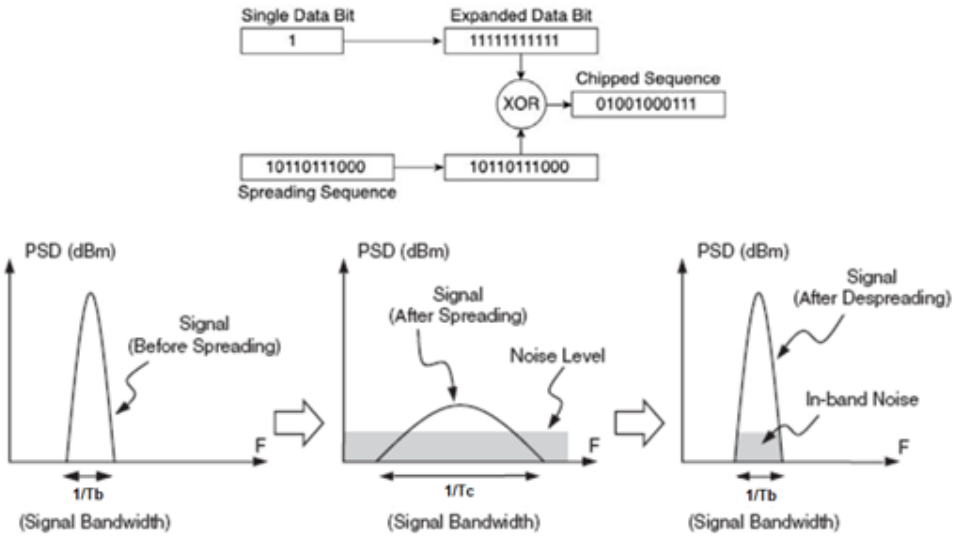


Figura 44. Esparcimiento DSSS.

[6] *La relación E_b/N_0 (energía por bit/densidad espectral de potencia de ruido) es un parámetro que mide el rendimiento de la tasa de error de bit (BER) en esquemas de modulación digital.*

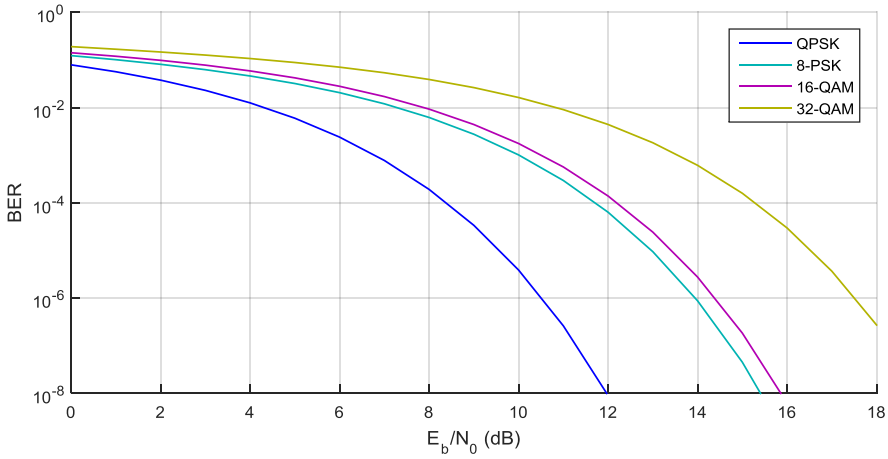


Figura 45. BER para distintos esquemas de modulación digital.

La utilización de una portadora (f_c) de 11 KHz permitirá alcanzar la tasa de transmisión (R_b) de 2 Kbps planteada en un inicio. Es decir, al realizar el esparcimiento con la secuencia Barker de 11 chips y representar cada símbolo QPSK con un periodo de la portadora, se tendrá una tasa de chip (R_c) de 22 Kcps[7] dentro de un ancho de banda de 22 KHz ($f_c \pm R_c/2$), tal como se muestra en la Figura 46. Además, este ancho de banda se encuentra en el orden del aspecto audible (alrededor de 20 KHz).

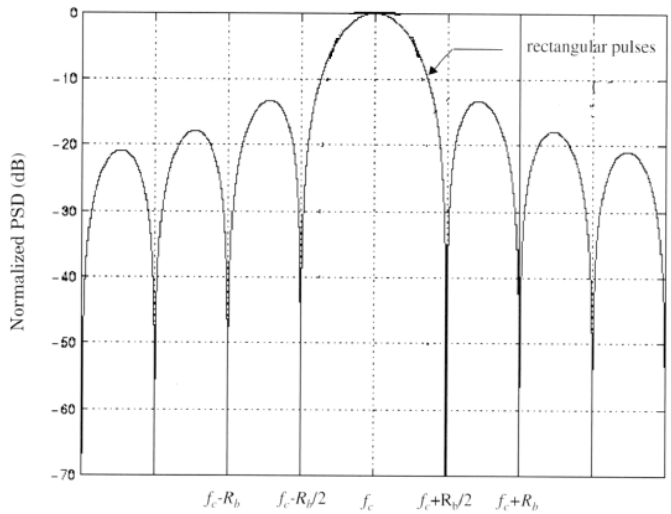


Figura 46. Densidad espectral de potencia (PSD) de una señal QPSK. (Rappaport, 1996).

[7] *Se entenderá Kcps (Kilo chips por segundo) a la tasa de datos al modular los chips de información de la señal esparcida.*

Nótese que en la Figura 46 se hace referencia a la frecuencia portadora f_c y a la tasa de bit R_b para determinar el ancho de banda, sin embargo, como se está utilizando un sistema de DSSS, la modulación de la portadora no se hace con los bits de información, sino con los chips que resultan después del esparcimiento con la secuencia Barker (ver Figura 44), de esta manera, el ancho de banda ocupado es calculado con la tasa de chip R_c en lugar de R_b.

3.6. Generación de la señal en banda base y frecuencia intermedia.

En la sección 3.5 se discutieron los parámetros principales de la señal en banda base que se implementará sobre el microcontrolador. Es decir, se discutieron el ancho de banda, tipo de modulación y frecuencia portadora de la señal en banda base que será programada sobre el núcleo ARM. En esta sección se dará una explicación del cómo dados estos parámetros, se obtuvo la señal analógica en frecuencia intermedia a través del DAC que contiene el microcontrolador. Cabe mencionar que la programación se realizó pensando en minimizar en lo posible el número de operaciones ejecutadas por el microprocesador, de tal manera que el tiempo de ejecución, procesamiento y escritura de la señal sobre el DAC fuese lo más rápido posible.

Antes de comenzar con la explicación de la programación de la señal es necesario aclarar algunos puntos importantes:

- La creación o formación de la señal temporal analógica se realizó utilizando “señales base” ya bien definidas para cada símbolo QPSK, de esta manera es posible optimizar el sistema minimizando el número de cálculos que requiere hacer el microprocesador.

- La metodología utilizada para la creación de la señal analógica fue: primero formar y guardar en memoria la señal completa correspondiente a un paquete (incluyendo encabezados y carga útil), y después leer estos datos contenidos en memoria y sacarlos a través del DAC.

- La frecuencia de muestreo (f_s) del DAC (y por lo tanto de la señal analógica en frecuencia intermedia) se controló por medio de “interrupciones[8]”, que a su vez depende de las variables

[8] *Una interrupción es un mecanismo que permite ejecutar un bloque de instrucciones interrumpiendo la ejecución de un programa, y luego restablecer la ejecución del mismo sin afectarlo directamente. De este modo un programa puede ser interrumpido temporalmente para atender alguna necesidad urgente (en este caso escribir en el DAC) y luego continuar su ejecución como si nada hubiera pasado ("Sistemas Operativos: Interrupciones", 2016).*

"CounterPeriod" y *"Prescaler"* (ambas con valores enteros de 0 a 65535) de acuerdo a la ecuación (16).

$$f_s = \frac{180\ MHz}{(Prescales + 1)(CounterPeriod + 1)} \tag{16}$$

Si bien la f_s teórica máxima es de 180 MHz (con *"CounterPeriod"* y *"Prescaler"* igual a 0), en la práctica la f_s máxima alcanzada fue de 830 KHz, y para efectos prácticos del presente proyecto, ésta se fijó en 659.34066 KHz (correspondiente a *CounterPeriod* = 0 y *Prescaler* = 272).

El sistema implementado y/o programado sobre el microcontrolador se muestra en la Figura 47 a manera de bloques.

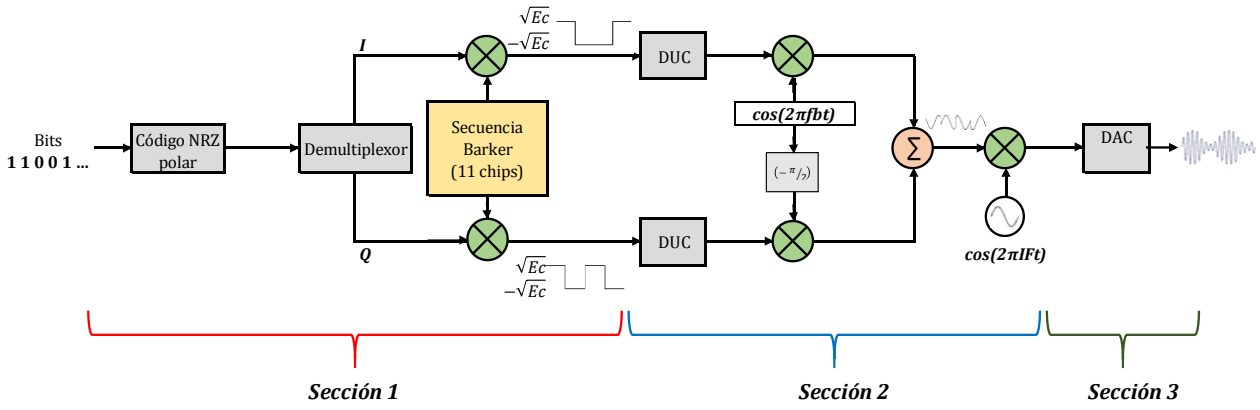


Figura 47. Diagrama a bloques del sistema implementado en el microcontrolador.

El sistema presentado en la Figura 47 se ha dividido en tres secciones principales para su mejor entendimiento. A continuación se explica la función o tarea que se realiza en cada una de estas secciones.

Sección 1.

La tarea principal de esta sección del programa es esparcir con la secuencia Barker la ristra de bits de información provenientes de la boya. En primera instancia, los bits son codificados en formato No Retorno a Cero polar (NRZ polar), es decir, los 1´s se quedan como 1´s y los 0´s son cambiados a -1´s. En seguida, se toman de dos en dos bits para ser separados, uno en fase y el otro en cuadratura. Finalmente

cada bit en fase y cuadratura es esparcido al multiplicarlo por la secuencia Barker de 11 chips, tal y como se muestra en la Figura 48.

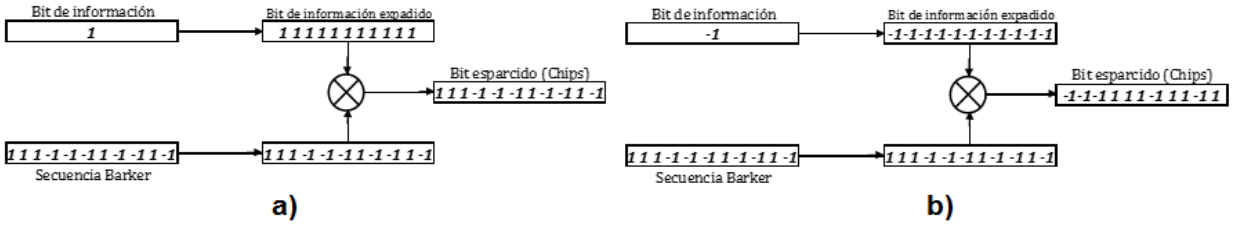


Figura 48. Esparcimiento de los bits de información con la secuencia Barker. a) bit 1, b) bit -1.

Sección 2.

En esta parte del programa se moduló la ristra de chips generados por la sección 1 con un esquema de modulación QPSK. Por simplicidad se utilizó 1 ciclo de la portadora en banda base para la representación de cada uno de los símbolos QPSK. La constelación utilizada se muestra en la Figura 49.

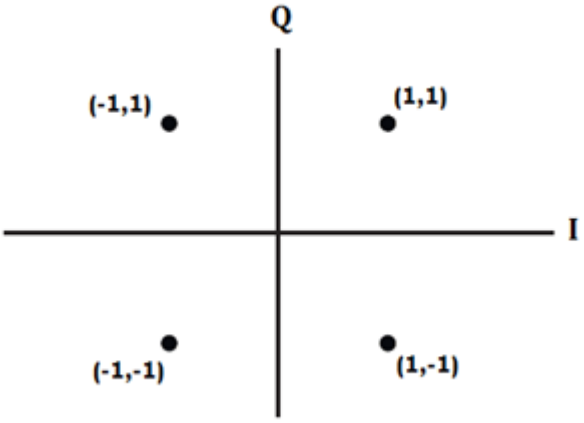


Figura 49. Constelación QPSK utilizada para mapear los chips de información.

La representación matemática de cada símbolo QPSK de la constelación está dada por las expresiones de la Tabla 3:

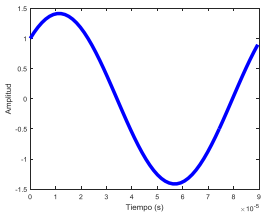
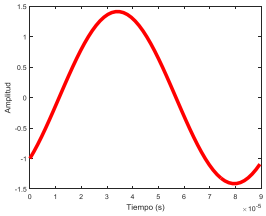
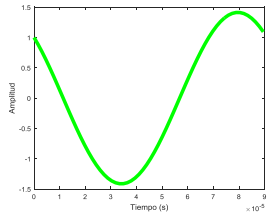
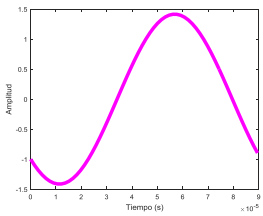
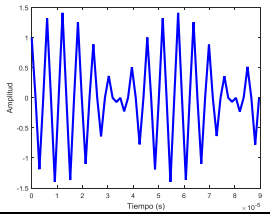
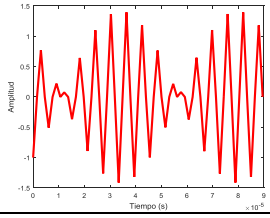
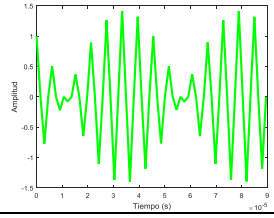
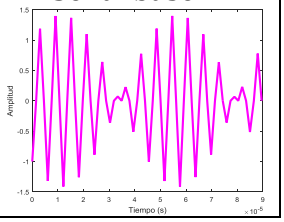
Tabla 3. Representación matemática de los símbolos QPSK.

Símbolo QPSK	*Representación matemática*
(-1,1)	$\sqrt{\frac{2E_c}{T_c}}\cos\left(2\pi f_b t+\frac{5\pi}{4}\right)$
(-1,-1)	$\sqrt{\frac{2E_c}{T_c}}\cos\left(2\pi f_b t+\frac{3\pi}{4}\right)$
(1,-1)	$\sqrt{\frac{2E_c}{T_c}}\cos\left(2\pi f_b t+\frac{\pi}{4}\right)$
(1,1)	$\sqrt{\frac{2E_c}{T_c}}\cos\left(2\pi f_b t+\frac{7\pi}{4}\right)$

Donde E_c y T_c son la energía y tiempo de chip respectivamente. f_b corresponde a la frecuencia portadora en banda base, en este caso 11 KHz.

En esta misma sección se llevó a cabo la etapa de modulación a frecuencia intermedia de los símbolos QPSK utilizando una portadora digital. Para reducir el procesamiento, número de operaciones y memoria utilizada por el microprocesador, se definieron cuatro “señales base” para cada símbolo QPSK en las que ya se incluía la multiplicación por la portadora digital de frecuencia intermedia. Es decir, en lugar de que el mapeo de los chips en banda base, la suma de las señales en fase y cuadratura, y la multiplicación por la portadora de frecuencia intermedia digital se haga muestra a muestra, sólo se escoge la forma de onda o señal base a frecuencia intermedia correspondiente a cada símbolo QPSK. Las señales base se muestran en la Tabla 4.

Tabla 4. Señales base a frecuencia intermedia.

Símbolo QPSK				
	(1,1)	(-1,1)	(1,-1)	(-1,-1)
Señal en banda base				
Señales base en Frecuencia Intermedia	Señal base 1 	Señal base 2 	Señal base 3 	Senal base 4 

La Tabla 4 muestra las señales base o formas de onda a frecuencia intermedia, las cuales corresponden a la multiplicación de cada símbolo QPSK en banda base por la portadora digital de frecuencia intermedia.

Por ejemplo, si los símbolos a transmitir fuesen -1-1, 11, -11 y 1-1, la señal modulada o forma de onda a frecuencia intermedia será la formada por la unión de las señales base de dichos símbolos, tal como se muestra en la Figura 50. Las muestras de la señal completa serán guardadas en la memoria flash del microcontrolador para después acceder a ellas y mandarlas al DAC en la sección 3.

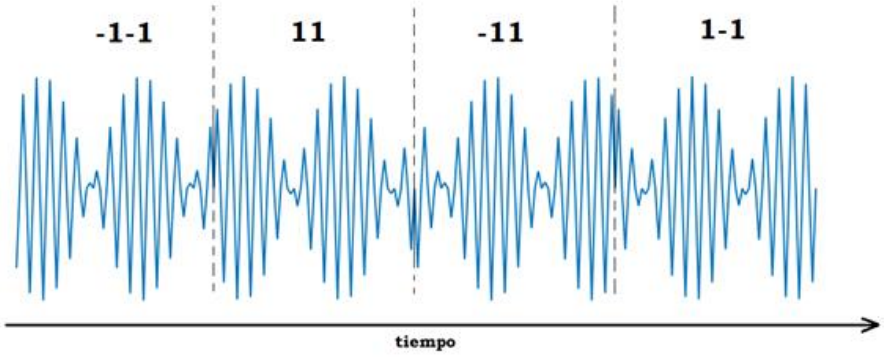


Figura 50. Señal en frecuencia intermedia formada por los símbolos -1-1, 11, -11 y 1-1.

Sección 3.

Esta sección del programa es la encargada de acceder y mandar al DAC, las muestras digitales guardadas en la memoria flash de la señal modulada en frecuencia intermedia, y de esta forma obtener una señal de voltaje analógica.

Como ya se mencionó anteriormente, la frecuencia de muestreo del DAC y por lo tanto de la señal analógica final es de 659.34066 KHz. Además, por simplicidad y para cumplir con el límite de Nyquist, se utilizaron 4 muestras para representar cada ciclo de la portadora digital a frecuencia intermedia, esto da una frecuencia de portadora intermedia (f_{IF}) de:

$$f_{IF} = \frac{f_s}{\#\ muestras\ por\ ciclo} = \frac{659.34066\ kHz}{4} = 164.8352\ kHz \qquad (17)$$

Cada símbolo o señal base se representó con 60 muestras digitales que toman valores enteros de 0 a 4095. Lo anterior sucede debido a que la resolución del DAC es de 12 bits. Sin embargo, la señal analógica final que entrega el DAC va de 0 a 3 volts de amplitud. De esta manera, las señales programadas en la tarjeta y las obtenidas a la salida del DAC son como las mostradas en la Figura 51.

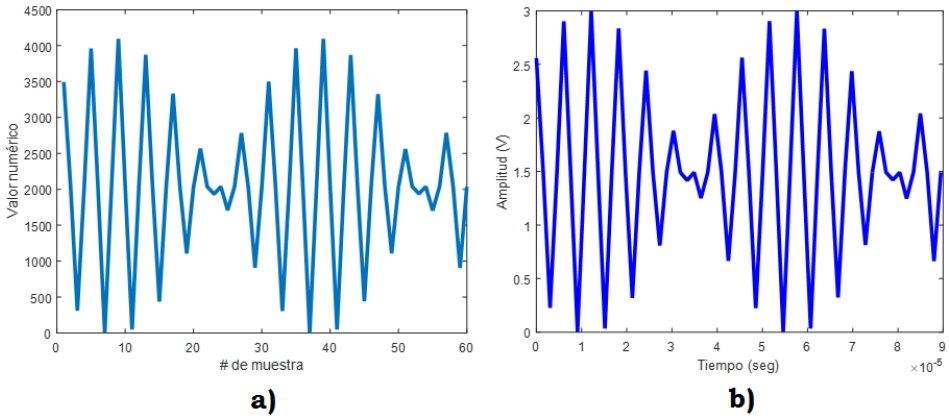


Figura 51. Señales base. a) valor numérico de cada muestra de la señal base en FI. b) señal analógica entregada por el DAC.

De la misma forma es posible calcular la frecuencia real de la portadora en banda base, siendo ésta de:

$$f_b = \frac{f_s}{\#\ muestras\ por\ símbolo} = \frac{659.34066\ kHz}{60} = 10.989011\ kHz \quad (18)$$

Observe que la frecuencia de la portadora en banda base no es exactamente 11 KHz como se había establecido al principio. Esta pequeña diferencia de frecuencia se debe a que el ajuste de la frecuencia de muestre no es exacto, es decir, para obtener una frecuencia en banda base de exactamente 11 KHz, se tendría que tener una frecuencia de muestreo de exactamente 660 KHz. Esto resulta imposible debido a que la las variables que controlan la frecuencia de muestreo (*"CounterPeriod"* y *"Prescaler"* en la ecuación 16) sólo pueden tomar valores enteros entre 0 y 65535. De tal forma que para obtener una frecuencia de muestreo exactamente de 660 KHz, una u otra variable tendría que tomar forzosamente un valor no entero, cosa que no es posible programar en el microcontrolador utilizado.

Cabe mencionar que el programa se adecuó para poder elegir entre 3 frecuencias intermedias diferentes. Esto se logró al utilizar 4, 5 y 6 muestras para representar un ciclo de la portadora a frecuencia intermedia. De esta manera, las 3 posibles frecuencias intermedias utilizables son:

$$f_{IF1} = \frac{f_s}{\#\ muestras\ por\ ciclo} = \frac{659.34066\ kHz}{4} = 164.8352\ kHz \quad (19)$$

$$f_{IF2} = \frac{f_s}{\#\ muestras\ por\ ciclo} = \frac{659.34066\ kHz}{5} = 131.8681\ kHz \quad (20)$$

$$f_{IF3} = \frac{f_s}{\#\ muestras\ por\ ciclo} = \frac{659.34066\ kHz}{6} = 109.8901\ kHz \quad (21)$$

El diagrama de flujo del programa implementado en el microcontrolador se muestra en la Figura 52.

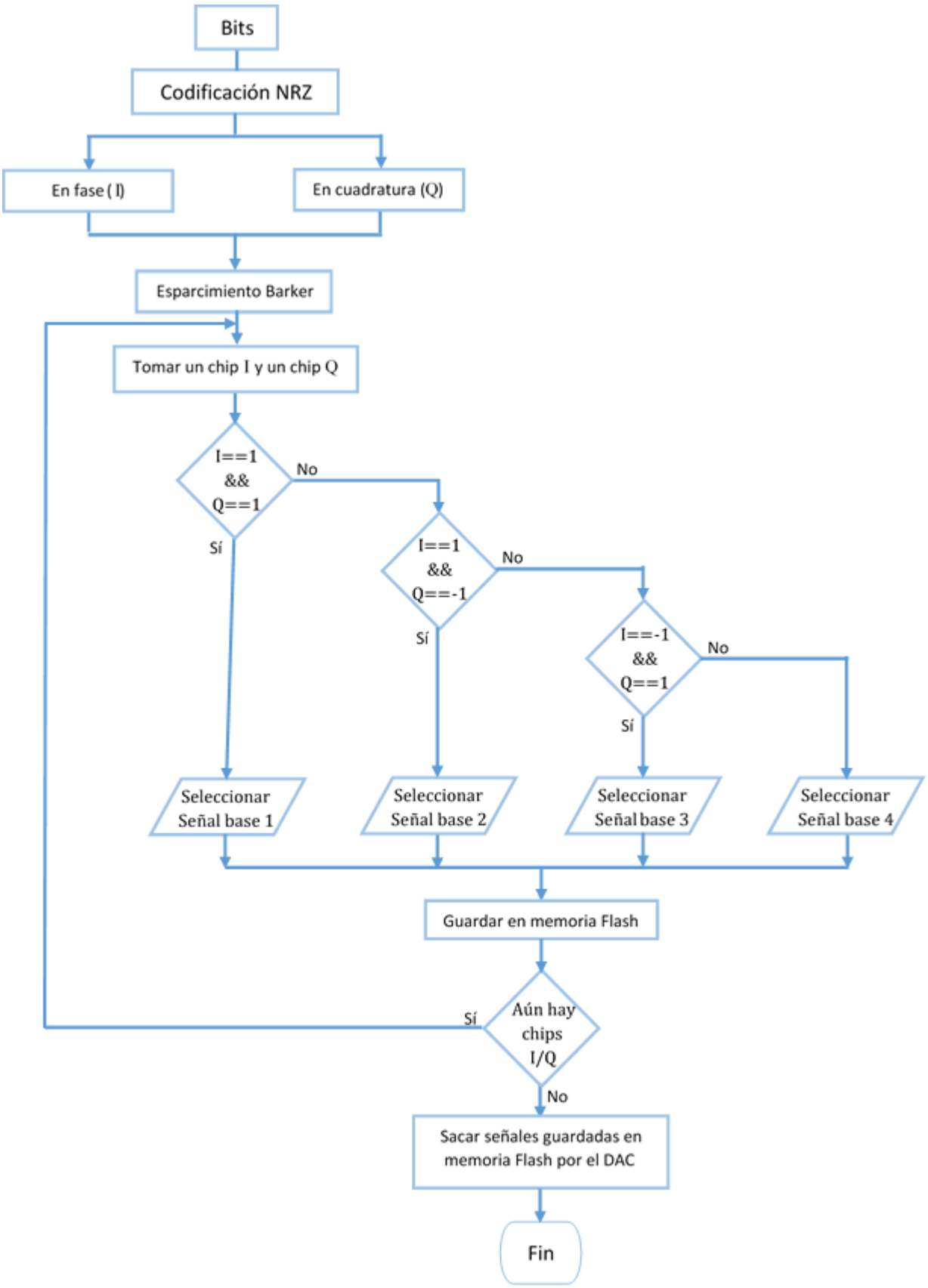


Figura 52. Diagrama de flujo del programa para la modulación en banda base y frecuencia intermedia.

Si la duración de un símbolo QPSK (T_{SQPSK}) equivale a la duración de 1 chip (T_c), tal que:

$$T_{SQPSK} = T_c = \frac{1}{f_s}\ x\ 60 = \frac{1}{659.34066\ kHz}\ x\ 60 = 90.999999\ \mu s \qquad (22)$$

Además, se sabe que un símbolo QPSK contiene 2 chips de información, por lo tanto, la implementación de este sistema permite alcanzar una tasa de chip (R_c) de:

$$R_c = \frac{1}{T_{SQPSK}}\ x\ 2\ chips = \frac{1}{90.999999\ \mu s}\ x\ 2\ chips = 21.978\ kcps \qquad (23)$$

Si un bit es representado con 11 chips, la tasa en bits por segundo (Rb) será:

$$R_b = \frac{R_c}{11} = \frac{21.978\ kcps}{11} = \mathbf{1.998\ kbps} \qquad (24)$$

De acuerdo a lo mostrado en la Figura 46, el ancho de banda ocupado por la señal en banda base (BW) será de:

$$BW = \left(f_b + \frac{R_c}{2}\right) - \left(f_b - \frac{R_c}{2}\right) \qquad (25)$$

$$BW = \left(10.989011\ kHz + \frac{21.978\ kcps}{2}\right) - \left(10.989011\ kHz - \frac{21.978\ kcps}{2}\right)$$

$$BW = \mathbf{21.978\ kHz}$$

Donde f_b es la frecuencia de la portadora en banda base.

Los parámetros y alcances del sistema implementado hasta frecuencia intermedia en el microcontrolador se muestran en la Tabla 5.

Tabla 5. Parámetros del sistema implementado en el microcontrolador.

Parámetro	*Valor*	*Unidades*
Esquema de modulación	QPSK	---
Frecuencia portadora en banda base	10.989011	KHz
Tasa de bit	1.998	Kbps
Tasa de chip	21.978	Kcps
Ancho de banda	21.978	KHz
Frecuencia portadora en FI	164.8352 131.8681 109.8901	KHz

Capítulo 4. Etapa de RF. Diseño del "*front-end*".

4.1. Introducción.

El "*front-end*" analógico es una de las partes medulares que componen cualquier sistema de comunicación inalámbrico, por lo que la eficiencia de todo el sistema dependerá directamente del diseño del mismo. Ya en el capítulo anterior se discutieron los alcances (tasa de transmisión y ancho de banda) de la señal en frecuencia intermedia proveniente del microcontrolador. En este capítulo se describen los distintos elementos que se utilizaron para construir el "*front-end*" analógico, que, en conjunto con la antena, permiten la transmisión de la señal por el canal inalámbrico. Particularmente, se discute el diseño del filtro de reconstrucción, ya que las especificaciones del mismo están ligadas a las características de la señal que entrega el microcontrolador.

Además del filtro de reconstrucción que precede a la etapa de SDR, se presenta el diseño de un oscilador y la caracterización de una antena optimizada para trabajar bajo los requerimientos de este sistema en particular. Esta caracterización se llevó a cabo pensando en aprovechar al máximo la energía entregada por los amplificadores de RF, de tal forma que las pérdidas de potencia no repercutan en el alcance o cobertura del sistema.

Un punto importante que se consideró, fue que el diseño y construcción de cada una de las partes involucradas en el "*front-end*" analógico quedaba fura de los alcances de este proyecto de investigación, por lo que la etapa del mezclado y amplificación de la señal en RF fue realizada con elementos que fueron comprados a proveedores de equipo electrónico, de tal forma que sólo se describen sus características principales. Los resultados experimentales de la implementación del "*front-end*" analógico y la etapa de generación de la señal hasta frecuencia intermedia se muestran en el capítulo 5.

4.2. Filtro de reconstrucción.

A lo largo del capítulo 3 se explicó la forma en que se obtiene la señal de información modulada hasta frecuencia intermedia a través del DAC. Debido a que esta señal contiene componentes de alta frecuencia que deben filtrarse para limitar en espectro y reconstruir la señal de información (ver sección 2.5.1.2), el uso de un filtro resulta imprescindible en esta parte del sistema. En esta sección se presenta

el procedimiento que se siguió para diseñar el filtro de reconstrucción que se utilizó en este sistema en particular.

Antes de comenzar con el diseño del filtro, es necesario definir el ancho de banda total que ocupara la señal en frecuencia intermedia; es decir, se debe conocer el ancho de banda necesario que requiere la señal, de tal manera que no se pierda información de la misma al pasarla por el filtro. Este parámetro representa la base para el diseño del filtro de reconstrucción.

En la sección 3.6 se determinó que el ancho de banda ocupado por la señal en banda base es de 21.978 KHz, tal como se muestra en la Figura 53.

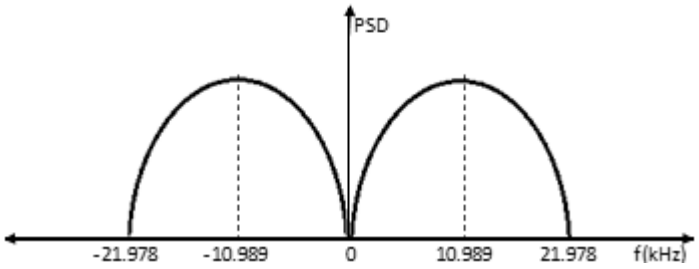


Figura 53. PSD de la señal en banda base.

Dado que la señal en banda base modula las portadoras digitales de 109.8901, 131.8681 y 164.8352 KHz, controladas por la frecuencia de muestreo del DAC, el espectro ocupado para cada una de las frecuencias intermedias será el mostrado en las Figuras 54, 55 y 56.

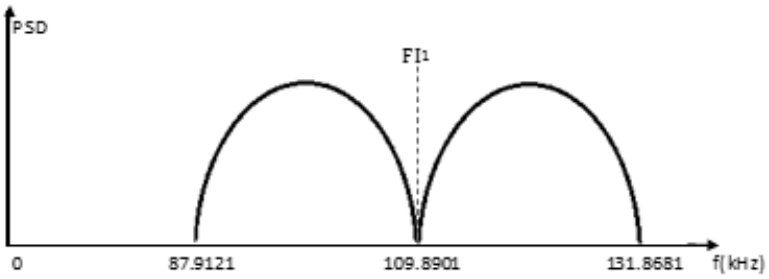


Figura 54. PSD de la señal a una frecuencia intermedia de 109.8901 KHz.

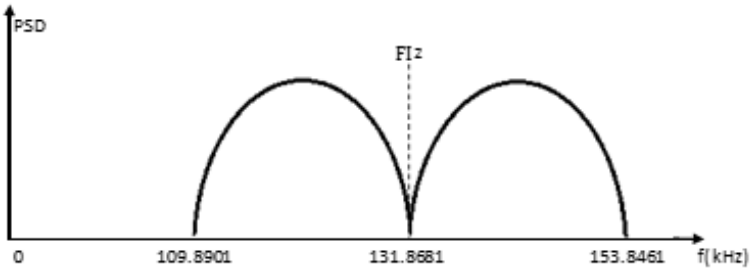


Figura 55. PSD de la señal a una frecuencia intermedia de 131.8681 KHz.

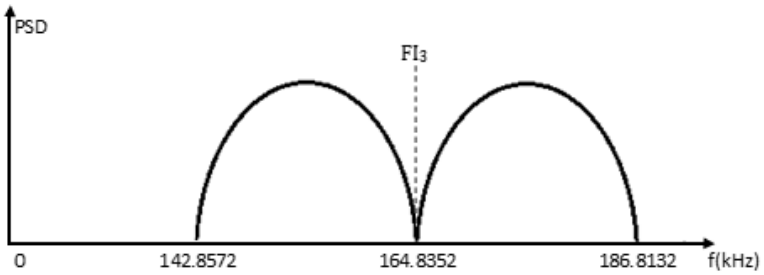


Figura 56. PSD de la señal a una frecuencia intermedia de 164.8352 KHz.

Nótese que el espectro de las señales en frecuencia intermedia corresponde a la traslación del espectro de la señal en banda base a cada una de esas frecuencias intermedias. Además, la frecuencia mínima y máxima ocupada por la señal modulada a FI corresponde a 87.91 KHz y 186.81 KHz respectivamente, independientemente de la FI utilizada. Sin embargo, estas frecuencias se pueden acotar aún más si se toma sólo un lóbulo (izquierdo o derecho) de la señal en FI, por lo que teóricamente, el ancho de banda ocupado por la señal modulada sea cual sea la FI utilizada será de 109.8901 a 164.8352 KHz, tal como se muestra en la Figura 57.

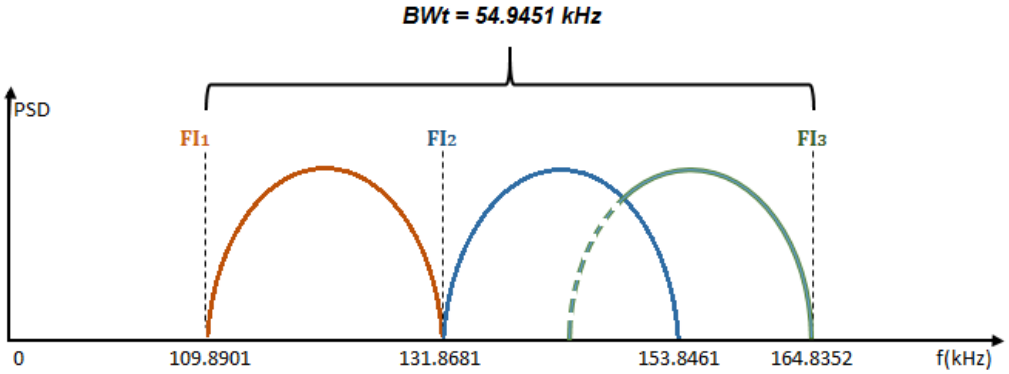


Figura 57. Ancho de banda total ocupado por las señales en frecuencia intermedia.

Si bien la Figura 57 muestra un traslape de espectros entre las señales moduladas a 164.8352 KHz y 131.8681 KHz ($FI_3\ y\ FI_2$), éste resulta sin importancia debido a que la modulación a frecuencia intermedia para este sistema en particular se hace con una sola portadora a la vez, y no las tres al mismo tiempo.

Dado lo anterior, por simplicidad y para efectos prácticos del presente proyecto, se decidió trabajar con un filtro pasa-banda con frecuencias de corte inferior y superior (a -3 dB) de 100 KHz y 200 KHz respectivamente. El ancho de banda de este filtro asegura que sea cual sea la frecuencia intermedia utilizada, no se perderán componentes espectrales que afecten la señal de información. Además, como se vio en la sección 2.5.1.2, las repeticiones periódicas del espectro a intervalos regulares de la frecuencia de muestreo ($f_s = 659.34066\ \mathrm{KHz}$) pueden ser filtradas, por lo que se tendrá una buena reconstrucción de la señal en frecuencia intermedia, tal como se muestra en la Figura 58.

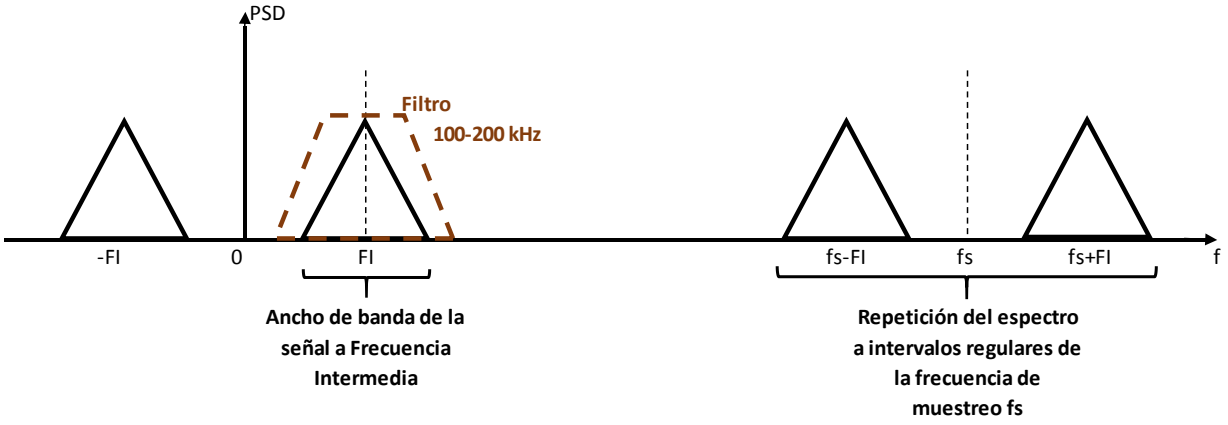


Figura 58. Acción del filtro de reconstrucción a frecuencia intermedia.

Anteriormente se había mencionado las ventajas de trabajar con filtros activos hechos con amplificadores operacionales (Op-amp), siendo una de las principales ventajas la facilidad de diseño, sin mencionar que para este sistema en particular, las frecuencias involucradas están en el orden de los KHz, por lo que el ancho de banda requerido es perfectamente alcanzado por los Op-amp, el cual está típicamente en el orden de 1.5 MHz.

Además de la utilización de filtros activos diseñados con Op-amp, el diseño del filtro de reconstrucción para este proyecto en particular se planteó siguiendo una respuesta Butterworth, principalmente porque es el que presenta la respuesta más estable o máximamente plana en la banda de transición, tal como se muestra en la Figura 59. Además, este tipo de filtros presentan un cambio de fase más lineal en

comparación con los filtros con respuesta Chebyshev o elípticos del mismo orden (Figura 60). Estas dos últimas características representan una ventaja para nuestro sistema, ya que se le estaría introduciendo la mínima distorsión posible a la señal de información que posteriormente será transmitida.

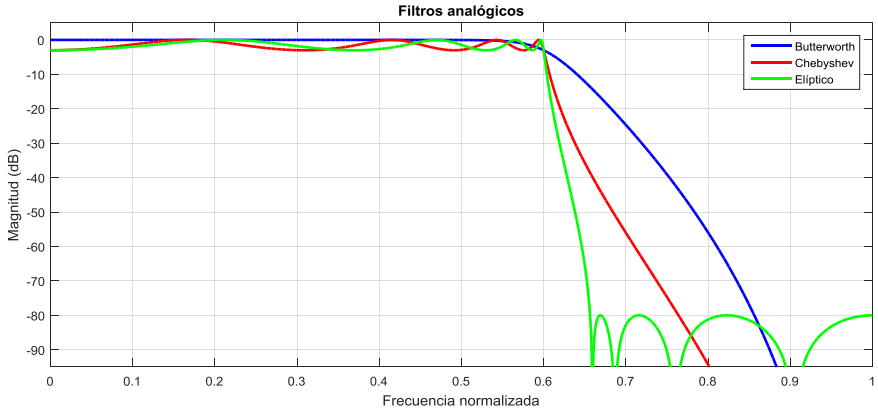


Figura 59. Ejemplo de la respuesta en frecuencia de un filtro de octavo orden.

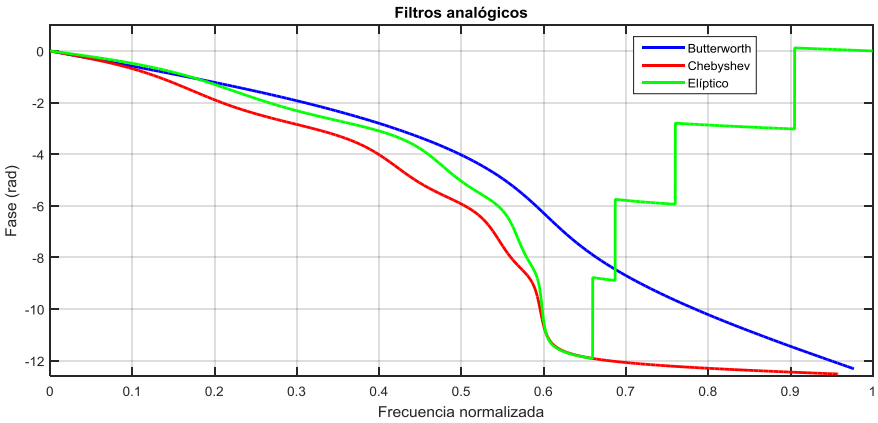


Figura 60. Ejemplo de la respuesta en fase de un filtro de octavo orden.

El diseño del filtro se basó siguiendo una estructura MFB (*"Multiple Feedback"*) y el método de "*Staggered Tuning*" presentado en (Kugelstadt, 2008), donde se plantea el diseño de un filtro pasa-banda de cuarto orden al conectar dos etapas de segundo orden en cascada, tal como se muestra en la Figura 61.

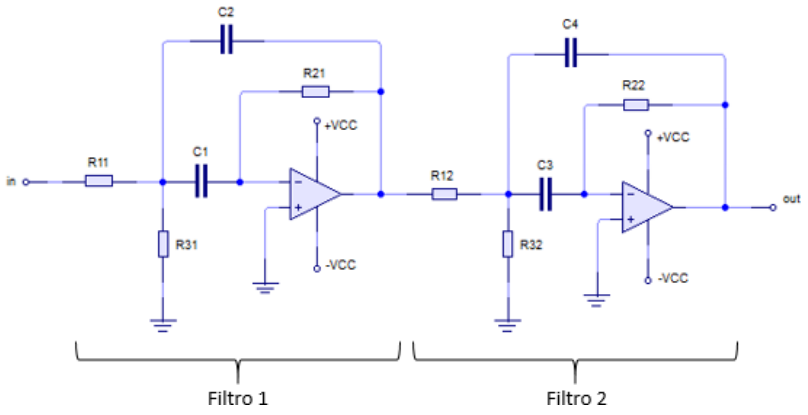


Figura 61. Filtro pasa-banda de cuarto orden con estructura MFB.

En (Kugelstadt, 2008) se presenta una tabla (Tabla 6) con los coeficientes y variables que resuelven las ecuaciones de diseño para diferentes tipos de filtros con diferentes anchos de banda fraccional ($\Delta\Omega$). Sin embargo, se tienen que calcular estas variables para nuestro filtro en particular, ya que dicha tabla no contiene los valores para el diseño del filtro planteado en este proyecto.

Tabla 6. Tabla presentada en (Kugelstadt, 2008) para el diseño de filtros pasa-banda.

Bessel				Butterworth				Tschebyschev			
a_1	1.3617			a_1	1.4142			a_1	1.0650		
b_1	0.6180			b_1	1.0000			b_1	1.9305		
Q	100	10	1	Q	100	10	1	Q	100	10	1
$\Delta\Omega$	**0.01**	**0.1**	**1**	$\Delta\Omega$	**0.01**	**0.1**	**1**	$\Delta\Omega$	**0.01**	**0.1**	**1**
α	1.0032	1.0324	1.438	α	1.0035	1.036	1.4426	α	1.0033	1.0338	1.39

Para comenzar con el diseño del filtro, en primera instancia se deben determinar los coeficientes de diseño a_1 y b_1, que para el caso de filtros Butterworth, éstos toman valores de:

$$a_1 = 1.4142 \qquad b_1 = 1$$

Dado que las frecuencias de corte inferior (f_1) y superior (f_2) del filtro pasa-banda a diseñar corresponden a 100 y 200 KHz respectivamente (Figura 62), la variable que llamaremos “factor Q” o inverso de ancho de banda corresponde a:

$$Q = \frac{f_m}{f_2 - f_1} = \frac{150\ kHz}{200\ kHz - 100\ kHz} = \mathbf{1.5} \tag{26}$$

Donde f_m representa la frecuencia central o frecuencia media del filtro.

Nótese que el valor de Q correspondiente a nuestro filtro en particular no está contenido en la Tabla 6, por lo que el valor de las variables $\Delta\Omega$ y α debe ser calculado con sus ecuaciones correspondientes.

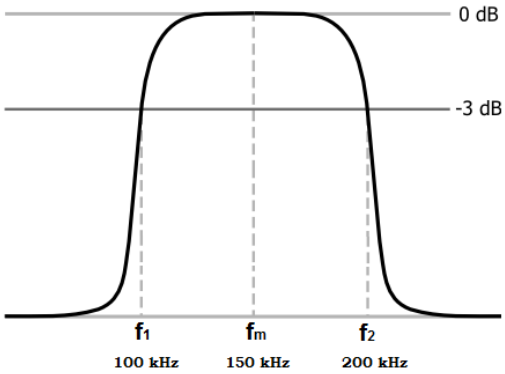


Figura 62. Frecuencias de corte del filtro.

De esta manera el ancho de banda fraccional ($\Delta\Omega$) equivale a:

$$\Delta\Omega = \frac{1}{Q} = \frac{1}{1.5} = \mathbf{0.6666667} \tag{27}$$

El valor de α se determina resolviendo la ecuación (28) por aproximaciones sucesivas.

$$\alpha^2 + \left[\frac{\alpha * \Delta\Omega * a_1}{b_1 * (1 + \alpha^2)}\right]^2 + \frac{1}{\alpha^2} - 2 - \frac{(\Delta\Omega)^2}{b_1} = 0 \tag{28}$$

Sustituyendo el valor de b_1, a_1, $\Delta\Omega$ y utilizando la herramienta en línea *Wolframalpha*[9], se encontró que el valor de α corresponde a:

$$\alpha = \mathbf{1.27104}$$

Con el valor de los coeficientes anteriores ($b_1, a_1, Q, \Delta\Omega\ y\ \alpha$) es posible calcular el valor de las resistencias para cada uno de los filtros (mostrados en la Figura 61) utilizando las siguientes ecuaciones de diseño:

Filtro 1

$$R_{21} = \frac{Q_i}{\pi * f_{m_1} * C} \tag{29}$$

$$R_{11} = \frac{R_{21}}{2 * A_{mi}} \tag{30}$$

$$R_{31} = \frac{A_{mi} * R_{11}}{\left(2 * Q_i^2\right) + A_{mi}} \tag{31}$$

Filtro 2

$$R_{22} = \frac{Q_i}{\pi * f_{m_2} * C} \tag{32}$$

$$R_{12} = \frac{R_{22}}{2 * A_{mi}} \tag{33}$$

$$R_{32} = \frac{A_{mi} * R_{12}}{\left(2 * Q_i^2\right) + A_{mi}} \tag{34}$$

[9] *Wolframalpha es un buscador de respuestas desarrollado por la compañía Wolfram Research. Es un servicio en línea que obtiene respuestas haciendo un análisis que le permite dividir el problema para hacer consultas en diversas bases de datos, sintetizar conocimiento y presentarlo todo como la respuesta a la pregunta.*

Donde la frecuencia media del filtro 1 (f_{m_1}), frecuencia media del filtro 2 (f_{m_2}), factor Q de ambos filtros (Q_i) y la ganancia individual de cada filtro (A_{mi}) son respectivamente:

$$f_{m_1} = \frac{f_m}{\alpha} \tag{35}$$

$$f_{m_2} = f_m * \alpha \tag{36}$$

$$Q_i = \frac{Q * (1 + \alpha^2) * b_1}{\alpha * a_1} \tag{37}$$

$$A_{mi} = \frac{Q_i}{Q} * \sqrt{\frac{A_m}{b_1}} \tag{38}$$

A_m representa la ganancia del filtro pasa-banda global.

Para que las ecuaciones de diseño sean satisfactorias, el valor de los capacitores (C) utilizados debe ser el mismo. Para este caso en particular el valor de $C = 1\ nF$ se adapta muy bien al sistema, mientras que la ganancia del filtro global se estableció en $A_m = 2$.

En resumen, los parámetros de diseño del filtro son:

$f_2 = 200\ kHz$ $\qquad$ $a_1 = 1.4142$

$f_1 = 100\ kHz$ $\qquad$ $b_1 = 1$

$f_m = 150\ kHz$ $\qquad$ $A_m = 2$

$Q = 1.5$ $\qquad$ $C = C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 1\ nF$

$$a = 1.27104$$

Resolviendo las ecuaciones de diseño se tiene que:

$$f_{m_1} = \frac{f_m}{\alpha} = \frac{150x10^3\ Hz}{1.27104} = \mathbf{118.0136x10^3\ Hz}$$

$$f_{m_2} = f_m * \alpha = (150x10^3\ Hz) * (1.27104) = \mathbf{190.656x10^3\ Hz}$$

$$Q_i = \frac{Q * (1 + \alpha^2) * b_1}{\alpha * a_1} = \frac{1.5 * (1 + 1.27104^2) * 1}{(1.27104) * (1.4142)} = \mathbf{2.1826446}$$

$$A_{mi} = \frac{2.1826446}{1.5} * \sqrt{\frac{2}{1}} = \mathbf{2.0578}$$

Para el Filtro 1:

$$R_{21} = \frac{Q_i}{\pi * f_{m_1} * C} = \frac{2.1826446}{\pi * (118.0136x10^3\ Hz) * (1x10^{-9}\ F)} = \mathbf{5887.09\ \Omega}$$

$$R_{11} = \frac{R_{21}}{2 *\ A_{mi}} = \frac{588709\ \Omega}{2 * 2.0578} = \mathbf{1430.43\ \Omega}$$

$$R_{31} = \frac{A_{mi} * R_{11}}{(2 * Q_i^2) + A_{mi}} = \frac{2.0578 * 1430.43\ \Omega}{(2 * 2.1826446^2) + 2.0578} = \mathbf{254.067\ \Omega}$$

Para el Filtro 2:

$$R_{22} = \frac{Q_i}{\pi * f_{m_2} * C} = \frac{2.1826446}{\pi * (190.656x10^3\ Hz) * (1x10^{-9}\ F)} = \mathbf{3644.036\ \Omega}$$

$$R_{12} = \frac{R_{22}}{2 *\ A_{mi}} = \frac{3644.036\ \Omega}{2 * 2.0578} = \mathbf{885.42\ \Omega}$$

$$R_{32} = \frac{A_{mi} * R_{12}}{(2 * Q_i^2) + A_{mi}} = \frac{2.0578 * 885.42\ \Omega}{(2 * 2.1826446^2) + 2.0578} = \mathbf{157.26\ \Omega}$$

Las ecuaciones de diseño arrojan valores de resistencias que no es posible encontrar en el mercado, de tal manera que para efectos prácticos, se eligieron las resistencias con los valores más cercanos a los teóricos disponibles en el laboratorio. El amplificador operacional utilizado fue el LM741. El filtro de reconstrucción diseñado se muestra en la Figura 63.

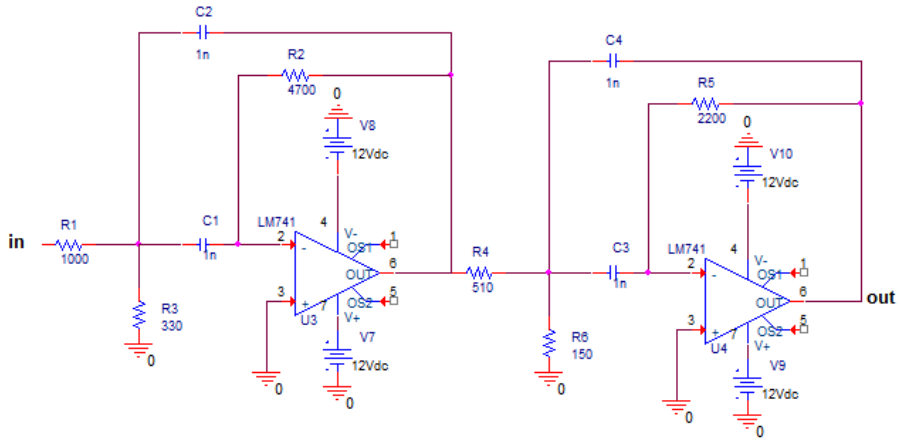


Figura 63. Filtro de reconstrucción diseñado.

Para la simulación de la respuesta en frecuencia del filtro, se conectó a la salida del mismo una carga (R_L) de 50 Ω que simula la impedancia de entrada del mezclador que será conectado al filtro en una etapa posterior. Los voltajes de alimentación de ±12 volts corresponden a los voltajes con lo que trabaja el Op-amp LM741. La simulación del filtro y su respuesta en frecuencia se muestran en las Figuras 64 y 65.

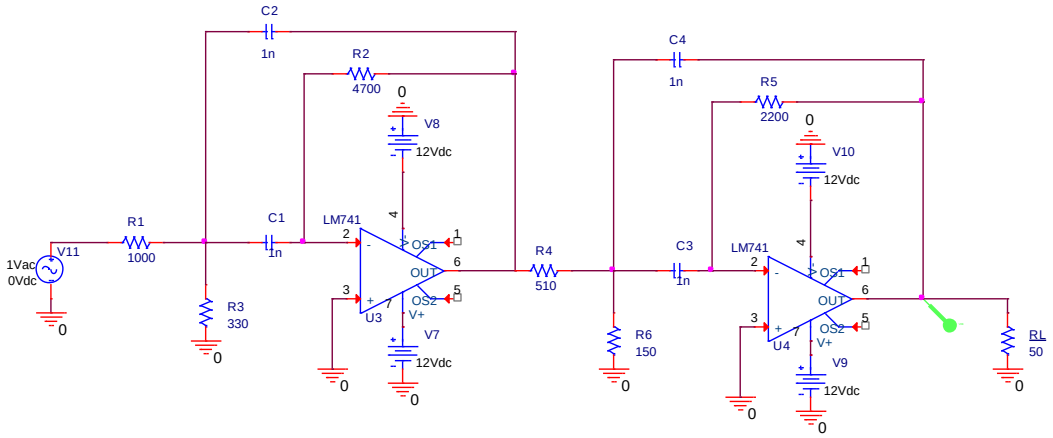


Figura 64. Simulación del filtro de reconstrucción.

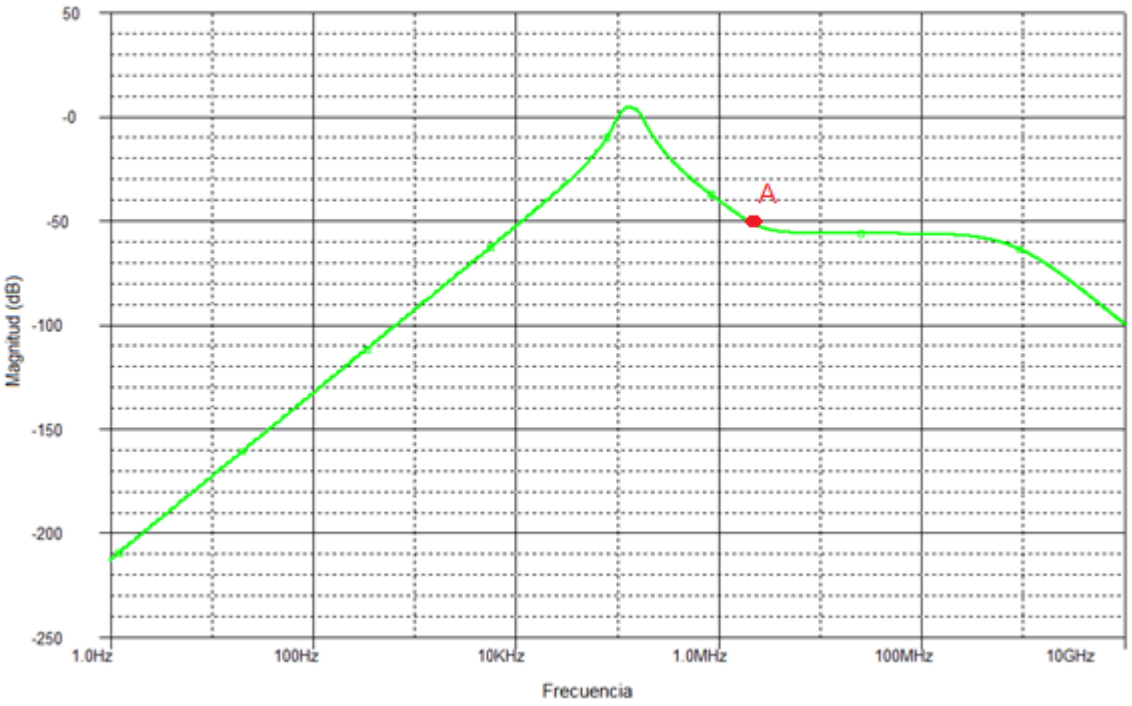


Figura 65. Respuesta en frecuencia del filtro de reconstrucción (1 Hz – 10 GHz).

El filtro diseñado tiene una atenuación de 80 dB por década, dato que corresponde a la atenuación que presentan los filtros con respuesta Butterworth de cuarto orden (Pertence, 2008). Además, la Figura 65 muestra que para frecuencias mayores a 1.6 MHz (punto A) la atenuación deja de ser lineal, es decir, a partir de 1.6 MHz la atenuación que presenta el filtro ya no es de 80 dB por década y se mantiene en -55 dB aproximadamente. Lo anterior se debe a que el ancho de banda típico del Op-amp LM741 es de 1.5 MHz[10], por lo que el diseño o atenuación del filtro se cumple sólo hasta esta frecuencia.

La simulación arroja que las frecuencias de corte inferior y superior a -3dB del filtro diseñado corresponden a 94.5 KHz y 188.9 KHz respectivamente (Figura 66). La diferencia entre las frecuencias de corte planteadas al comienzo (100 KHz y 200 KHz) y las obtenidas en el diseño final, se debe principalmente a que el valor de las resistencias calculado en las ecuaciones fue cambiado por el valor comercial más cercano disponible. En pocas palabras, se utilizaron resistencias diferentes a las arrojadas por las ecuaciones de diseño.

[10] *Información consultada en http://www.alldatasheet.com/view.jsp?Searchword=Lm741 para un circuito LM741 fabricado por National Semiconductor.*

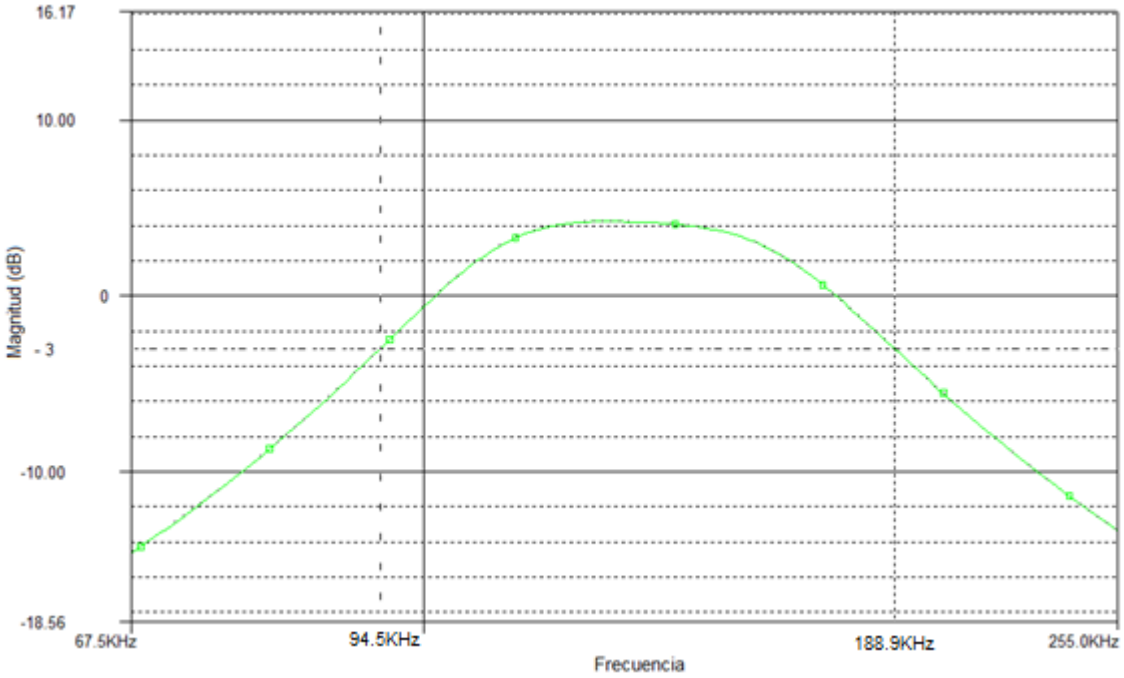


Figura 66. Ancho de banda a -3 dB del filtro de reconstrucción diseñado.

Aunque el ancho de banda a -3 dB del filtro final difiere al del diseño planteado originalmente, el sistema no se ve afectado significativamente debido a que el ancho de banda ocupado por las señales moduladas a frecuencia intermedia (109.89 KHz – 164.83 KHz, Figura 57) aun cae dentro del ancho de banda del filtro diseñado, por lo que la reconstrucción de la señal proveniente del DAC no se verá afectada.

4.3. Mezclador y oscilador local.

Una de las funciones principales que tiene el "*front-end*" analógico es el llevar a cabo la conversión ascendente (ver sección 2.5.2) de la señal a frecuencia intermedia proveniente del microcontrolador, de tal manera que la situé en un canal donde no se cause interferencia o no este bajo licencia. En esta sección se describen los elementos utilizados para llevar a cabo esta función, así como el canal utilizado para realizar la transmisión de la información en RF.

4.3.1. Canal.

En este sistema en particular y como primera aproximación, se pretende que la información transmitida no cause interferencias en otras bandas y/o canales que estén bajo licencia o sean importantes (por

ejemplo en bandas para seguridad aeronáutica). Es por este motivo que una banda para aficionados resulta la mejor opción para realizar las pruebas de comunicación del sistema.

Dentro de la banda de HF, el CNAF especifica 6 canales para aficionados y aficionados por satélite en los que se abarcan las frecuencias de (Cnaf.ift.org.mx, 2016):

- Canal 1: 7 – 7.1 MHz.
- Canal 2: 14.25 - 14.35 MHz.
- Canal 3: 18.068 – 18.168 MHz.
- Canal 4: 21 – 21.45 MHz.
- Canal 5: 24.89 – 24.99 MHz.
- Canal 6: 28 – 29.7 MHz.

Para este proyecto en particular se decidió trabajar sobre el canal 6 por el mayor ancho de banda disponible, además de que implica una menor longitud de las antenas utilizadas debido a que se sitúa en una frecuencia mayor (o con menor longitud de onda), cosa que resulta conveniente al momento de realizar las pruebas dentro del laboratorio.

De esta manera, la frecuencia central (f_0) y ancho de banda disponible (BW_{RF}) para este canal en específico corresponden a:

$$f_0 = \frac{f_{sup} + f_{inf}}{2} = \frac{29.7x10^6\ Hz + 28x10^6\ Hz}{2} = \mathbf{28.85\ MHz} \tag{39}$$

$$BW_{RF} = f_{sup} - f_{inf} = 29.7x10^6\ Hz - 28x10^6\ Hz = \mathbf{1.7\ MHz} \tag{40}$$

La frecuencia central corresponderá a la frecuencia de RF a la que estará centrada el oscilador local y a la que estará sintonizada la antena para asegurar la máxima transferencia de potencia.

4.3.2. Mezclador.

Para realizar la conversión ascendente de la señal modulada a frecuencia intermedia a la banda o canal de RF seleccionado, se utilizó una tarjeta de evaluación para el mezclador LTC5510 de *Linear Tecnology* (Figura 67).

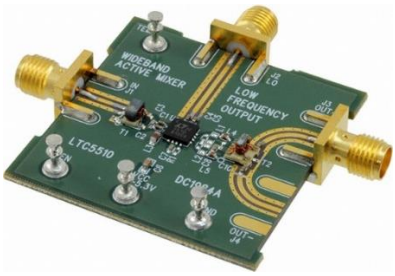


Figura 67. Tarjeta de evaluación para el mezclador LTC5510.

La tarjeta contiene los elementos analógicos necesarios para utilizar el mezclador en una amplia gama de frecuencias, entre ellas la banda de HF. Los puertos de entrada y salida están acoplados a 50 Ω y cuentan con conectores tipo SMA hembra para mayor facilidad de conexión. Las especificaciones principales se muestran en la Tabla 7.

Tabla 7. Parámetros principales de la tarjeta de evaluación para el mezclador LTC5510.

Parámetro	***Valor***	***Unidades***
Rango de frecuencias de entrada	30 a 2600	MHz
Rango de frecuencias de salida	10 a 1300	MHz
Rango de frecuencias del oscilador	5 a 6000	MHz
Potencia de entrada del oscilador	-6 a 6	dBm
Voltaje de alimentación	4.5 a 5.3	V

Puede observarse en la Tabla 7 que el fabricante especifica que en el puerto de entrada del mezclador sólo acepta frecuencias en el rango de 30 MHz a 2600 MHz. Sin embargo, las frecuencias de entrada que se le inyectarán están en el rango de los 100 KHz a los 200 KHz (correspondientes a la señal de información a frecuencia intermedia), por lo que en principio parecería que este mezclador en particular no servirá para modular la portadora de RF. Lo anterior llevó a la necesidad de probar el mezclador con frecuencias en el orden de los KHz en su puerto de entrada, dando como resultado que, para frecuencias menores a 8 KHz aproximadamente, el mezclador no realiza su función, pero para frecuencias superiores a ésta el proceso de conversión ascendente si es efectuado, por lo que es perfectamente utilizable para modular la portadora de RF (28.85 MHz) con la señal a frecuencia intermedia proveniente del microcontrolador. La prueba anterior se llevó a cabo con la configuración que se muestra en la Figura 68.

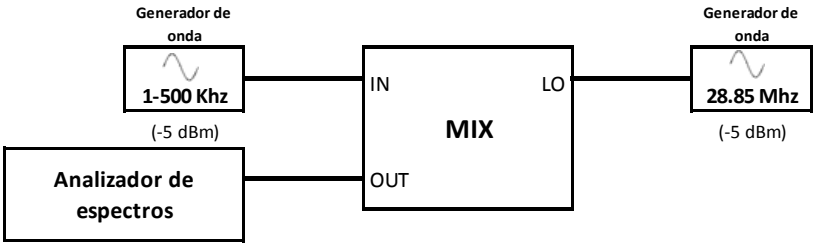


Figura 68. Pruebas de funcionamiento del mezclador con frecuencias en el orden de los KHz en su entrada.

Una vez probado el mezclador con frecuencias en el orden de los KHz, el siguiente paso fue caracterizar el coeficiente de reflexión a la entrada (parámetro S11) en sus puertos de salida (OUT) y oscilador local (LO) utilizando un analizador de redes (NA). En ambos casos el mixer fue polarizado con 5 Vcc, y dado que se estará trabajando con una frecuencia portadora de RF de 28.85 MHz, el analizador de redes se calibró a un puerto de 25 a 35 MHz para realizar la medición.

Para el caso del puerto del oscilador local, la medición de parámetro S11 se realizó con la configuración mostrada en la Figura 69.

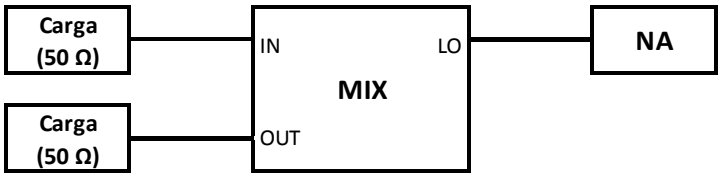


Figura 69. Configuración para la medición del parámetro S11 en el puerto LO del mezclador.

El analizador de redes arrojó que para la frecuencia de interés (28.85 MHz), en el puerto LO del mezclador se tiene un coeficiente de reflexión de -10.461 dB tal como se muestra en la Figura 70. Esto quiere decir que en este puerto se estará reflejando el 8.9% del total de la potencia suministrada por el oscilador local.

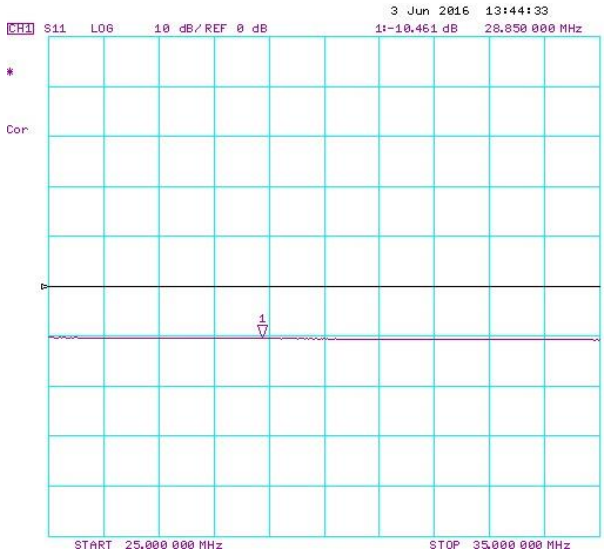


Figura 70. Medición con el NA del parámetro S11 en el puerto LO del mezclador.

De la misma forma, para el caso del puerto de salida del mezclador se obtuvo un coeficiente de reflexión de -35.157 dB o el 0.03% de reflexiones. La configuración de esta medición se muestra en la Figura 71.

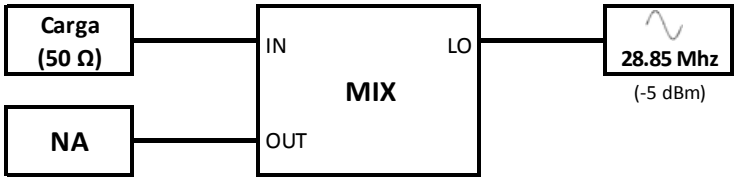


Figura 71. Configuración para la medición del parámetro S11 en el puerto OUT del mezclador.

Las mediciones anteriores servirán para calcular las pérdidas de inserción que se tendrán al momento de conectar cada uno de los elementos al mezclador, de tal forma que no se incurra en algún daño o malfuncionamiento del mismo o de los elementos conectado a él, que en este caso son el filtro pasabanda de frecuencia intermedia, el oscilador local y el amplificador de baja potencia.

4.3.3. Oscilador local.

Para llevar a cabo la etapa de conversión ascendente y situar la señal de información en canal de RF, se diseñó un oscilador de estructura Colpttis como el mostrado en la Figura 72.

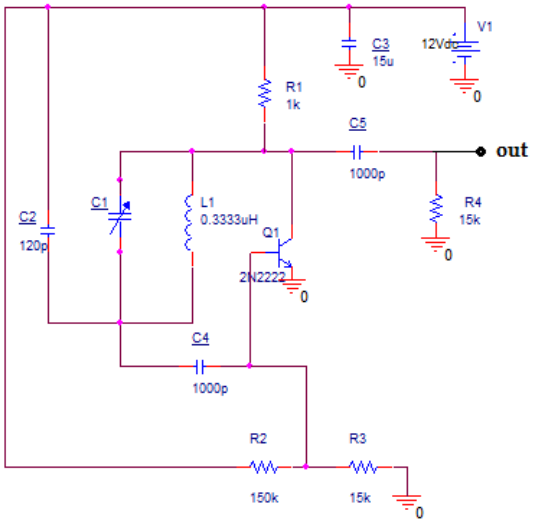


Figura 72. Oscilador diseñado.

El oscilador utiliza como circuito resonador una bobina de 0.3333 µH (L1) y dos capacitores, uno fijo de 120 pF (C2) y uno variable de 8.5 a 120 pF (C1) con el que se sintoniza la frecuencia de operación. El transistor 2N2222 (Q1) conectado en forma de emisor común amplifica la señal del circuito resonador y es acoplada a la resistencia de salida R4 por medio del capacitor C5. Las resistencias R2 y R3 forman un divisor de voltaje conectado a la base para controlar la amplitud de la señal de salida y no llevar a saturación el transistor. El capacitor C3 es opcional, ya que se incluye para mantener más estable el voltaje de la fuente.

Dentro de las ventajas que ofrece este oscilador es su fácil diseño y buen funcionamiento, sin embargo, para obtener una estabilidad de frecuencia aceptable se deben incluir elementos de alta calidad que sean resistentes a cambios de temperatura. En la sección 5.3.2 se muestran los resultados experimentales de la implementación del oscilador.

4.4. Amplificador de baja potencia y amplificador de potencia.

Para obtener la potencia necesaria para la transmisión de la señal analógica, es necesaria la inclusión de un amplificador de baja potencia (LPA) y de un amplificador de potencia (PA). El primero tiene la función de amplificar la señal proveniente del mezclador, de tal manera que le inyecte la potencia necesaria para excitar el PA. A su vez, el PA suministrara la potencia necesaria a la señal para su transmisión a través de la antena y el canal inalámbrico.

El LPA utilizado es el modelo ZFL-750+ de *Minicircuits* (ver Figura 73). Este amplificador cuenta con un ancho de banda de 0.2 MHz a 750 MHz y una ganancia de aproximadamente 18 dB en su banda de paso (ver Figura 74). Su fuente de alimentación puede ser de 12 a 16 volts y cuanta con conectores SMA hembra en sus puertos de entrada y salida[11].

Figura 73. Amplificador ZFL-750+.

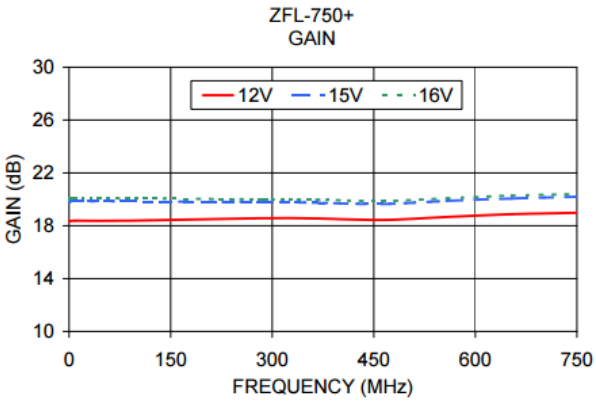


Figura 74. Ganancia del amplificador ZFL-750+[11].

[11] *Información consultada en http://www.minicircuits.com/pdfs/ZFL-750+.pdf*

La utilización de un PA no fue necesaria debido a que no se realizaron pruebas del sistema a larga distancia, sin embargo, si se realizó un cálculo de potencia de transmisión para enlaces de larga distancia utilizando el modelo de propagación de dos rayos, mismo que es presentado en la sección 4.6.

4.5. Caracterización de cables y antena.

En las secciones anteriores se han visto los elementos que en su conjunto darán forma al sistema de comunicación inalámbrico propuesto. En esta sección se dará una descripción del cómo fue caracterizada la antena para obtener el mejor acoplamiento de acuerdo a la frecuencia de operación seleccionada (en este caso los 28.85 MHz), además, se presentan algunas de sus características principales como la ganancia y el ancho de banda.

4.5.1. Pérdidas en cables y adaptadores.

Dado que a la salida del amplificador de baja potencia se tienen conectores tipo SMA hembra, fue necesaria la utilización de distintos cables y adaptadores para poder conectar la antena al sistema de comunicación. Estos cables y adaptadores representan ciertas perdidas de potencia que es necesario determinar para poder calcular la ganancia de la antena y el presupuesto de enlace en una etapa posterior. Los cables y adaptadores utilizados se presentan en la Tabla 8.

Tabla 8. Cables y conectores utilizados en el sistema.

Tipo de cable/adaptador	*Representación*
Cable corto tipo N	C_1
Cable largo tipo N	C_2
Cable largo tipo UHF	C_3
Cable corto tipo UHF	C_4
Adaptador 1	A_1
Adaptador 2	A_2

Se utilizó un generador de onda y un analizador de espectros para medir las pérdidas entre distintas configuraciones de cables y adaptadores (ver Figura 75), de tal forma que se obtuvo un sistema de ecuaciones que su solución da como resultado la pérdida específica de cada elemento. Se optó por este método ya que no se cuenta con los conectores adecuados para medir cada elemento por separado.

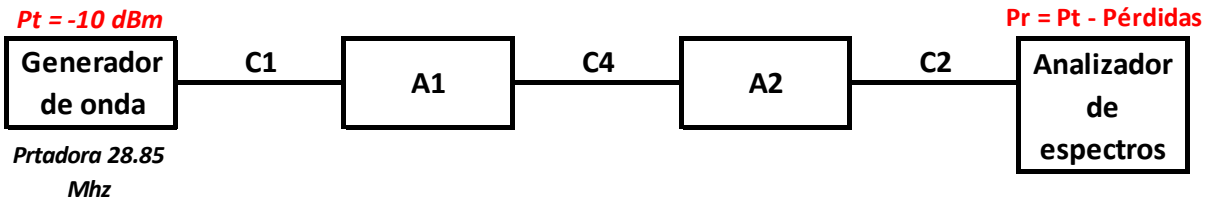


Figura 75. Ejemplo de medición de pérdidas.

Utilizando 28.85 MHz como frecuencia de operación e inyectado una potencia de -10 dBm para cada configuración de cable-adaptador se obtuvo el siguiente sistema de ecuaciones (las unidades están en dB).

$$-10 - C_1 - A_1 - A_2 - C_4 - C_2 = -11.36 \tag{41}$$

$$-10 - C_1 - A_1 - A_2 - C_3 - C_2 = -10.96 \tag{42}$$

$$-10 - C_1 = -10.28 \tag{43}$$

$$-10 - C_2 = -10.35 \tag{44}$$

$$-10 - C_4 = -10.28 \tag{45}$$

De (43), (44) y (45) se determina que:

$$\boldsymbol{C_1 = 0.28 \qquad C_2 = 0.35 \qquad C_4 = 0.52}$$

Asumiendo que los adaptadores A_1 y A_2 son similares, entonces $A_1 = A_2 = A$. Reescribiendo (41) y (42):

$$-10 - C_1 - 2A - C_4 - C_2 = -11.36 \tag{46}$$

$$-10 - C_1 - 2A - C_3 - C_2 = -10.96 \tag{47}$$

Sustituyendo el valor de C_1, C_2 y C_4 en (46) se obtiene que $\boldsymbol{A = 0.105}$. De la misma forma sustituyendo los valores anteriores en (47) se obtiene que $\boldsymbol{C_3 = 0.12}$.

En resumen, las pérdidas de los cables y adaptadores se presentan en la Tabla 9.

Tabla 9. Pérdidas de los cables y adaptadores utilizados en el sistema.

Tipo de cable/adaptador	*Representación*	*Pérdidas (dB)*
Cable corto tipo N	C_1	0.28
Cable largo tipo N	C_2	0.35
Cable largo tipo UHF	C_3	0.12
Cable corto tipo UHF	C_4	0.52
Adaptador 1	A_1	0.105
Adaptador 2	A_2	0.105

4.5.2. Caracterización de la antena.

La antena utilizada en el sistema es un monopolo ajustable de la marca *Super Antenna* modelo MP1TXR. Esta antena cuenta con un trípode para su instalación y una bonina ajustable para sintonizarla a frecuencias entre los 7 MHz y 400 MHz aproximadamente (Figura 76).

Figura 76. Antena utilizada en el sistema de comunicación.

Para comenzar con la caracterización de la antena, se conectaron los adaptadores y cables necesarios para conectar la antena al analizador de redes y se realizó una calibración del mismo desde los 20 hasta los 40 MHz. Esta calibración permitirá obtener los distintos valores de interés como coeficiente de reflexión y ancho de banda de la antena en la frecuencia de interés.

En primera instancia, se sintonizo la antena (sin ningún otro elemento) a los 28.85 MHz tal como se muestra en la Figura 77. El coeficiente de reflexión o parámetro S11 arrojado por el analizador de redes VNA a esta frecuencia fue de -7.346 dB (Figura 78).

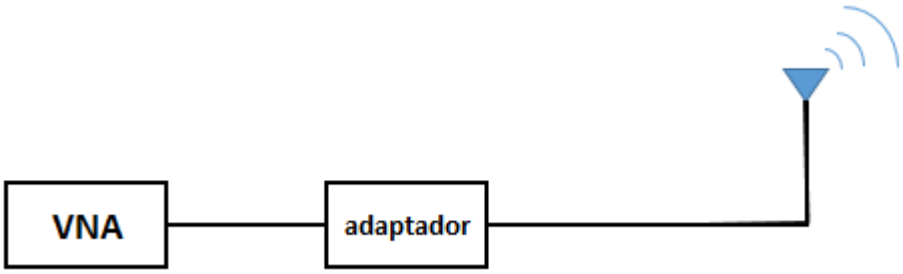


Figura 77. Configuración 1: sintonización de la antena sin elementos adicionales.

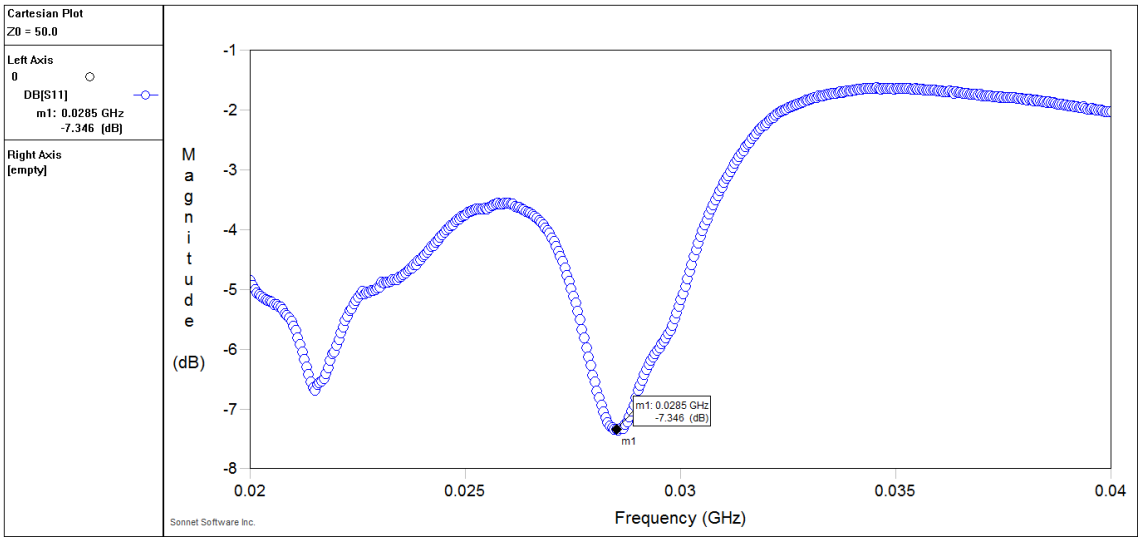


Figura 78. Coeficiente de reflexión para la configuración 1.

La Figura 78 muestra que sin ningún elemento adicional la antena presenta una respuesta muy pobre, ya que a la frecuencia de interés se tendrían 18.4% de reflexiones, lo que a su vez representan grandes

pérdidas de potencia y existe el peligro de dañar los amplificadores si no están debidamente protegidos contra estas reflexiones.

Para mejorar la respuesta de la antena y mitigar las reflexiones en la frecuencia de trabajo, se optó por incluir un plano de tierra artificial en la base de la antena. Un plano de tierra artificial según (García Domínguez, 2012), ayuda a reducir la resistencia presente en el suelo en un área delimitada por λ/2, donde las ondas que caen dentro de esta área no son radiadas y regresan a la antena en forma de corrientes de retorno restándole eficiencia a la antena (Figura 79), por lo que es de vital importancia mejorar la conductividad del terreno delimitado por el área de λ/2. Este plano de tierra artificial puede ir desde algo más de λ/2 hasta algo menos de λ/10.

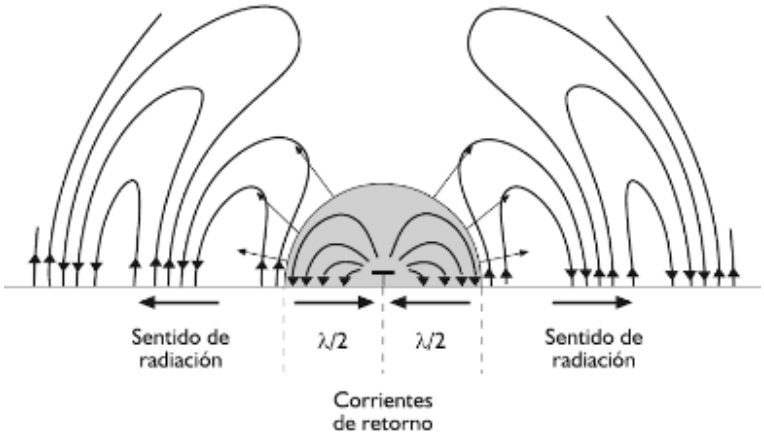


Figura 79. Corrientes de retorno en un área delimitada por λ/2 (García Domínguez, 2012).

La longitud de onda (λ) de la frecuencia portadora (f_p) corresponde a:

$$\lambda = \frac{c}{f_p} = \frac{3x10^8 \ {}^{m}/_{s}}{28.85x10^6 \ {}^{1}/_{s}} = \mathbf{10.3986\ m} \qquad (48)$$

Particularmente, se optó por utilizar un plano metálico de $1m^2$ debido a que se acerca la condición de λ/10 descrita anteriormente, además, las dimensiones de este plano permiten su instalación en una boya meteorológica y facilitan su maniobrabilidad dentro del laboratorio, cosa que no se podría hacer si se colocará un plano de λ/2.

La configuración con el plano de tierra artificial y la medición del parámetro S11 se muestran en las Figuras 80 y 81 respectivamente.

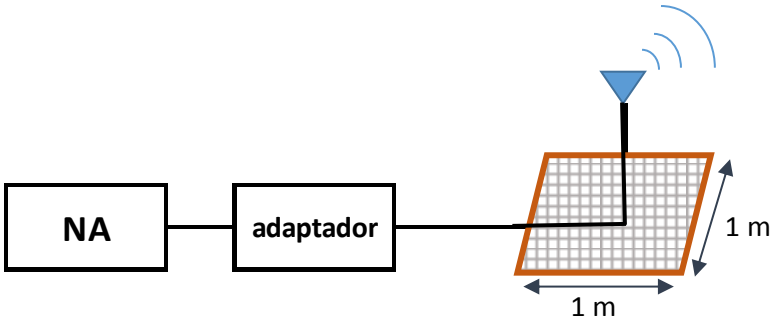


Figura 80. Configuración 2: sintonización de la antena con el plano de tierra metálico.

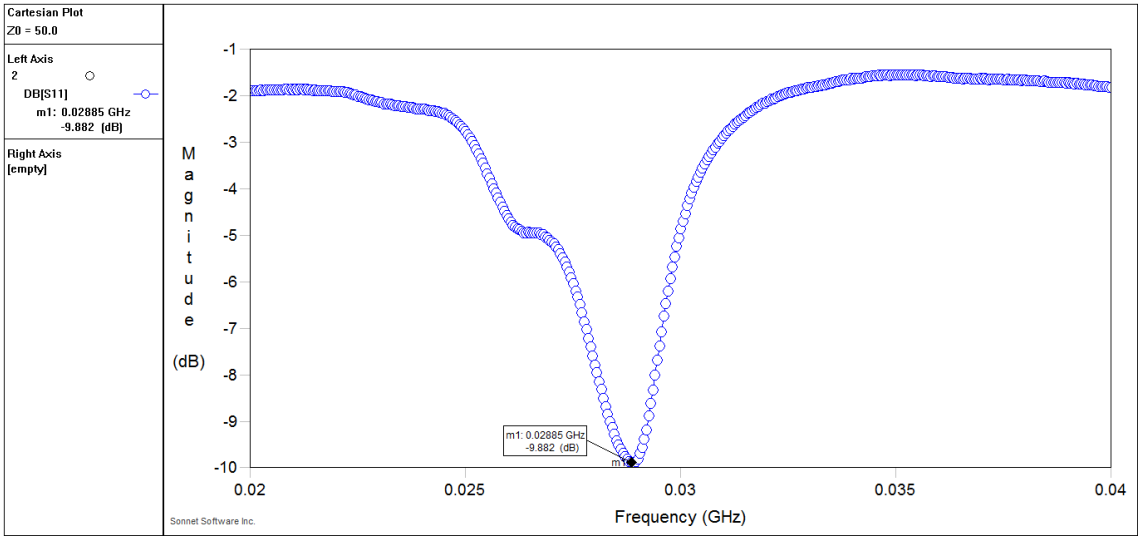


Figura 81. Coeficiente de reflexión para la configuración 2.

La Figura 81 muestra que con la inclusión del plano de tierra artificial, las reflexiones de potencia en la frecuencia de interés disminuyen, pasando de un 18.4% a un 10.27% (correspondientes a un coeficiente de reflexión de -9.882 dB).

Para disminuir aún más las reflexiones y aumentar la eficiencia de la antena, se utilizó el software ADS (“*Advanced Design System 2014®*”) para determinar la reactancia adecuada que permita alterar las condiciones iniciales de la antena (principalmente su impedancia de entrada), de tal manera que mejore la respuesta presentada en la Figura 81. El software arrojó que conectando un capacitor de entre 100 y 120 pF entre sus terminales positiva y negativa se tendría máxima eficiencia para una frecuencia de

operación de 28.85 MHz dadas las condiciones de la configuración presentada en la Figura 80. Sin embargo, el valor más cercano disponible en el laboratorio fue de 90 pF, por lo que se utilizó este valor para modificar la respuesta de la antena.

Con el plano de tierra metálico en la base y el capacitor de 90 pF conectado entre las terminales positiva y negativa de la antena, el analizador de redes arrojo un coeficiente de reflexión de -23.79 dB tal como se muestra en la Figura 82.

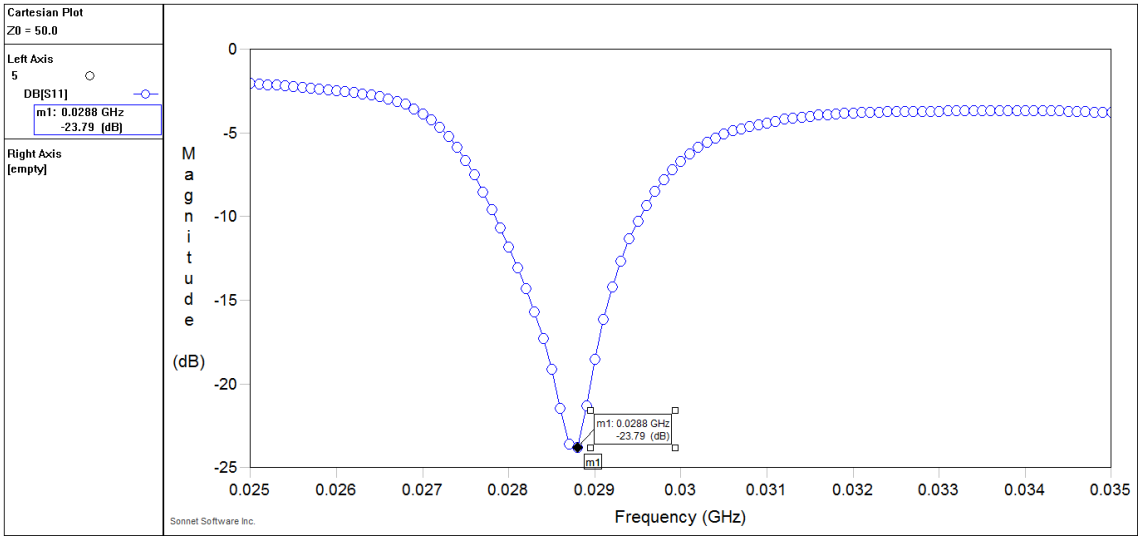


Figura 82. Coeficiente de reflexión para la configuración 2 más la inclusión del capacitor de 90 pF.

La sola inclusión de la reactancia capacitiva más el plano de tierra metálico permiten que la antena tenga un rendimiento aceptable, ya que según resultados arrojados por el analizador de redes, la antena presenta un 0.4% de reflexiones de potencia en la frecuencia central y cuenta con un ancho de banda de aproximadamente 1.6 MHz por debajo de -10 dB. Dados los buenos resultados obtenidos se decidió dejar esta configuración para pruebas posteriores del sistema.

4.5.2.1. Ganancia de la antena.

Para cálculos posteriores del presupuesto de enlace es necesario conocer la ganancia de las antenas transmisora y receptora. Debido a que el fabricante no especifica la ganancia de la antena utilizada, es necesario calcular este parámetro haciendo uso de otra antena similar a la ya caracterizada anteriormente y el método de dos antenas presentado en (Balanis, 2005).

Existen varias técnicas para encontrar la ganancia de una antena, sin embargo, todos esos métodos se basan en la fórmula de transmisión de Friis en la que se supone que el sistema emplea dos antenas en cada medición y deben estar separadas una distancia R para cumplir con el criterio de campo lejano, tal como se muestra en la Figura 83 (Balanis, 2005).

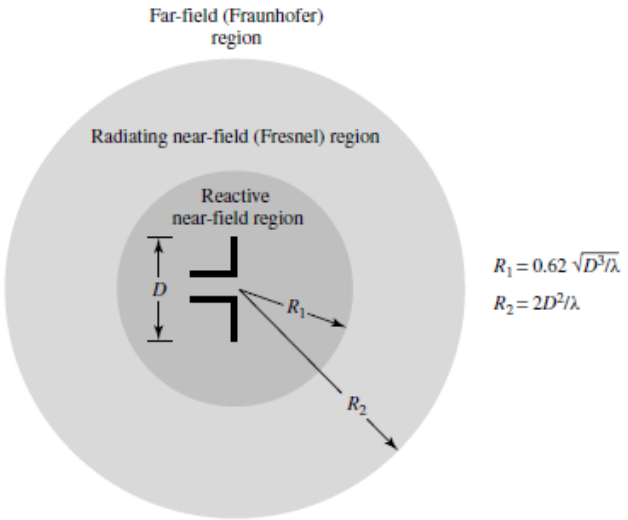


Figura 83. Campos de radiación de una antena (Balanis, 2005).

El método de dos antenas presentado en (Balanis, 2005) establece que para determinar la ganancia de las antenas transmisora y receptora en un sistema se utiliza la ecuación (49).

$$(G_{0t})_{dB} + (G_{0r})_{dB} = 20\ \log_{10}\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) + 10\ \log_{10}\left(\frac{P_r}{P_t}\right) \tag{49}$$

Donde:

$(G_{0t})_{dB}$ = Ganancia de la antena transmisora (dB).

$(G_{0r})_{dB}$ = Ganancia de la antena receptora (dB).

P_r = Potencia recibida (W).

P_t = Potencia transmitida (W).

R = Separación entre antenas (m).

λ = Longitud de onda de la frecuencia de operación (m).

Para realizar las mediciones a una sola frecuencia se debe utilizar la configuración mostrada en la Figura 84.

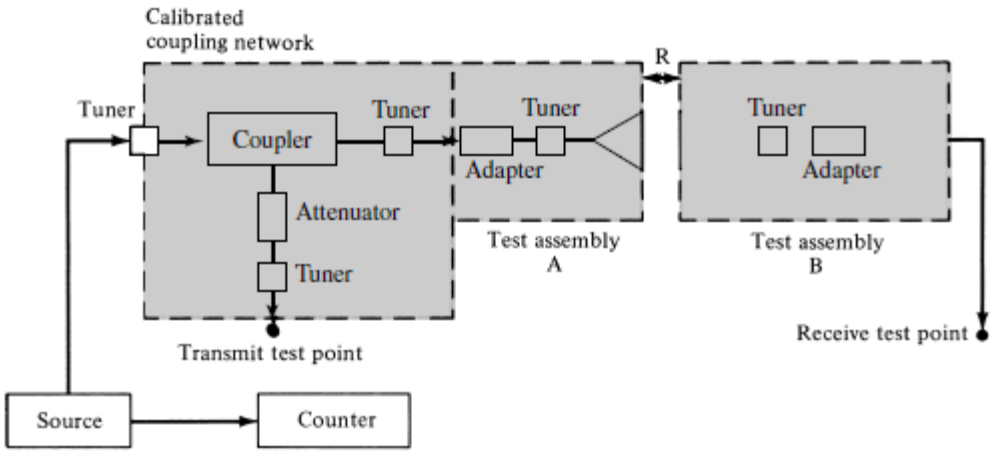


Figura 84. Configuración para determinar la ganancia (Balanis, 2005).

Si la antena transmisora y receptora son idénticas implica que $G_{0t} = G_{0r}$, por lo que la ecuación (49) se reduce a:

$$(G_{0t})_{dB} = (G_{0r})_{dB} = \frac{1}{2}\left[20\ log_{10}\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) + 10\ log_{10}\left(\frac{P_r}{P_t}\right)\right] \quad (50)$$

Utilizando la ecuación (50) es posible encontrar la ganancia de una antena de una manera relativamente sencilla dados una λ, R, P_t y P_r dados.

Siguiendo el método de dos antenas descrito anteriormente, se armó la configuración mostrada en la Figura 85 para realizar las pruebas pertinentes.

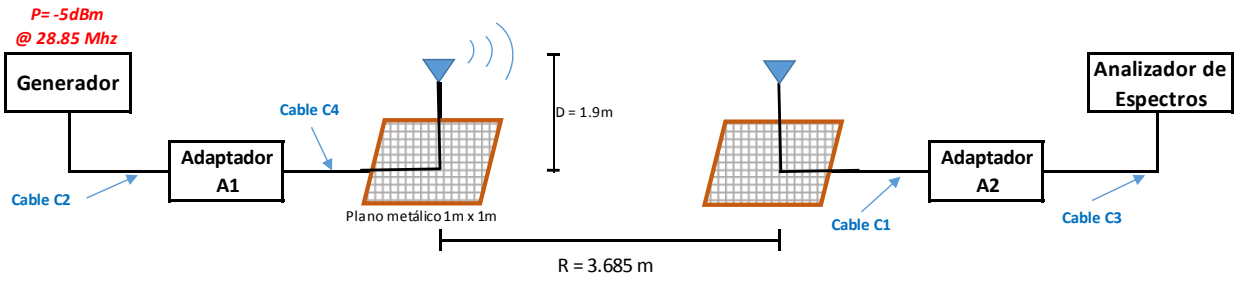


Figura 85. Configuración para determinar la ganancia de las antenas utilizadas en el sistema propuesto.

La Figura 84 muestra que es necesaria una red de acoplamiento entre la fuente y la carga, sin embargo ésta no fue requerida ya que tanto la fuente como los cables y adaptadores están calibrados a una impedancia de entrada de 50 Ω.

Tal como se observa en la Figura 85, utilizando un generador de onda se inyectó una portadora sinusoidal de 28.85 MHZ a -5 dBm de potencia, de tal manera que la potencia suministrada a la antena transmisora ($(P_t)_{dBm}$) viene dada por la ecuación (51).

$$(P_t)_{dBm} = -5\ dBm - L_{C2} - L_{A1} - L_{C4} \tag{51}$$

Donde L_{C2}, L_{A1}, y L_{C4} representan las perdidas de los cables y adaptadores utilizados (ver sección 4.5.1).

Sustituyendo las pedidas por cables y adaptadores en (51), la potencia de potencia de transmisión corresponde a:

$$(P_t)_{dBm} = -5\ dBm - 0.35\ dB - 0.105\ dB - 0.52\ dB$$

$$\boldsymbol{(P_t)_{dBm} = -5.975\ dBm = 0.252638771x10^{-3}\ W}$$

Con esta potencia de transmisión, en recepción el analizador de espectros registró una potencia de -19.5 dBm, sin embargo, a esta potencia hay que sumarle las pérdidas de los cables y adaptadores, de tal manera que la potencia recibida por la antena receptora ($(P_r)_{dBm}$) viene dada por la ecuación (52).

$$(P_r)_{dBm} = -19.5\ dBm + L_{C1} + L_{A2} + L_{C3} \tag{52}$$

Sustituyendo las pérdidas por cables y adaptadores en (52) se tiene que:

$$(P_r)_{dBm} = -19.5\ dBm + 0.28\ dB + 0.105\ dB + 0.12\ dB$$

$$\boldsymbol{(P_r)_{dBm} = -18.995\ dBm = 0.01260375638x10^{-3}\ W}$$

De (48) se sabe que la longitud de onda de la frecuencia de trabajo es de 10.3986 m, además la longitud o dimensión de las antenas es de $D = 1.9\ m$ tal como se muestra en la Figura 85. Utilizando estos datos para comprobar la condición de campo lejano se tiene que:

$$R \geq 2\left(\frac{2D^2}{\lambda}\right) \tag{53}$$

$$R \geq 2\left(\frac{2(1.9\ m)^2}{10.3986\ m}\right)$$

$$R \geq 1.3886\ m$$

La separación de las antenas debe ser mayor a 1.3886 m para cumplir con la condición de campo lejano, cosa que se cumple perfectamente ya que las pruebas se realizaron con una separación de antenas de $\boldsymbol{R = 3.685\ m}$ tal como se muestra en la Figura 85.

Sustituyendo en (50) los valores calculados y medidos anteriormente, se tiene que la ganancia de ambas antenas corresponde a:

$$(G_{0t})_{dB} = (G_{0r})_{dB} = \frac{1}{2}\left[20\ \log_{10}\left(\frac{4\pi(3.585\ m)}{10.3986\ m}\right) + 10\ \log_{10}\left(\frac{0.01260375638x10^{-3}\ W}{0.252638771x10^{-3}\ W}\right)\right]$$

$$\boldsymbol{(G_{0t})_{dB} = (G_{0r})_{dB} = -0.0233\ dB}$$

4.6. Cálculo del enlace.

La finalidad que persigue el diseño de este radio en particular es realizar la comunicación entre boyas meteorológicas situadas en altamar a distancias superiores a los 25 km, por tal motivo, es necesario

conocer la potencia de transmisión necesaria para que el sistema tenga dichos alcances. En este sección se presenta un análisis basado en el modelo de propagación de dos rayos presentado por (Garroppo et al., 2011), en el que es posible determinar la potencia que recibe el receptor bajo ciertas condiciones específicas. Este mismo modelo es comparado con el presentado en (Rappaport, 1996) para corroborar los resultados y aumentar la certeza de los cálculos.

Aunque el modelo presentado por (Garroppo et al., 2011) se realizó con frecuencias en el orden de los 2.4 GHz, su implementación en un ambiente marítimo permite asemejar de una manera más exacta las condiciones en las que se encontrará el presente radio, y sólo basta con cambiar algunos parámetros como la potencia de transmisión, frecuencia y ganancia de las antenas para trasladar dicho modelo a las condiciones del sistema presentado en este trabajo de investigación. De esta manera, La potencia recibida por el receptor según (Garroppo et al., 2011) viene dada por la ecuación (54).

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r}{L_{2ray}} \tag{54}$$

Donde P_t, G_r y G_t representan la potencia transmitida, ganancia de la antena receptora y ganancia de la antena transmisora respectivamente. El término L_{2ray} se refiere a las pérdidas por trayectoria determinadas por el modelo de propagación de dos rayos, y se calcula por medio de (55).

$$L_{2ray} = \frac{L_{fs}}{\beta} \tag{55}$$

Donde L_{fs} se refiere a las pérdidas por espacio libre y β determina las pérdidas reales debido al modelo de propagación de dos rayos, de tal manera que:

$$L_{fs} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \tag{56}$$

$$\beta = 1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \cos\left(\frac{4\pi h_t h_r}{\lambda d}\right) \tag{57}$$

En las ecuaciones (56) y (57) d representa la distancia entre el transmisor y el receptor, λ la longitud de onda y h_t y h_r la altura de las entenas transmisora y receptora respectivamente. El término Γ representa el coeficiente de reflexion para una onda electromagnética polarizada paralelamente, el cual depende del ángulo de incidencia de la onda (θ_i) y el índice de refracción en el aire ($n_1 \approx 1$) y en el agua ($n_2 \approx 1.333$), tal que:

$$\Gamma = \Gamma(\theta_i, n_1, n_2) = \frac{n_1 \cos\theta_t - n_2 \cos\theta_i}{n_1 \cos\theta_t + n_2 \cos\theta_i} \tag{58}$$

Donde θ_t es el ángulo de la onda transmitida, el cual puede obtenerse a través de la ley de Snell.

$$\theta_t = sin^{-1}\left(\frac{n_1}{n_2} sin\,\theta_i\right) \tag{59}$$

El modelo anterior no especifica ninguna distancia mínima o máxima en particular, sin embargo en (Rappaport, 1996) se especifica que para grandes distancias ($d \gg \sqrt{h_t h_r}$), las pérdidas por trayectoria son independientes de la frecuencia de operación, dependiendo únicamente de la altura y ganancia de las antenas, potencia de transmisión y la distancia entre transmisor y receptor, de tal forma que la potencia recibida a una distancia d puede ser expresado por la ecuación (60).

$$P_r = P_t G_t G_r \frac{h_t^2\, h_r^2}{d^4} \tag{60}$$

Y las pedidas por trayectoria del modelo de dos rayos (PL) expresadas en dB son:

$$PL(dB) = 40 \log d - (10 \log G_t + 10 \log G_r + 20 \log h_t + 20 \log h_r) \tag{61}$$

Suponiendo para ambos modelos una potencia de transmisión de 1 watt (30 dBm), frecuencia de operación de 28.85 MHz, altura de antenas de 1 metro (utilizando las antenas modeladas en la sección 4.5.2.1), la potencia teórica recibida en el receptor será la mostrada en las Figuras 86 y 87.

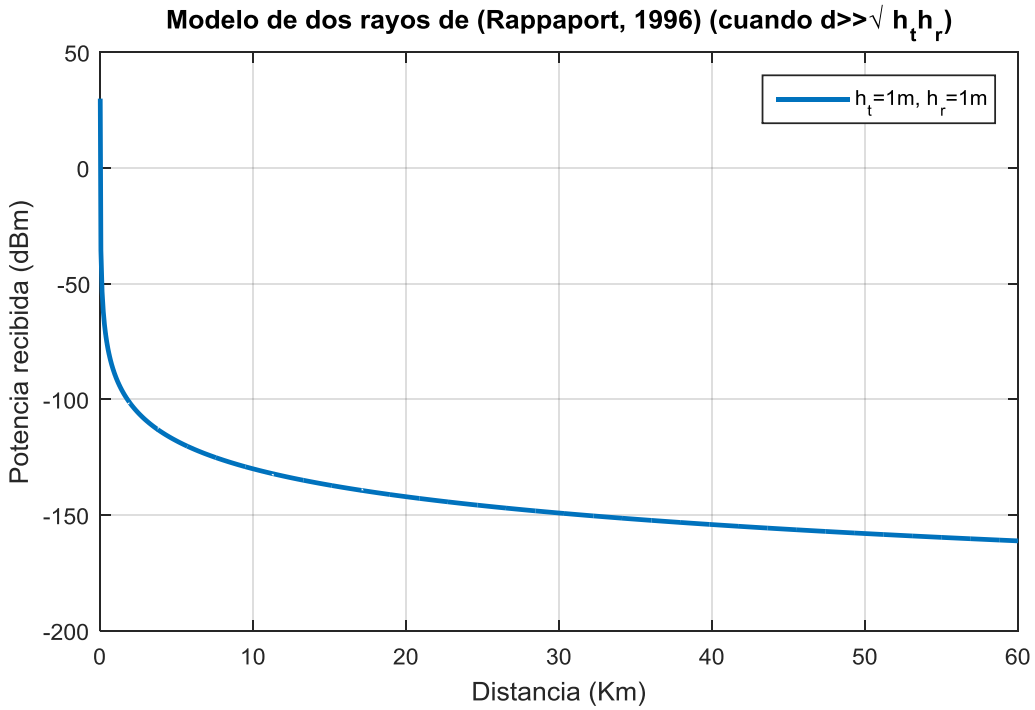


Figura 86. Potencia recibida para una transmisión de 1 W con alturas de antenas iguales (1m) de acuerdo a (Rappaport, 1996).

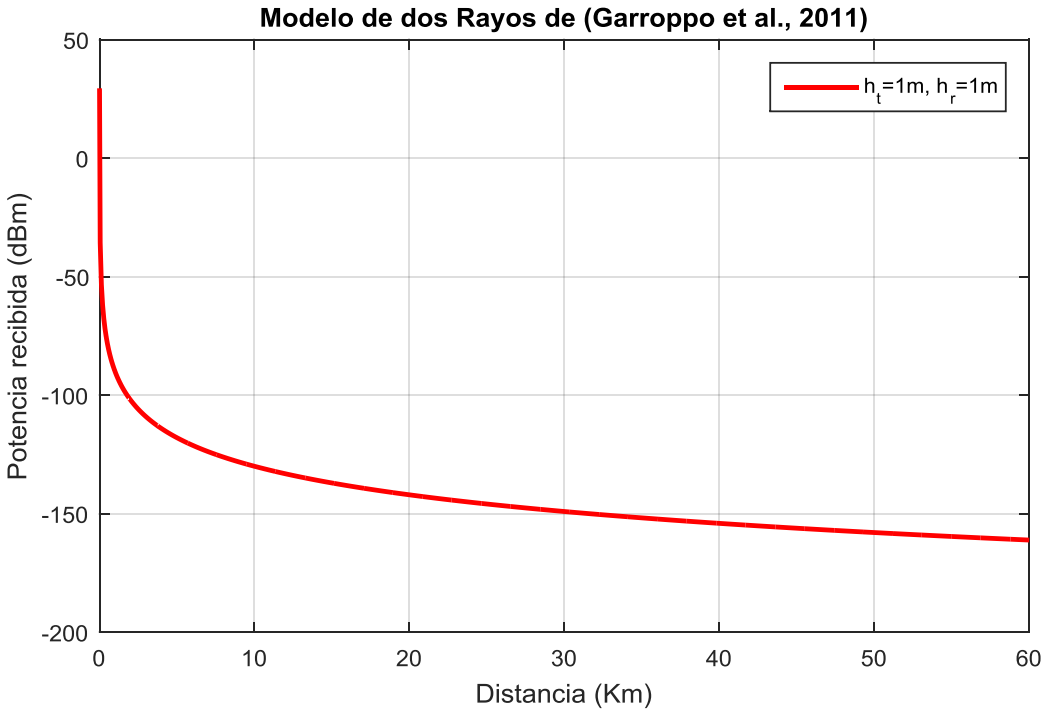


Figura 87. Potencia recibida para una transmisión de 1 W con alturas de antenas iguales (1m) de acuerdo a (Garroppo et al., 2011).

Las Figuras 86 y 87 demuestran que ambos modelos presentan los mismos resultados para grandes distancias ($d \gg \sqrt{h_t h_r}$), por lo que se toma como valido el resultado de cualquier modelo para las distancias que se pretenden alcanzar con el diseño del presente sistema de comunicación (mayores a 25 Km).

El trabajo de investigación complementario a este proyecto de tesis involucra la simulación del protocolo de acceso al medio en una red de boyas marinas que son similares entre sí, donde se establecen enlaces inalámbricos de hasta 50 Km entre boyas adyacentes, por lo que se tomará esta distancia y la sensibilidad promedio de un receptor de HF (-120 dB) para determinar la potencia y altura de antenas optimas que permitan alcanzar dicha potencia en el receptor. Es importante mencionar que esta sensibilidad se encontró a partir de las tablas presentadas en ("Receiver Test Data", 2016), donde no se establece un valor mínimo o máximo en concreto, y más bien depende de distintos factores como el tipo de radio, fabricante, modelo, etc.

Simulando una transmisión de 1 W con antenas a la misma altura en receptor y transmisor (asumiendo boyas de dimensiones iguales), la potencia recibida de acuerdo a cada modelo es el mostrado en las Figuras 88 y 89.

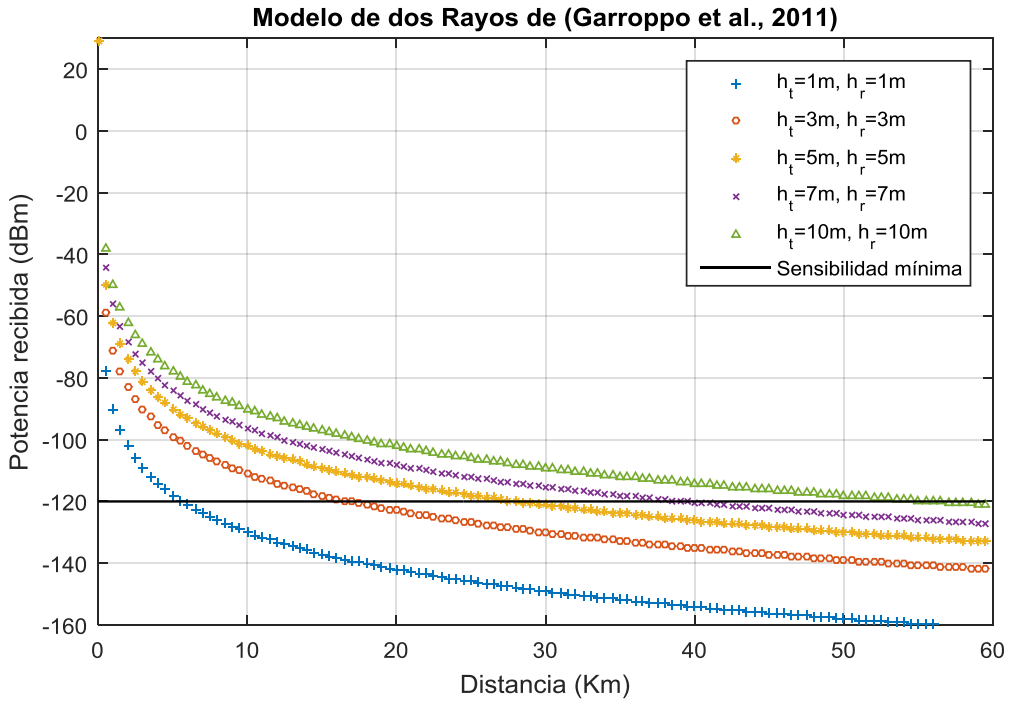


Figura 88. Potencia recibida para una transmisión de 1 W con distintas alturas de antenas de acuerdo a (Garroppo et al., 2011).

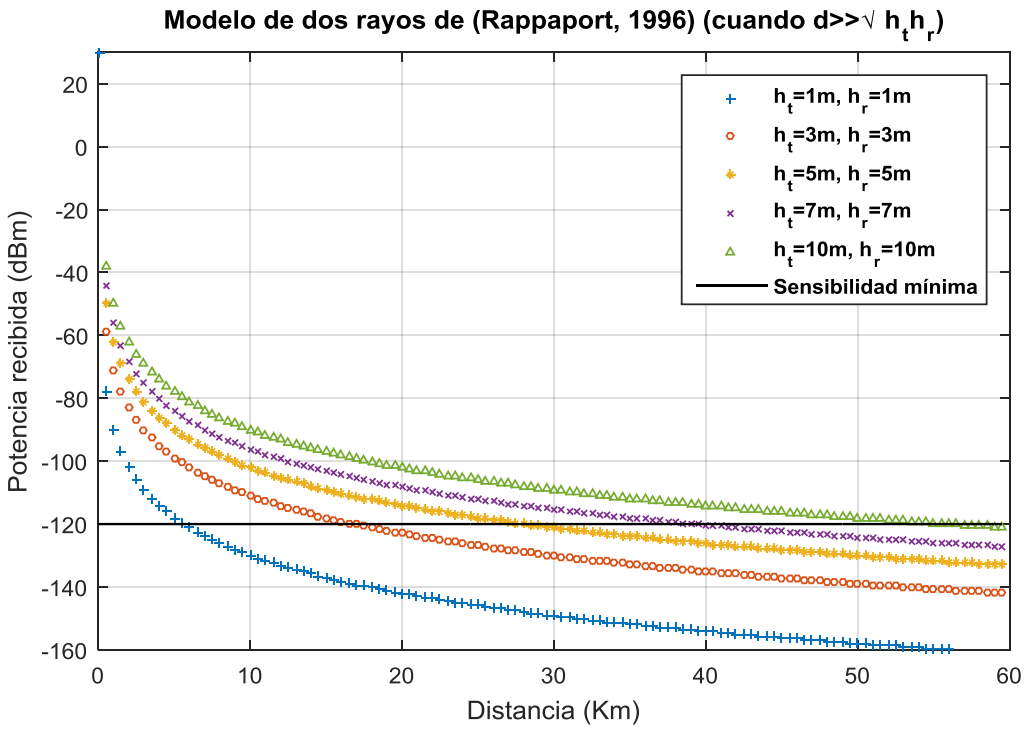


Figura 89. Potencia recibida para una transmisión de 1 W con distintas alturas de antenas de acuerdo a (Rappaport, 1996).

Las Figuras 88 y 89 muestran que para alcanzar -120 dBm de potencia en el receptor a 50 Km de distancia, es necesario que las antenas en las boyas tengan una altura de por lo menos 10 metros si se realiza una transmisión de 1 W de potencia. Además, se aprecia que existen dos formas de mejorar el enlace de comunicación, una es incrementando la altura de las antenas, y la otra es aumentando la potencia de transmisión, tal como se muestra en las Figuras 90 y 91.

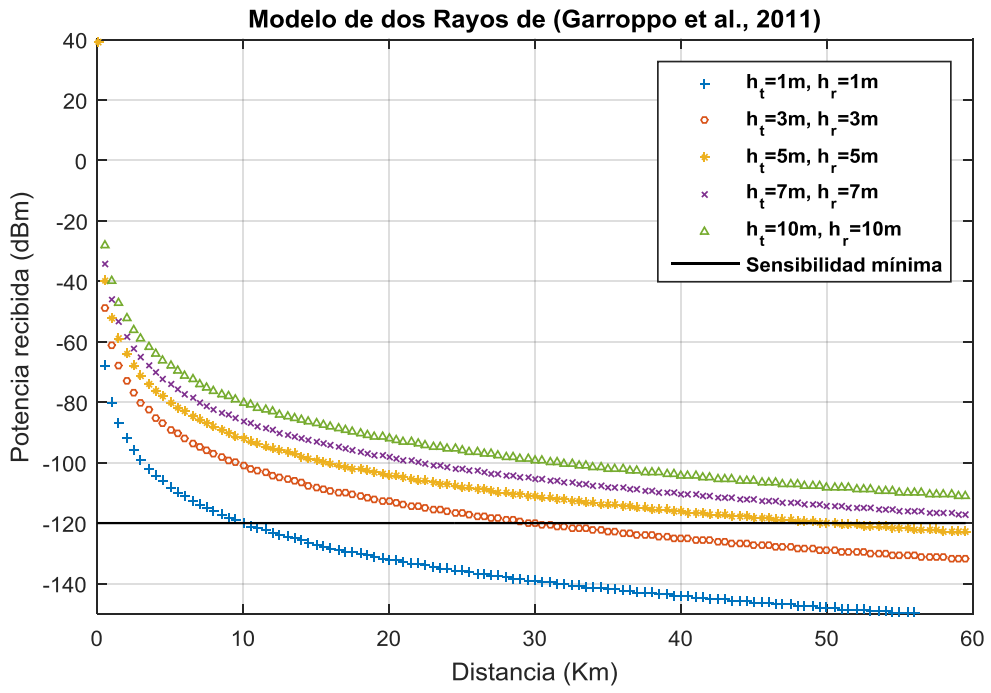


Figura 90. Potencia recibida para una transmisión de 10 W con distintas alturas de antenas de acuerdo a (Garroppo et al., 2011).

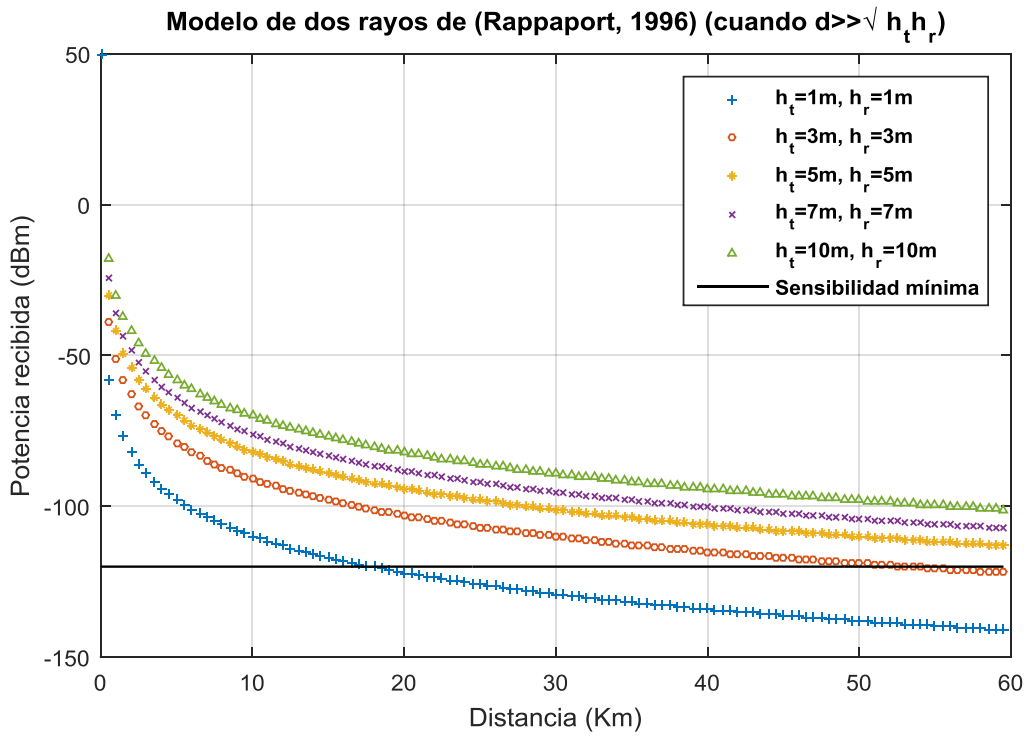


Figura 91. Potencia recibida para una transmisión de 100 W con distintas alturas de antenas de acuerdo a (Rappaport, 1996).

Las Figuras 89, 90 y 91 plantean un compromiso entre altura de las antenas y potencia de transmisión para establecer un enlace de larga distancia, por lo que para un trabajo futuro se deberán tomar en cuenta estas dos consideraciones al momento de implementar el sistema en un entorno real.

Capítulo 5. Resultados experimentales.

5.1. Introducción.

En los capítulos anteriores se discutieron los pasos o metodología que se siguió para obtener la señal hasta frecuencia intermedia. Además, en el capítulo 4 se mostró el diseño del filtro de reconstrucción y del oscilador local, que junto con la caracterización de la antena, el cálculo del presupuesto de potencia y los demás elementos que integran el "*front-end*" analógico, permitirán la transmisión de la información proveniente de boya meteorológica por el canal inalámbrico. En este capítulo se muestra la validación experimental de cada una de las partes que componen el sistema propuesto, teniendo en consideración los alcances y limitantes que se estipularon en capítulos anteriores.

A continuación se muestran los resultados obtenidos tras la implementación experimental de cada una de las partes involucradas en el sistema propuesto. Particularmente, la evaluación del sistema se realizó desde un punto de vista práctico, principalmente porque el enfoque que se le dio a este trabajo de investigación fue el de establecer el diseño de un radio funcional, con arquitectura SDR y trabajando en la banda de HF. Para medir el desempeño se tomaron como criterios de evaluación la potencia y ancho de banda de las señales procesadas en cada etapa del sistema de comunicación.

5.2. Etapa de banda base y frecuencia intermedia.

En la sección 3.6 se describió la forma en la que se generó la señal de información a frecuencia intermedia. Sin embargo, antes de programar el microcontrolador se simuló el sistema en MatLab® para corroborar su buen funcionamiento y verificar que la señal programada fuese la correcta. Los resultados para la señal en banda base y para una de las frecuencias intermedias se muestran en las Figuras 92 y 93 respectivamente.

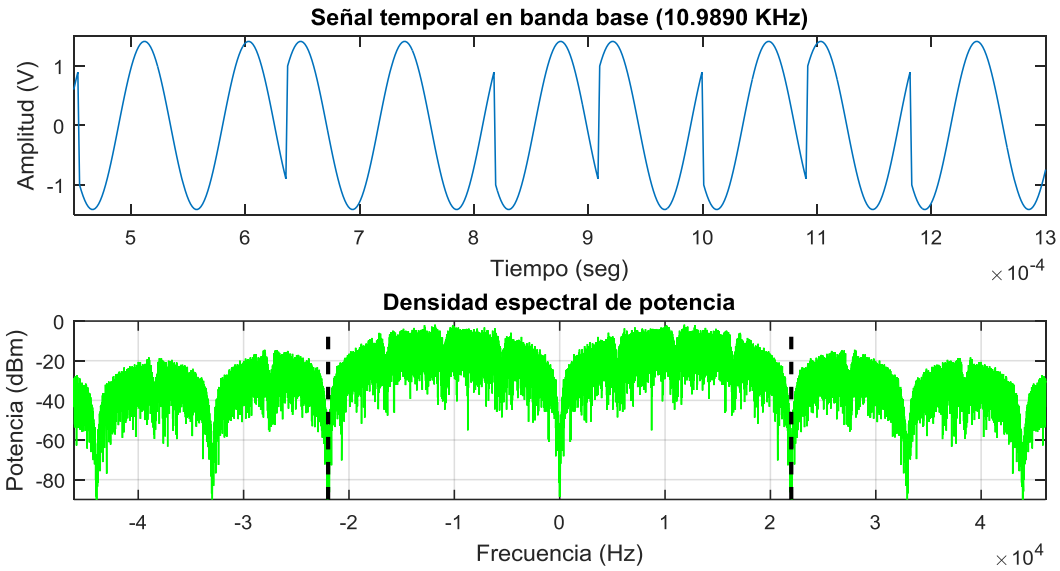


Figura 92. Resultados de la simulación en MatLab® de la señal en banda base.

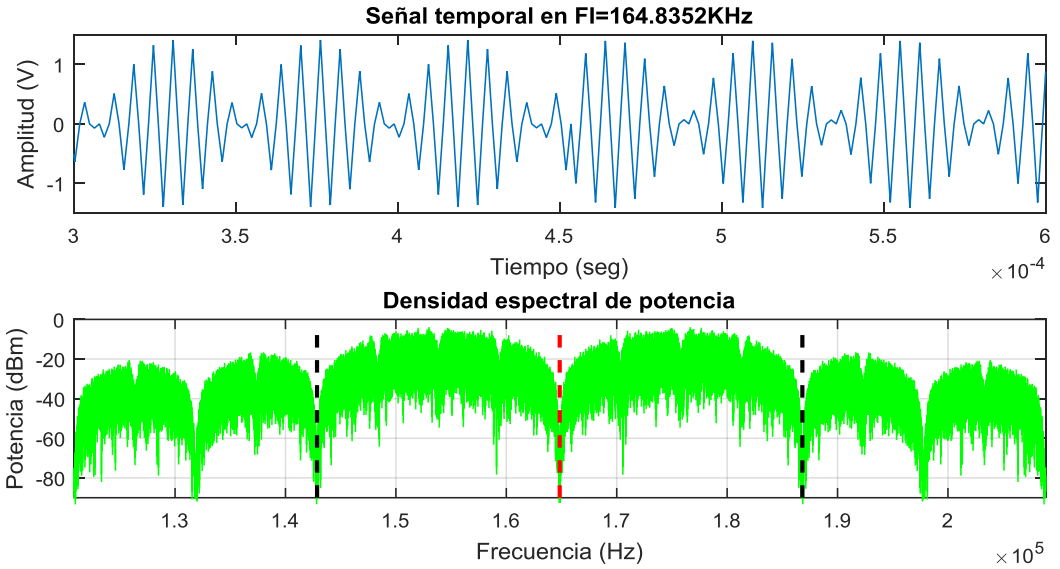


Figura 93. Resultados de la simulación en MatLab® de la señal en frecuencia intermedia.

La simulación en MatLab® arroja los resultados esperados teóricos, en el que para la señal en banda base, el ancho de banda ocupado es de 21.978 KHz (o los 43.956 KHz de la doble banda lateral delimitado por las líneas punteadas en la Figura 92). De igual forma, para la señal en frecuencia intermedia, el ancho de banda ocupado será el mismo pero con el espectro trasladado a la frecuencia

intermedia utilizada (línea roja en la Figura 93), además de que su potencia se ve disminuida a la mitad (-10 dBm aproximadamente) con respecto a la potencia de la señal en banda base.

Para capturar el espectro y la señal temporal a frecuencia intermedia proveniente del microcontrolador, se utilizó un Analizador de Espectros (SA) modelo N9010A de *Agilent Technologies* y un Osciloscopio Digitalizador de Fósforo (DPO) modelo DPO70404C de *Tektronix*. Ambos dispositivos cuentan con la opción de guardar un archivo de extensión .csv que contiene los valores de amplitud, tiempo y frecuencia de la señal capturada. Este archivo fue utilizado para el análisis de las señales provenientes del microcontrolador.

La señal obtenida del microcontrolador a la frecuencia intermedia programada de 164.8352 KHz se muestra en la Figura 95. Los resultados para las dos FI restantes son similares, diferenciándose sólo de su frecuencia central de operación, por lo que su inclusión en los resultados se considera algo redundante. La señal capturada en banda base (Figura 94) se utilizó sólo para comprobar el buen funcionamiento del programa y para efectos comparativos entre ésta y los resultados arrojados por las simulaciones, porque como ya se explicó en la sección 3.6, la señales que se obtienen del microcontrolador son las correspondientes a las de frecuencia intermedia y no a las de banda base. Nótese que el espectro de la señal en banda base de la Figura 94 tiene un “pico” de potencia en las frecuencias cercanas a cero. Éste es causado por el ancho de banda del SA que va de 10 Hz a 13.6 GHz, provocando que las frecuencias cercanas a DC no sean procesadas correctamente de tal manera que se muestra un pico de potencia inexistente de la señal procesada.

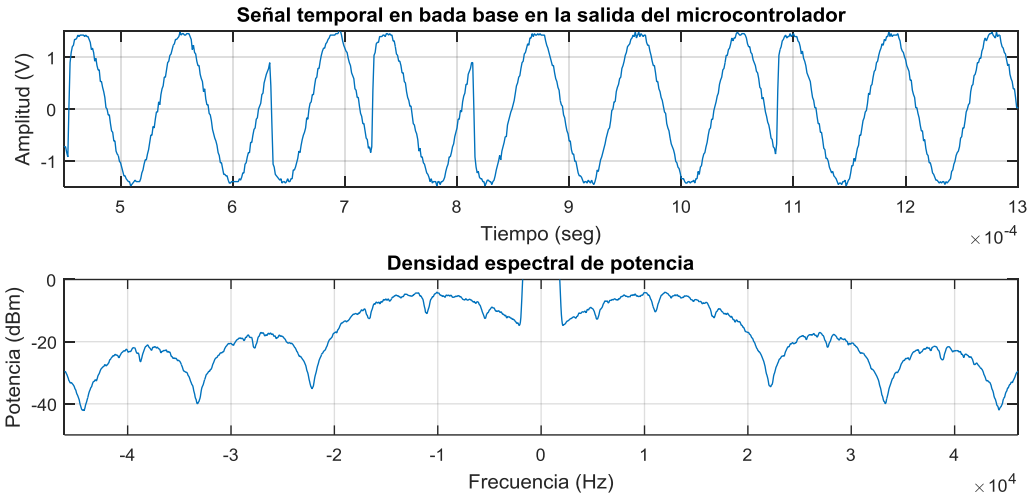


Figura 94. Señal temporal y PSD en banda base a la salida del microcontrolador capturadas por el DPO y SA respectivamente.

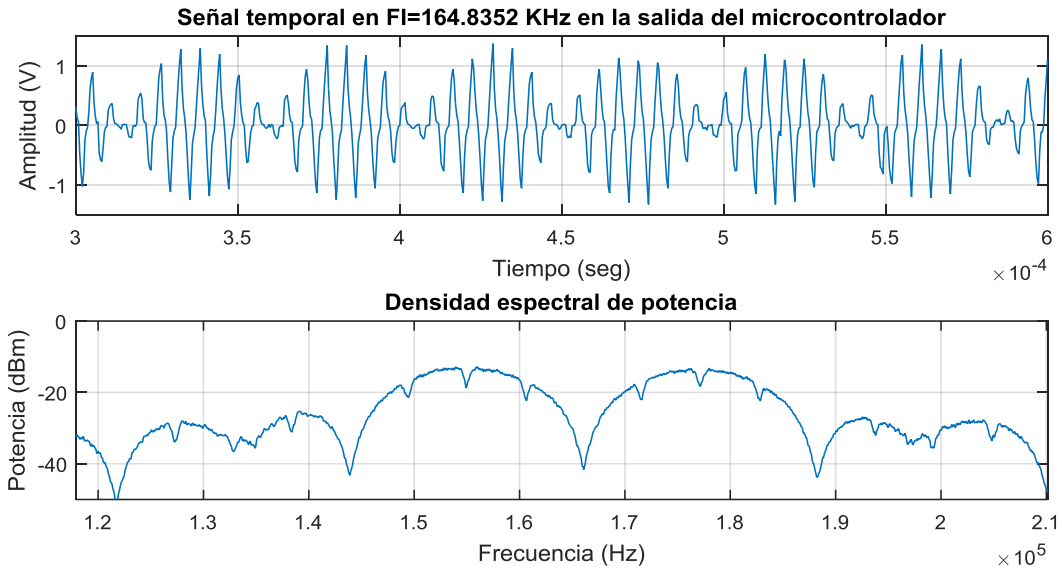


Figura 95. Señal temporal y PSD en frecuencia intermedia a la salida del microcontrolador capturadas por el DPO y SA respectivamente.

La Figura 95 muestra que la señal obtenida del microcontrolador tiene un ancho de banda de 22.1905 KHz (o 44.381 KHz en doble banda lateral) con una potencia máxima de -12.856 dBm (2.856 dB por debajo a lo registrado en la simulación). Además, el análisis espectral arrojado por el analizador de espectros indica que la portadora de frecuencia intermedia presenta una variación de unos cuantos KHz respecto a la FI que en principio fue programada sobre microcontrolador, situando la FI de 164.8352 KHz a una frecuencia un poco mayor de 166.0991 KHz (Figura 95). Este mismo fenómeno se presentó para las señales de FI de 109.8901 KHz y 131.8681 KHz, situándolas en 110.7612 KHz y 132.9756 KHz respectivamente. Es importante mencionar que este corrimiento o diferencia de frecuencia no es constante, es decir, al momento de analizar la señal temporal que se obtiene del microcontrolador, se encontró que la frecuencia se mantiene oscilando algunos KHz por encima y por debajo de la frecuencia central (o frecuencia intermedia programada originalmente) tal como se muestra en la Figura 96.

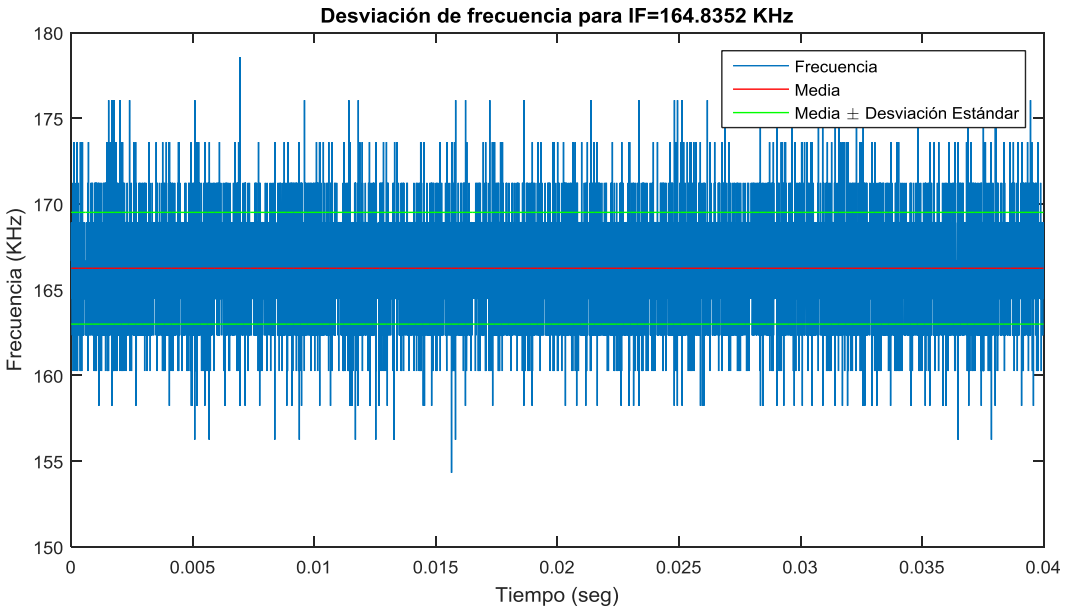


Figura 96. Desviación de frecuencia introducida por el microcontrolador para la frecuencia intermedia de 164.8352 KHz.

La Figura 96 muestra el corrimiento o diferencia de frecuencia respecto al tiempo que arroja el microcontrolador para la señal de FI=164.8352 KHz programada originalmente, donde la frecuencia media equivale a 166.25196 KHz (línea roja) y presenta una desviación estándar de 3.259 KHz (línea verde). Lo anterior indica que la frecuencia de muestreo programada mediante la ecuación (16) no se mantiene constante, por lo que las variaciones de la misma repercuten directamente en la frecuencia de la señal que se obtiene a la salida del DAC. Este fenómeno puede ser atribuido a diferentes causas que no se estudiarán en este proyecto en particular, sin embargo, es de vital importancia que al momento de diseñar la etapa de recepción se tome en cuenta esta diferencia de frecuencia y se implemente algún mecanismo que permita mitigar dicho efecto (similar a los mecanismos para combatir el efecto Doppler).

Para comprobar el funcionamiento del sistema implementado en SDR, se demoduló la señal proveniente del microcontrolador, sin embargo, esta no se pudo realizar de una forma satisfactoria debido a que el corrimiento de frecuencia que inyecta el microcontrolador no permite centrar correctamente la frecuencia portadora tanto en IF como en banda base, por lo que sólo es posible la recuperación (sin errores) de algunos de los chips de información antes de que la frecuencia fundamental de IF o banda base sea modificada. Esta demodulación se realizó fuera de línea a partir de la señal portadora de IF de 164.8352 KHz. Esta señal fue procesada utilizando funciones específicas de MatLab® para recuperar los

chips de información en fase y cuadratura. La señal en IF y su demodulación hasta banda base se muestra en la Figura 97.

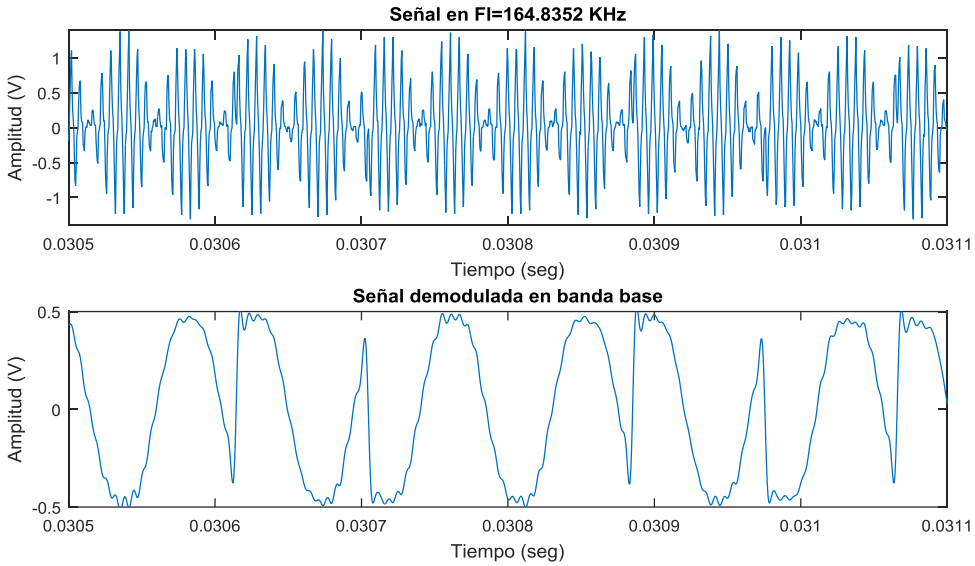


Figura 97. Demodulación de la señal en FI generada por el microcontrolador.

La Figura 97 permite observar las señales temporales de FI y banda base, en las que es posible distinguir los símbolos QPSK generados originalmente a partir de la constelación mostrada en la sección 3.6 y la Tabla 4. Estos símbolos QPSK fueron demodulados y muestreados a intervalos regulares de 1/Rs (Periodo de símbolo) para obtener los chips de información en fase y cuadratura, tal como se muestra en la Figura 98.

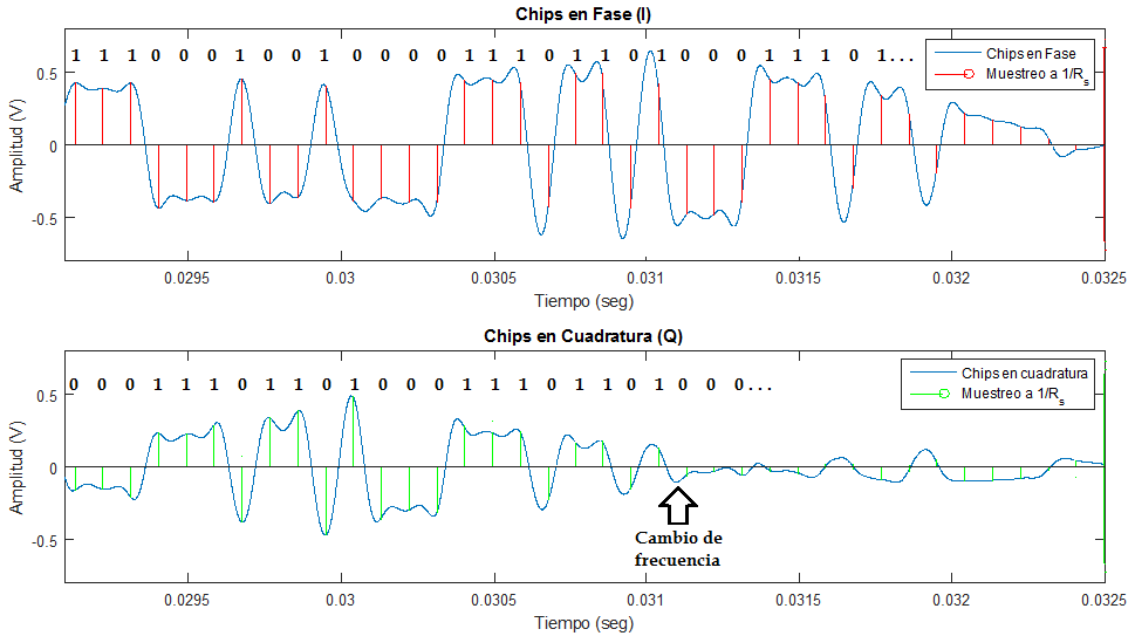


Figura 98. Error en la demodulación causado por el corrimiento de frecuencia.

En la Figura 98 se aprecia la correcta demodulación de los chips en fase y cuadratura (recuperación de las secuencias Barker) hasta un punto antes de que la frecuencia fundamental sea alterada por el microcontrolador. Este cambio de frecuencia provoca que la duración o periodo de los símbolos no sea constante, por lo que se ve alterado tanto el periodo de integración como la frecuencia de muestreo, lo que introduce errores en la decodificación de la información. La corrección de estos errores se plantea como un trabajo a futuro, en donde el diseño de la etapa de recepción permita implementar un algoritmo que corrija esta desviación de frecuencia, o bien, implementar la etapa de SDR en un microcontrolador o kit de desarrollo de alta precisión que permita un control robusto de la frecuencia de muestreo y/o escritura en el DAC.

5.3. Etapa del "*front-end*" analógico.

Los resultados experimentales de la implementación de cada una de las partes que integran el "*front-end*" analógico se muestran a continuación.

1.3.1. Filtro de reconstrucción.

Ya con la señal de información a frecuencia intermedia proveniente del microcontrolador, el siguiente paso a seguir fue el filtrado y/o reconstrucción de esta señal utilizando el filtro de reconstrucción

diseñado en la sección 4.2. Los resultados experimentales de la implementación del filtro para la frecuencia intermedia de 164.8352 KHz se muestra en la Figura 99.

Es importante mencionar que para el análisis en frecuencia se tomaron los valores de potencia registrados con el *"span"* más angosto (se cree que la medición es más exacta). Esto debido a que el SA registra distintos valores de potencia que dependen de la longitud del *"span"*, es decir, entre más angosto sea éste, la potencia máxima registrada es menor a que si se toma con un *"span"* más amplio.

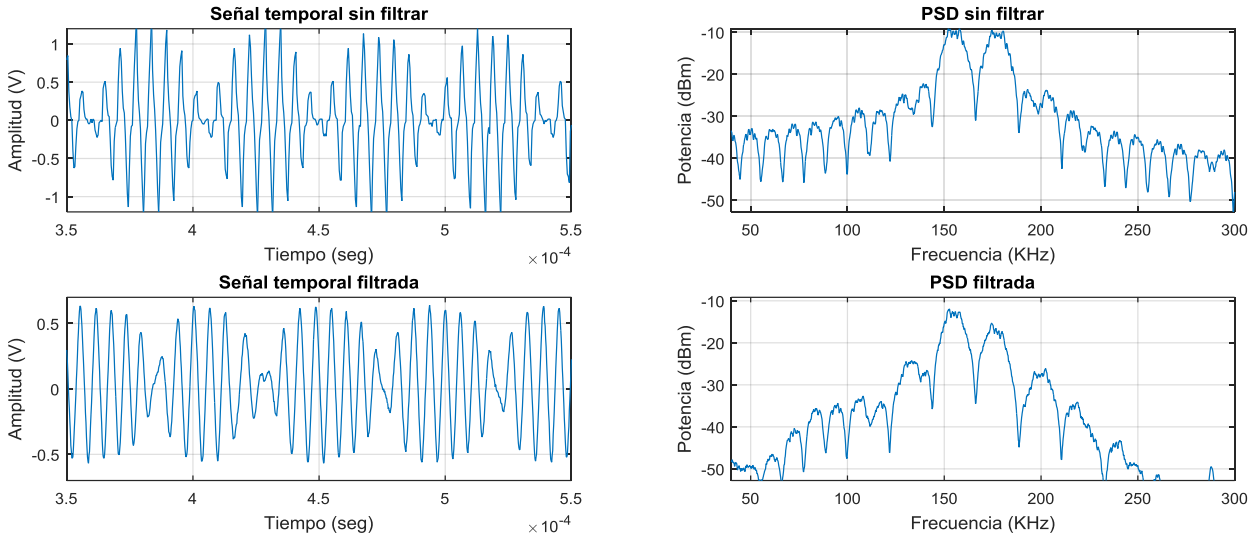


Figura 99. Implementación del filtro de reconstrucción.

En la Figura 99 es posible observar la acción del filtro de reconstrucción (señal temporal filtrada) sobre la señal proveniente del microcontrolador (señal temporal sin filtrar), donde una atenuación de las componentes de alta y baja frecuencia en la PSD, se traduce como un "suavizado" en la señal temporal y viceversa. Además de la atenuación en las bandas de rechazo, los resultados experimentales demuestran que el filtro diseñado inyecta una atenuación de aproximadamente 3 dB en la banda de paso. Esta atenuación de potencia no se contempló en el diseño original, sin embargo, se considera que el buen funcionamiento y excelente atenuación de las bandas de rechazo del filtro (ver Figura 100), compensan estas pérdidas de potencia en la banda de paso.

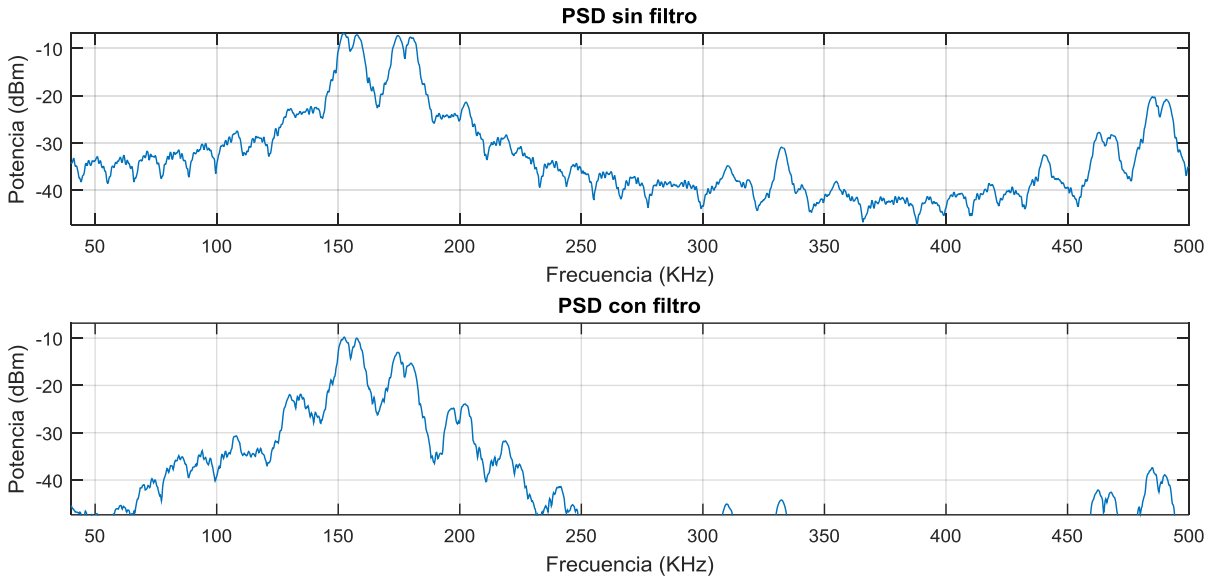


Figura 100. Atenuación del filtro de reconstrucción en las bandas de rechazo.

La Figura 100 muestra una captura con mayor *"span"* de la densidad espectral de potencia antes y después de filtrar la señal en frecuencia intermedia. Se observa la atenuación que sufren las componentes que se encuentran fuera de la banda de paso, en donde las frecuencias superiores a 250 KHz y menores a 70 KHz son prácticamente eliminadas (< -40 dB). En conclusión, el filtro de reconstrucción diseñado funcionó de una manera satisfactoria, y aunque presenta una ligera atenuación en la banda de paso, esta no repercute de manera significativa en el desempeño del sistema, ya que la potencia suministrada en la salida del filtro es lo suficientemente grande como para excitar el mezclador, sin mencionar que aún falta la etapa de amplificación de la señal utilizando los amplificadores de RF.

1.3.2. Mezclador y oscilador local.

Para para realizar la conversión ascendente de la señal en frecuencia intermedia hasta el canal de RF, fue necesaria la utilización de dos dispositivos mencionados anteriormente en el capítulo 4, el mezclador y el oscilador local. Este último fue probado individualmente para determinar la calidad de la señal que entrega en su salida. Los resultados experimentales de estas pruebas se muestran en la Figura 101.

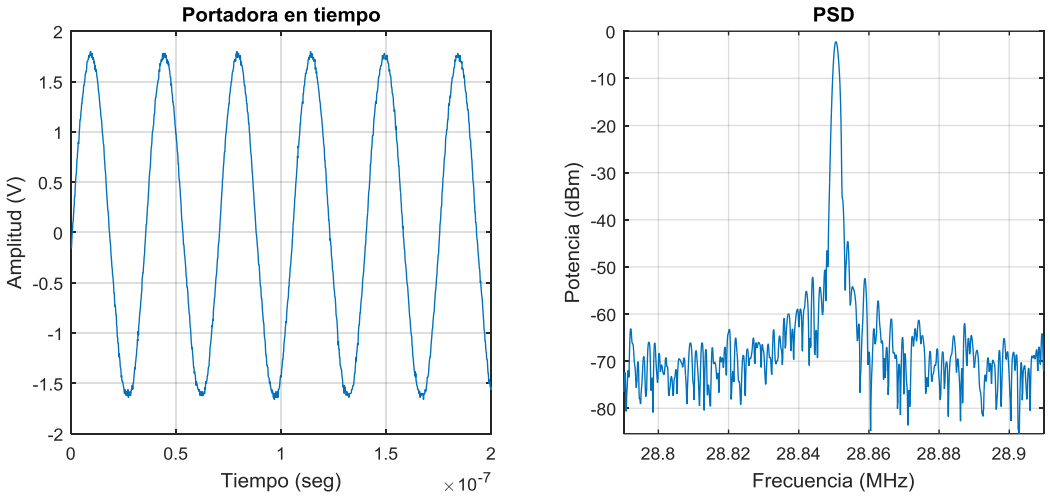


Figura 101. Señal entregada por el oscilador diseñado.

En la Figura 101 se observa una buena respuesta del oscilador, el cual tiene una potencia de salida de -2.2509 dBm que cae dentro del rango de -6 a 6 dBm necesario para excitar el mezclador. Además, el ancho de banda de la señal es lo bastante angosto como para considerar que se tiene una forma de onda sinusoidal lo suficientemente pura como para utilizarla en el proceso de conversión ascendente. Para cuantificar la calidad de esta señal y determinar el factor de calidad de la portadora de RF se debe recurrir a la ecuación 62, donde el factor de calidad (Q) del resonador viene delimitado por sus frecuencias superior (f_2) e inferior (f_1) medidas a -3dB desde la potencia máxima de su frecuencia central (f_0). Tomando estos datos desde el archivo .csv que entrega el SA, se tiene que el factor de calidad del oscilador diseñado para una carga de 50 Ω (impedancia de entrada del SA) es de:

$$Q_{50\Omega} = \frac{f_0}{f_1 - f_2} = \frac{28850658.559\ Hz}{28851257.249\ \text{Hz} - 28850000\ \text{Hz}} = \mathbf{22947.45} \qquad (62)$$

Es importante mencionar que, aunque se tiene una buena respuesta del oscilador en cuanto a calidad de señal, esta presenta una variación de frecuencia en función de la temperatura, es decir, si la temperatura de los componentes del circuito resonador cambia, también lo hará la frecuencia central de oscilación. Debido a que no se tenía un control de la temperatura de los componentes, se optó por utilizar el generador de onda disponible en el laboratorio como oscilador local para realizar las pruebas del sistema en RF. El diseño óptimo del oscilador se plantea como un trabajo futuro, donde se incluyan elementos resistentes a cambios de temperatura, o bien, se utilice algún otro diseño o dispositivo generador que sea lo suficientemente robusto como para mantener la frecuencia de oscilación lo más estable posible.

Para llevar a cabo la conversión ascendente hasta el canal de RF, se le inyectaron al mezclador la señal a frecuencia intermedia y una portadora de RF de 28.285 MHz a -2.25 dBm suministrada por el generador de onda (emulando los -2.2509 dB entregados por el oscilador). Los resultados de esta implementación se muestran en la Figura 102.

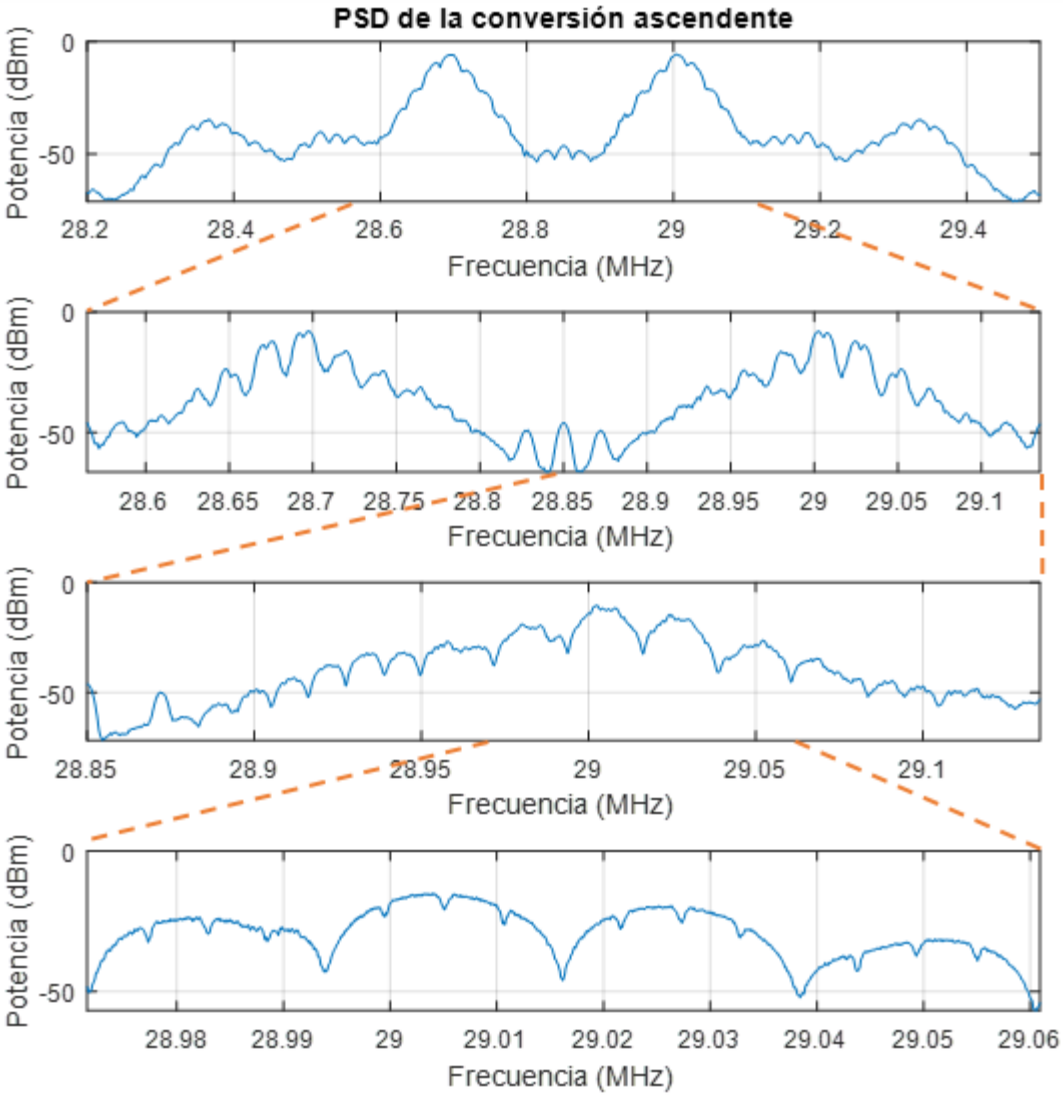


Figura 102. Densidad espectral de potencia de la señal en la salida del mezclador.

La Figura 102 muestra que el mezclado analógico hasta el canal de RF (28.85 MHz) genera dos componentes principales en las que se puede encontrar el espectro de la señal en frecuencia intermedia, uno situada en 28.6852 (equivalente a $F_{RF} - FI$) y la otra en 29.0148 MHz (equivalente a $F_{RF} + FI$), tal como se describió en la sección 2.5.2 Figura 22. Además, la Figura permite observar cómo la función que realiza el filtro de reconstrucción es trasladada hasta RF, es decir, las dos bandas laterales resultantes de

la conversión ascendente muestran el espectro de la señal en IF filtrada. Los resultados experimentales demuestran que la potencia máxima de la señal de información a la salida del mezclador es de -15.2 dBm, por lo que resulta evidente el uso de un preamplificador antes del amplificador de potencia, a menos que se cuente con un amplificador lo bastante sensible como para ser excitado por potencias iguales o menores a –15.2 dBm.

Hasta este punto se desconoce el ancho de banda total que ocupa la señal en el canal de RF que se seleccionó anteriormente (ver sección 4.3.1), sin embargo, contando todos los lóbulos secundarios que no fueron filtrados y la señal de RF en doble banda lateral, la Figura 102 muestra que ésta ocupa aproximadamente 1.3 MHz de ancho de banda, cosa que cae perfectamente dentro de los 1.5 MHz disponibles en el canal inalámbrico. Esto se deduce tomando como referencia el nivel de ruido de piso del SA (aproximadamente -70 dBm), de tal forma que el ancho de banda total de la señal de RF es medido a -70 dBm (análogo al ancho de banda medido a -3dB), además de que se considera que con esta potencia no se estaría causando interferencia a las bandas o canales adyacentes.

1.3.3. Amplificador de baja potencia y transmisión inalámbrica a través de la antena.

Para finalizar con las pruebas de RF y probar el sistema completo, fueron conectados el amplificador de baja potencia y la antena para realizar una transmisión de corto alcance dentro del laboratorio. La ganancia real que suministro el amplificador (G_{amp}) a la señal en la salida del mezclador (P_{mix}) fue de aproximadamente 15 dB, por lo que restando las pérdidas en los cables y adaptadores (L_{cables}), la potencia suministrada a la antena (P_{ant}) viene dada por la ecuación 63:

$$P_{ant} = P_{mix} + G_{amp} - L_{cables} \tag{63}$$

En la sección 5.3.2 se mencionó que la potencia de la señal en la salida del mezclador era de -15.2 dBm, además, de acuerdo a la sección 4.5.1, las perdidas en los cables suman 0.975 dB. Sustituyendo estos valores en la ecuación 63 se tiene que la potencia de suministrada a la antena equivale a:

$$P_{ant} = (-15.2\ dBm) + (15\ dB) - (0.975\ dB) = -1.175\ dBm = 0.76296\ mW$$

Restando el 0.4% de pérdidas a causa de reflexiones en la antena (ver sección 4.5.2), se tiene que teóricamente la potencia total radiada (P_{rad}) de la señal en RF equivale a:

$$P_{rad} = P_{ant} - (P_{ant} * 0.004) \tag{64}$$

$$P_{rad} = 0.76296\ mW - (0.76296\ mW * 0.004) = 0.7599\ mW = -1.1924\ dBm$$

La transmisión de información se llevó a cabo dentro del laboratorio con una altura y distancia entre antenas de 1 y 4.5 metros respectivamente. Además, se capturó la densidad espectral de potencia recibida para posteriormente compararla con el modelo analítico de dos rayos presentado en la sección 4.6. Los resultados experimentales para esta transmisión se muestran en la Figura 103.

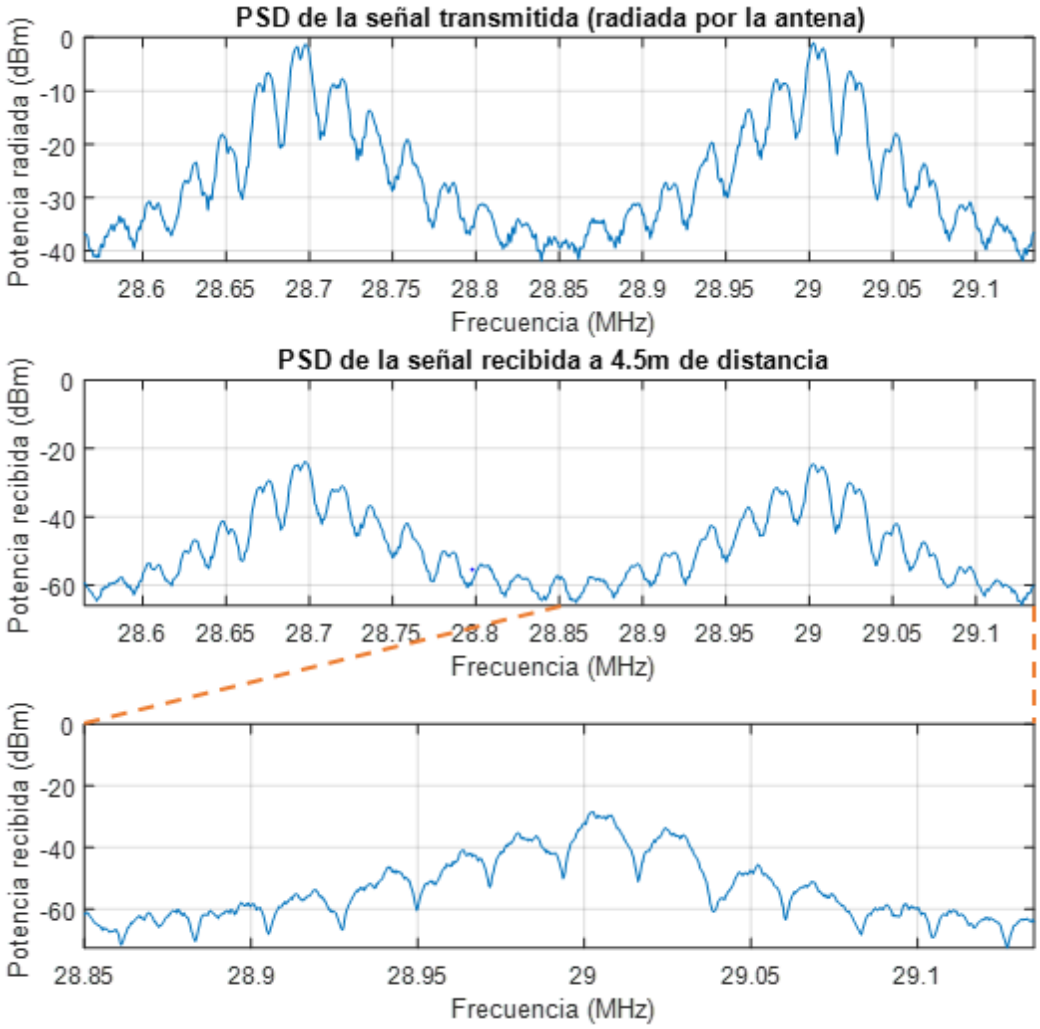


Figura 103. Densidad espectral de potencia de la señal transmitida y recibida a 4.5 metros de distancia entre transmisor y receptor.

La Figura 103 muestra, en primera instancia, la densidad espectral de potencia de la señal de información que fue radiada por la antena. Dado que esta gráfica no se puede determinar por mediciones empíricas, para obtenerla se capturó la PSD a la salida del amplificador y se le restaron las pérdidas calculadas en las ecuaciones (63) y (64), de esta forma, la gráfica de la PSD radiada por la antena corresponderá a la PSD en la salida del amplificador menos las perdidas por cables, acopladores y reflexiones en la antena. La potencia radiada máxima (o potencia de transmisión) fue de -0.9914 dBm, la cual se registró a partir del punto más alto de la gráfica antes mencionada. La diferencia de 0.201 dBm respecto a la obtenida en la ecuación 64 se atribuye a la ganancia del amplificador (no se conoces su valor exacto, es decir, se utiliza el valor medido aproximado de 15 dB).

La potencia en la antena receptora fue registrada siguiendo la misma lógica en la obtención de la gráfica de potencia radiada, sólo que ahora en lugar de restar las pérdidas, estas fueron sumadas a la PSD capturada por el analizador de espectros. De esta forma, la potencia registrada en la antena receptora a 4.5 metros de distancia fue de -28.4059 dBm (tal como se observa en la Figura 103).

Bajo las mismas condiciones de potencia de transmisión, distancia y ganancia de las antenas, el modelo de propagación de dos rayos de (Rappaport, 1996) establece que la potencia recibida es de -27.17 dBm. Este modelo predice de una forma satisfactoria (por lo menos para este experimento) la potencia presente en el receptor, ya que ésta se encuentra sólo 1.2359 dBm por debajo de la potencia registrada con mediciones empíricas, por lo que cabe la posibilidad de extrapolar exitosamente los datos de esta medición hasta las distancias en el orden de los kilómetros. Algo de suma importancia que se observó tras las pruebas experimentales y que es mostrado en la Figura 103, es que el espectro de la señal a la salida del amplificador no es distorsionado después de su transmisión por la antena, ya que la PSD registrada en el receptor es similar a la PSD transmitida originalmente. Esto habla de la buena calidad del amplificador y de una correcta caracterización y sintonización de las antenas, ya que la distorsión de la onda transmitida sólo es causada por los efectos del canal inalámbrico (atenuación, desvanecimiento, dispersión, etc.), y no así por un mal funcionamiento de alguno de los elementos implicados en el sistema.

Aunque los cálculos de potencia de recepción utilizando el modelo de propagación de dos rayos de (Rappaport, 1996) predice satisfactoriamente las mediciones realizadas en las pruebas experimentales, no se hizo la comparación de estos datos con el modelo de (Garroppo et al., 2011) debido a que la transmisión no se realizó bajo las condiciones descritas en dicho artículo, en el que se involucran

transmisiones de larga distancia (varios Km) sobre un ambiente marítimo (la inclusión del coeficiente de reflexión en el agua impacta directamente en los cálculos de potencia recibida).

Un punto importante que se debe mencionar es que el corrimiento de frecuencia que inyecta el microcontrolador a la señal en FI (tal como se presentó en la sección 5.2) no permite la correcta demodulación de la señal recibida, en otras palabras, es posible la demodulación (conversión descendente) de la señal de RF hasta IF, pero no es posible recuperar correctamente la información desde la señal de IF por los problemas de corrimiento de frecuencia mencionados anteriormente. Este proceso se plantea como un paso a realizar en el futuro cuando se implemente el receptor para este radio en particular.

Capítulo 6. Conclusiones y trabajo futuro.

6.1. Introducción.

Como resultado de este trabajo de investigación, se trataron distintos factores de diseño que involucran a todo el sistema de transmisión, dándoles solución con base en las herramientas y conocimientos adquiridos. Principalmente se atacaron curvas de aprendizaje relacionadas con la etapa del "*front-end*" analógico, además de que se aplicaron los conocimientos adquiridos en cuanto a programación y esquemas de modulación digital.

El objetivo de este capítulo es explicar distintos factores de diseño del sistema que surgieron durante el desarrollo de la tesis y plasmar las soluciones propuestas durante el desarrollo de la misma, incluyendo posibles mejoras que se pueden implementar en un trabajo futuro. Las aportaciones plasmadas en este trabajo de investigación establecerán las bases para el diseño, desarrollo y evaluación de un radio con arquitectura SDR trabajando sobre la banda de HF para comunicación de largo alcance entre boyas marinas. Con esto se da por concluido este proyecto de tesis.

6.2. Conclusiones.

A continuación se presentan las principales conclusiones desarrolladas durante el proceso de investigación para el diseño, desarrollo y evaluación del esquema de modulación hasta frecuencia intermedia implementado sobre el microcontrolador y el "*front-end*" analógico.

6.2.1. Sobre el diseño e implementación del esquema de modulación hasta frecuencia intermedia sobre el microcontrolador.

Para la implementación del esquema de modulación digital fue necesario investigar en la literatura lo referente a la programación de microcontroladores enfocados a procesamiento digital de señales y el perfil de tráfico generado por una boya meteorológica. A partir de este estudio se propuso un algoritmo para la modulación digital en banda base y frecuencia intermedia que permitiría la transmisión de este tipo de tráfico. En el desarrollo de dicho algoritmo fue necesario considerar las capacidades del microcontrolador, la robustez del esquema de modulación digital y el ancho de banda disponible. A

continuación se muestran las principales conclusiones a las que se llegaron tras la implementación del esquema de modulación digital sobre el microcontrolador.

- Aunque la tasa de datos y capacidades requeridas por el perfil de trafico de una boya meteorológica es relativamente baja en comparación con las exigidas por otros sistemas de monitoreo (por ejemplo en telemedicina), no implica que el diseño e implementación de un esquema de modulación digital para la transmisión de este tipo de tráfico sea algo trivial.

- El esquema de modulación digital fue implementado de tal forma que se reducían el número de operaciones ejecutadas por el microprocesador, por lo que sus capacidades de cómputo fueron aprovechadas de la mejor manera posible. Esta optimización no fue realizada para el proceso de escritura y lectura en memoria debido a que este proceso se llevó a cabo utilizando variables locales y globales dentro del programa escrito en lenguaje C.

- El esquema de modulación en banda base (QPSK) se implementó en conjunto con un esquema de espectro esparcido utilizando secuencias Barker. Esto asegura que la señal de información que viaja por el canal inalámbrico sea resistente a ruido e interferencias, además de que se trata de un esquema de modulación digital relativamente sencillo que facilitará su demodulación en un trabajo futuro.

- Tras la implementación del esquema de modulación hasta frecuencia intermedia sobre el microcontrolador, quedó demostrado que es posible la implementación de un radio definido por software sobre una arquitectura al alcance y de bajo costo como los procesadores ARM.

- Con los resultados del Capítulo 5, Figura 96, se demostró empíricamente que la calidad de la señal modulada no depende únicamente de la programación de la misma, sino que está ligada directamente al desempeño que presenta el equipo y los dispositivos analógicos utilizados. Por ejemplo, aunque la frecuencia de muestreo programada fue de 164.8352 KHz, la frecuencia de muestreo en la salida del DAC se mantenía oscilando entre 155 KHz y 176 KHz aproximadamente.

- Las pruebas realizadas a lo largo de la tesis indican que es posible implementar cualquier esquema de modulación por fase y cuadratura (con sus respectivas limitantes) sobre el microcontrolador utilizado.

- Aun y cuando el microcontrolador (y similares) no fue específicamente diseñado para aplicaciones de modulación digital y generación de formas de onda analógicas, se demostró que es posible utilizar este tipo de tecnología para desarrollar proyectos en las distintas áreas de investigación científica.

- La implementación de este radio definido por software sienta las bases para el desarrollo de un sistema más completo y eficiente en el que sea posible la inclusión de bloques como empaquetado, codificado de canal y filtrado digital de la información proveniente de las boyas meteorológicas.

6.2.2. Sobre el diseño e implementación del "*front-end*" analógico.

Una vez definidas las características de ancho de banda, potencia y frecuencia de muestreo de la señal modulada hasta frecuencia intermedia, se procedió a realizar el diseño del "*front-end*" analógico básico que permitirá la transmisión de esta señal por el canal inalámbrico. A continuación se muestran las conclusiones principales derivadas de los resultados del diseño, implementación y evaluación del "*front-end*" analógico.

- El desarrollo e implementación de un "*front-end*" analógico no es un tema trivial. Debido a que se deben conocer distintas ramas de la ingeniería eléctrica, en las que se abarcan temas relacionados a electrónica, filtrado analógico, filtrado digital, telecomunicaciones, electrónica de potencia y altas frecuencias.

- El diseño e implementación de filtros analógicos construidos con amplificadores operacionales permite gran flexibilidad en los proyectos, ya que el ajuste de sus bandas de paso es determinado por los elementos pasivos que lo componen. Además, las pruebas experimentales demostraron que las frecuencias de corte corresponden a las frecuencias calculadas en el modelo analítico, por lo que su implementación en el "*front-end*" fue satisfactoria.

- La utilización del generador de onda como oscilador local fue necesaria sólo por una razón principal, que el diseño del oscilador presentó una dependencia de frecuencia en relación a la temperatura de sus componentes. Sin embargo, las pruebas experimentales demostraron una calidad similar entre las portadoras de RF obtenidas a partir del generador de onda y el oscilador local.

- El mezclado de la señal en frecuencia intermedia con la portadora de RF genera otras componentes fuera de la banda o fuera del canal de interés (principalmente situadas en el primer y segundo armónico de la portadora), sin embargo, desde el punto de vista de la interferencia con otros canales, estas no resultan un problema ya que son filtradas por la antena antes de ser transmitidas.

- Aunque las componentes fuera de banda generadas en el proceso de mezclado no interfieran con otras bandas en el canal inalámbrico (por las razones presentadas en el punto anterior), éstas pueden dañar el sistema de comunicación debido a que la mayoría de su potencia está siendo reflejada por la antena, por lo que resulta necesaria la inclusión de un filtro de RF en el sistema diseñado.

- Se demostró que el plano de tierra artificial juega un papel muy importante en el acoplamiento, sintonización y eficiencia de una antena, más aún en las bandas de HF donde las dimensiones del mismo pueden influir en la longitud que alcanzarán los monopolos utilizados.

- Se implementó un radio que servirá para la transmisión de tráfico meteorológico sobre la banda de HF. Los resultados obtenidos en las pruebas experimentales demuestran que se tiene muy poca distorsión de la forma de onda y que se transmite casi en su totalidad la potencia entregada por el amplificador de baja potencia. Estos resultados sientan las bases para el diseño de un radio más completo donde sea posible optimizar la etapa de SDR programada en el microcontrolador y el "*front-end*" analógico.

- Finalmente, las pruebas experimentales presentadas en el Capítulo 5 demuestran que es posible extrapolar los datos obtenidos desde corta (unos cuantos metros) hasta larga distancia (decenas de kilómetros) utilizando el modelo de dos rayos de (Rappaport, 1996), por lo que se concluye que la información presentada en la sección 4.6 sí podría ser aplicada para el cálculo e implementación de un radioenlace en condiciones reales.

6.3. Trabajo a futuro.

Aunque los objetivos planteados inicialmente fueron cumplidos, aún falta trabajo por realizar para que se pueda optimizar más el sistema de comunicación inalámbrico con arquitectura SDR sobre una boya marina. En esta sección se muestran las principales recomendaciones relacionadas con este trabajo de investigación que pueden llevarse a cabo en un trabajo futuro.

- Desarrollar e implementar mecanismos de empaquetado, codificado y filtrado digital de la información proveniente de la boya meteorológica.

- Investigar cómo corregir el corrimiento de frecuencia que sufre la señal de IF o implementar el sistema de modulación digital en otro microcontrolador donde se tenga un control exacto de la frecuencia de muestreo de la señal analógica.

- Diseñar o integrar al sistema un oscilador local que mantenga constante la frecuencia de operación de la portadora de RF.

- Integrar cada una de las partes del "*front-end*" analógico en una misma placa de circuito impreso para mejorar y controlar más los distintos acoplamientos entre entapas.

- Evaluar el sistema para transmisiones de largo alcance en ambientes marítimos y desarrollar la etapa de recepción que permita demodular esta información.

Literatura citada

Abidi, A. A. (2006). Evolution of a Software-Defined Radio Receiver's RF Front-End. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2006, 17–20.

Albaladejo, C., Soto, F., Torres, R., Sánchez, P., & López, J. A. (2012). A low-cost sensor buoy system for monitoring shallow marine environments. Sensors (Switzerland), 12(7), 9613–9634.

Andrew, W. V., Balanis, C. A., Tirkas, P. A., Peng, J., & Birtcher, C. R. (1997). Finite-difference time-domain analysis of HF antennas on helicopter airframes. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 39(2), 100–113.

Bacci, G., Principe, F., Giannetti, F., & Luise, M. (2011). Software-defined radio technologies for GNSS receivers: A tutorial approach to a simple design and implementation. International Journal of Navigation and Observation, 2011(iii).

Baker, J., Youn, H. S., Celik, N., & Iskander, M. F. (2010). Low-profile multifrequency HF antenna design for coastal radar applications. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 9, 1119–1122.

Balanis, C. (2005). Antenna theory. Hoboken, NJ: Wiley Interscience.

Chen, Y., & Wang, C. F. (2015). HF band shipboard antenna design using characteristic modes. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 63(3), 1004–1013.

Cnaf.ift.org.mx. (2016). Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias (CNAF) - IFT. Consultado el 22 de Julio de 2016, de http://cnaf.ift.org.mx/

Deshpande, S. D. (2004). Software Implementation of IEEE 802.11 b Wireless LAN Standard. In Proc. (Vol. 4) SDR Technical Conference and Product Exposition.

Digikey.com. (2016). The Basics of Mixers | DigiKey. Consultado el 3 de Agosto de 2016 de, http://www.digikey.com/en/articles/techzone/2011/oct/the-basics-of-mixers

Eskelinen, P. (2004). Introduction to RF equipment and system design. Norwood, MA: Artech House.

Gandhiraj, R., Ram, R., & Soman, K. P. (2012). Analog and digital modulation toolkit for software defined radio. Procedia Engineering, 30, 1155–1162.

García Domínguez, A. (2012). Cálculo de antenas. Barcelona: Marcombo.

Garroppo, R. G., Giordano, S., Iacono, D., & Tavanti, L. (2011). Experimental and simulation analysis of a WiMAX system in an emergency marine scenario. Computer Communications, 34(7), 847–861.

Grayver, E. (2013). Implementing software defined radio. New York, NY: Springer.

Harris, F., & Lowdermilk, W. (2010). Software defined radio: Part 22 in a series of tutorials on instrumentation and measurement. IEEE Instrumentation and Measurement Magazine, 13(1), 23–32.

Hernández Rueda, J. (1998). Antenas: Principios básicos, análisis y diseño. Mexicali B.C.: UABC.

Herrick, D. L., Lee, P. K., & Ledlow, L. L. (1996). Correlated frequency hopping-an improved approach to HF spread spectrum communications. In Tactical Communications Conference, 1996., Proceedings of the 1996 (pp. 319-324). IEEE.

Huircan, J. I. (2012). Amplificadores de Potencia. Universidad de la Frontera, Chile.

Instituto Mexicano del Petróleo (2010). Programa de Explotación de Campos en Aguas Profundas.

Interoceansystems.com. (2016). InterOcean Systems LLC - Coastal and Offshore Monitoring Buoys. Consultado el 2 de Agosto de 2016, de http://www.interoceansystems.com/coastal_monitoring.htm

Interoperability and performance standards for data modems. (2011). 1st ed. Department of defense United States of America. Consultado el 3 de Febrero de 2016, de Http://www.everyspec.com.

Irish, J. D., & Boduch, S. J. (2006). Aquaculture feed buoy control - Part 2: Telemetry, data handling and shore-based control. Oceans 2006.

Johnson, E. E. (2006). HF radio mesh networks. In MILCOM 2006-2006 IEEE Military Communications conference (pp. 1-5). IEEE.

Kugelstadt, T. (2008). Active Filter Design Techniques. Op Amps for Everyone, 16–64.

Lopes, M. J., Teixeira, F., Mamede, J. B., & Campos, R. (2014). Wi-Fi Broadband Maritime Communications Using 5.8 GHz Band, 5–9.

Ltd., A. (2016). Home – ARM. ARM | The Architecture for the Digital World. Consultado el 25 de agosto de 2016, de http://www.arm.com/

Marriwala, N., Sahu, O. P., & Vohra, A. (2015). Design of a hybrid reconfigurable Software Defined Radio transceiver based on frequency shift keying using multiple encoding schemes. Egyptian Informatics Journal, 17(1), 89–98.

Mattioni, L., & Marrocco, G. (2007). Design of a broadband HF antenna for multimode naval communications-Part II: Extension to VHF/UHF ranges. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 6, 83–85.

Nieto, J. W., & Furman, W. N. (2012). Improved data rate robustness of US MIL-STD-188-110C appendix D wideband HF waveforms. In Ionospheric Radio Systems and Techniques (IRST 2012), 12th IET International Conference on (pp. 1-5). IET.

Nunes, B. A. A., Mendonca, M., Nguyen, X. N., Obraczka, K., & Turletti, T. (2014). A survey of software-defined networking: Past, present, and future of programmable networks. IEEE Communications Surveys and Tutorials, 16(3), 1617–1634.

Oceanwirelessdata.com. (2016). Buoy communications systems. Consultado el 25 de Julio de 2016, de http://www.oceanwirelessdata.com/buoy_comm_system.html

Pérez-Álvarez, I., & Raos, I. (2003). Interactive digital voice over HF. In HF Radio Systems and Techniques, 2003. Ninth International Conference on (Conf. Publ. No. 493) (pp. 31-36). IET.

Pérez Vega, C., Zamanillo Sainz de la Maza, J. and Casanueva López, A. (2007). Sistemas de telecomunicación. Santander: Universidad de Cantabria.

Pertence, A. (2016). Amplificadores operacionales y Filtros Activos. Madrid: McGraw-Hill.

Pires, J., Colombo, M., Gallardo, J., De Maziani, C., & Alcoleas, R. (2013). Vertical underwater acoustic channel model in sensor networks for coastal monitoring. IEEE Latin America Transactions, 11(1), 382–388.

Rao, P. (2008). Signals and systems. New Delhi: Tata McGrawi-Hill.

Rappaport, T. (1996). Wireless communications. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall PTR.

Receiver Test Data. (2016). Sherweng.com. Consultado el 13 de junio de 2016, de http://www.sherweng.com/table.html

RF Filters and Microwave Filters Information | Engineering360. (2016). Globalspec.com. Consultado el 16 de Agosto de 2016 de, http://www.globalspec.com/learnmore/telecommunications_networking/rf_microwave_wireless_components/rf_filters

Sistemas Operativos: Interrupciones. (2016). Logica-reptilia.blogspot.mx. Consultado el 25 de agosto de 2016, de http://logica-reptilia.blogspot.mx/2009/03/interrupciones.html

Sumic, D., Vlasic, R., & Conference, I. (2009). An Assessment of HF NVIS Radio System Reliability. 4th International Conference on Ports and Waterways - POWA 2009, 4–13.

Tapr.org. (2016). Introduction to Packet Radio. Consultado el 8 de Junio de 2016 de https://www.tapr.org/pr_intro.html

Tomar, V. S., & Bhatia, V. (2015). Low Cost and Power Software Defined Radio Using Raspberry Pi for Disaster Effected Regions. Procedia Computer Science, 58, 401–407.

Uysal, M., & Heidarpour, M. (2012). Cooperative communication techniques for future-generation HF radios. IEEE Communications Magazine, 50(10), 56–63.

Wang, X., Chen, Y., & Xu, B. (2012). Research progress of a novel hybrid 3G-VHF communication system over maritime buoys. Lecture Notes in Computer Science (including Subseries Lecture Notes in Artificial Intelligence and Lecture Notes in Bioinformatics), 7332 LNCS(PART 2), 580–588.

Zhou, M. T., & Harada, H. (2012). Cognitive maritime wireless mesh/ad hoc networks. Journal of Network and Computer Applications, 35(2), 518–526.

Anexos

A.1 Componentes del sistema.

A continuación se describen brevemente los componentes que conforman el sistema de comunicación propuesto.

1. Microcontrolador STM32F4291-DISCO.

En este dispositivo fue donde se programó la etapa de la modulación en banda base y frecuencia intermedia (Figura 104). Contiene el procesador ARM que ejecuta las instrucciones programadas y un DAC de 12 bits del que se obtiene la señal de información analógica. Otras de sus características pueden consultarse en la sección 3.4.

Figura 104. Microcontrolador STM32F491-DISCO.

2. Filtro de reconstrucción.

Se trata de un filtro pasabanda Butterworth de cuarto orden. Tiene la función de rechazar las componentes de alta y baja frecuencias que contiene la señal analógica que proviene del DAC. El PCB se realizó sobre una placa de 5X10 cm utilizando el diseño descrito en la sección 4.2 (Figura 105).

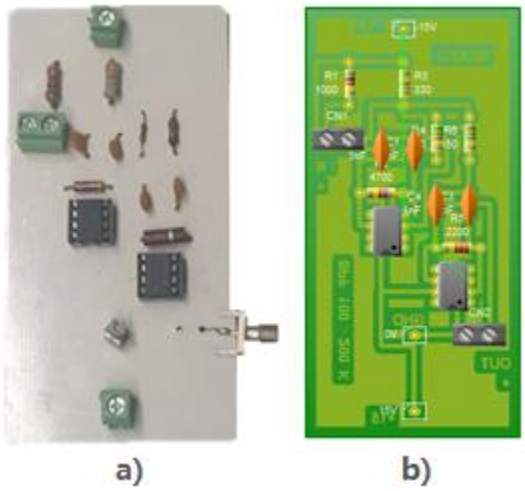


Figura 105. Filtro de reconstrucción. a) circuito construido. b) circuito PCB.

3. Mezclador y oscilador local.

Son los encargados de llevar a cabo la conversión ascendente de la señal previamente filtrada hasta el canal de RF (ver Figura 106). Para el caso del oscilador local, el diseño mostrado en la sección 4.3.3 se montó sobre una placa de 5X5 cm. Las características más significativas de ambos componentes pueden consultarse en la sección 4.3.

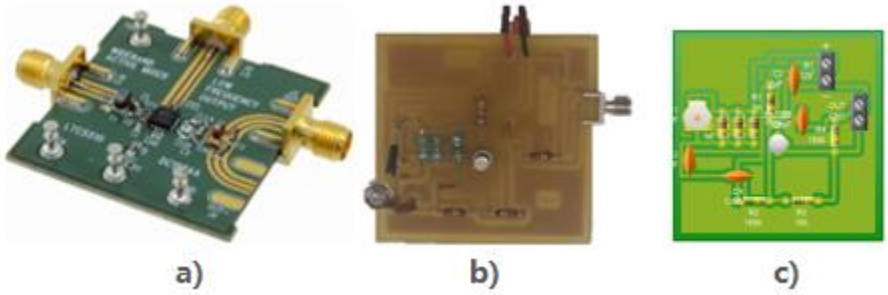


Figura 106. Mezclador y oscilador local. a) mezclador. b) oscilador construido. c) circuito PCB del oscilador.

4. Amplificador de baja potencia.

Es un preamplificador de baja potencia que inyecta una ganancia (medida en el laboratorio) de aproximadamente 15 dB a la señal proveniente del mezclador (Figura 107). Sus características principales se describen en la sección 5.3.3.

Figura 107. Amplificador de baja potencia.

5. Cables y adaptadores.

Para realizar la conexión de la antena al sistema de comunicación se utilizaron cuatro cables y 2 adaptadores (Figura 108). Éstos últimos fueron fabricados utilizando placas de cobre de 5X10 cm, cajas de plástico aislante de 5X10X2 y 6X10X3 cm, conectores UHF, terminales hembra y cable coaxial. La caracterización de las pérdidas de dichos cables y adaptadores se presenta en la sección 4.5.1.

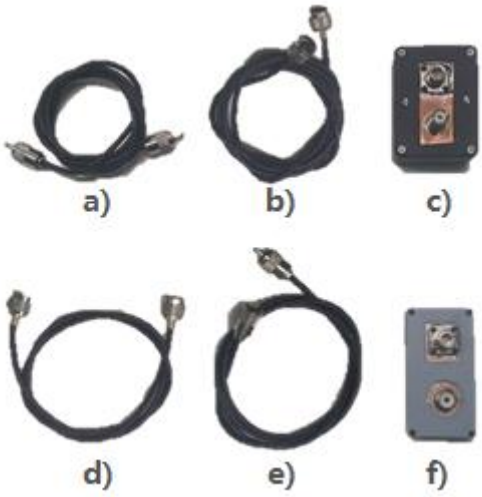


Figura 108. Cables y adaptadores. a) cable C3. b) cable C2. c) Adaptador A1. d) cable C1. e) cable C4. f) Adaptador A2.

6. Antena.

Este modelo de antena está conformada por distintos elementos que permiten sintonizarla a distintas frecuencias (ver Figura 109).Principalmente, contiene una bobina y un monopolo

desplegable que permiten sintonizarla a frecuencias que van desde los 7 hasta los 400 MHz aproximadamente. La caracterización de la misma se muestra en la sección 4.5.2.

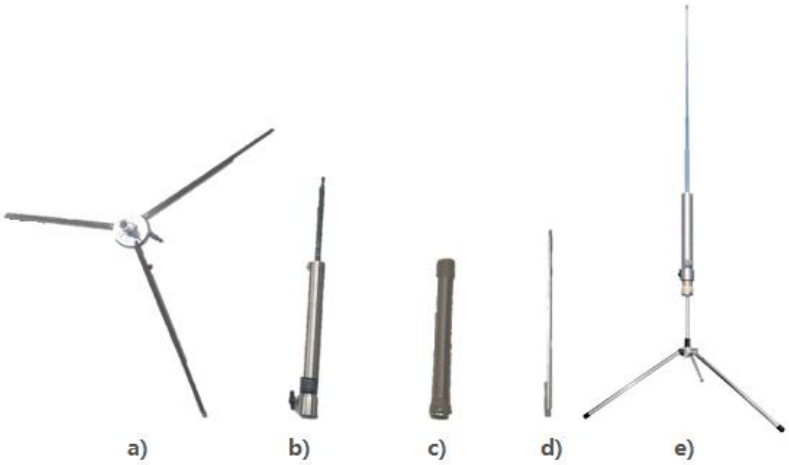


Figura 109. Antena del sistema. a) base trípode. b) monopolo desplegable. c) bobina ajustable. d) varilla rígida. e) antena armada.

Para realizar las pruebas de funcionamiento y obtener los resultados presentados en el capitulo 5, el sistema se armó y fijó sobre una tabla de madera. Cada uno de los componentes involucrados en el sistema fue polarizado con su respectiva fuente de voltaje. El sistema final (sin la inclusion del plano de tierra artificial) se muestra en la Figura 110.

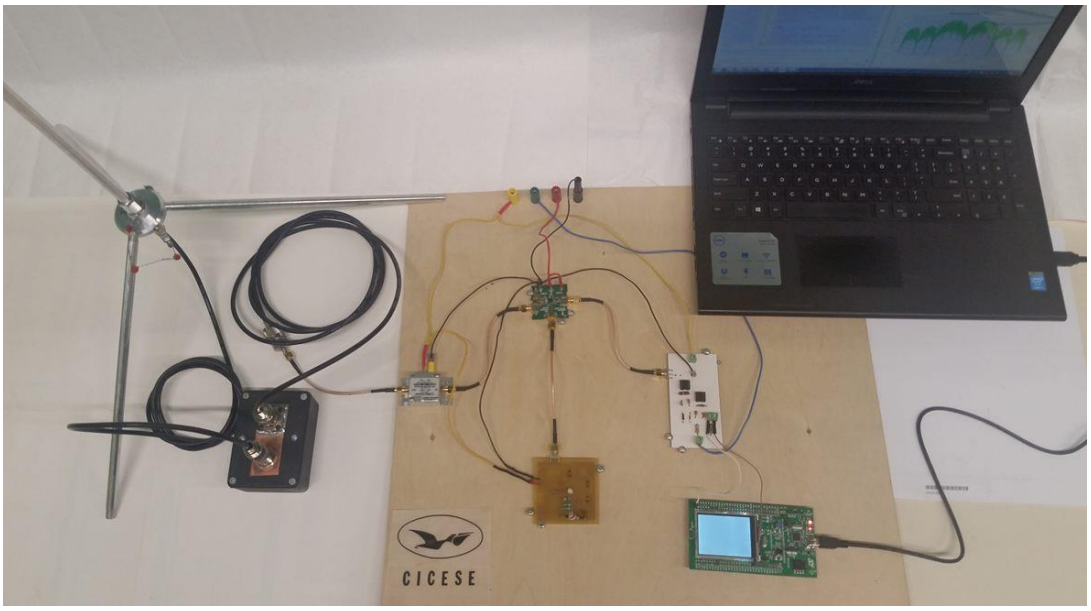


Figura 110. Sistema de comunicación armado.