TESIS PUCP

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA

DISEÑO DE MÓDULOS DE GENERACIÓN, CONVERSIÓN DE FRECUENCIA, AMPLIFICACIÓN Y SINCRONIZACIÓN PARA UN RADAR PERFILADOR DE VIENTOS QUE OPERA A 445 MHZ

Tesis para optar el Título de **Ingeniero Electrónico**, que presenta el bachiller:

Cristiam Fernando Castillo Plasencia

Asesor: Dr. Danny Eddy Scipión Castillo

Lima, Agosto de 2016

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

TESIS PUCP

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

Resumen

El Radio Observatorio de Jicamarca (ROJ) es un centro de investigación ubicado a 25 km al este de la ciudad de Lima. Durante más de 55 años ha proporcionado información científica en base a radar que han sido relevantes para el desarrollo de la física ionosférica, física del plasma y dinámica atmosférica.

El ROJ se esfuerza en expandir sus capacidades técnicas y científicas. En esas circunstancias el ROJ busca implementar un radar perfilador de vientos que opera a 445 MHz con el fin de proporcionar a la comunidad científica un instrumento de investigación troposférica. Este radar entregaría información valiosa sobre velocidad de vientos y sobre precipitaciones que podrían atenuar el impacto de los fenómenos atmosféricos en la población peruana.

Para lograrlo, el ROJ plantea aprovechar al máximo los conocimientos y tecnologías adquiridos en radares y de esa forma generar, de manera local, la tecnología y recursos humanos para el desarrollo de este proyecto.

En base a esa necesidad, la presente tesis busca el análisis y diseño de los módulos generación de señal, conversión de frecuencia tanto para transmisión como para recepción, amplificación y filtrado y reloj para un radar que opera 445 MHz y que permita aprovechar los equipos, conocimientos y tecnologías actuales del ROJ.

Se determinó que la frecuencia UHF de 445 MHz es adecuada para detectar tanto vientos como precipitaciones. Las ecuaciones de radar permiten obtener la sensibilidad mínima de recepción, asumiendo un transmisor con una potencia de 5 kW. Se utiliza una señal RF modulada por código binario en 25 MHz, por lo que fue necesario trasladar esa señal a 445 MHz.

Recogidas las especificaciones se diseñó etapas de conversión de frecuencia basados en mezcladores y filtros tanto para la etapa de *up-converter* (25 MHz a 445 MHz) como para la de *down-converter* (de 445 a 25 MHz). La frecuencia de batimiento es de 420 MHz y esta señal está sincronizada con los otros relojes del sistema.

Finalmente, se hicieron pruebas de laboratorio para determinar la calidad de los filtros, y se realizó una prueba de señal completa desde la modulación BPKS de 25 MHz, su conversión a 445 MHz, atenuación, amplificación y conversión nuevamente a 25 MHz. Con esas pruebas se demostró la factibilidad del diseño, así como la necesidad de especial cuidado tanto en los niveles de señal de mezcla como en el diseño en ultra alta frecuencia.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

TESIS PUCP

Al personal que labora en el Radio Observatorio de Jicamarca

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

TESIS PUCP

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

Índice general

Introducción **1**

1. Marco problemático **2**
1.1. Problema de estudio 2
1.1.1. Contexto 2
1.1.2. Definición del problema de estudio 2
1.1.3. Alcance del proyecto 3
1.1.4. Objetivos generales y específicos 3
1.2. Introducción a los sistemas de radar 4
1.2.1. Definición y aplicaciones 4
1.2.2. Partes de un radar 5
1.2.3. Frecuencia de transmisión 6
1.2.4. Radar con antenas espaciadas 8
1.2.5. Conversión de frecuencia 8

2. Marco teórico **10**
2.1. Radares 10
2.1.1. Ecuación del Radar para objetivos sólidos (*Hard target*) 10
2.1.2. Radar Doppler 11
2.1.3. Ecuación del Radar para objetivos dispersos 11
2.1.4. Ecuación del Radar para objetivos metereológico 12
2.1.5. Ecuación de Radar para aire-claro 13
2.1.6. Ruido y filtro adaptado. 14
2.2. Diseño Electrónico en radio frecuencia 445MHz 16
2.2.1. Criterios generales de diseño 16
2.2.2. Transmisores de radar 17
2.2.3. Recepción 18
2.2.4. Receptores homodino y superheterodino 19
2.2.5. Mezcladores y conversión de frecuencia 20
2.2.6. Receptor digital coherente 22
2.2.7. Filtros 23

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

3. Diseño en hardware **29**
3.1. Especificaciones iniciales 29
3.2. Diagrama de bloques inicial 29
3.3. Generación de frecuencias de referencia 33
3.4. Generación RF, *up converter* y filtrado 39
3.5. Recepción y amplificación de bajo ruido 40
3.6. Conversión de frecuencia de recepción (*down converter*) 42
3.7. Divisores de potencia, amplificadores y atenuadores 44
3.8. Receptor digital JARS y adquisición de datos 44
3.9. Diagrama de bloques detallado 46

4. Resultados **50**
4.1. Prueba de mezcla de señales 50
4.2. Reloj y filtrado de la señal de referencia en 420 MHz 52
4.3. Resultados del *up-converter* 53
4.4. Recepción, *down converter* y filtrado 56

Conclusiones y Recomendaciones **60**

Bibliografía **63**

Abreviaturas **66**

Anexos **68**

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

TESIS PUCP

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

Índice de figuras

1.1. Partes básicas de un radar mono-estático. La comparación entre la señal de referencia y la recibida ofrece información de posición y velocidad del objetivo. 6
1.2. Radar bi-estático con tres antenas espaciadas. El arreglo de antenas permitiría utilizar interferometría y el análisis espectral permitiría discriminar precipitaciones de ecos de aire-claro. 7

2.1. Circuito resonante básico formado por una bobina y un condensador 16
2.2. Diagrama de bloques del transmisor básico. El oscilador estable genera una señal de RF que luego es modulada en pulsos. El amplificador provee la potencia necesaria para obtener el alcance deseado. 18
2.3. Diagrama de bloques del transmisor de radar con *up-converter*. La modulación de pulsos se realiza en el amplificador. 18
2.4. Diagrama de bloques del receptor funcional básico. El amplificador de antena suele ser de bajo ruido. A la salida se obtiene la señal en banda base. 19
2.5. Diagrama de bloques del radar con receptor homodino. La detección se realiza en banda base. 20
2.6. Radar con receptor superheterodino. Nótese que el oscilador trabaja a una frecuencia tal que la diferencia entre ésta y la señal recibida es la frecuencia intermedia f_I . . 21
2.7. Mezclador ideal con filtro pasa bajo para obtener un *down converter*. La señal resultante f_I es igual a $f_R - f_L$ 21
2.8. Mezclador doble balanceado. Los diodos, al estar dispuestos en forma simétrica, logran eliminar gran parte de la señal original y los armónicos impares. 22
2.9. Diagrama de bloques de un receptor digital coherente. La información de fase se obtiene a partir de las componentes en fase y en cuadratura. 23
2.10. Filtro genérico. Z_s es la impedancia del generador y Z_L la impedancia de la salida. 24
2.11. Filtro pasa bajos normalizado 24
2.12. Representación en el plano complejo de un filtro pasa-bajo 25
2.13. Tipos de filtros pasivos según sus componentes. Se decide utilizar filtros *combline* por su facilidad de realización en *Ultra High Frequency* o frecuencias de entre 300 MHz y 3 GHz (UHF) 27

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

2.14. MHz *combline* para UHF. Nótese la ubicación de los capacitores variables. Tomado de Wade [1] 28

3.1. Diagrama en bloques del radar cuasi-monoestático UHF. Al centro, en línea punteada se señalan los bloques trabajados en la presente tesis. Nótese los equipos desarrollados en el ROJ al lado izquierdo y los equipos diseñados o adquiridos al lado derecho. 32
3.2. Diagrama de bloques de la etapa de generación de frecuencias de referencia. Se utiliza un *Global Positioning System* o sistema de posicionamiento global (GPS) para obtener una señal inicial de referencia precisa de 10 MHz y 1 pulso por segundo (pps). 33
3.3. Generador de frecuencias de referencia. Se conecta a una micro-computadora *Raspberry PI* para poder configurarla. 34
3.4. Tarjeta de evaluación del chip AD9584 conectada a la referencia GPS marca Trimble 34
3.5. Circuito del filtro reconstructivo a 240 MHz, antes de ser modificado. Simulación con el software LTSpice 35
3.6. Circuito del filtro re-constructor modificado a 450 MHz, simulado en LTSpice. Nótese el cambio en las bobinas L1, L2, L3, L4, L5 y L6 para incrementar la frecuencia de corte. 35
3.7. Simulación del filtro re-constructor en LTSpice. Al lado izquierdo el filtro original y al derecho el filtro modificado. Nótese que la frecuencia de corte ahora es 450 MHz. 36
3.8. Modificaciones en la tarjeta de la referencia de frecuencias. Se retira una resistencia y se agregan un par de capacitores para permitir la conexión del GPS 36
3.9. Ingreso de parámetros del filtro *combline* a 420 MHz y con 25 MHz de ancho de banda. Se ajustó los valores de *Electric Lng.* y *TLine Impedance* para obtener una caja de 105 mm por 70m por 35 mm 37
3.10. Ingreso de datos para el filtro *combline* a 420 MHz y obtención de los valores de los capacitores y dimensiones y espacio entre barras 37
3.11. Resultado de simulación de filtro. Al lado izquierdo la pérdida de inserción y las pérdidas de retorno vs. frecuencia. Al lado derecho la fase y el retardo. Nótese que en el ancho de banda el retardo es aproximadamente constante y la fase es aproximadamente lineal. 38
3.12. Primer prototipo de filtro *combline* construido para una frecuencia de 420 MHz. Nótese el capacitor ajustable de alta calidad. 38
3.13. Diagrama de bloques de la etapa de generación de RF mediante DDS a 25 MHz y conversión de frecuencia a 445 MHz (*up converter*). Nótese las etapas de modulación BPSK a 25 MHz y la modulación por pulsos a 445 MHz. Fue necesario intercalar amplificadores para adecuar los niveles de señal al mezclador y al transmisor de potencia. 39

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

3.14. Detalle del ensamble del prototipo de filtro *combline* de cinco elementos y corte abrupto, que opera a 445 MHz. Se utilizó un perfil de aluminio como soporte. . . . 40
3.15. Diagrama de bloques de la etapa de pre-amplificación cercana a la antena. Nótese los elementos de protección contra rayos y sobre-voltaje (*spark-gap*) y los elementos para la alimentación del amplificador (*bias-tee*) que permiten enviar los 3.3V a través del cable coaxial sin necesidad de cableado adicional. 41
3.16. Diagrama de bloques de la etapa de amplificación y *down converter* que permite convertir y filtrar la señal de la antena a 25 MHz 42
3.17. Diseño del filtro pasa bajo a 50 MHz, diseñado, mediante el software *Ansoft Designer SV (Student Version)* y simulado en el software LTSpice 43
3.18. Diseño del filtro pasa-bajo. Resultado de la simulación. Se busca una configuración *bessel* para obtener respuesta de fase aproximadamente lineal y retardo de grupo constante. 43
3.19. Filtro pasa-bajo a 50 MHz tipo π basado en una bobina y dos capacitores de alto Q. 44
3.20. Diagrama de bloques del sistema de adquisición de datos *Jicamarca Adquisition Radar System* o sistema de adquisición de datos del ROJ (JARS). Las señales de control provienen del controlador de radar. La señal de la antena, previamente amplificada y filtrada, es convertida a 25 MHz por el *down converter* 45
3.21. Prueba *copper ball* realizada con el JARS, donde una señal RF de 25 MHz es atenuada e introducida al JARS. Nótese el pulso en blanco, ubicado a 0 km con una duración de 100 km y Doppler de 0 m s^{-1} 46
3.22. Diagrama en bloques del radar UHF. Azul: Reloj maestro y referencia; **Negro**: Control y Código; Rojo oscuro: *Direct Digital Syntetizer* o sistema de síntesis digital (DDS) y *up converter*; Rojo *Down converter*; Verde: Receptor digital y adquisición. 48

4.1. Primera prueba de señal completa, antes de implementar filtros. Se utiliza un generador de señales a 25 MHz, un modulador BPSK, un divisor de potencia (*splitter*), un Atenuador ajustable y dos mezladores balanceados marca Mini-circuits® 51
4.2. RF de 25 MHz modulado en BPSK por una onda cuadrada de 2.5 MHz. La señal es mezclada con una de 420 MHz. Luego de atenuarse, se mezcla nuevamente con una de 420 MHz y luego de un filtro pasabajos se obtiene la respuesta del último canal. 51
4.3. Respuesta en frecuencia del filtro *combline* a 420 MHz. El punto M1 indica la frecuencia central, con una pérdida de 0.8 dB. El ancho de banda (punto M2) es de 31 MHz. 52
4.4. Comparación entre el espectro de una onda cuadrada de 420 MHz, antes del filtro *combline* y después de ser filtrada 53
4.5. Dos Filtros *combline* de 445 MHz calibrados fabricados en el ROJ. El más grande es de tres elementos. El más pequeño es de cinco elementos con corte más abrupto 54
4.6. Respuesta del filtro de 445 MHz con corte abrupto. Nótese la caída a 420 MHz (-39 dB, punto M2) y a 400 MHz (-65 dB, punto M1). 54

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

4.7. Salida del *up-converter* antes y después del filtro. Nótese la atenuación en la señal de imagen de 395 MHz. 55
4.8. Ensamblaje de la ruta de señal completa, incluyendo los filtros, el mezclador del *up-converter* y el mezclador del *down converter*. Nótese la respuesta en el tiempo en el osciloscopio así como la respuesta en frecuencia en el analizador de espectros. 56
4.9. Salida del *down converter* después del filtro pasa bajo y detalle de la salida ampliada. Nótese los lóbulos producidos por la modulación BPSK de 2.5 MHz $\tau = 0.2\mu s$ . . . 57
4.10. Detalle de las señales modulante, RF modulada y salida del *down converter* después del filtro pasa bajo. Se ha intercalado los filtros necesarios para la correcta demodulación. 58
4.11. Resultado de la señal al ser introducida al sistema JARS en cuatro canales, vista en el dominio del tiempo, traducido a rango por la constante de velocidad de la luz. Nótese que la misma señal se introduce a los cuatro canales. Existen desfases debido a que los cables por canal no son del mismo tamaño. El pulso se ajustó para que aparezca a 2 km de altura. 59
4.12. La señal de prueba vista en el dominio de la frecuencia. Un punto oscuro muestra la señal a 10 m s^{-1} y a 2 km de altura. 59

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

TESIS PUCP

Índice de cuadros

2.1. Ejemplo de valores de Z 13
2.2. Ejemplos de magnitud e intensidad de C_n^2 14

3.1. Especificaciones del radar perfilador de vientos. 30
3.2. Sistemas y equipos desarrollados o adquiridos por el ROJ 30
3.3. Potencia de recepción P_r para potencia de transmisión P_t de 5 kW y rango r_0 de entre 10 km y 500 m 40
3.4. Bloques funcionales del radar, descrito por colores 46

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

TESIS PUCP

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

Introducción

Uno de los campos más apasionantes de la ingeniería electrónica es el de los radares. De hecho, uno de los primeras soluciones donde los ingenieros de radio frecuencia pusieron especial interés fue el resolver cómo detectar aviones o barcos enemigos antes de que éstos sean un peligro. Ya Nikola Tesla, a finales del siglo XIX, predijo que el rebote de ondas electromagnéticas, de manera similar a los ecos de sonido, podrían determinar la posición de objetivos remotos.

Actualmente los radares, en especial los radares atmosféricos, aseguran la navegación aérea y registran la ocurrencia de fenómenos metereológicos. Sin embargo, estos equipos son costosos y difíciles de mantener. Eso, aunado con la situación de riesgo en la que se encuentra el territorio peruano, tales como el Fenómeno del Niño, las lluvias, tormentas y vientos fuertes, son un incentivo para el desarrollo de tecnologías y conocimientos que permitan construir localmente un radar perfilador de vientos.

La presente tesis busca explorar la literatura concerniente a radares de aire claro y metereológicos y en el diseño en radio frecuencia en UHF, enfocándose a continuación en el análisis y diseño de un radar perfilador de vientos y finalmente en realizar pruebas de concepto y de laboratorio que validen el diseño del sistema.

El **capítulo 1** desarrolla el problema de estudio, el contexto, alcance, y los objetivos de la tesis, así como una breve introducción a radares para estudios atmosféricos.

El **capítulo 2** muestra conceptos teóricos necesarios para el desarrollo de la tesis tales como la ecuación del radar, filtros adaptados para mejorar la relación señal a ruido, criterios de diseño electrónico en radio frecuencia en UHF, transmisores y receptores para radares, mezcla y conversión de frecuencia, filtros basados en líneas de transmisión y una breve introducción a receptores digitales.

El **capítulo 3** desarrolla el proceso de diseño basado en recopilación de requisitos y pruebas interactivas y en reuniones con los directores, técnicos e ingenieros, con el fin de obtener un diseño óptimo pero a la vez flexible y orgánico.

El **capítulo 4** se muestran los resultados de laboratorio por cada módulo que validarían el diseño, como son la generación de señales de reloj y de referencia, la mezcla y conversión de frecuencia, el filtrado y la amplificación y atenuación.

Finalmente, se recopilan una serie de **conclusiones y recomendaciones** donde se muestran los problemas encontrados y su solución y se plantean recomendaciones que pueden ayudar a mejorar el proceso de diseño y el trabajo en los laboratorios del ROJ.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

TESIS PUCP

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

Capítulo 1

Marco problemático

1.1. Problema de estudio

1.1.1. Contexto

Perú se encuentra en constante riesgo debido a fenómenos atmosféricos tan inusuales como los vientos fuertes en aeropuertos de la selva, o tan catastróficos como el Fenómeno del Niño de 1983 y 1998 que afectaron en especial la costa, o relativamente periódicos como las lluvias torrenciales, aludes y huaycos en la sierra. Por lo tanto existe la necesidad de estudiar y conocer el comportamiento de los vientos y precipitaciones.

El ROJ es un centro de investigación científica que ha proporcionado información en base a ondas de radio y radares que han sido relevantes para el desarrollo de la física ionosférica, física del plasma y dinámica atmosférica. También ha generado conocimiento científico relativo a la investigación de la La capa de la atmósfera terrestre que está en contacto con la superficie de la Tierra (Tropósfera).

En junio del 2014 el ROJ presentó diversos proyectos de innovación tecnológica al Fondo para la Innovación, la Ciencia y la Tecnología (FINCyT). En noviembre del mismo año el FINCyT comunicó al ROJ la aprobación de esos proyectos entre los cuales estaba el diseño y construcción radar perfilador de vientos que opera en las frecuencias UHF para el estudio de la capa límite y precipitaciones en el territorio peruano.

1.1.2. Definición del problema de estudio

Según el Servicio Nacional de Meteorología e Hidrología del Perú (SENAMHI, 2010 [2]), tres son los factores que determinan básicamente el clima del Perú: la situación del país en la zona intertropical, las modificaciones de altura que introduce la Cordillera de los Andes y la Corriente Peruana o de Humboldt.

Esos factores junto con la extensión del territorio peruano, variedad de climas y micro climas, así como las situaciones climáticas extremas ponen al país en situaciones vulnerables. Por ejemplo: durante el Fenómeno del Niño de 1983 y 1998 se produjeron lluvias, inundaciones, derrumbes y

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

huaycos que generaron pérdidas humanas y económicas.

Además, las tormentas y turbulencias en los aeropuertos peruanos pueden poner en riesgo la seguridad antes, durante y después del despegue. Si a eso le sumamos la poca inversión pública y privada en el monitoreo de las condiciones climáticas, nos encontramos ante 2 problemas:

1. Falta de conocimiento de las condiciones climáticas instantáneas locales, con alta resolución espacial y temporal. Por ejemplo: la magnitud y dirección del viento, así cantidad y tipo de precipitación.

2. La escasez de bases de datos de condiciones climáticas, que dificulta la precisión de los modelos meteorológicos locales.

Una solución es implementar un radar para monitoreo de vientos y lluvias a bajo costo que pueda instalarse en distintas partes del país. Este radar perfilador de vientos en UHF sólo apunta de manera vertical. Scipión [3]); Doviak & Zrnic [4], Cohn [5]; Hocking [6]; White [7] concluyen que aplicando técnicas de interferometría (*Space Antenna*) se puede medir la turbulencia de vientos en la atmósfera.

Además, aplicando técnicas de procesamiento de señales se puede detectar las precipitaciones donde se encuentren presentes. Finalmente, el radar puede entregar estimados de los vientos y precipitaciones cada 5 minutos y hasta una altura de 10 km.

1.1.3. Alcance del proyecto

La presente tesis busca describir el diseño de las etapas de generación de señal, conversión de frecuencia, amplificación, filtrado y sincronización de un radar perfilador de vientos que opera en UHF.

El diseño de las antenas de recepción y transmisión, la amplificación de alta potencia de radio frecuencia, la etapa de selección o conmutación de antenas, así como la adquisición y procesamiento de señales y la implementación final no están contempladas en la presente tesis.

1.1.4. Objetivos generales y específicos

Objetivo general:

- Analizar y diseñar los módulos generación de señal, módulos de conversión de frecuencia, amplificación y filtrado tanto para transmisión como para recepción, y módulo de señales de reloj para un radar que opera 445 MHz

- Adaptar los conocimientos y tecnologías del sistema del ROJ, que opera a 50 MHz, y diseñar los equipos para trabajar a 445 MHz.

Objetivos específicos:

- Recoger los requisitos y especificaciones.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

- Determinar qué equipos del ROJ van a ser adaptados.
- Establecer un diagrama de bloques donde se describan las etapas del sistema.
- Determinar los parámetros y especificaciones de las señales de reloj y de radio frecuencia (RF).
- Implementar pruebas de laboratorio para probar el diseño de las etapas de generación, conversión de frecuencia, amplificación y filtrado tanto de transmisión como de recepción de las señales de RF.
- Realizar los ajustes para que los niveles de señal sean los correctos tanto para la etapa de transmisión, potencia y antena como para la etapa de recepción, adquisición y procesamiento de señales.

1.2. Introducción a los sistemas de radar

1.2.1. Definición y aplicaciones

El acrónimo *radar* fue sugerido por la Fuerza Naval de EE.UU. en noviembre de 1940 como *Radio Detecting And Ranging* y se refiere a equipos diseñados para la detección y alcance de objetivos mediante ondas de radio. (Doviak & Zrnic, 1993 [4])

Según Skolnik, 1990 [8], el concepto de radar es relativamente simple, sin embargo, su implementación real no lo es. Un radar opera radiando energía electromagnética y detectando los ecos que regresan reflejados por el objetivo. La naturaleza de la señal reflejada provee de información acerca del objetivo. La distancia o rango del objetivo es conocido a partir del tiempo que toma la energía en ir al objetivo y regresar. El ángulo puede obtenerse mediante antenas directivas, aquellas que concentran la energía en un haz angosto. Si el objetivo se mueve, el radar puede derivar su velocidad mediante el desplazamiento en la frecuencia o efecto Doppler.

Doviak & Zrnic [4] menciona a Nikola Tesla como el primero en describir el radar: "Cuando emitimos un sonido y escuchamos el eco en respuesta, sabemos que el sonido de la voz debió haber alcanzado un muro distante, o limite, y ésta debió haber sido reflejada. De la misma manera una onda eléctrica es reflejada ... nosotros podemos determinar la posición relativa o curso de un objetivo en movimiento tal como un buque en el mar, la distancia viajada por éste, o su velocidad ...."

En 1904, en Alemania se realizaron las primeras pruebas de detección de objetivos. Se utilizaron ondas de radio de entre 40 y 50 m de longitud. Sin embargo, para medir la distancia de un objetivo fue necesario desarrollar transmisores pulsados y receptores de ancho de banda amplio.

En 1926 la *Naval Research Laboratory* obtuvo la primera medición de distancia mediante ondas de radio pulsadas al emitir ondas de 71.3 m y recibir el eco a 150 km de altura sobre la tierra, comenzando así el desarrollo de tecnología de radar para investigar la atmósfera. Sin embargo, en 1935 la *Commitee for the Scientific Survey of Air Defense* de Inglaterra impulsó el desarrollo

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

de radares para la detección de aviones enemigos, utilizando los conocimientos adquiridos por los científicos atmosféricos.

Robert A. Watson-Watt, uno de los convocados por la *Naval Research Laboratory*, había trabajado en un sistema para generar alertas tempranas de tormentas. Para Julio de 1935 Sir Watson-Watt había logrado demostrar la detección y alcance de aviones mediante ondas de radio, proporcionando a los aviadores británicos de alertas tempranas ante los aviones alemanes. (Doviak & Zrnic, 1993 [4])

Recién en 1942, en Londres, se logró detectar y medir la distancia de objetivos utilizando ondas continuas moduladas en frecuencia. La frecuencia de la señal producto de la mezcla entre la onda emitida y reflejada era proporcional a la distancia al objeto.

Durante la Segunda Guerra Mundial los radares basados en efecto Doppler fueron desarrollados para discriminar los objetos de los ecos del mar y la tierra. En 1953 el radar pulsado de efecto Doppler se comenzó a utilizar en mediciones meteorológicas tales como el estudio de precipitaciones y vientos y para la alerta temprana de tormentas y huracanes.

La técnica para la observación de ecos generados en el aire claro de la estratósfera y la mesósfera fue desarrollada en el ROJ, Lima, Perú, en el año 1972 por Rondld F. Woodman y Alberto Guillen (Woodman & Guillen, 1974 [9]). La técnica de Woodman y Guillen, llamada radar MST(*Mesosphere, Stratosphere, and Troposphere*) por su acrónimo en inglés, mide las desviaciones Doppler con resolución espacial del orden de 150 m. Woodman & Guillen (1974) [9] señalan que, aunque el radar de Jicamarca, por diseño, no podía detectar ecos de la baja atmósfera (menos de 17 km), sí logra detectarlos en la estratósfera y mesósfera.

Según Córdova, 2006 [10] y Van Zandt, 2006 [11], los radares MST o "radares de aire claro" se han convertido en la técnica más potente para el sondeo de la atmósfera y ha contribuido significativamente a las mediciones de los vientos y a las investigaciones de la dinámica atmosférica tales como las ondas gravitatorias, turbulencias y sistemas convectivos.

1.2.2. Partes de un radar

Según Skolnik [8], un radar mono-estático es aquel que utiliza una sola antena para transmitir y recibir. Las partes básicas de un radar monoestático son mostradas en la Figura 1.1.

El radar tiene dos estados: estado de transmisión y estado de recepción. La generación de una señal de referencia y de control de estado T/R (transmisión o recepción) está controlada por la unidad de sincronismo y control.

En el estado de transmisión la señal de radar, mayormente un tren repetitivo de pulsos cortos de radio frecuencia, es generada y amplificada en el transmisor y radiada al espacio por la antena. El conmutador T/R conecta la antena al transmisor.

El radar luego pasa a estado de recepción. Las ondas emitidas por la antena alcanzan el objetivo y éste refleja una pequeña porción de regreso a la antena. Un amplificador de bajo ruido amplifica la señal recibida por la antena para luego ser recolectada por un sistema de procesamiento.

El sistema de procesamiento utiliza la señal de referencia y con algoritmos digitales la combina con la señal recibida por la antena para obtener información de magnitud y fase en el dominio

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

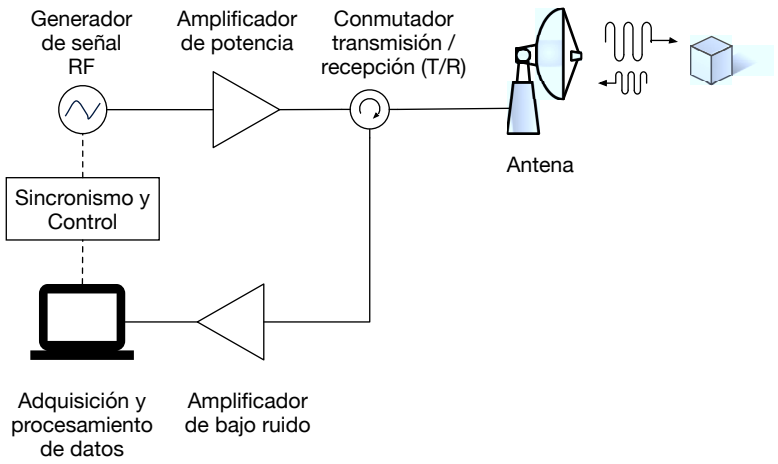


Figura 1.1: Partes básicas de un radar mono-estático. La comparación entre la señal de referencia y la recibida ofrece información de posición y velocidad del objetivo.

del tiempo. Luego las muestras digitales son procesadas para obtener información en la frecuencia mediante el cálculo del espectro empleando la transformada discreta de Fourier (DTFT) (DTFT).

Skolnik [8] señala que el tiempo en que llega la señal reflejada por el objetivo entrega información de posición. Los desplazamientos en la frecuencia de la señal recibida con respecto a la referencia ofrecen información de velocidad debido al efecto Doppler.

1.2.3. Frecuencia de transmisión

Cualquier dispositivo que detecta y localiza objetivos con energía electromagnética, sin importar la frecuencia, puede ser catalogado como radar, indica Skolnik [8]. Los radares han operado desde algunos mega Hertz hasta la región ultravioleta del espectro. Aunque el principio de operación es el mismo, en la práctica la implementación es ampliamente variada.

Los primeros radares británicos anteriores a la Segunda Guerra Mundial usaban ondas *High Frequency* o frecuencias de entre 3 MHz y 30 MHz (HF) debido a limitaciones técnicas que fueron superadas en los años 1930, donde se desarrollaron radares en *Very High Frequency* o frecuencias de entre 30 MHz y 300 MHz (VHF) y UHF. Estos radares fueron usados para la detección temprana de aviones enemigos y navegación, entre otros usos.

Durante la Segunda Guerra Mundial se desarrollaron radares en la región de las microondas *Super High Frequency* o frecuencias de entre 3 GHz y 30 GHz (SHF) y se utilizaron tanto para la detección de objetos enemigos como para el control y dirección de misiles, navegación, aviso meteorológico e inclusive por la policía de tránsito para el control de velocidad.

Skolnik [8] también señala que conforme la frecuencia aumenta, en especial en la región de las microondas, la atenuación por los gases de la atmósfera y del vapor de agua aumenta también. Sin embargo, se logran resolución angular y espacial más precisa debido a que menores longitudes de onda permiten utilizar antenas más pequeñas o concentrar el haz en ángulos más angostos.

Chilson et al (1993) [12] concluyen que las señales de retorno en UHF ($\lambda \approx 70$ cm) son más

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

sensibles a precipitaciones, mientras que las señales de VHF ($\lambda \approx 6$ m) son sensibles tanto a precipitaciones como a turbulencias. Por esa razón ambas frecuencias sería adecuadas para detectar ambos fenómenos.

Scipión [3]); Doviak & Zrnic [4], Cohn [5]; Hocking [6]; White [7] precisan que, para estudiar la capa de la atmósfera cercana a la Tierra, o capa límite, se utilizan radares UHF cercanos a 1 GHz. Por esa razón los radares UHF, o *boundary layer radars(BLR)* son más usados para los estudios de aire claro. La resolución típica de estos radares es de 100 m.

Para el radar descrito en la presente tesis se seleccionó la frecuencia UHF de entre 400 y 500 MHz debido a las razones antes citadas, a la factibilidad de fabricar localmente antenas para esa longitud de onda, a la movilidad de estas antenas y debido a la tecnología y equipos disponibles en el ROJ.

Previamente los ingenieros del ROJ determinaron, mediante estudios en campo en la banda de 400 a 500 MHz, que la frecuencia que estaba libre de interferencias y se el Ministerio de Transportes y Comunicaciones permitía para este tipo de operación era 445 MHz ($\lambda = 66$ cm).

En la Figura 1.2 se muestra el radar modificado para utilizar un arreglo de antenas de transmisión y tres arreglos de antenas de recepción. Eso implica utilizar tres canales independientes de recepción y de adquisición de datos. Estos radares son llamados cuasi-mono-estáticos(Scipión [3]); Doviak & Zrnic [4], Cohn [5]; Hocking [6]; White [7]). Nótese la necesidad de utilizar conversión de frecuencia para obtener la señal RF de 445 MHz.

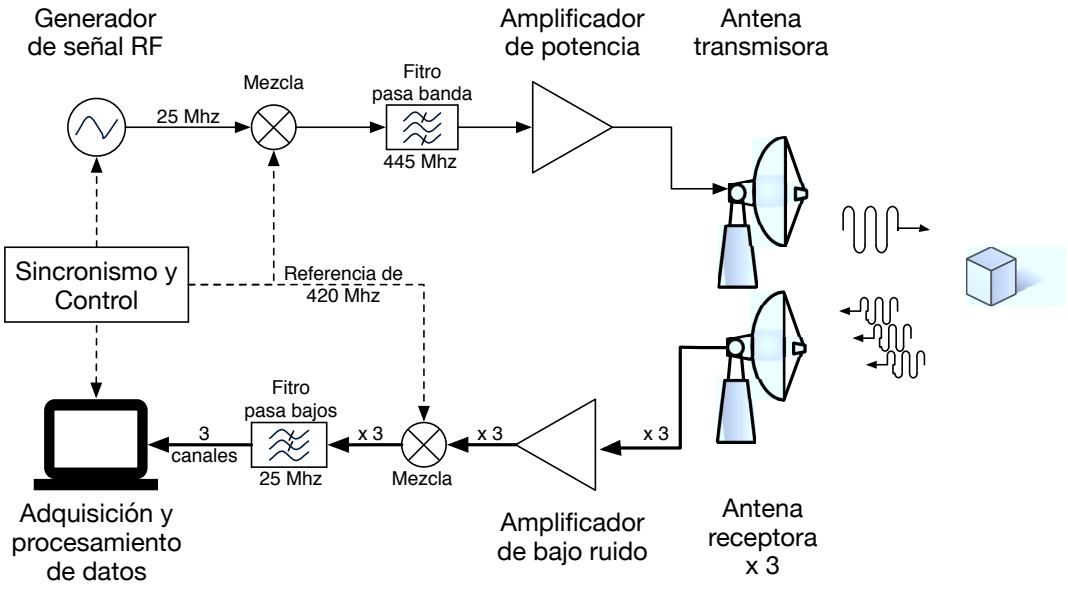


Figura 1.2: Radar bi-estático con tres antenas espaciadas. El arreglo de antenas permitiría utilizar interferometría y el análisis espectral permitiría discriminar precipitaciones de ecos de aire-claro.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

1.2.4. Radar con antenas espaciadas

Briggs et al. (1950) [13] señala que utilizar un radar con antenas separadas a una distancia conocida permite utilizar técnicas de inteferometría para conocer las propiedades del fenómeno atmosférico con mayor precisión. Por ejemplo, mediante interferometría se halla no sólo la velocidad del viento, también la dirección en tres dimensiones del objetivo.

Por esa razón se opta por diseñar un radar basado en cuatro arreglos de antenas; un arreglo para transmisión y tres arreglos para recepción. Este conjunto de antenas permitiría:

1. Los arreglos de antenas, al interferirse entre sí, permiten enfocar y concentrar el haz electromagnético en un ángulo pequeño.

2. No sería necesario un dispositivo de conmutación de transmisión y recepción. Los T/R suelen ser dispositivos de alta potencia y por lo tanto costosos.

3. Los tres arreglos de antenas de recepción, separados a una distancia conocida, conformarían un dispositivo de interferometría para conocer el vector de velocidad del objetivo de manera tridimensional.

4. Empleando técnicas de procesamiento espectral se podrá discriminar los ecos del aire-claro de los de precipitación, lo que nos permitirá estimar la cantidad de precipitación acumulada donde éste se encuentre presente.

1.2.5. Conversión de frecuencia

Uno de los requisitos para implementar el radar UHF a 445 MHz era aprovechar los equipos y tecnologías desarrollados en el ROJ. Sin embargo, los equipos del ROJ, en especial el generador de señales RF, trabaja hasta 100 MHz, siendo usual programarlo con frecuencias entre 25 y 65 MHz.

Para generar señales de 445 MHz se decide utilizar conversores de frecuencia o *Up Converters*. Esa señal se obtiene mezclando una señal de 420 MHz con otra de 25 MHz y, luego de un filtro pasabanda, se obtiene la señal de 445 MHz. Eso planteó la necesidad de generar la señal sinusoidal de referencia de 420 MHz. Puede verse el diagrama de bloques del *up-converter* en la Figura 1.2.

El generador de la señal de 25 MHz es el *Direct Digital Syntetizer(DDS)* o sintetizador digital directo (ROJ, 2010 [14]), basado en el chip AD9854 de *Analog Devices* y desarrollado en el ROJ. Este sistema además provee de modulación por código binario en fase (BPSK) y puede ser programado en distintas frecuencias a precisión.

De manera similar, para la etapa de recepción se convierte la frecuencia de 445 MHz, recibida en la antena, a 25MHz utilizando la señal de referencia de 420 MHz. En la Figura 1.2 se muestra el mezclador como *up-converter* y el filtro pasa banda previo a la transmisión.

Para generar la señal de 420 MHz se utiliza el generador de frecuencias de referencia o *clock reference*. Este dispositivo, también desarrollado en el ROJ, se basa en el chip AD9548 de *Analog Devices* que permite obtener señales de reloj desde 1 kHz hasta 450 MHz (ROJ, 2012 [15]). Éste

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

generador se sincroniza a un reloj maestro de 1 pps (pulso por segundo) y otra señal de 10 MHz, ambos obtenidos desde un receptor GPS (*Global Positioning System*).

Para finalizar, en el presente capítulo se desarrolló el problema de estudio que consiste en implementar un radar perfilador de vientos, con enfoque en diseñar las etapas de conversión de frecuencia para transmisión y recepción. Además se hizo una introducción a los radares de aire-claro y para medición de precipitaciones. Este radar serviría para entender mejor los vientos y precipitaciones en el territorio peruano.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

TESIS PUCP

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

Capítulo 2

Marco teórico

2.1. Radares

2.1.1. Ecuación del Radar para objetivos sólidos (*Hard target*)

Skolnik [8] señala que la ecuación del radar es una forma útil de describir los factores que influyen en la performance del radar. Una forma de la ecuación entrega la potencia de la señal recibida P_r como:

$$P_r = \frac{P_t G_t^2}{4\pi R^2} \times \frac{\sigma}{4\pi R^2} \times A_e \tag{2.1}$$

El lado derecho de la ecuación ha sido reescrita en tres factores para representar el proceso físico que toma lugar. El primer factor es la densidad de potencia a una distancia R metros desde la antena que emite una potencia P_t Watts con una ganancia G_t.

El numerador del segundo factor σ es la sección transversal del objetivo sólido en m^2. El denominador representa las pérdidas por divergencia de la radiación electromagnética desde el objetivo a la antena y es el mismo que el denominador de la primer factor, que representa la divergencia desde la antena al objetivo. Ambos dependen del cuadrado de la distancia.

El producto de los dos primeros términos representan la potencia por metro cuadrado que regresa al radar. La antena con apertura efectiva A_e intercepta una porción de esta potencia en una cantidad dada por el producto de los tres factores. Por lo tanto, se puede calcular el máximo rango del radar R_{max} como función de la mínima potencia de señal que el receptor puede detectar S_{min}

$$R_{max}^4 = \frac{P_t G_t A_e \sigma}{(4\pi)^2 S_{min}}. \tag{2.2}$$

Skolnik [8] indica que estas ecuaciones dan un valor aproximado del rango y son un buen punto de partida para el diseño. En realidad los cálculos deben ser en términos estadísticos, ya que la sección transversal del objetivo es de naturaleza estadística.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

2.1.2. Radar Doppler

Skolnik [8] señala que los radares Doppler utilizan el efecto de corrimiento de frecuencia debido al movimiento del objetivo. Si el objetivo se acerca al radar, la frecuencia de la señal de retorno será superior a la original, y viceversa. La frecuencia de desplazamiento está dada por

$$f_d = 2v_d/\lambda, \tag{2.3}$$

donde v_d es la velocidad del objetivo, asumiendo que la antena transmisora es la misma que la receptora y $\lambda = c/f$ es la longitud de onda de la RF y $c = 299\ 792\ 458$ m s^{-1} que, para $f = 445$ MHz, es $\lambda = c/f = 0.67$ m. Por ejemplo, si el objetivo se mueve a 10 m s^{-1} hacia la antena, el desplazamiento en frecuencia será aproximadamente 29 Hz.

El capítulo 17 de Skolnik [8], indica que los radares de pulso Doppler suelen cumplir tres características:

1. Utilizan transmisión y recepción coherente, es decir, los pulsos transmitidos y el oscilador local están sincronizados con una referencia fija muy estable,
2. Utilizan una frecuencia de pulsos repetidos elevada (*Pulse Repetition Frecuency* o PRF), para eliminar ambigüedades ya sea respecto a la distancia o el rango,
3. Utilizan procesamiento coherente para rechazar el ruido por ecos o rebotes, mejorar la detección y ayudar a la diferenciación del objetivo con precisión.

Asimimsmo Skolnik señala que los radares Doppler se usan donde se requiere detectar objetivos en movimiento y donde existen severas interferencias o ecos fijos como montañas o edificios.

2.1.3. Ecuación del Radar para objetivos dispersos

Doviak & Zrnic [4] señalan que los radares Doppler pueden detectar la dirección del viento así como su velocidad radial, tanto en aire claro como en la región de precipitación. Dependiendo del tipo de mecanismo de dispersión los radares pueden ser divididos entre meteorológicos y de aire-claro.

Para el caso de objetivos dispersos, Doviak & Zrnic [4] proponen que la ecuación se modifique para considerar un volumen de que contenga los dispersores así como el ancho del pulso de transmisión. Scipión [3], pag. 33, agrupa los elementos de la ecuación en tres términos

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^3 R_0^2 l^2} \times \frac{c\tau_w}{2} \times \frac{\pi\theta_t\theta_r}{8\ln 2} \times \eta \tag{2.4}$$

donde R_0 es la distancia al centro del volumen de resolución del radar, el cual se refiere a la mínima separación entre dos volúmenes de objetivos que permite ser distinguido por el radar. l representa las pérdidas por atenuación. El segundo término representa la resolución de alcance $\Delta r = c\tau_w/2$, donde τ_w es el ancho del pulso de transmisión. El tercer término representa el ancho del haz de transmisión, donde θ_t y θ_r son el ancho a -3 dB en radianes del patrón del haz de radiación de las antenas. La reflectividad del radar, η, es una medida de la intensidad de dispersión del radar en unidades por m^{-1} y representa el objetivo disperso.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

2.1.4. Ecuación del Radar para objetivos metereológico

Las precipitaciones se refieren a todo líquido o sólido que se origina en la atmósfera y cae a la Tierra tales como la lluvia, granizo o nieve (Ahrens 1991. [16]). Para obtener información sobre concentración de precipitaciones es necesario cambiar la ecuación del radar a una que incluya la naturaleza estadística del objetivo (Skolnik [8], pag 23.2). Una forma simplificada de la ecuación del radar sería

$$P_r = \frac{\beta\sigma}{R^4}, \tag{2.5}$$

donde β es una constante que depende de los parámetros del sistema de radar, R es el rango y σ es la sección efectiva del objetivo.

Cuando el objetivo es meteorológico, el cálculo de σ difiere de objetivos puntuales o sólidos, por lo que σ se reescribe como

$$\sigma = \eta V, \tag{2.6}$$

donde η es la reflectividad del objetivo en unidades de área por unidad de volumen, y V es el volumen muestreado por el radar.

El η para precipitaciones puede ser escrito como

$$\eta = \sum_{i=1}^{N} \sigma_i, \tag{2.7}$$

donde N es el número de dispersores por unidad de volumen y σ_i es la sección transversal de retro-dispersión de la i-ésimo dispersor.

Para obtener un valor de η práctico, Skolnik [8] describe una teoría general que calcula la señal que retorna desde un objetivo mediante una onda plana que incide sobre gotas esféricas. Esa señal es función de la longitud de onda, el índice complejo de refracción de la partícula, y el ratio $2\pi\alpha/\lambda$, donde α es el radio de la partícula esférica y λ es la longitud de onda.

Cuando el ratio $2\pi\alpha/\lambda << 1$, es decir, cuando las partículas tienen un tamaño mucho menor a la longitud de onda, la aproximación de Rayleigh puede ser aplicada, es decir, la intensidad de energía dispersada depende de la cuarta potencia de la longitud de onda. En ese caso σ_i queda como

$$\sigma_i = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 D_i^6, \tag{2.8}$$

donde D_i es el diámetro de la i-ésima gota, y

$$|K|^2 = \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 2} \right|^2, \tag{2.9}$$

donde m es el índice de refracción complejo.

Por ejemplo, a temperaturas entre 0 y 20°C, para la fase del agua, y con ondas del orden de centímetros (Doviak & Zrnic [4])

$$|K|^2 \simeq 0.93, \tag{2.10}$$

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

y para la fase de hielo

$$|K|^2 \simeq 0.20. \tag{2.11}$$

La ecuación 2.7 puede ahora ser re-escrita como

$$\eta = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 \sum_{i=1}^{N} D_i^6, \tag{2.12}$$

y el factor de reflectividad del radar puede ser definida como

$$Z = \sum_{i=1}^{N} D_i^6. \tag{2.13}$$

Se suele usar milímetros para el diámetro de las gota D_i y considerar la sumatoria dentro de m^3. La unidad usual de Z es en mm^6/m^3. Es usual representar a Z en escala logarítmica, es decir, dBZ o $10 \log_{10} \frac{Z}{1 mm^6 m^{-3}}$. Un ejemplo de estos valores se muestra son tomados de Doviak & Zrníc (1993) en la tabla 2.1

Cuadro 2.1: Ejemplo de valores de Z

Valor de Z	Tipo de precipitación
0 dBZ	nubes cumulus
20 dBZ	lluvia ligera
60 dBZ	lluvia fuerte y granizo

Skolnik [8] precisa que los radares meteorológicos suelen trabajar con valores de Z de entre 10 y 60 dBZ, mientras que los radares de investigación trabajan con un rango dinámico más amplio, desde -10 a 80 dBZ.

2.1.5. Ecuación de Radar para aire-claro

El capítulo 23 de Skolnik [8] indica que existen una nueva familia de radares en UHF y VHF de haz fijo que son usados para obtener perfiles de vientos como el de la presente tesis. Los radares perfiladores de viento en aire-claro son radares Doppler pulsados que transmiten ondas de radio en forma vertical o casi vertical, y reciben señales generadas por las fluctuaciones en el índice de refracción del aire-claro. Estas fluctuaciones son causadas por variaciones en la temperatura y humedad (Scipión [3]); Doviak & Zrnic [4], Cohn [5]; Hocking [6]; White [7]).

Como resultado de experimentos con radares realizados por Atlas y Hardy en 1966 [17], longitudes de onda de 3.2, 10.7 y 71.5 cm, se concluyó que los ecos que aparecen entre 1 y 3 km eran vistos de manera más prominente por el radar de 3.2 cm y no por el de 71.5 cm, lo que indica que esos objetivos eran pequeños comprados con la longitud de onda del radar, y los llevó a concluir que los ecos se debían a insectos o pájaros. También Atlas y Hardy descubrieron una capa de alrededor de 1 km, llamada *boundary layer* o capa límite, que era observado claramente por el radar de 10.7 y de 71.5 cm y que se debían a variaciones en el índice de refracción del aire.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

Woodman y Guillen [9] obtuvieron mediciones de velocidad del viento en la estratósfera y mesósfera con el radar de 50 MHz (VHF) ubicado en Jicamarca y plantearon técnicas para realizar estas mediciones que siguen vigentes hoy en día. Finalmente, Doviak & Zrnic [4] y White [7] señalan que los radares que trabajan en la capa límite de la atmósfera (*boundary layer*) trabajan en frecuencias de VHF y UHF hasta 1 GHz.

Cohn [5] y White [7] describen una técnica para conocer las turbulencias en el aire claro a partir del espectro de energía $E(\kappa)$. Esta energía puede ser clasificada en tres regiones: región de energía contenida, región inercial, y región de disipación. Bajo esa hipótesis no existe intercambio de energía entre la región de disipación y la región de energía contenida.

En la región inercial $E(\kappa)$ puede ser expresada como:

$$E(\kappa) = A_e \epsilon^{2/3} \kappa^{-5/3}, \tag{2.14}$$

donde A_e es una constante universal entre 1.53 y 1.68, ϵ es la disipación de energía cinética de la turbulencia o remolino y κ representa el número de onda. En el rango inercial los remolinos pueden tener desde 200 m y ser tan pequeños como 1 cm.

Finalmente, la reflectividad del radar para aire-claro es una medida de la intensidad causada por las variaciones en el índice de refracción presentes en el volumen de resolución del radar. Si la longitud de onda del radar cae dentro del rango inercial, la reflectividad puede ser representada como:

$$\eta = 0.379 C_n^2 \lambda^{-1/3}, \tag{2.15}$$

donde C_n^2 es un parámetro de la función de estructura del índice de refracción ($m^{-2/3}$).

Cuadro 2.2: Ejemplos de magnitud e intensidad de C_n^2

Valor de C_n^2	Intensidad de turbulencia
6×10^{-17} $m^{-2/3}$	debil
2×10^{-15} $m^{-2/3}$	intermedia
3×10^{-13} $m^{-2/3}$	fuerte

2.1.6. Ruido y filtro adaptado.

Según Skolnik [8], la señal mínima detectable S_{min} es una cantidad estadística y debe ser descrita en términos de la probabilidad de detección y la probabilidad de falsa alarma. La mínima señal detectable puede ser expresada en términos de la relación de señal a ruido (S/N) requerida para una detección aceptable, multiplicada por el ruido del receptor.

El ruido del receptor está expresado en relación con el ruido producido en un receptor ideal y que es igual a kTB, donde k es la constante de Boltzmann, T es la temperatura y B es el ancho de banda del receptor. El ruido del receptor es el ruido térmico multiplicado por un factor F_n, la figura de ruido del receptor. Esa figura es medida en relación con la temperatura $T_0 = 290\ K$

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

(temperatura ambiente aproximada), y el factor kT_0 es igual a $4 \times 10^{-21}\ W\ Hz^{-1}$. Por lo tanto, la mínima señal detectable puede ser escrita como

$$S_{min} = kT_0BF_n\frac{S}{N} \tag{2.16}$$

Skolnik [8] aclara que, aunque la forma de onda típica del radar es un pulso cuadrado, con señales más complejas la energía total de la señal suele ser más apropiada para representar la señal mínima detectable. La relación entre la energía de la señal y la energía del ruido, denotada por E/N_0, suele medirse y obtenerse con mayor facilidad que la relación de las potencias de señal a ruido.

Skolnik [8] concluye que, sin importar la forma de onda de la señal recibida, si el receptor es diseñado para responder como un filtro adaptado a la forma de onda del transmisor (*matched filter*), entonces el pico de la relación señal a ruido a la salida del filtro siempre será $2E/N_0$.

Levanon [18] aclara que un filtro adaptado, o *matched filter*, es un filtro cuya función de transferencia o respuesta al impulso está diseñada para obtener la máxima relación de señal a ruido. Por ejemplo, si el filtro tiene una respuesta rectangular (filtro ideal), entonces estará adaptado al pulso de la señal solo si el ancho de banda del filtro $B_{filtro\ adaptado}$ es igual a la inversa de la duración del pulso τ

$$B_{matched\ filter} = \frac{1}{\tau} \tag{2.17}$$

Finalmente, para un pulso de ancho τ la potencia de la señal es E/τ y la potencia del ruido es

$$N = N_0B, \tag{2.18}$$

donde E = la energía de la señal, N_0 = energía de ruido, o potencia de ruido por unidad de ancho de banda (asumiendo que el ruido es uniforme con la frecuencia), y B = ancho de banda del receptor. Con estas sustituciones, S_{min} será

$$S_{min} = kT_0F_n(E/N_0)/\tau \tag{2.19}$$

donde F_n es la figura de ruido del receptor.

Sustituyendo en la ecuación del radar (ecuación 2.2)

$$R^4_{max} = \frac{E_tG_tA_e\sigma}{(4\pi)^2kT_0F_n(E/N_0)} \tag{2.20}$$

donde $E_t = P_t\tau$ es la energía contenida en la onda transmitida.

A pesar de que 2.20 asume un pulso rectangular, éste puede ser aplicado a cualquier forma de onda cuando E_t es la energía contenida en la onda transmitida y el receptor, con figura de ruido F_n, está diseñado como un filtro adaptado.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

2.2. Diseño Electrónico en radio frecuencia 445MHz

2.2.1. Criterios generales de diseño

Delacoudre [19] explica los límites del diseño de circuitos de radio frecuencia. Si tenemos un circuito formado por una bobina y un condensador en paralelo (Figura 2.1), la frecuencia de resonancia estará dada por

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{2.21}$$

Por ejemplo, a 500 MHz, si tuviéramos que trabajar con capacitores de 10 pF, el valor de la bobina sería de 0.01 μH, lo que corresponde a un hilo ligeramente curvado de apenas 1 o 2 centímetros, por lo que llegamos rápidamente a imposibilidades físicas y prácticas de realización. Un condensador de 10 pF puede obtenerse con sólo dos conductores muy próximos el uno al otro, y una bobina por pocos centímetros de conductor. Por lo tanto es crucial, al diseñar circuitos de estas frecuencias, el considerar las dimensiones y disposición de los conductores.

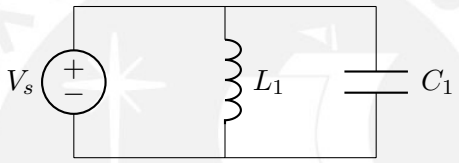


Figura 2.1: Circuito resonante básico formado por una bobina y un condensador

Finalmente, Delacoudre concluye que diseñar circuitos en UHF implica especial cuidado en dimensionado de los conductores y los espacios entre éstos. Por esas razones el diseño de circuitos RF a frecuencias UHF limita el uso de componentes discretos y permite mas bien utilizar los conductores, su disposición y orientación, como lineas de transmisión. Como ejemplo, los filtros de onda en UHF y en microonda suelen ser lineas de transmisión como varillas en paralelo, cajas con elementos helicoidales, guías de onda y cavidades resonantes, entre otros.

Bourde [20] propone guías de diseño prototipos para RF. Se pueden resumir en:

- Plano de tierra: Debe existir un plano de tierra continuo
- Substrato del circuito impreso: G10 y FR4 suelen ser usables hasta 1 GHz. Sustratos de marca Duroid basados en fibra y cerámicos suelen ser usados en microonda
- La disposición de conductores se torna crítica. La regla básica es mantener las conexiones lo más cortas posibles.
- Impedancia de las conexiones: 50 Ω es la impedancia usual. A UHF y microonda las conexiones se comportan como líneas de transmisión, por lo que deben diseñarse como tales. Se aconseja un ancho de 0.1" a 0.125" cuando se usan tarjetas de fibra de vidrio, para lograr un Z de 50 Ω.
- Conectores y cables. BNC y SMA son los más usados. El cable es crítico ya que las pérdidas aumentan con la frecuencia.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

2.2.2. Transmisores de radar

La función del transmisor de radar es la de generar la señal electromagnética con la cual el objetivo es iluminado (Edde [21]). Existen dos tipos de transmisores: coherentes y no coherentes. Un transmisor coherente produce una señal generada a partir de un oscilador local cuya fase es conocida antes de la transmisión. Un transmisor no coherente o un sistema con coherencia en recepción produce una señal cuya fase es recién conocida después de iniciar la transmisión.

Edde [21] señala diversos tipos de transmisores. Los transmisores basados en osciladores magnetrón suelen generar señales incoherentes, mientras que los basados en kilostrón, tubos de onda viajera, amplificadores de campo o amplificadores de estado sólido suelen ser transmisores coherentes. Edde clasifica los transmisores en tres grandes grupos

1. *Tipo O* que utilizan tubos de microonda de haz lineal como los kilostrones de multiples cavidades, tubos de onda viajera y tubos *twystrons*. Suelen ser de elevada ganancia y potencia, muy bajo ruido y reducido ancho de banda. Suelen ser usados en radares MTI mejorados (*Moving target indication*).

2. *Tipo M* que utilizan tubos amplificadores de campo cruzado como magnetrones. Suelen ser de baja ganancia y potencia de transmisión moderada,

3. Sistemas de estado sólido basado en transistores, que permiten ganancia moderada, amplio ancho de banda, bajo ruido y reducido tamaño.

Skolnik [8] precisa que los transmisores suelen ser la parte mas costosa del sistema de radar y suelen requerir la mayor parte de potencia y de esfuerzo de mantenimiento. Además, Skolnik señala que utilizar pulsos de elevada potencia en vez de ondas continuas agrega mayor complejidad al sistema. Básicamente se utilizan pulsos cortos ya que, en recepción, sería muy difícil distinguir entre la señal transmitida y la reflejada por el objetivo.

Los transmisores de estado sólido, comparado con los antiguos sistemas basados en tubos, tienen diversas ventajas como:

1. No se requieren cátodos calentados por filamentos ni tiempos de calentamiento.

2. Los voltajes de trabajo suelen ser bajos, lo que implica ahorro de espacio y el utilizar sistemas de enfriamiento menos complejos.

3. Los dispositivos de estado sólido suelen tener mayor tiempo de funcionamiento entre fallas en comparación con los sistemas de tubos.

4. Suelen trabajar sin necesidad de moduladores de pulso, es decir, trabajan en Clase - C, por lo que sólo consumen potencia cuando son excitados con la señal de RF.

5. Otras ventajas como degradación suave de performance, elevado ancho de banda y flexibilidad

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

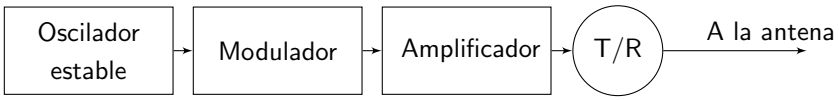


Figura 2.2: Diagrama de bloques del transmisor básico. El oscilador estable genera una señal de RF que luego es modulada en pulsos. El amplificador provee la potencia necesaria para obtener el alcance deseado.

Las etapas básicas de un transmisor son el generador de señal RF u oscilador estable, el modulador, el amplificador de potencia, el conmutador y la antena.

Sin embargo para facilitar la generación y la modulación, como en el caso de radares UHF y de microonda se usan bloques adicionales para elevar la frecuencia del oscilador. Para ello se utilizan mezcladores en modo *up-converter* o elevador de frecuencia (ver sección mezcladores 2.2.5). Además, en el caso de radar Doppler y radares pulsados en general, se necesita modular la señal RF en pulsos cortos (Figura 2.3).

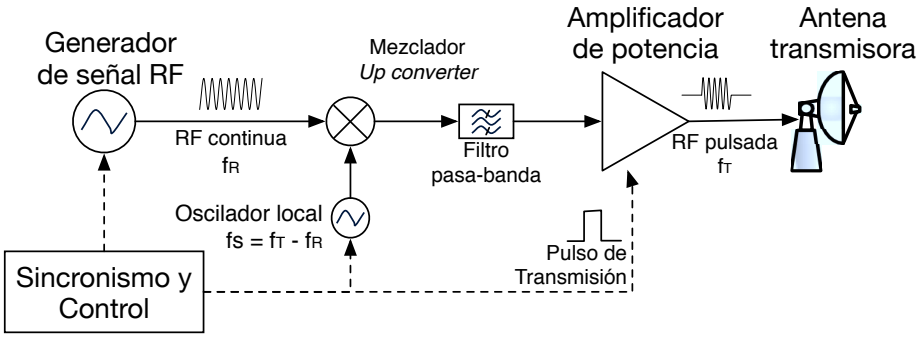


Figura 2.3: Diagrama de bloques del transmisor de radar con *up-converter*. La modulación de pulsos se realiza en el amplificador.

2.2.3. Recepción

Según Edde [21], cuatro son las funciones básicas de la etapa de recepción del sistema de radar:

1. Amplificación: incrementar la amplitud de los ecos e interferencias recibidos por la antena a niveles usables por el procesador de señales,
2. Selección de canal y filtrado de señales fuera de canal: rechazar interferencias fuera del canal,
3. Filtro adaptado: adecuar la señal para obtener la máxima relación de señal a ruido,
4. De-modulación: remover la portadora y reducir la señal a su banda de información o banda base.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

En la Figura 2.4 se muestra un receptor básico donde se detallan las cuatro funciones antes señaladas.

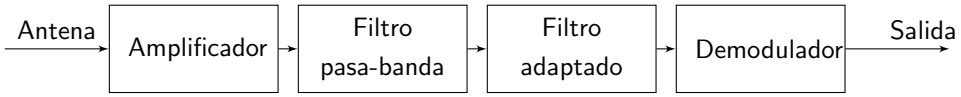


Figura 2.4: Diagrama de bloques del receptor funcional básico. El amplificador de antena suele ser de bajo ruido. A la salida se obtiene la señal en banda base.

Edde [21] indica que los primeros receptores la etapa de de-modulación la realizaba un diodo. La señal de entrada era amplificada, filtrada e inmediatamente se eliminaba la portadora con el diodo rectificador y un filtro pasa bajo. Sin embargo, la sensibilidad era pobre y los filtros requerían un diseño complejo por lo que la selectibilidad no se podía establecer con certeza. Además, como el diodo sólo detectaba cambios de amplitud no existía forma de discriminar el efecto Doppler.

2.2.4. Receptores homodino y superheterodino

Para superar las desventajas de utilizar detectores rectificadores, se desarrolló el receptor homodino, en el cual la señal de entrada es filtrada, amplificada y entonces inmediatamente convertida por un mezclador a la frecuencia de banda base (Figura 2.5). Nuevamente la simplicidad del diseño hacía realizable el receptor. Sin embargo, la baja sensibilidad y la necesidad en filtrar la señal sólo en radio frecuencia hacían los filtros poco selectivos o de muy difícil realización.

La Figura 2.5 el diagrama de bloques del radar con receptor homodino. La señal de radio frecuencia (RF) se genera con un oscilador estable y se modula para ser transmitida en pulsos cortos. Una parte de la señal RF se canaliza al receptor. Idealmente el mezclador multiplica la señal original de RF con la recibida por la antena y el filtro sólo deja pasar la señal resultante en banda base.

En el caso del receptor homodino, debido a que la frecuencia del oscilador local es igual a la de la señal transmitida, a la salida del filtro se obtiene sólo banda base, es decir, la forma original del pulso. Sin embargo, como se señaló en la sección anterior, este tipo de receptores presentan problemas de sensibilidad y selectibilidad. Además Chien [22] señala que un problema importante es la re-radiación de la señal del oscilador local que ingresaría nuevamente por la antena.

Para obtener mejor selectibidad se opta por utilizar una sección del receptor que trabaje a una frecuencia intermedia fija, de modo tal que no sea necesario modificar los parámetros del filtro y, por lo tanto, sea factible un ancho de banda fijo independiente de la frecuencia de la señal de entrada. Este tipo de receptor es el llamado superheterodino (Figura 2.6).

Edde ([21] sección 10.2) recalca las ventajas de utilizar un receptor superheterodino como son mejor diseño de filtro y amplificación ya que ésta se realiza en la etapa de frecuencia intermedia. Otra ventaja del receptor superheterodino es que la sintonía es lograda sólo cambiando la frecuencia del oscilador local, asumiendo que el filtro de RF de la entrada tiene suficiente ancho de banda

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

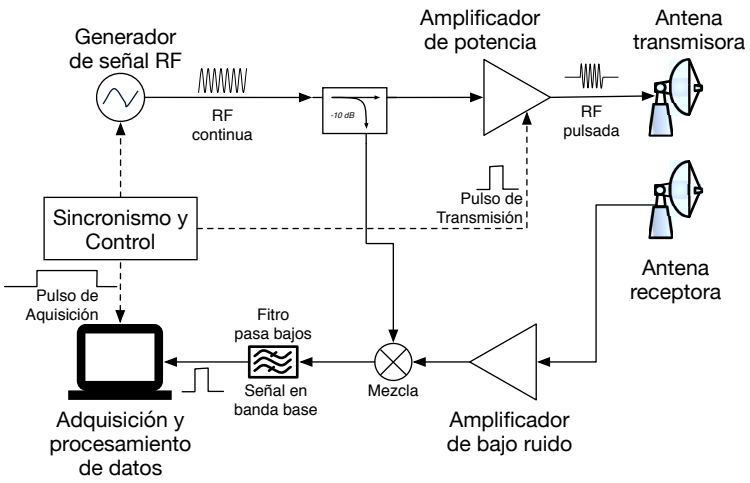


Figura 2.5: Diagrama de bloques del radar con receptor homodino. La detección se realiza en banda base.

para pasar la nueva frecuencia de recepción. Chien [22] precisa también otras ventajas del receptor superheterodino como son mayor rango dinámico y eliminación de la re-alimentación del oscilador local.

2.2.5. Mezcladores y conversión de frecuencia

Como se señaló en la sección anterior, un dispositivo fundamental para la conversión de frecuencias es el mezclador. Edde([21] sección 10.4) señala que los mezcladores son dispositivos electrónicos de tres puertos que, idealmente, entregan el producto de las dos señales de entrada. En el caso de que la frecuencia resultante de la mezcla sea mucho menor a la frecuencia original se habla de conversores de frecuencia hacia abajo o reductores de frecuencia (*down converter*). Si la frecuencia resultante es muy superior a la original se habla de elevadores de frecuencia (*up-converter*).

Generalmente un mezclador tiene tres puertos (Figura 2.7), el puerto R es donde la señal de radio frecuencia (RF) es inyectada, el puerto L es donde el oscilador local (LO) es aplicado, y el puerto I es donde la señal resultante emerge (IF). La siguiente ecuación es el resultado del producto de dos señales sinusoidales:

$$v_i(t) = V_R \cos(2\pi(f_R + f_L)t + \phi(t)) + V_R \cos(2\pi(f_R - f_L)t + \phi(t)) \tag{2.22}$$

donde V_R es el voltaje pico del voltaje de entrada de RF, f_R es la frecuencia de la señal RF, f_L es la frecuencia de la señal del oscilador local o frecuencia intermedia y $\phi(t)$ es la fase instantánea respecto al oscilador local.

Como se observa se obtienen dos componentes con frecuencias nuevas, la suma de las frecuencias de entrada y la diferencia de éstas. A la salida del filtro pasa-bajo la componente suma es eliminada por lo que obtiene idealmente $V_R \cos(2\pi(f_R - f_L)t + \phi(t))$.

Para obtener el producto de las señales, los mezcladores reales utilizan la respuesta no-lineal de dispositivos semiconductores como diodos o transistores. Las especificaciones críticas de un

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

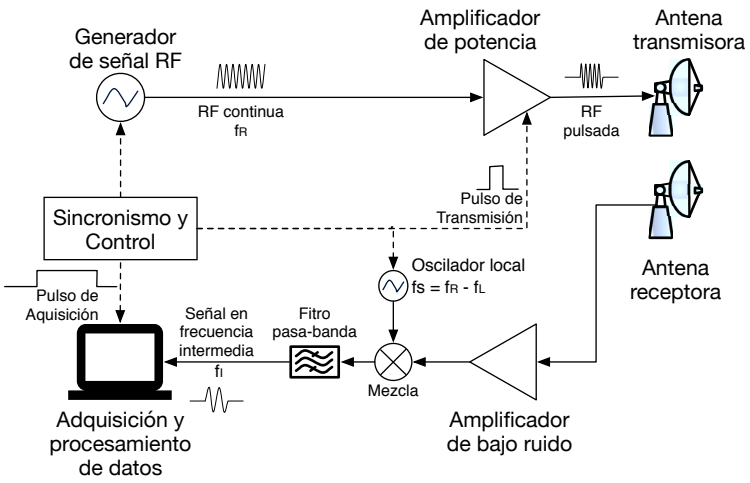


Figura 2.6: Radar con receptor superheterodino. Nótese que el oscilador trabaja a una frecuencia tal que la diferencia entre ésta y la señal recibida es la frecuencia intermedia f_I

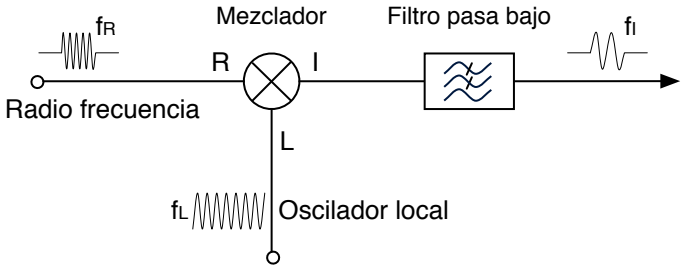


Figura 2.7: Mezclador ideal con filtro pasa bajo para obtener un *down converter*. La señal resultante f_I es igual a $f_R - f_L$

mezclador son (Edde ([21]):

Figura de ruido es una medida del ruido generado por el mezclador

Pérdida por conversión es la relación entre la potencia de la señal RF de entrada R y la potencia de la señal a la salida I $L_{MC} = P_{RF}/P_{IF}$

Aislamiento es la atenuación en los otros puertos a señal inyectada en un puerto. Existen cuatro parámetros de aislamiento importantes:

- $L_{R-L} = P_{RI}/P_{LO}$ pérdida del puerto R al puerto L, importante para evitar pérdidas de señal en receptores multicanales que un oscilador local común,
- $L_{L-R} = P_{LI}/P_{RO}$ pérdida del puerto L al puerto R, previene que el oscilador local radie a través del puerto R hacia la antena (re-radiación),
- $L_{R-I} = P_{RI}/P_{IO}$ pérdida del puerto R al puerto I, no importante si la RF y la IF están bien separadas,

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

- $L_{L-I} = P_{LI}/P_{IO}$ pérdida del puerto L al puerto I, es la menos importante ya que el oscilador local suele estar bien separado de la IF.

Armónicos y espurios son causados por no-linealidades en el mezclador

VSWR o pérdidas de retorno causados por las reflexiones o desacople de impedancias en cada puerto

Las configuraciones más comunes de mezcladores pasivos, es decir, que no requieren de potencia adicional ni tienen elementos activos como transistores, se basan en diodos. Un mezclador balanceado tiene dos diodos mientras que uno doblemente balanceado tiene cuatro diodos. Ambos tienen buen aislamiento entre LO y RF (Figura 2.8) .

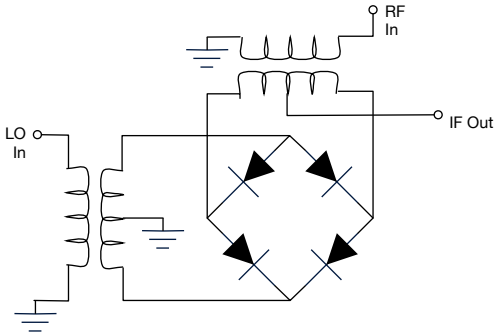


Figura 2.8: Mezclador doble balanceado. Los diodos, al estar dispuestos en forma simétrica, logran eliminar gran parte de la señal original y los armónicos impares.

El hecho de utilizar pares de diodos suprime los armónicos pares al existir simetría en la función de transferencia (Edde [21]). Los mezcladores doblemente balanceados utilizan cuatro diodos, lo que, además de las ventajas del balanceo, introduce mejor aislamiento entre R y L y menor respuesta espuria.

2.2.6. Receptor digital coherente

Un radar Doppler tiene etapas de detección síncrona, es decir, que están en sincronía con el oscilador de transmisión (Doviak & Zrnic [4], pag 50.), lo que define un receptor coherente. Debido a que las señales Doppler contienen no sólo información de amplitud también de fase, es crucial conocer estas componentes para una correcta de-modulación.

Una forma de obtenerlas es indirectamente, conociendo la amplitud de la señal en fase (I) y la amplitud de la señal en cuadratura (Q). Estas señales se obtienen al mezclar la señal recibida con las señales obtenidas de un oscilador sincronizado que genere una en fase y la otra desfasada 90°. De esa forma, la señal resultante es:

$$v(t) = I(t) + jQ(t). \tag{2.23}$$

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

Una forma de obtener estas componentes es utilizando receptores enteramente digitales. Aunque el receptor analógico tuvo muchos años de vigencia, las técnicas actuales permiten realizar receptores enteramente digitales en un sólo chip (Seely [23], Chien [22]).

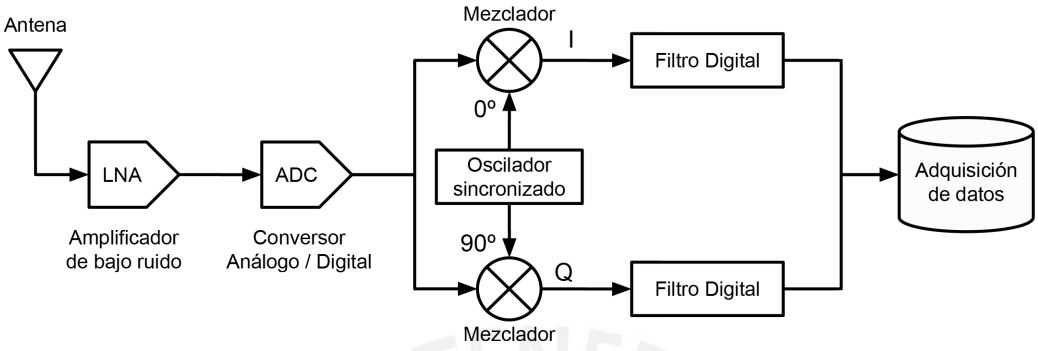


Figura 2.9: Diagrama de bloques de un receptor digital coherente. La información de fase se obtiene a partir de las componentes en fase y en cuadratura.

La Figura 2.9 muestra el Diagrama de bloques de un receptor digital coherente. Nótese que la detección se puede realizar en banda base o en una frecuencia intermedia. La señal de la antena y la señal del oscilador local tendrían la misma frecuencia en el caso del receptor homodino.

Chien [22], pag. 268, explica las partes de un receptor digital (Figura 2.9). Consiste en una fuente analógica, en este caso la señal recibida por la antena, que previamente es filtrada y amplificada por un amplificador de bajo ruido (LNA). A continuación la señal es digitalizada por un conversor análogo-digital (ADC) y luego es multiplicada digitalmente por una señal de referencia para obtener la frecuencia intermedia o la señal en banda base.

Además de la señal de entrada RF se obtienen dos señales. Una es producto de la multiplicación por la referencia, y la otra es producto de la multiplicación por la referencia desfasada 90°. El objetivo es obtener información no sólo de magnitud, también de fase respecto a la referencia.

Cabe señalar que el receptor digital concentra su selectividad en el filtro digital. Este filtro, para el caso del radar Doppler, suele ser un filtro adaptado (*matched filter*) con el fin de obtener la mejor relación de señal a ruido, tal como se explicó en la sección sobre ruido y filtro adaptado.

Finalmente, es importante señalar que el receptor digital permite detectar señales por debajo del nivel de ruido utilizando técnicas de integración coherente e incoherente. Lindseth et al.(2012) [24] y Riddle et al.(2012) [25] señalan un ejemplo donde 21 dB de ganancia de obtienen utilizando 128 integraciones coherentes. Además, 16.5 dB pueden ser obtenidas con 17 integraciones incoherentes. El efecto negativo de ello es reducir el ancho de banda o cambios Doppler visibles y producir solapamiento (*aliasing*) por señales en bandas contiguas.

2.2.7. Filtros

Otro de los elementos esenciales a utilizar tanto en transmisión como en recepción son los filtros de onda o simplemente filtros. Son dispositivos que permiten discriminar entre las bandas de fre-

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

cuencia, dejando pasar una banda y rechazando las otras (Orr, 1981. [26]). Un filtro genérico puede ser representado como un dispositivo de cuatro puertos y puede estar conformado por inductores, condensadores, resistencias y posiblemente elementos activos como transistores o amplificadores operacionales (Williams, 1995 [27]).

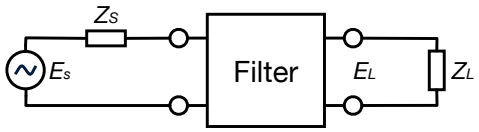


Figura 2.10: Filtro genérico. Z_s es la impedancia del generador y Z_L la impedancia de la salida.

Un filtro genérico es mostrado en la Figura 2.10. Matemáticamente la respuesta en frecuencia puede ser expresada mediante dos polinomios en el dominio de Laplace s donde $s = j\omega$ ($j = \sqrt{-1}$ y ω es la frecuencia en radianes por segundo, $2\pi f$)

$$T(s) = \frac{E_L}{E_S} = \frac{N(s)}{D(s)}. \tag{2.24}$$

Williams [27] explica que las raíces del denominador $D(s)$ son llamados los polos y las raíces del numerador $N(s)$ son referidos como los ceros. Éstos pueden ser graficados en un plano complejo. Existen restricciones matemáticas en la ubicación de los polos y ceros que definen si un filtro es realizable o no. Éstos deben aparecer en pares conjugados, excepto para polos y ceros reales, los cuales deben aparecer singulares. Además los polos deben estar en el plano negativo.

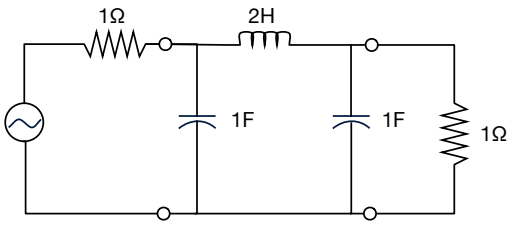


Figura 2.11: Filtro pasa bajos normalizado

Por ejemplo, el filtro pasa bajo de la figura anterior, normalizado a frecuencia de corte $\omega_c = 1$ rad/s (radián por segundo), y cuya función de transferencia $T(s) = \frac{1}{s^3+2s^2+2s+1}$ tiene la siguiente representación en el plano complejo

Williams [27] plantea los pasos para el diseño de filtros, en base a que existen muchos parámetros que los caracterizan. La respuesta en frecuencia suele ser el primer paso en definirse. Luego de establecido este requisito, el ingeniero debe seleccionar el diseño del filtro que más se acerque a ese requisito.

Lo usual es transformar el requisito de respuesta a una normalizada cuya frecuencia de corte sea 1 rad/s. Esa respuesta es comparada con la encontrada en curvas estándar. Luego que se encuentre la forma de respuesta adecuada se de-normaliza aplicando un factor de escala de frecuencia $FSF =$

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

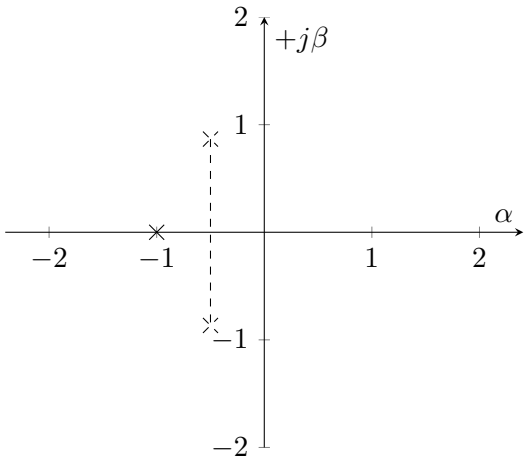


Figura 2.12: Representación en el plano complejo de un filtro pasa-bajo

F_r/F_g donde F_r es la frecuencia deseada y F_g la frecuencia normalizada, que en unidades de radianes por segundo sería igual a 1.

Existen cuatro tipos de respuesta en frecuencia genéricos (Ludwig, 2000 [28]), los filtros pasa-bajo, los filtros pasa-alto, los pasa-banda y los rechaza-banda. La normalización, señala Ludwig [28] y Williams [27], simplifica enormemente el trabajo de desarrollar filtros. Cuando se están diseñando filtros deben considerarse los siguientes parámetros (Ludwig [28] pag. 204):

Pérdidas por inserción (*insertion loss*). Idealmente, un filtro no inserta pérdidas de potencia en la banda de paso. Sin embargo, los elementos no son perfectos e introducen pérdidas. Suelen medirse en decibelios (dB),

Risado (*ripple*), qué tan plana es la respuesta del filtro en frecuencia en la banda de trabajo, o la diferencia entre el mínimo y el máximo pico de respuesta, también en dB,

Ancho de banda (*bandwidth*) para un filtro pasa-banda es la diferencia entre la mayor y la menor frecuencia dada a 3dB de atenuación: $BW_{3dB} = f_u - f_l$

Factor de forma, es decir, qué tan abrupta es la respuesta del filtro. Suele tomarse en relación de frecuencias a 3dB y 60dB: $SF = BW_{3dB}/BW_{60dB}B$

Rechazo se espera que un filtro tenga una respuesta de más de 50 dB de atenuación fuera de la banda de trabajo.

Williams ([27], pag. 2.21) especifica además dos características que son importantes para el diseño de filtros que nacen de la respuesta impulsiva, en especial de filtros pasa bajos: *group delay* o retardo de grupo, que es la respuesta de la fase en frecuencia y tiempo de respuesta (*time delay*), es decir, la respuesta del filtro en el tiempo. Estos parámetros suelen ser críticos para el diseño de filtros que trabajan con pulsos, como es el caso del radar.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

Ludwig [28] pag. 208, desarrolla las relaciones matemáticas entre la respuesta de la fase en el tiempo y en la frecuencia.

$$\phi(\omega) = tan^{-1}\left(\frac{\Im\{H(\omega)\}}{\Re\{H(\omega)\}}\right), \tag{2.25}$$

$$t_g = \frac{d\phi(\omega)}{d\omega}. \tag{2.26}$$

Debido a que se desea conocer la fase de la señal, independientemente de su frecuencia, es deseable que la respuesta del filtro tenga una respuesta en fase lineal con la frecuencia, es decir, $\phi \propto \omega A$, con A una constante. Entonces el retardo de grupo se vuelve una constante $t_g \propto A$

Cabe señalar que, para diseñar filtros en UHF, es necesario diseñar con especial cuidado no sólo los componentes discretos, también los conductores, la separación entre ellos e inclusive el soporte dieléctrico, ya que todo ello influye en la respuesta en frecuencia (Ludwig [28] pag. 2). Por esa razón los conectores, cableados e inclusive los componentes discretos deben ser considerados como líneas de transmisión o con modelos que representen su respuesta en todas las frecuencias.

Por la razón anterior se opta por diseñar filtros pasa-banda usando líneas de transmisión en vez de elementos discretos como resonadores. Vizmuller [29], pag. 237, precisa además una ventaja adicional: el usar lineas de transmisión en vez de circuitos LC discretos logra obtener un factor de calidad Q mucho mayor que los posibles mediante componentes discretos. Eso permite filtros mucho más selectivos y de bajas pérdidas, y además pueden ser ajustados en frecuencia en un rango mayor.

Vizmuller [29], pag. 114, describe una técnica para obtener filtros de alta calidad, bajas pérdidas de inserción y respuesta de selectividad elevada haciendo que los resonadores se acoplen los unos a los otros. Sin embargo, la complejidad del circuito plantea utilizar computadores para realizar el diseño. Ello combinado con la complejidad propia del diseño de líneas de transmisión obliga a optar por diseñar los filtros mediante software.

Zverev [30] señala que existen diversos tipos de filtros y que pueden ser clasificados en términos de su frecuencia de trabajo en tres grandes grupos: filtros de audio-frecuencia, filtros de radio-frecuencia y filtros de microonda. Además Zverev clasifica los filtros según sus componentes. La Figura 2.13 muestra la clasificación de filtros pasivos.

Zverev [30], pag. 20, señala además que para el rango de frecuencias de microonda o UHF se utilizan filtros de elementos distribuidos, señalando que para frecuencias UHF y las primeras bandas de microonda se suelen usar filtros helicoidales o coaxiales. Yendo más adelante, Zverev [30], pag. 27 precisa que para filtros en VHF o UHF, de alta calidad (elevado Q), se deben utilizar filtros distribuidos de tipo cavidad.

En frecuencias UHF ($\lambda/4$ entre 75 m y 15 cm), utilizar lineas de transmisión puras o filtros helicoidales requerirían cajas o estructuras metálicas de gran tamaño. Sin embargo, los filtros *combline* son compactos y mecánicamente estables ya que el elemento resonante es menor a $\lambda/8$, es decir, alrededor de 8 cm.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

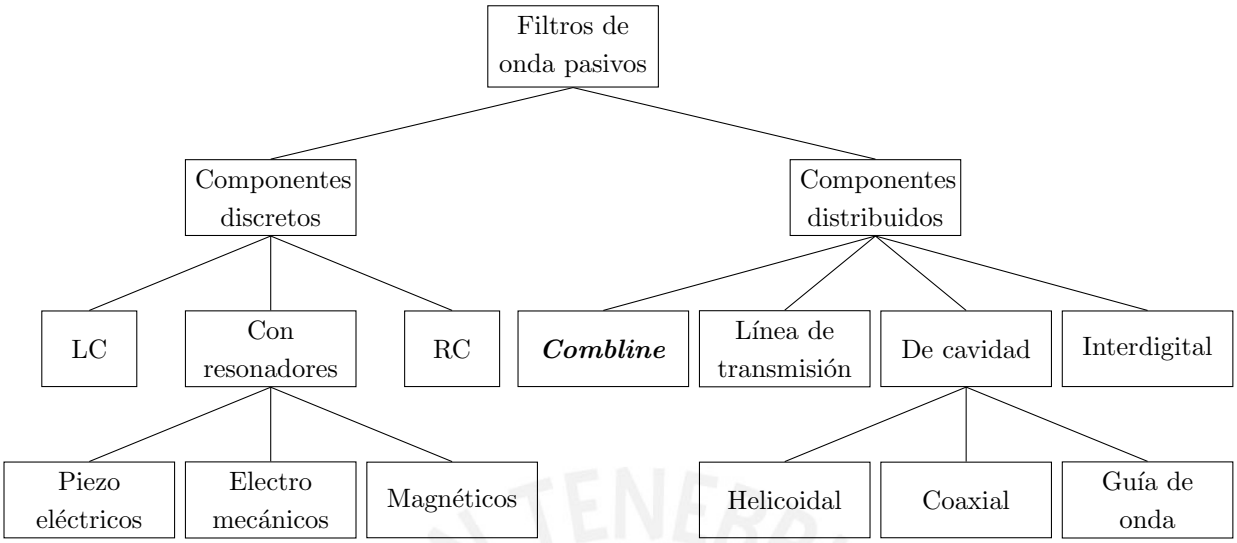


Figura 2.13: Tipos de filtros pasivos según sus componentes. Se decide utilizar filtros *combline* por su facilidad de realización en UHF

Zverev [30], pag. 28, describe los filtros *combline*, los cuales consisten en un capacitor en paralelo a una barra o cilindro de cobre o de un buen conductor. Wade [1] señala ejemplos prácticos de filtros VHF y UHF *combline* y describe un procedimiento de diseño basado en el software gratuito *Ansoft Designer SV (Student Version)*. El software puede ser descargado desde http://www.rfglobalnet.com/doc/ansoft-designer-sv-0001 .

En la Figura 2.14 se muestra un ejemplo de filtro *combline* de tres elementos resonantes. Nótese la ubicación de los capacitores ajustables y cómo se distribuyen las barras. Wade [1] precisa los factores críticos del desarrollo de estos filtros: capacitores de elevada calidad y bajas pérdidas, cajas metálicas de muy buena conductividad y barras aterrizadas firmemente.

El procedimiento de diseño e implementación descrito por Wade [1] consiste básicamente en los siguientes pasos.

1. Definir los parámetros del filtro como son frecuencia central, ancho de banda, impedancia de entrada y salida, y forma de la respuesta en frecuencia,

2. Escoger una caja metálica y determinar sus dimensiones,

3. Introducir los parámetros del filtro en el software *Ansoft Designer*,

4. Repetir el paso anterior hasta que las barras y capacitores encajen precisamente en la caja.

Nótese la necesidad de realizar varias iteraciones hasta que los elementos encajen en la caja seleccionada. Wade [1] concluye que estos filtros *combline* con barras metálicas entregan muy buena performance y pueden ser construidos utilizando trabajo metálico de baja complejidad.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

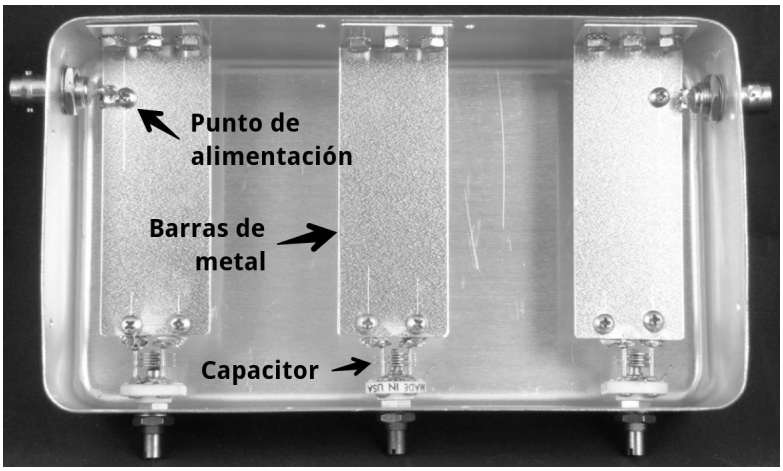


Figura 2.14: MHz *combline* para UHF. Nótese la ubicación de los capacitores variables. Tomado de Wade [1]

Finalmente, la sintonización de estos filtros se logra mediante generadores de señales o analizadores de puertos. Para lograr la sintonía se debe primero ajustar los capacitores a la frecuencia de trabajo y luego se deben ir ajustando para obtener la forma de la respuesta en frecuencia.

A modo de resumen, el presente capítulo desarrolló el marco teórico enfocado en el diseño de las etapas de conversión de frecuencia tanto para transmisión como para recepción. Fue necesario describir por qué es necesaria la conversión de frecuencia, cómo se logra ésta, la necesidad de intercalar filtros para rechazar imágenes y entregar señales sinusoidales, y los criterios que debe seguir el diseño en frecuencias UHF.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

TESIS PUCP

Capítulo 3

Diseño en hardware

3.1. Especificaciones iniciales

Jimenez [31] presenta una metodología de diseño electrónico enfocado a pruebas de laboratorio y que en términos generales puede se aplicado como una metodología de diseño.

Según Jimenez, el primer paso para diseñar un sistema electrónico es la recolección de los requisitos funcionales o especificaciones. Luego sigue levantar diagramas esquemáticos, proceder con simulaciones por bloque, realizar el montaje, realizar pruebas y, en base a iteraciones, proceder a realizar ajustes y mejoras.

Las especificaciones más importantes que se recolectaron en las primeras reuniones se muestran en la tabla 3.1. Nótese el uso de conectores tipo *SubMiniature version A* o conector RF coaxial sub miniatura (SMA), Conector tipo N (N-Type) y Conector *Bayonet Neill–Concelman* (BNC).

3.2. Diagrama de bloques inicial

A partir de las especificaciones y, conociendo los equipos del ROJ desarrollados y disponibles, se procedió a elaborar un diagrama de bloques que, de manera acumulativa, recolecte las especificaciones y comentarios asi como parámetros de funcionamiento.

El radar perfilador de vientos se basa en un radar cuasi-monoestático como se explicó en la sección 1.2.3. En base a ese diagrama y definiendo qué equipos se reutilizarán del ROJ, se procedió a esbozar un diagrama de bloques inicial. Este se muestra en la Figura 3.1. Nótese la separación entre los equipos disponibles en el ROJ, los equipos a diseñar en la presente tesis y los equipos adicionales a diseñar o adquirir tales como el transmisor y el arreglo de antenas.

Los sistemas del ROJ ya desarrollados y que se reutilizan en el radar perfilador de vientos UHF se resumen en la tabla 3.2.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

Cuadro 3.1: Especificaciones del radar perfilador de vientos.

Especificación	Valor
Sincronización	GPS de 1pps
Reloj Maestro	10 MHz y 60 MHz
Arreglo de antenas	01 para transmisión. 03 para recepción
Ganancia Antena Transmisión	17 dB
Ganancia Antena Recepción	24 dB
Impedancia de conexiones y cables	50 Ω para conexiones SMA, N-Type y BNC
Frecuencia de operación	445 MHz
Potencia de transmisión	5 kW
Nivel de señal antes del transmisor	10 dBm
Resolución espacial	75 m
Rango máximo	10 km
IPP a 10 km	66 μs
Sensibilidad meteorológica	0 dBZ a 10 km
Máxima señal meteorológica	60 dBZ a 1 km
Turbulencia débil C_n^2	6 $\times 10^{-17}$ $m^{-2/3}$ a 10 km
Turbulencia fuerte C_n^2	3 $\times 10^{-13}$ $m^{-2/3}$ a 1 km
Ancho mínimo de pulso de código	0.25 μs
Modulación por código	BPSK
Frecuencia intermedia	25 Mhz
Frecuencia del oscilador local	420 Mhz
Ancho de banda analógico	25 Mhz
Ancho de banda digital	4 Mhz
Canales de recepción	03

Cuadro 3.2: Sistemas y equipos desarrollados o adquiridos por el ROJ

Equipo	Función	Origen
GPS *Global Positioning System*)	Pulso 1pps y reloj de 10 MHz	Trimble *Thunderbold*
Frecuencias de Referencia	Reloj de 60MHz, referencia de 420 MHz	ROJ 2012 [15]
Controlador de Radar (CR)	Sincronización, ventana de muestreo, código	ROJ
Direct Digital Syntetizer(DDS)	Generador de RF	ROJ 2010 [14]
Sistema de Adquisición	*Jicamarca Adquisition Radar System*	ROJ 2010 [32]

El detalle de las funciones de cada sistema se describe a continuación:

GPS. Todo el sistema es sincronizado a precisión con un pulso de 1 Hz y un reloj de 10 MHz obtenidos a partir de un receptor GPS (*Global Positioning System*) marca Trimble modelo *Thunderbold*.

Generador de Reloj de Referencia, basado en el chip AD9548 de *Analog Devices*, que permite

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

obtener señales de reloj en onda cuadrada desde 1 kHz hasta 450 MHz (ROJ, 2012 [15]).

Control de Radar, dispositivo encargado de generar los pulsos de sincronización, de ventana de muestreo, los códigos binarios a modular en la portadora, el pulso de transmisión y el tren de pulsos RF a transmitir. Está basado en chips FPGA (*Field Programable Gate Array*)

Generador de RF, se utiliza el sintetizador digital directo (*Direct Digital Syntetizer(DDS)*)(ROJ, 2010 [14]), basado en el chip AD9854 de *Analog Devices*. Se encarga de generar la señal de radio frecuencia modulada en fase binaria (BPSK) y pulsada entre 10 y 100 MHz.

JARS La etapa de adquisición de datos JARS, basado en el chip AD6620, trabaja hasta 100MHz con ancho de banda de hasta 6 MHz (ROJ 2010. [32]).

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

TESIS PUCP

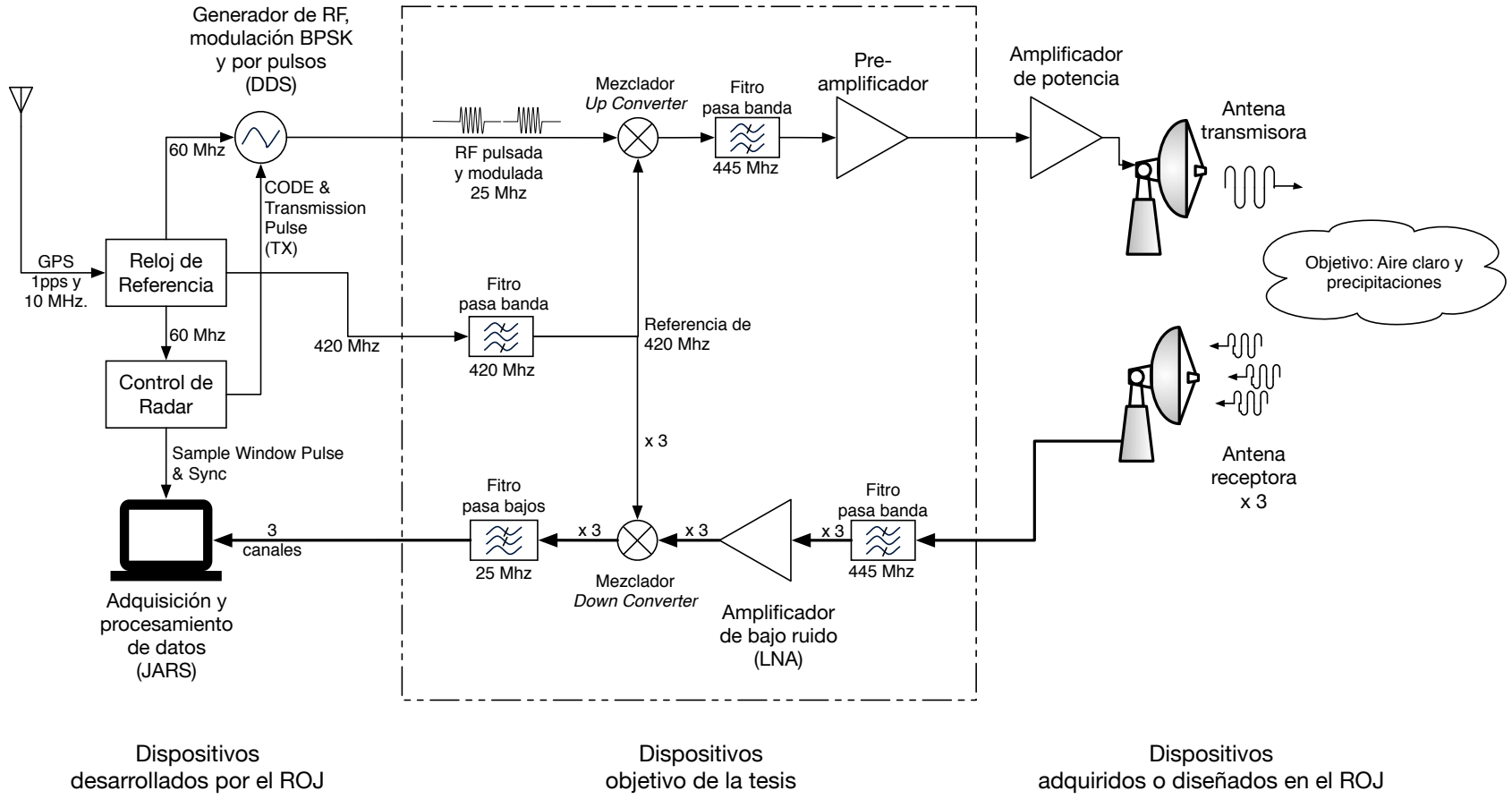


Figura 3.1: Diagrama en bloques del radar cuasi-monoestático UHF. Al centro, en línea punteada se señalan los bloques trabajados en la presente tesis. Nótese los equipos desarrollados en el ROJ al lado izquierdo y los equipos diseñados o adquiridos al lado derecho.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

3.3. Generación de frecuencias de referencia

Para obtener las señales de referencia, es decir, el reloj maestro de 60 MHz y la señal sinusoidal de 420 MHz se utilizó la tarjeta de evaluación basada en el chip AD9548 de *Analog Devices* (ver Figura 3.2).

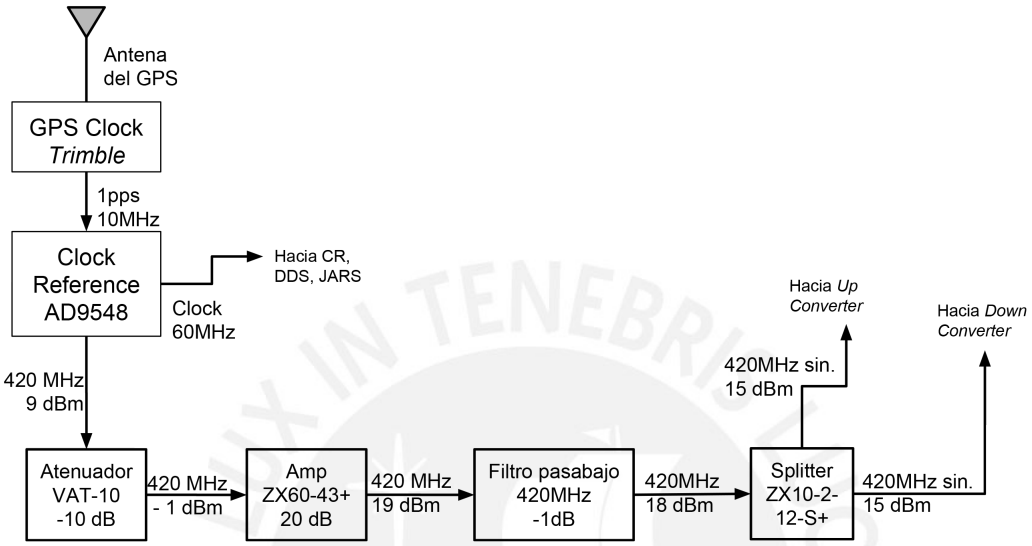


Figura 3.2: Diagrama de bloques de la etapa de generación de frecuencias de referencia. Se utiliza un GPS para obtener una señal inicial de referencia precisa de 10 MHz y 1 pulso por segundo (pps).

Un receptor GPS marca Trimble, modelo *Thunderbold*, entrega un pulso por segundo (1 Hz) y una señal de 10 MHz a partir de un receptor GPS (*Global Positioning System*) marca Trimble modelo *Thunderbold*. En los anexos se incluye la hoja de datos del dispositivo.

Esas señales son las entradas del dispositivo basado en el chip AD9548 de *Analog Devices*, que permite obtener señales de reloj desde 1 kHz hasta 450 MHz (ROJ, 2012 [15]). Se escogió utilizar la tarjeta de evaluación que provee *Analog Devices*.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

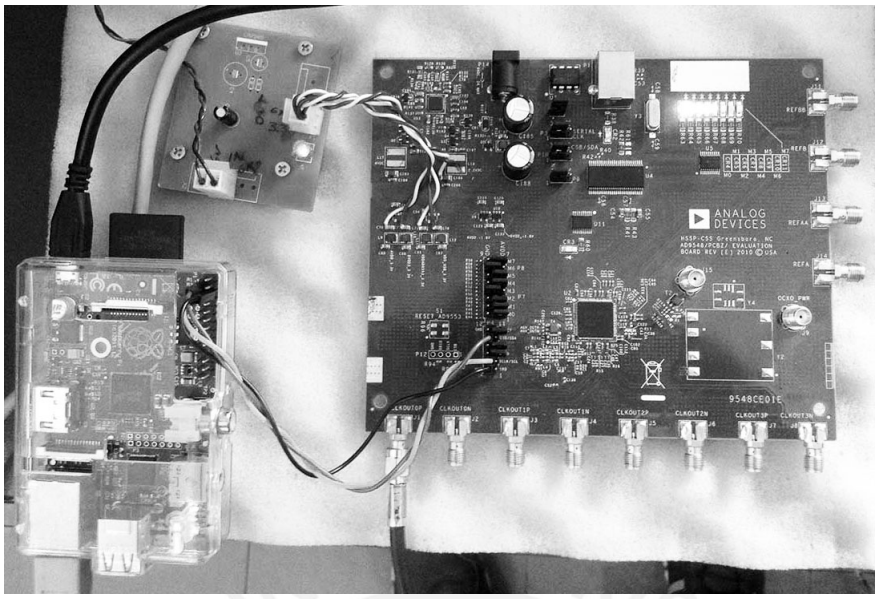


Figura 3.3: Generador de frecuencias de referencia. Se conecta a una micro-computadora *Raspberry PI* para poder configurarla.

Se desarrolló además en el ROJ un software programado en lenguaje *Python*, basado en web, que permite configurar la tarjeta de evaluación y donde se definen qué frecuencias debe generar. Nótese que las frecuencias que entrega el sistema deben tener como mínimo común múltiplo un número menor a 450, la máxima frecuencia interna de reloj, por lo que las posibles frecuencias de trabajo están limitadas.

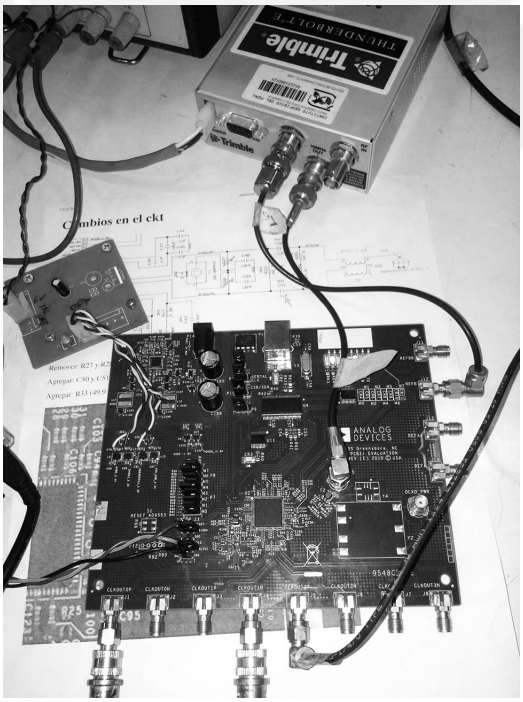


Figura 3.4: Tarjeta de evaluación del chip AD9584 conectada a la referencia GPS marca Trimble

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

Durante la configuración del reloj maestro se encontró una limitación de fábrica. La tarjeta de evaluación sólo permite frecuencias menores a 240 MHz debido a que el filtro reconstructivo está diseñado a esa frecuencia de corte. Por esa razón se procedió a modificar el filtro y re-diseñarlo para que permita generar frecuencias de hasta 450 MHz.

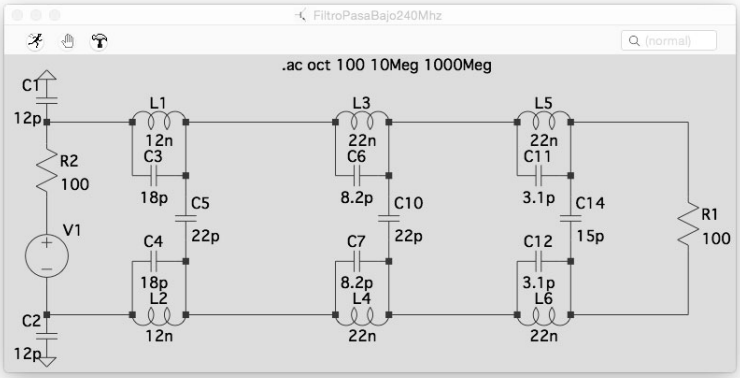


Figura 3.5: Circuito del filtro reconstructivo a 240 MHz, antes de ser modificado. Simulación con el software LTSpice

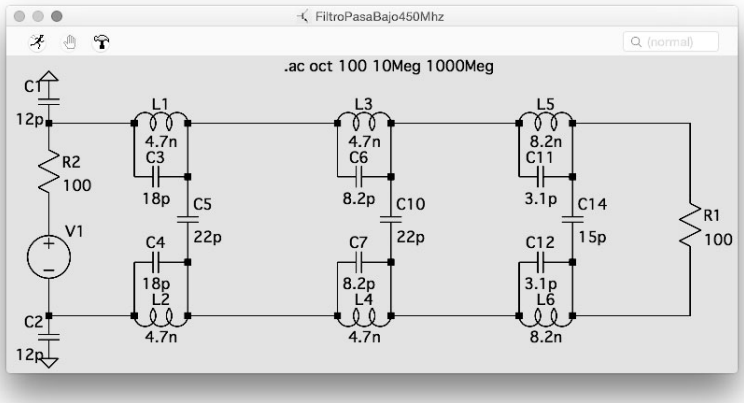


Figura 3.6: Circuito del filtro re-constructor modificado a 450 MHz, simulado en LTSpice. Nótese el cambio en las bobinas L1, L2, L3, L4, L5 y L6 para incrementar la frecuencia de corte.

Para determinar los elementos del filtro se utilizó el software *Ansoft Designer SV (Student Version)* y para simular la respuesta del filtro se usó LTSpice. Sin embargo, debido a limitaciones en los componentes en el inventario del ROJ se decidió sólo cambiar las bobinas y realizar las simulaciones correspondientes según su disponibilidad.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

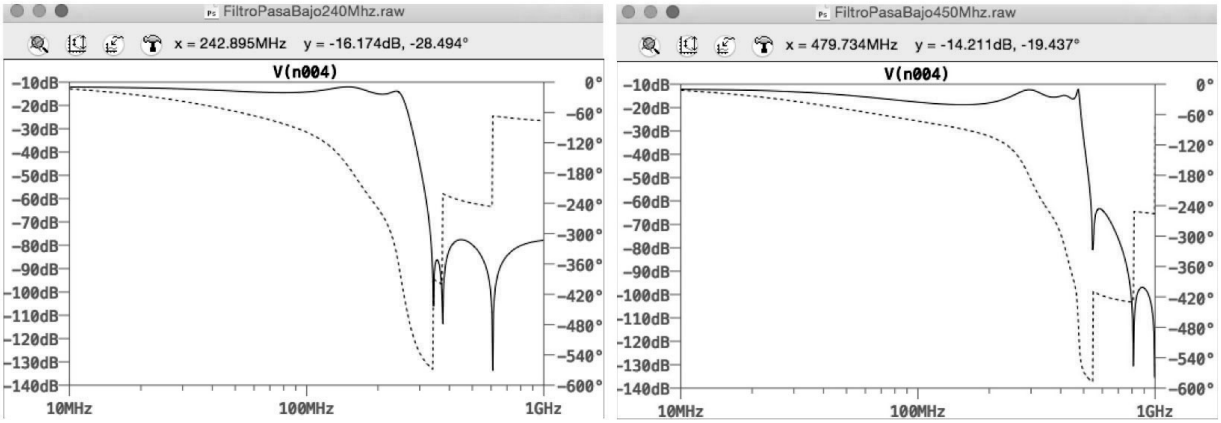


Figura 3.7: Simulación del filtro re-constructor en LTSpice. Al lado izquierdo el filtro original y al derecho el filtro modificado. Nótese que la frecuencia de corte ahora es 450 MHz.

Finalmente, fue necesario remover el oscilador local de la tarjeta para permitir la conexión al GPS, lo que significó remover una resistencia y colocar dos capacitores de 0.1 μF. El trabajo se realizó en los laboratorios del ROJ.

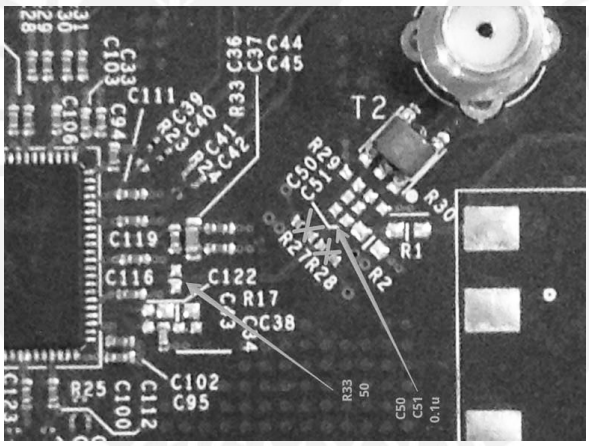


Figura 3.8: Modificaciones en la tarjeta de la referencia de frecuencias. Se retira una resistencia y se agregan un par de capacitores para permitir la conexión del GPS

Para obtener la señal de referencia de 420 MHz se procedió a programar la tarjeta de evaluación o *clock reference* para que genere 10 MHz, 60 MHz y 420 MHz. El mínimo común múltiplo de estas frecuencias es 420. Sin embargo, el *clock reference* genera señales de forma cuadrada. Para ser mezclada sin generar componentes espurias, la señal de 420 MHz debe ser una onda sinusoidal pura. Por esa razón se requería un filtro pasa-banda sintonizado a 420 MHz.

Se procedió a diseñar el filtro de 420 MHz utilizando el software *Ansoft Designer SV (Student Version)* y siguiendo el procedimiento descrito por Wade [1]. La construcción del prototipo se realizó en los laboratorios del ROJ.

Primero se ingresan los datos básicos del filtro: frecuencia central, ancho de banda y número de elementos o *tabs* que conforman el filtro. Luego se ajustan los valores de Impedancia de linea de transmisión (*Tline impedance*) y longitud eléctrica (*Electrict lenght.*)

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

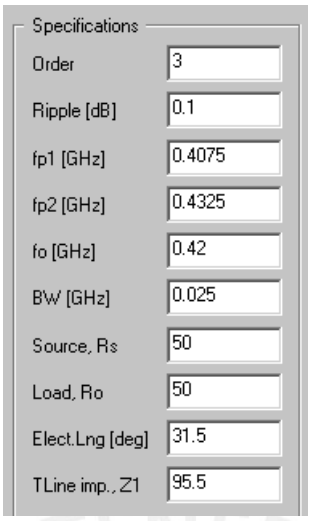


Figura 3.9: Ingreso de parámetros del filtro *combline* a 420 MHz y con 25 MHz de ancho de banda. Se ajustó los valores de *Electric Lng.* y *TLine Impedance* para obtener una caja de 105 mm por 70m por 35 mm

El siguiente paso es ingresar la constante dieléctrica y el ancho de las barras. El aire tiene constante 1 y las barras son de cobre de 1.6 mm de espesor. En la Figura 3.10 se puede ver que el software ya entrega valores de capacitores, ancho y alto de las barras y separación entre éstas.

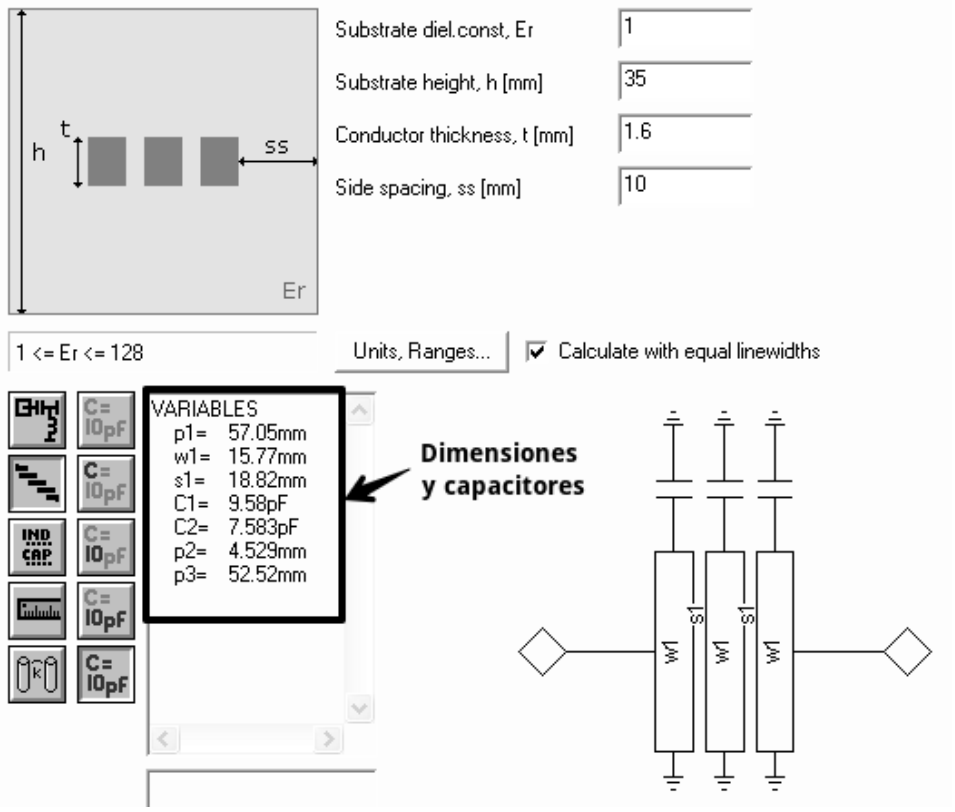


Figura 3.10: Ingreso de datos para el filtro *combline* a 420 MHz y obtención de los valores de los capacitores y dimensiones y espacio entre barras

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

Con los datos ya ingresados se procede a realizar la simulación del filtro. En la Figura 3.11 puede verse cómo se comporta las pérdidas del filtro, así como el comportamiento de la fase y del retardo respecto a la frecuencia. Nótese que dentro del ancho de banda la fase tiene comportamiento aproximadamente lineal y el retardo suele ser aproximadamente constante.

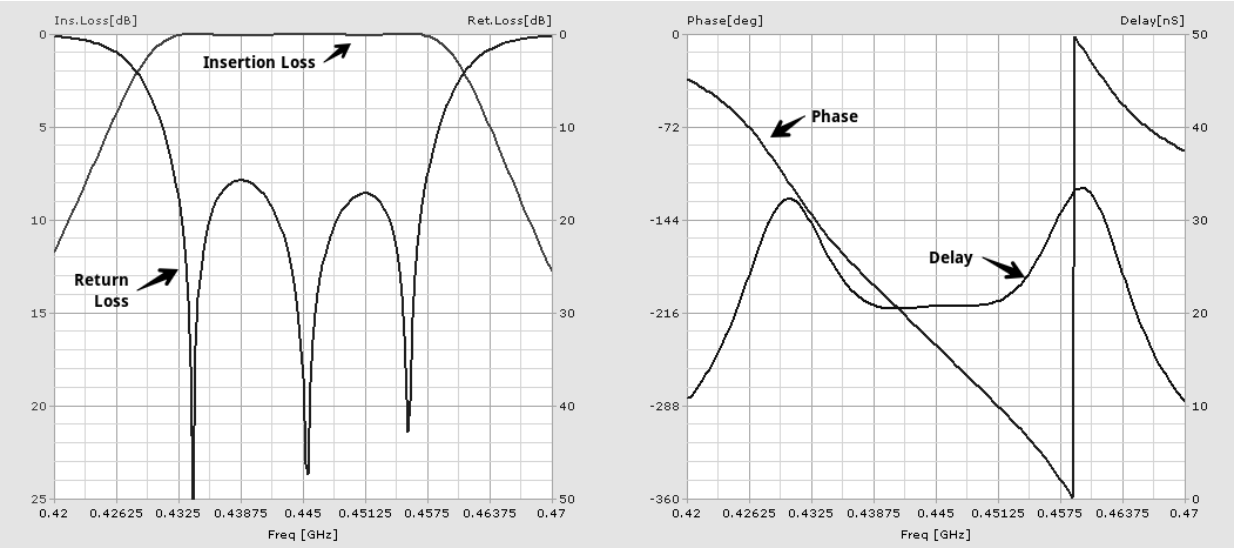


Figura 3.11: Resultado de simulación de filtro. Al lado izquierdo la pérdida de inserción y las pérdidas de retorno vs. frecuencia. Al lado derecho la fase y el retardo. Nótese que en el ancho de banda el retardo es aproximadamente constante y la fase es aproximadamente lineal.

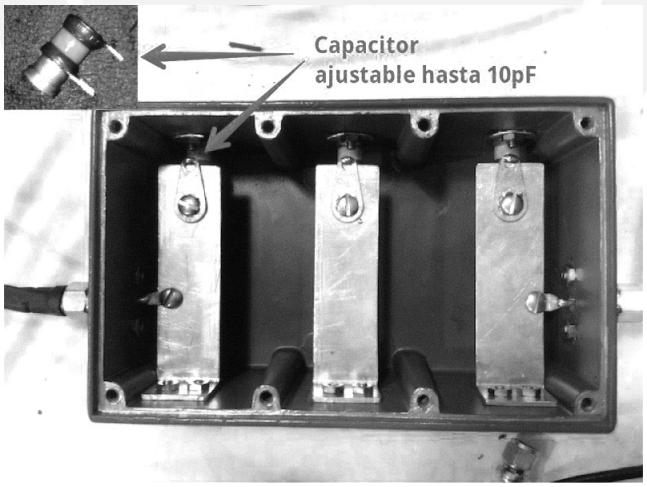


Figura 3.12: Primer prototipo de filtro *combline* construido para una frecuencia de 420 MHz. Nótese el capacitor ajustable de alta calidad.

El software entregó capacitores de 6 a 8 pF. Con ese valor se determinó si están disponibles en el inventario del ROJ y se encontró capacitores variables de alta calidad de 0.8 a 10 pF. Debido al rango del capacitor el filtro es fácilmente ajustable en rango de frecuencias UHF por lo que se utilizó también en la etapa de 445 MHz.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

3.4. Generación RF, *up converter* y filtrado

El sistema DDS de ROJ permite generar una señal RF de hasta 100 MHz. Además tiene entradas para modulación BPSK y para modulación por pulsos(TX). Como el radar perfilador UHF trabaja a 445 MHz se decidió diseñar un conversor que eleve la frecuencia de 25 a 445 MHz mediante un mezclador y un filtro.

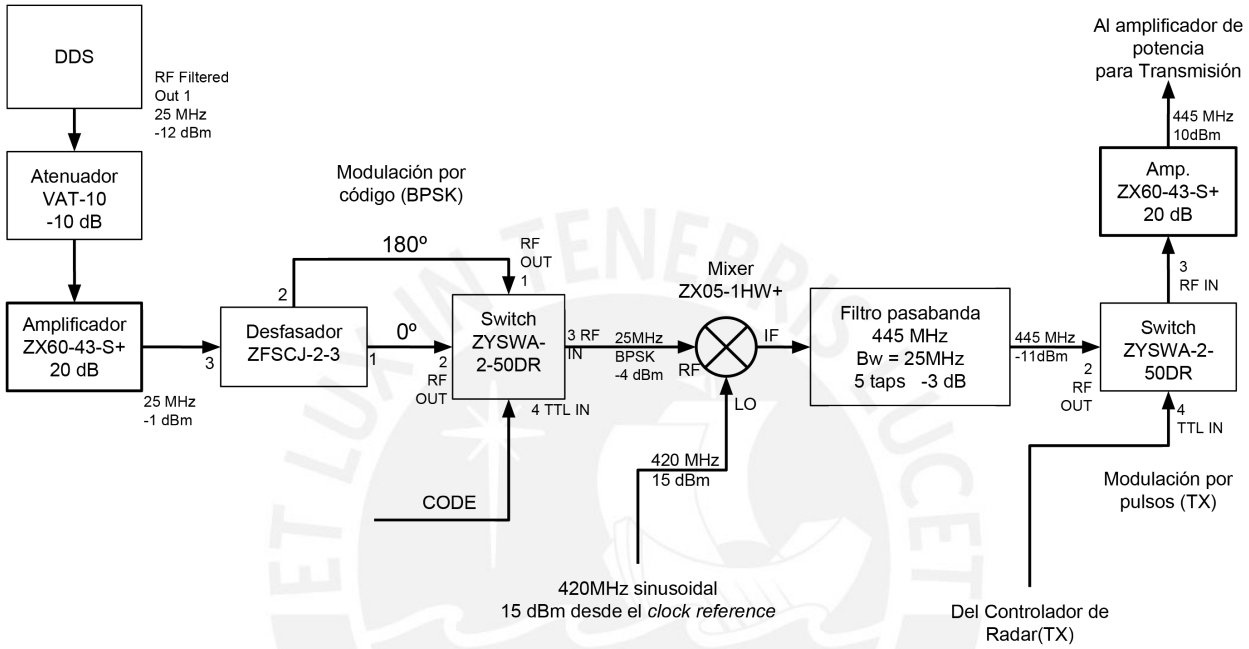


Figura 3.13: Diagrama de bloques de la etapa de generación de RF mediante DDS a 25 MHz y conversión de frecuencia a 445 MHz (*up converter*). Nótese las etapas de modulación BPSK a 25 MHz y la modulación por pulsos a 445 MHz. Fue necesario intercalar amplificadores para adecuar los niveles de señal al mezclador y al transmisor de potencia.

El ancho de banda del filtro debería de ser amplio para evitar recortes de la señal BPSK en frecuencia, cuyo espectro tiene la forma de una función $\cos(x)/x$, pero lo suficientemente angosto para evitar la interferencia entre las imágenes de la mezcla.

Las señales que se obtienen luego de la mezcla de 25 MHz $\times$ 420 MHz tienen componentes en 445 MHz y en 395 MHz. Se optó por utilizar un filtro de corte abrupto de 5 elementos con ancho de banda de 25 MHz. El prototipo del filtro se realizó sobre un perfil de aluminio y con varillas de cobre para disminuir las pérdidas y mejorar la durabilidad del filtro.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

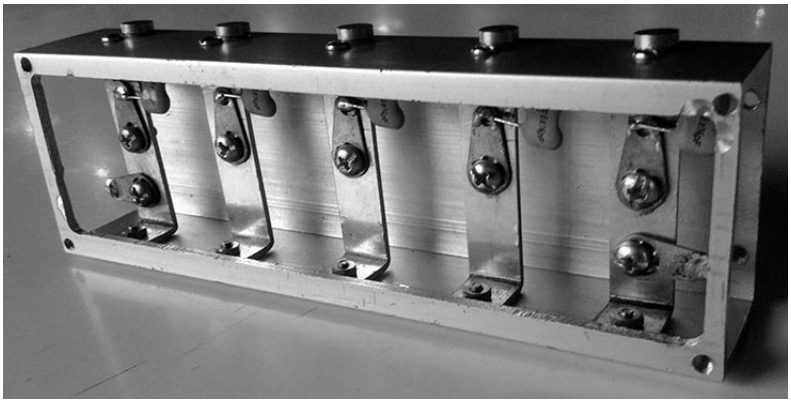


Figura 3.14: Detalle del ensamble del prototipo de filtro *combline* de cinco elementos y corte abrupto, que opera a 445 MHz. Se utilizó un perfil de aluminio como soporte.

Finalmente, el mezclador está basado en un componente de marca *Mini-Circuits*®, modelo ZX05-12MH+. Se puede ver la hoja de datos del dispositivo en los anexos. Se escogió este mezclador debido a su frecuencia de trabajo de hasta 1.2 GHz, buen aislamiento entre puertos (de hasta 45 dB a 450 MHz.) y su robustez y fiabilidad.

Este mezclador se basa en un puente de cuatro diodos a modo de mezclador doblemente balanceado. Para que trabaje adecuadamente y se obtenga un buen nivel de señal luego de la mezcla, es necesario excitarlo con un nivel de señal de entre 10 dBm y 13 dBm.

3.5. Recepción y amplificación de bajo ruido

Para determinar la sensibilidad o potencia mínima detectable del receptor se hace uso de la ecuación del radar para objetivos dispersos 2.4 y los requisitos de sensibilidad descritos en la tabla 3.1. Para este cálculo se escribió un código en lenguaje *ruby*(ver anexos).

En la tabla 3.3 se indican los resultados de calcular la potencia de recepción, dados 5 kW de potencia de transmisión, 10 km de rango y diversas condiciones meteorológicas y de aire claro. Se utilizó el código fuente escrito en lenguaje *ruby* y desplegado en los anexos. Se utilizó código de 1 bit o pulsos 0.25μs.

Cuadro 3.3: Potencia de recepción P_r para potencia de transmisión P_t de 5 kW y rango r_0 de entre 10 km y 500 m

Condiciones	C_n^2	Z	Aire Claro	Meteorológico
Baja turbulencia, nubes cumulus a 10 km	6×10^{-17} $m^{-2/3}$	0 dBZ	-172 dBm	-156 dBm
Turbulencia y lluvia ligera a 10 km	2×10^{-15} $m^{-2/3}$	20 dBZ	-158 dBm	-135 dBm
Lluvia y turbulencia fuerte a 10 km	3×10^{-13} $m^{-2/3}$	60 dBZ	-135 dBm	-96 dBm
Lluvia y turbulencia fuerte a 500m.	3×10^{-13} $m^{-2/3}$	60 dBZ	-109 dBm	-70 dBm

La tabla señala que la etapa de recepción requiere amplificar señales que llegan de la antena en el orden de -180 dBm. Debido a que en la etapa de recepción quien contribuye más con la figura

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

de ruido es el primer amplificador, éste debe ser de bajo ruido (LNA). Se requiere la figura de ruido menor posible por lo que, buscando entre los amplificadores disponibles en la marca *Mini-Circuits*®se optó por el amplificador de bajo ruido ZX60-P33ULN+. (Ver anexo). La figura de ruido de este amplificador es de a 0.4 dB.

Para calcular la ganancia de la etapa de recepción, la potencia del ruido térmico es calculada a partir de un filtro de 25 MHz de ancho de banda y la ecuación 2.16, obteniendo -117 dBm.

Debido a que los vientos y precipitaciones tienen un retorno de radar menor a -170 dBm, se requiere ganancia adicional. Se puede obtener esta ganancia adicional en la etapa del receptor digital mediante técnicas de integración coherente e incoherente. Además, utilizando códigos de modulación con mayor cantidad de bits, del orden de 4 bits o más, se logra transmitir mayor energía y por lo tanto obtener mayor señal de eco en el receptor, sin perder resolución espacial.

Por ejemplo, 21 dB pueden ser obtenidos utilizando 128 integraciones coherentes. Además, 16 dB pueden ser obtenidas con 17 promedios de espectro o más conocidos como integraciones incoherentes, tal como se señala en la sección 2.2.6.

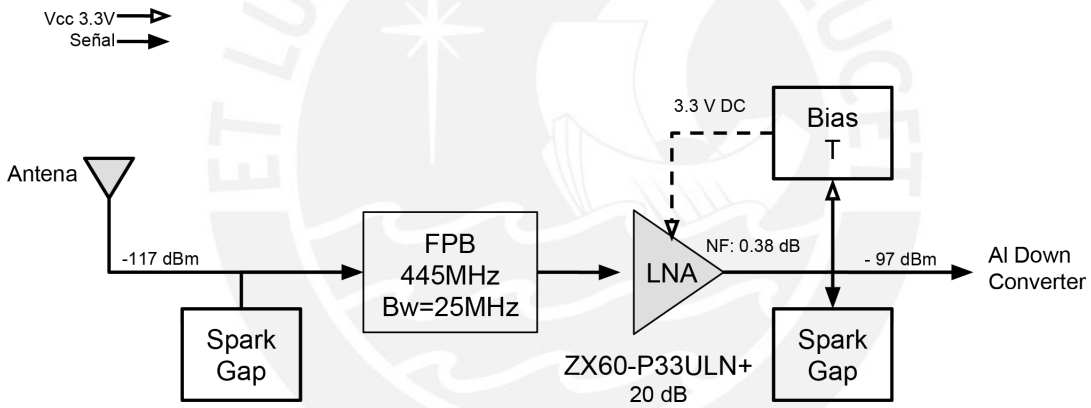


Figura 3.15: Diagrama de bloques de la etapa de pre-amplificación cercana a la antena. Nótese los elementos de protección contra rayos y sobre-voltaje (*spark-gap*) y los elementos para la alimentación del amplificador (*bias-tee*) que permiten enviar los 3.3V a través del cable coaxial sin necesidad de cableado adicional.

Con el fin de acotar el ancho de banda dentro de la frecuencia de trabajo (445 MHz) y con ello mejorar la respuesta al ruido y atenuar señales espurias, se intercalan filtros de 445 MHz previos a los amplificadores LNA y cercanos a las antenas. Estos filtros *combline* tienen un ancho de banda de 25 MHz y son de tres elementos.

Además, para alimentar los amplificadores LNA es necesario enviar 3.3 V y hasta 60 mA por el cable coaxial que viene del *down converter*. Una red de desacople de corriente directa (*bias tee*), conformada por una bobina de 0.5μH y un capacitor de 0.1μF, fue necesaria para separa la DC que viene por el cable coaxial, de las señales RF detectadas por las antenas.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

3.6. Conversión de frecuencia de recepción (*down converter*)

En recepción, luego de amplificar la señal proveniente de la antena, se mezcla nuevamente con la referencia de 420 MHz para obtener 25 MHz. El mezclador, de marca *Mini-Circuits*®modelo ZX05-12MH+, fue seleccionado debido a su frecuencia de trabajo de hasta 1.2 GHz, buen aislamiento entre puertos (de hasta 45 dB a 450 MHz.) y su robustez y fiabilidad y de entre 10 y 13 dBm de nivel del oscilador local, es decir, la señal de 420 MHz debe tener ese nivel.

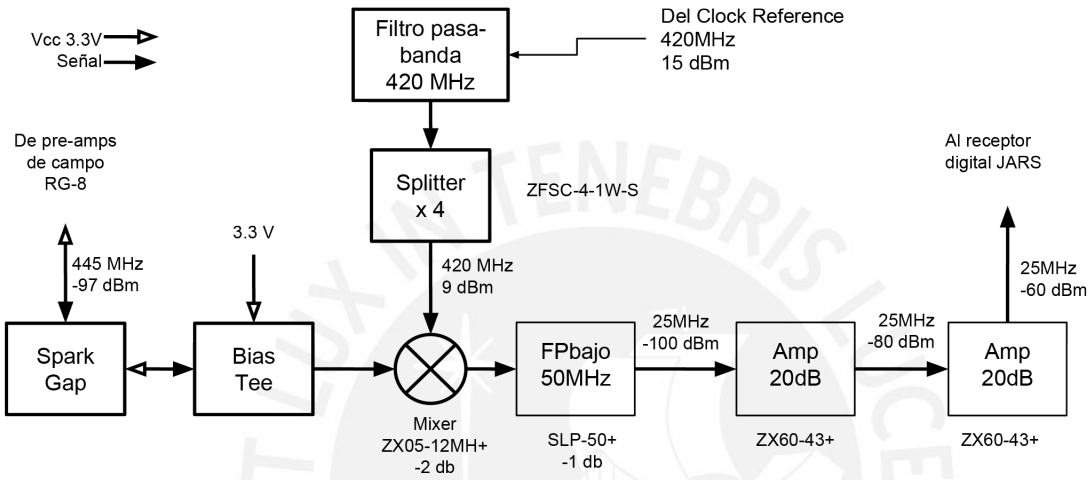


Figura 3.16: Diagrama de bloques de la etapa de amplificación y *down converter* que permite convertir y filtrar la señal de la antena a 25 MHz

Nótese que la información a obtener proviene de las fases y retardos de la señal recibida por la antena. Por lo tanto, se buscó evitar distorsiones de fase y retardos en la respuesta del receptor por lo que se diseñó el ancho de banda de la etapa de conversión de 0 a 50 MHz, delegándose el filtrado final en banda base a la etapa de recepción digital JARS.

Al final de la etapa de mezcla sigue un filtro pasa bajo de corte en 50 MHz. Éste filtro fue modelado para que tenga respuesta lineal en fase y retardo de grupo (*group delay*) constante por lo que se escogió uno de tipo *bessel*.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

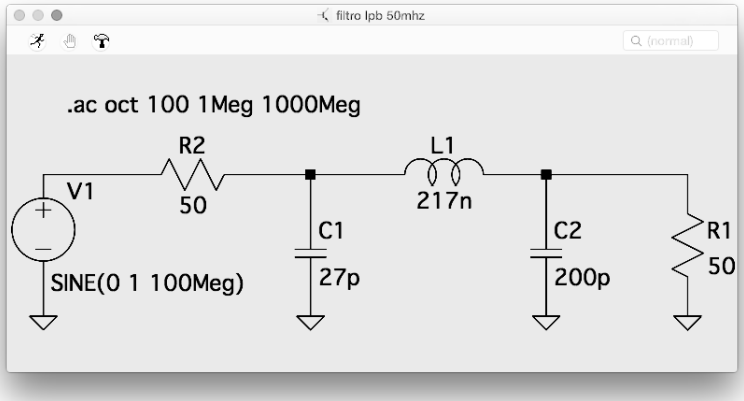


Figura 3.17: Diseño del filtro pasa bajo a 50 MHz, diseñado, mediante el software *Ansoft Designer SV (Student Version)* y simulado en el software LTSpice

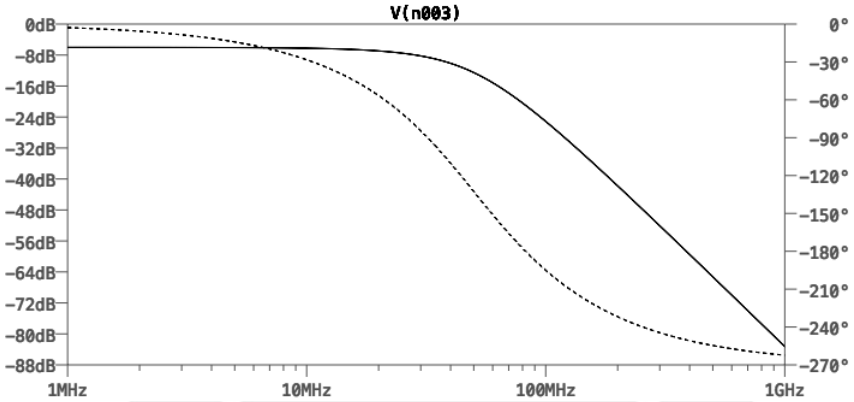


Figura 3.18: Diseño del filtro pasa-bajo. Resultado de la simulación. Se busca una configuración *bessel* para obtener respuesta de fase aproximadamente lineal y retardo de grupo constante.

Para determinar los elementos del filtro se utilizó el software *Ansoft Designer SV (Student Version)* y para simular la respuesta del filtro se usó LTSpice.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

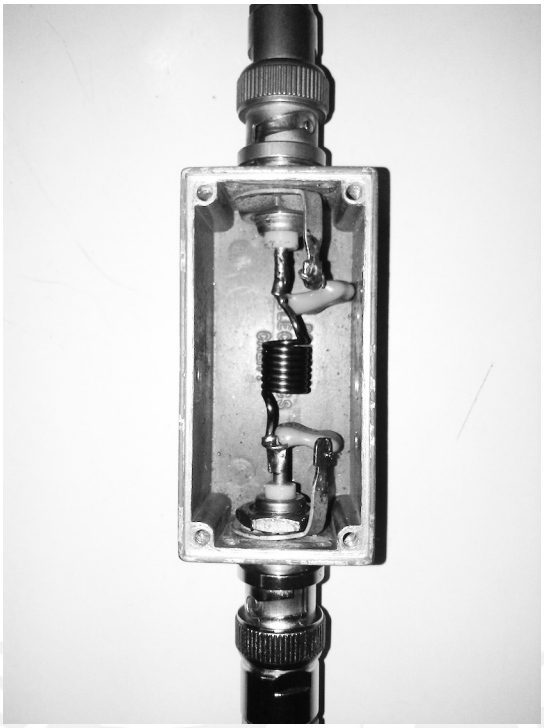


Figura 3.19: Filtro pasa-bajo a 50 MHz tipo π basado en una bobina y dos capacitores de alto Q.

3.7. Divisores de potencia, amplificadores y atenuadores

Para completar la ruta de señal, transferir las señales de referencia y adecuar los niveles de señal, además de proveer mejor aislamiento entre etapas, fue necesario intercalar entre los dispositivos diversos componentes tales como:

- Divisores de potencia o *splitters*, son dispositivos de marca *Mini-Circuits*®que, manteniendo la impedancia de 50 Ω, dividen la potencia de la señal. Para los divisores entre dos se decidió por el modelo ZX10-2-12+ ya que provee buen ancho de banda y nivel de señal. Para los divisores entre 4 se decidió por el modelo ZFSC-4-1W-S.
- Atenuadores. Con el fin de mejorar la respuesta de la impedancia con la frecuencia y adecuar el nivel de la señal a la siguiente etapa fue necesario agregar atenuadores. Se utilizan atenuadores marca *Mini-Circuits*®de -3dB (modelo VAT-3) y -10dB (VAT-10)
- Amplificadores. Éstos proveen amplificación de la señal y aislamiento entre las etapas. Se utilizan nuevamente amplificadores de marca *Mini-Circuits*®modelo ZX60-43-S+. Ofrece ganancia de 21 dB a 500 MHz con frecuencias de hasta 4 GHz y trabajan con 5 V.

3.8. Receptor digital JARS y adquisición de datos

Finalmente se utilizó el JARS (*Jicamarca acquisition radar system*) para realizar la recepción digital y la adquisición de datos. Este sistema es el corazón de los radares realizados en el ROJ y

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

tiene diversos parámetros de configuración.

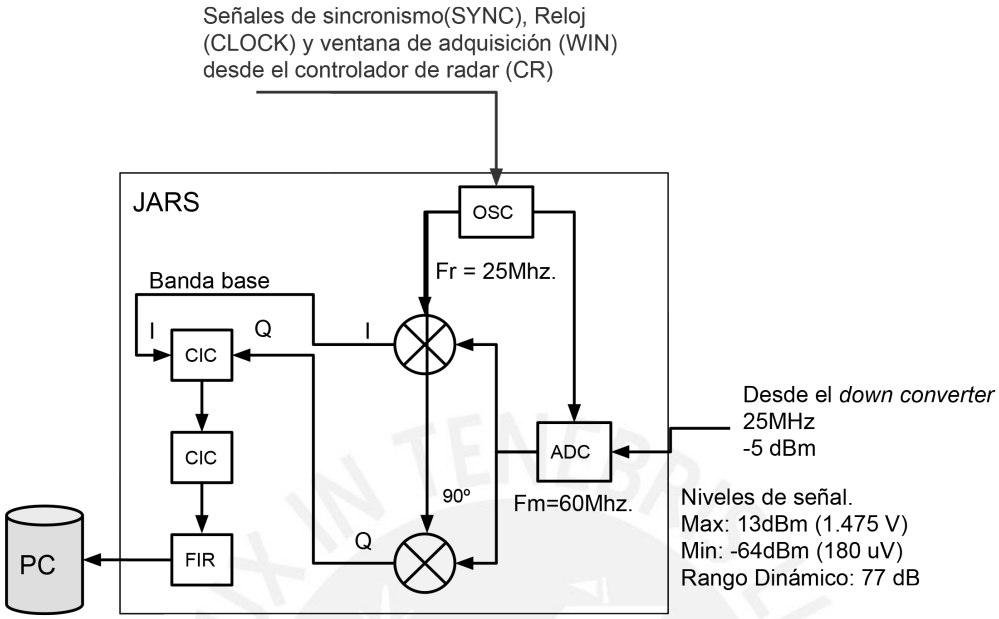


Figura 3.20: Diagrama de bloques del sistema de adquisición de datos JARS. Las señales de control provienen del controlador de radar. La señal de la antena, previamente amplificada y filtrada, es convertida a 25 MHz por el *down converter*

Algunos parámetros de configuración del JARS son la frecuencia central de batimiento, que permite pasar la señal a banda base, cantidad de integraciones coherentes e incoherentes así como parámetros de filtros adaptados que permiten configurar el ancho de banda efectivo, tiempo de ventana de muestreo, reloj y tasa de muestreo, cantidad de canales, formato de los datos a guardar en archivos, entre otros.

Para validar la cadena de recepción se utilizó una prueba muy utilizada en el ROJ denominada *copper ball*, donde la señal de entrada generada por el DDS es atenuada e introducida directamente al JARS. La Figura 3.21 muestra el resultado de una prueba *copper ball* con un pulso de 100 km y un desplazamiento Doppler de 0m s^{-1}.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

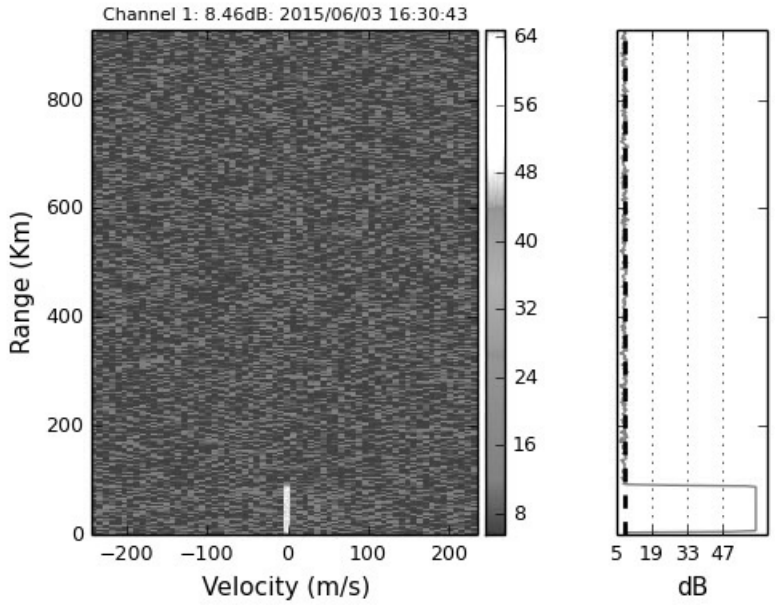


Figura 3.21: Prueba *copper ball* realizada con el JARS, donde una señal RF de 25 MHz es atenuada e introducida al JARS. Nótese el pulso en blanco, ubicado a 0 km con una duración de 100 km y Doppler de 0 m s^{-1}

El JARS es un equipo que requiere especial atención ya que los parámetros que necesita para funcionar son complejos y están finamente relacionados con los pulsos generados en el Sistema controlador de radar (CR) o controlador de radar. Requiere un Pulso de sincronismo (SYNC) (sincronización), un Ventana de adquisición (WIN) (ventana de muestreo), y Señal de reloj (CLK) (señal de reloj, sincronizada) y debe estar programado para realizar la mezcla y obtener la señal en banda base. Además, el JARS requiere definir con precisión el filtro adaptado (*match filter*) y el ratio final de muestras por segundo a la salida, entre otros parámetros.

3.9. Diagrama de bloques detallado

En la Figura 3.22 se muestra el diagrama en su versión final. En el diagrama de bloques se distingue por colores las partes fundamentales del radar descritos en la tabla 3.4.

Cuadro 3.4: Bloques funcionales del radar, descrito por colores

Color	Función	Señales y Frecuencias
Azul	Reloj maestro y referencia	1pps, 10 MHz, 60 MHz, 420 MHz
Negro	Control y Código	CODE, SYNC, WIN, TxA y TxB
Rojo oscuro	DDS y *up converter*	25 MHz BPSK, 420 MHz y 445 MHz
Rojo	*Down converter*	445 MHz, 25 MHz
Verde	Receptor digital y adquisición.	25 MHz, banda base

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

Nótese que el diagrama de bloques contiene parámetros de diseño como las frecuencias de trabajo, nivel de señal, configuración de dispositivos como tipo de filtros y algunos bloques funcionales que contienen dispositivos ya implementados en el ROJ. También se especifican los códigos de algunos componentes de la marca *Mini-Circuits*®, el líder global en componentes de RF y ampliamente usado en la industria de radares y microonda.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

TESIS PUCP

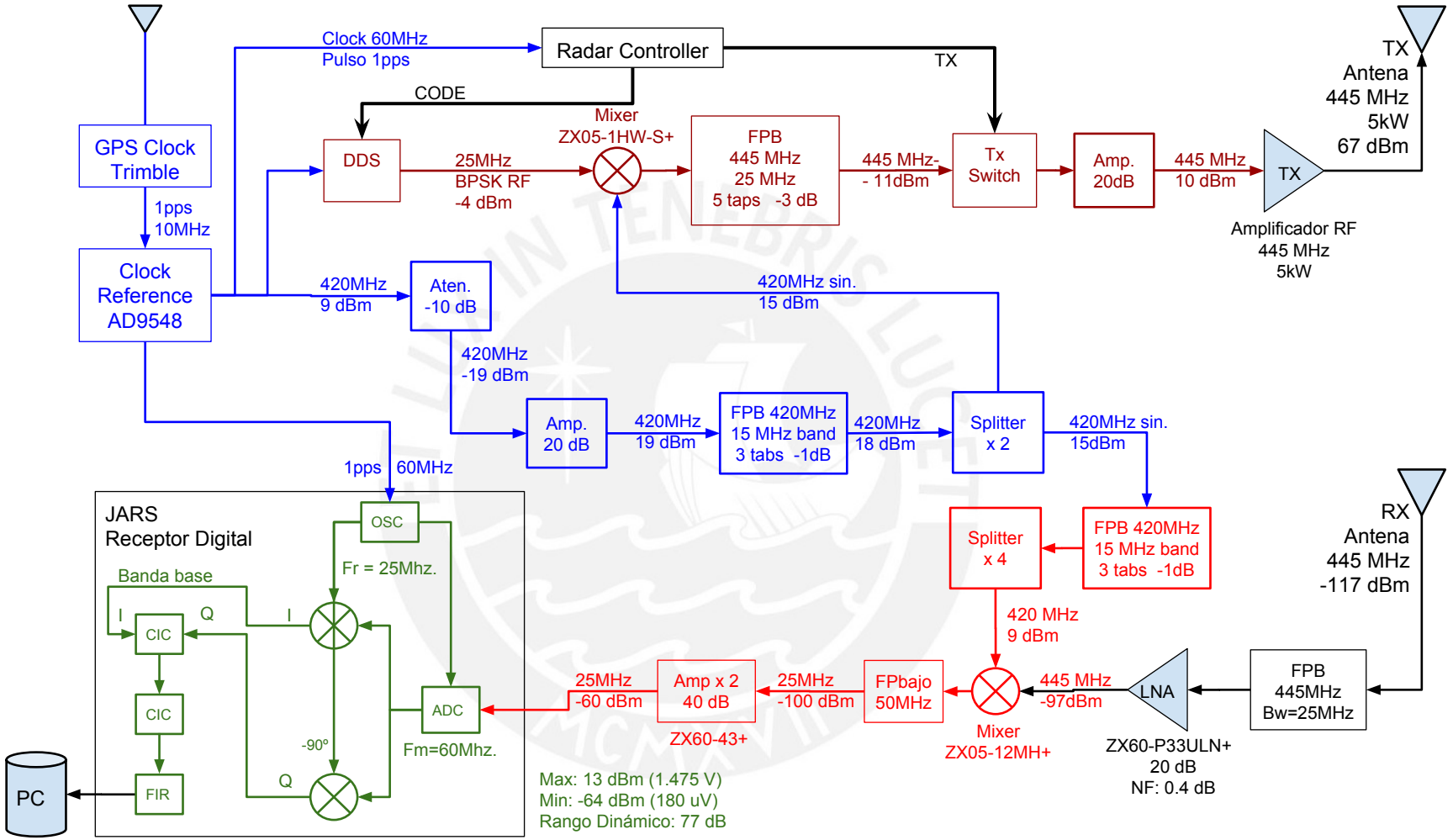


Figura 3.22: Diagrama en bloques del radar UHF. Azul: Reloj maestro y referencia; **Negro**: Control y Código; Rojo oscuro: DDS y *up converter*; Rojo *Down converter*; Verde: Receptor digital y adquisición.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

Finalmente, el presente capítulo desarrolló el diseño de las etapas de hardware necesarias para implementar las etapas de conversión de frecuencia y filtrado, y también para las etapas de generación de frecuencias de referencia, en base a un proceso iterativo y de constante diálogo con los ingenieros y técnicos del ROJ.

Nótese que el trabajo de análisis y diseño no sigue uno al otro. Más bien, siempre es necesario hacer una revisión del análisis para asegurar que el diseño cubre las especificaciones, por lo que el proceso es más bien cíclico, iterativo y no escalonado. Es más, es usual que en el proceso de implementación sea necesario hacer ajustes de diseño.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

TESIS PUCP

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

Capítulo 4

Resultados

Con el fin de validar y ajustar el diseño se procedió a ensamblar los componentes en el laboratorio de Investigación, Desarrollo e Innovación del ROJ (IDI). El laboratorio tiene instrumentales tales como osciloscopios, analizadores de espectro, generadores de señales, fuentes de poder, multímetros, cables, conectores y terminaciones. Además están disponibles atenuadores, mezcladores, divisores de potencia y amplificadores con especificaciones.

4.1. Prueba de mezcla de señales

En primer lugar se procede a validar la mezcla de señales, que serán luego utilizadas tanto para el *up-converter* como para el *down-converter*. Para simular la señal a transmitir, se genera una señal de RF de 25 MHz y se modula en BPSK con una onda cuadrada de 2.5 MHz y de 50 % de ciclo de trabajo.

Nótese que 2.5 MHz corresponden a un periodo de 0.4 μs. Ajustando el ciclo de trabajo (*duty cycle*) de la onda cuadrada al 50 % se simulan pulsos binarios [1010...] que corresponden a cambios de fase de 0° y 180°. El ancho de estos pulsos es de 0.2 μs, es decir, 20 % superior a la especificación.

Con esta prueba se facilita la visibilidad en el osciloscopio y en el analizador de espectro de frecuencias, ya que la modulación toma exactamente 5 periodos de la portadora por cada dígito binario.

En la Figura 4.1 se muestra una primera prueba donde la señal modulada en BPSK se mezcló, con un mezclador balanceado, con una señal de 420 MHz generada por el generador de frecuencias de referencia, previamente filtrada mediante un filtro basado en conectores coaxiales (*notch filter*).

Luego, la señal resultante del mezclador se atenuó y se inyectó a otro mezclador junto con la referencia de 420 MHz. Nótese cómo se respeta el cambio de fase en la señal y cómo se ve ésta en el osciloscopio (ver Figura 4.2).

Nótese que en esta prueba se utilizó un artilugio a modo de filtro a 420 MHz. Mediante cables y conectores es posible crear un *notch filter* que utiliza una característica de las líneas de transmisión de tamaño $\lambda/4$. Cuando una línea de transmisión es de un cuarto de longitud de onda y uno de los extremos se mantiene abierto, el otro extremo se comporta como un corto-circuito.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

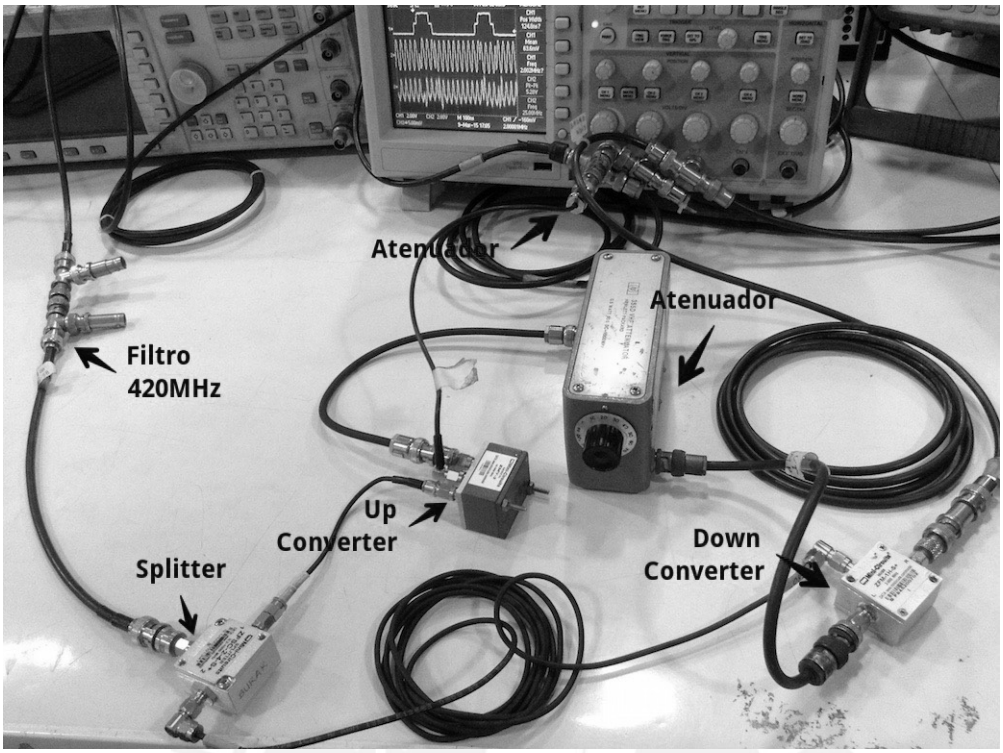


Figura 4.1: Primera prueba de señal completa, antes de implementar filtros. Se utiliza un generador de señales a 25 MHz, un modulador BPSK, un divisor de potencia (*splitter*), un Atenuador ajustable y dos mezladores balanceados marca Mini-circuits®

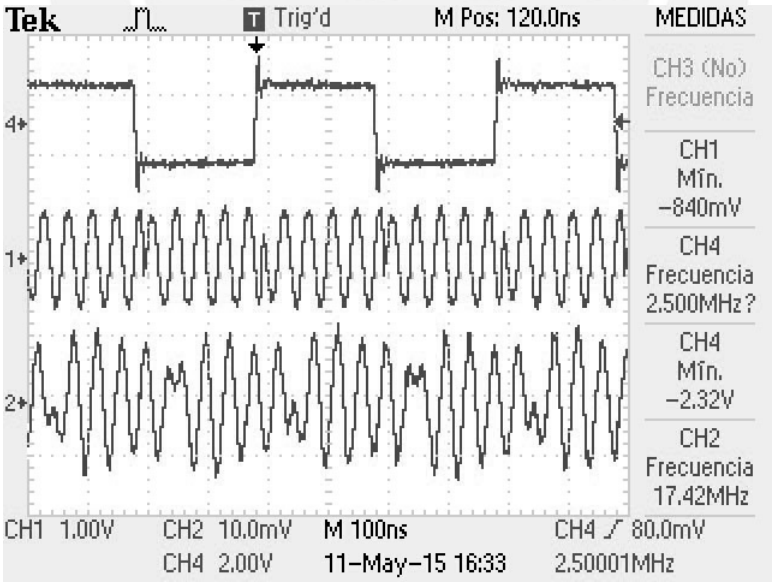


Figura 4.2: RF de 25 MHz modulado en BPSK por una onda cuadrada de 2.5 MHz. La señal es mezclada con una de 420 MHz. Luego de atenuarse, se mezcla nuevamente con una de 420 MHz y luego de un filtro pasabajos se obtiene la respuesta del último canal.

Si hacemos que esas líneas tengan el tamaño necesario para eliminar el segundo y tercer armóni-

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

co de una señal de 420 MHz (840 MHz y 1.25 GHz) es posible obtener una señal limpia sinusoidal de 420 MHz. Se encontró que los adaptadores BNC tienen un tamaño que elimina esas componentes por lo que fueron utilizados en esta primera prueba.

En la siguiente etapa se concentró el esfuerzo en desarrollar filtros con mayor precisión y así diseñar el sistema con anchos de banda determinados.

4.2. Reloj y filtrado de la señal de referencia en 420 MHz

Una vez concluida la primera prueba se concentró el esfuerzo en obtener una señal de referencia de 420 MHz lo más pura posible. Para ello fue necesario diseñar y realizar un filtro a 420 MHz. Se utilizó el software *Ansoft Designer SV (Student Version)* que entrega las dimensiones de los componentes del filtro.

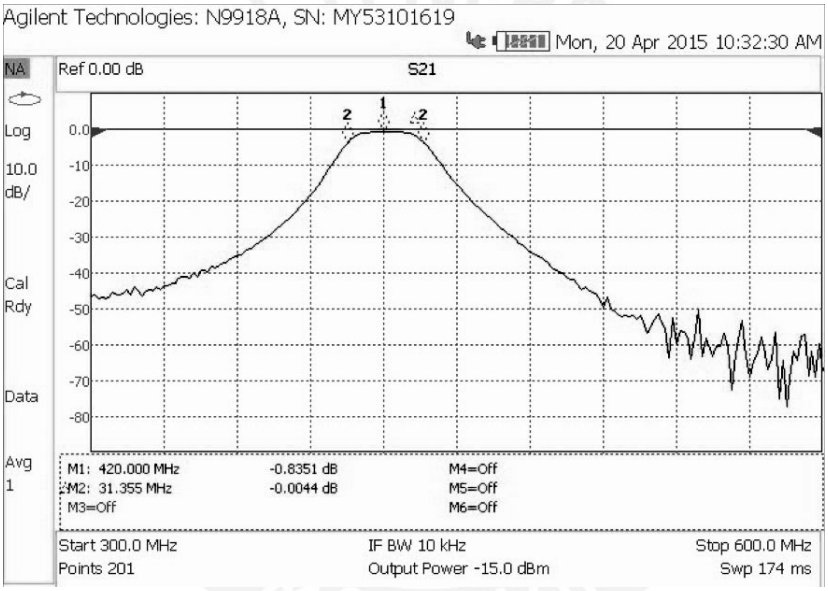
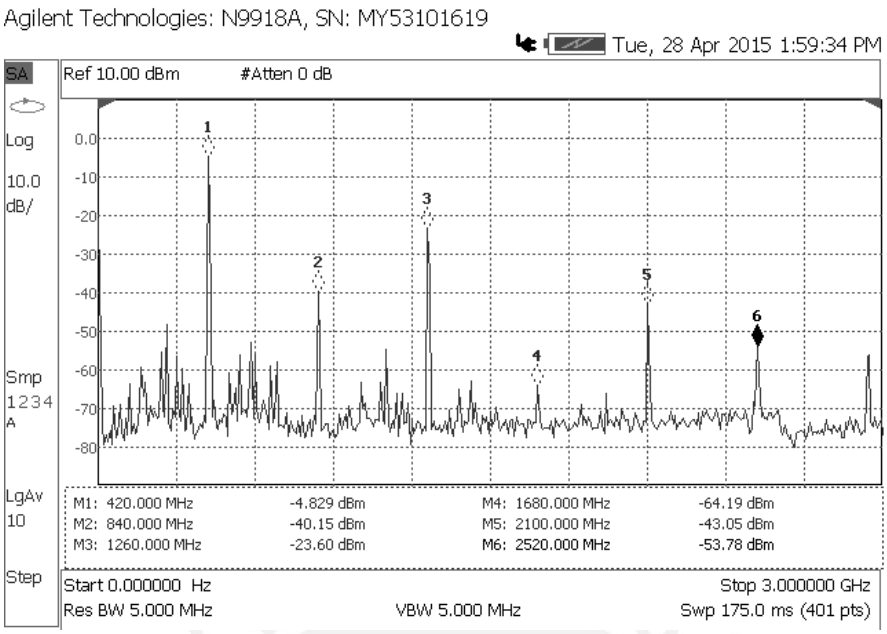


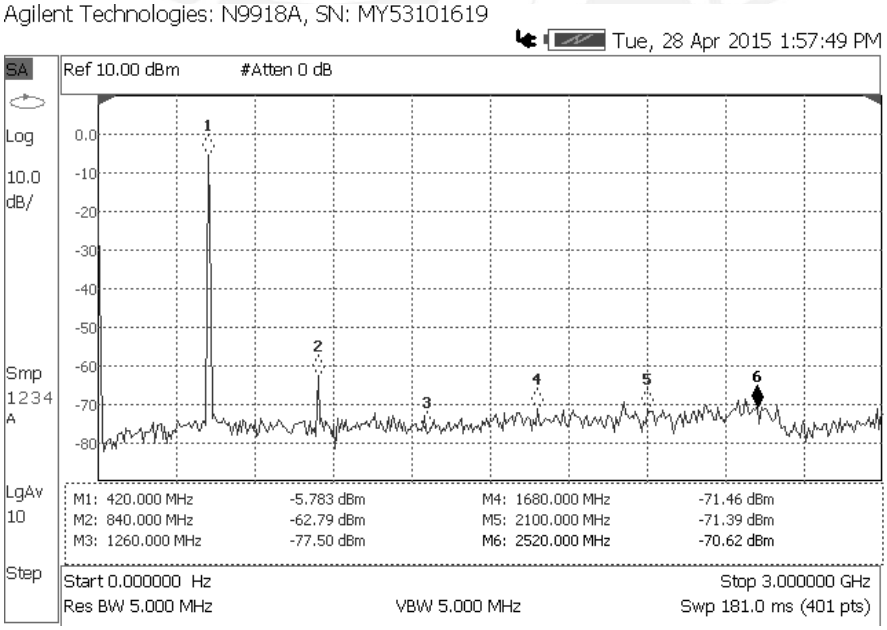
Figura 4.3: Respuesta en frecuencia del filtro *combline* a 420 MHz. El punto M1 indica la frecuencia central, con una pérdida de 0.8 dB. El ancho de banda (punto M2) es de 31 MHz.

El resultado final puede verse en la Figura 4.4. Nótese que el generador de señales de referencia introduce además otras componentes debido a interferencias entre sus canales. Gran parte de esas interferencias fueron eliminadas por el filtro de 420 MHz.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis



(a) Antes del filtro



(b) Después del filtro

Figura 4.4: Comparación entre el espectro de una onda cuadrada de 420 MHz, antes del filtro *combline* y después de ser filtrada

4.3. Resultados del *up-converter*

Se procedió a realizar un filtro a 445 MHz que atenúe los espurios de la mezcla de 420 MHz con la señal RF BPSK de 25 MHz. Se consideró necesario diseñar un filtro con corte abrupto de

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

cinco elementos para atenuar al máximo la imagen de 395 MHz y la portadora de 420 MHz.

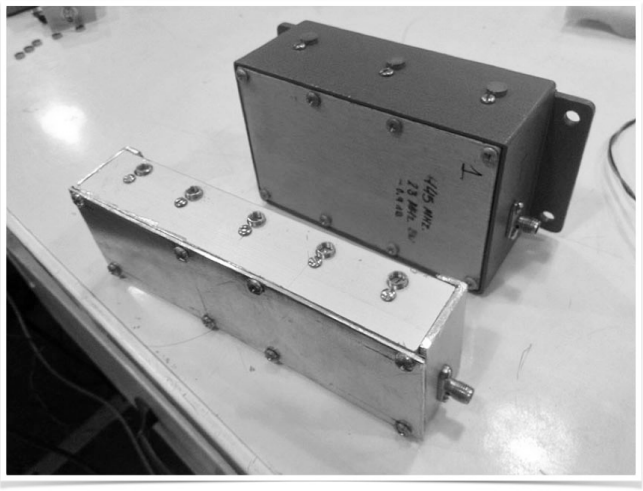


Figura 4.5: Dos Filtros *combline* de 445 MHz calibrados fabricados en el ROJ. El más grande es de tres elementos. El más pequeño es de cinco elementos con corte más abrupto

El la Figura 4.6 se muestra la respuesta del filtro con corte abruto. El objetivo era obtener -40 dB de atenuación a 420 MHz y -60 dB para 400 MHz.

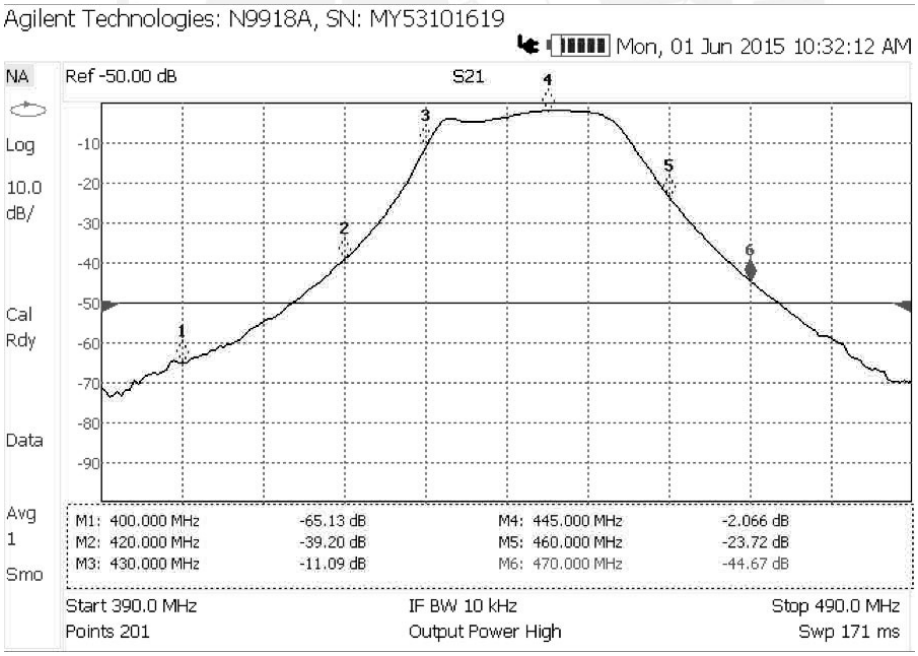
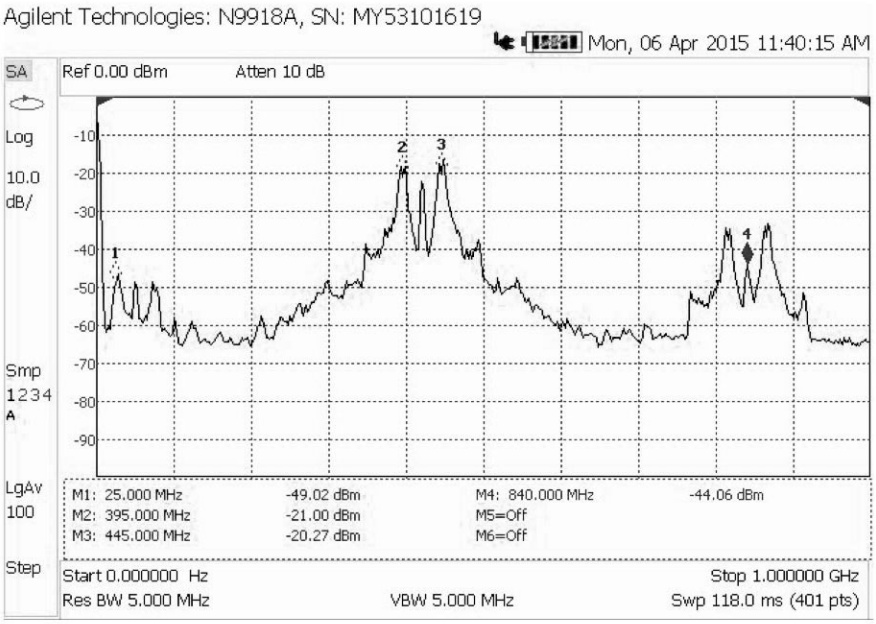


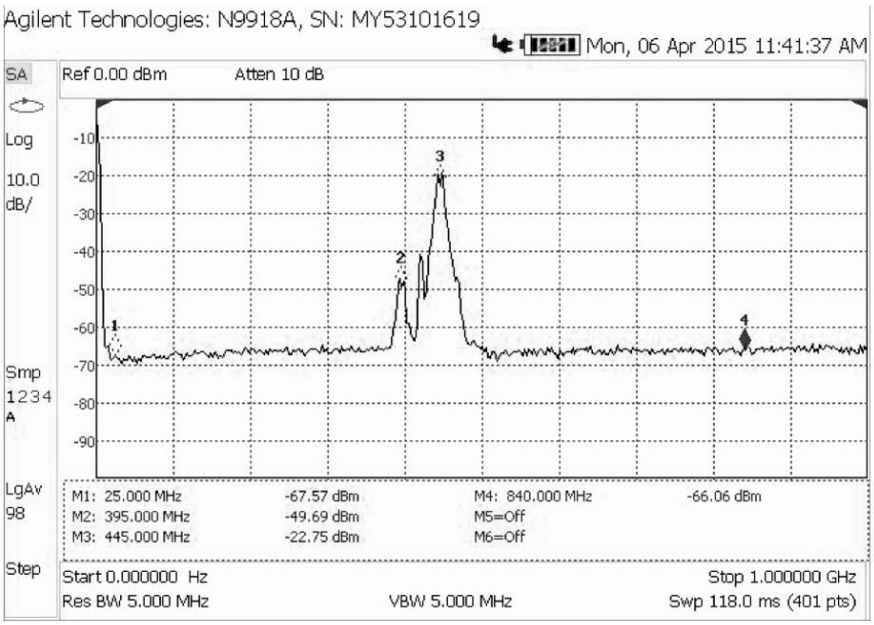
Figura 4.6: Respuesta del filtro de 445 MHz con corte abrupto. Nótese la caída a 420 MHz (-39 dB, punto M2) y a 400 MHz (-65 dB, punto M1).

Se procedió a conectar el filtro a la salida del mezclador del *up-converter* y, luego de aplicar una RF de 25 MHz modulada en BPSK a 2.5 MHz y la señal sinusoidal de 420 MHz se obtuvieron los siguientes resultados

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis



(a) Antes del filtro



(b) Después del filtro

Figura 4.7: Salida del *up-converter* antes y después del filtro. Nótese la atenuación en la señal de imagen de 395 MHz.

de alrededor de -30 dB.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

4.4. Recepción, *down converter* y filtrado

A continuación se procedió someter a pruebas el mezclador y el filtro pasa-bajo para obtener el *down converter*. Para ello se utilizó un divisor de potencia o *splitter* que dividía la referencia de 420 MHz y se utilizaba una parte para la mezcla con la señal que simulaba la de la antena (Figura 4.8).

El resultado del sistema ensamblado se puede ver en el analizador de espectros (Figura 4.9). Se observa el comportamiento de la señal luego de la mezcla, donde aparecen lóbulos que coinciden con la modulación BPSK, es decir, están distanciados a 2.5 MHz. Es decir, el espectro y la información original ha sido trasladada desde la frecuencia de 445 MHz a la de 25 MHz.

En la Figura 4.9 se muestra el resultado de la mezcla y posterior filtrado. Se optó por realizar la modulación de fase algo más allá de la frecuencia máxima, con un $\tau = 0.2$ μs o señal cuadrada al 50 % de ciclo de trabajo. En el espectro de frecuencia los lóbulos se separan unos de otros 2.5 MHz y el receptor es capaz de detectar hasta 3 lóbulos por lado, es decir, aproximadamente 25 MHz de ancho de banda.

En la Figura 4.10 se muestra las salidas en el osciloscopio. La señal del canal 3 es la resultante de la mezcla y filtrado.

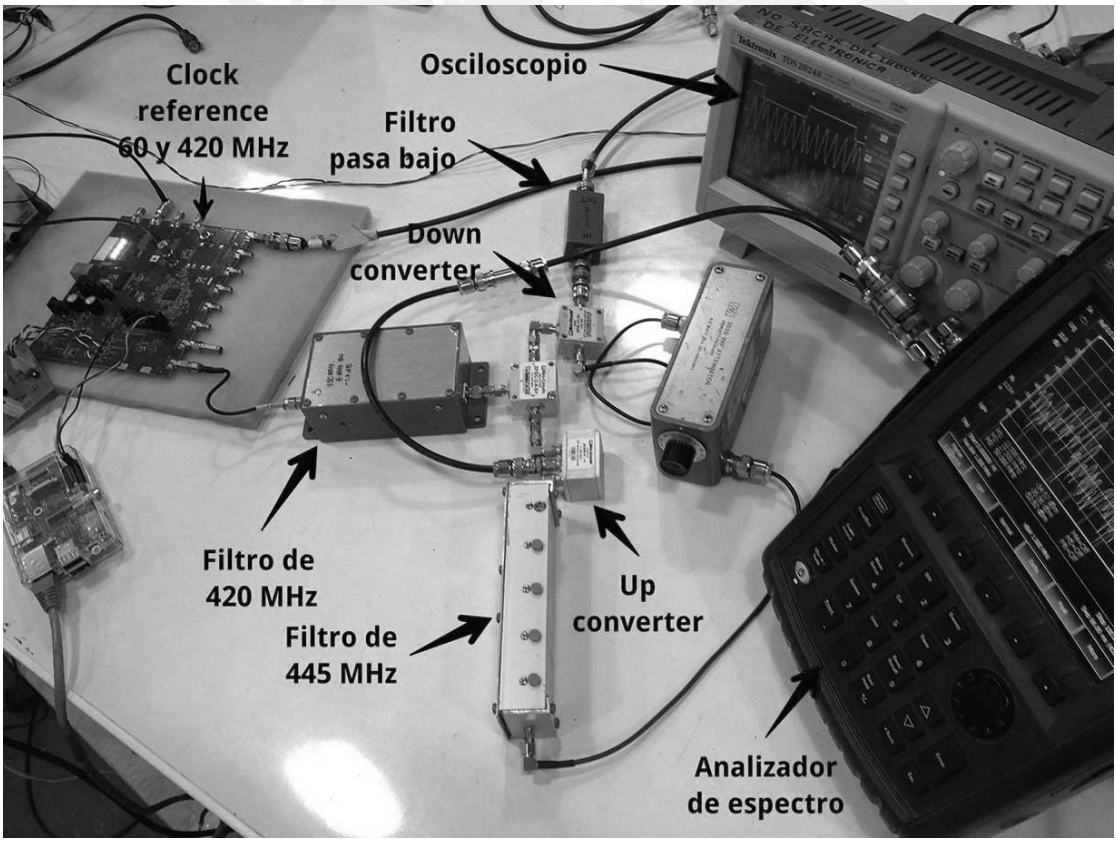
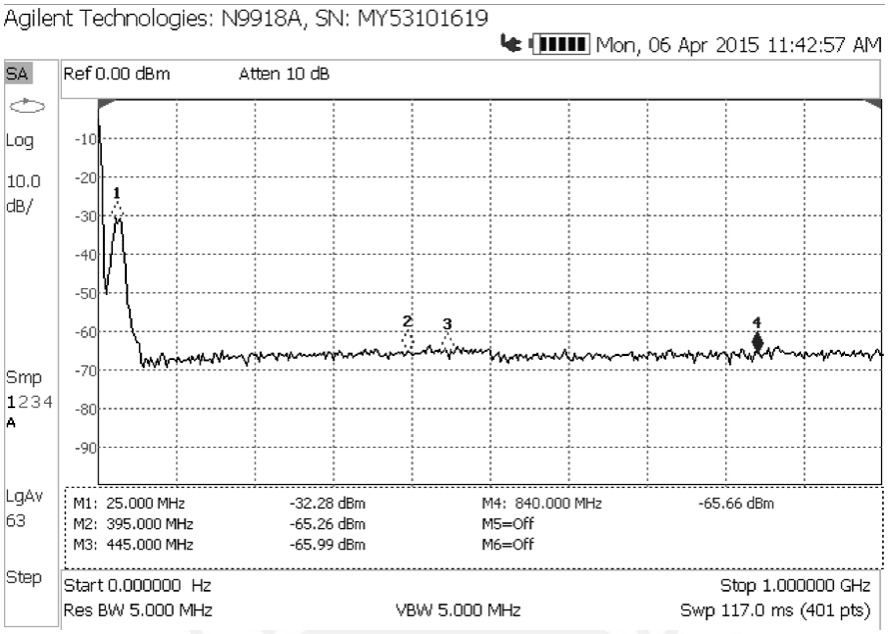
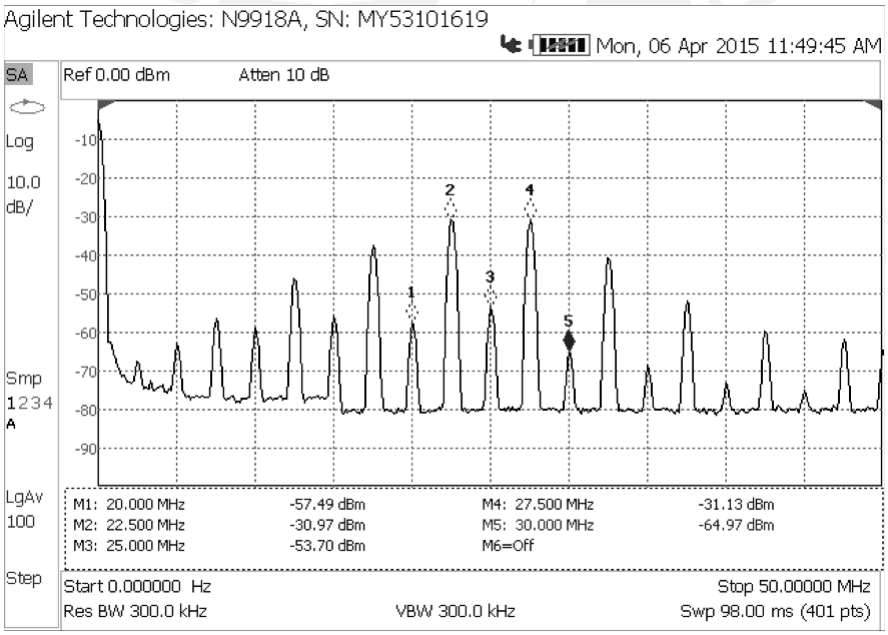


Figura 4.8: Ensamblaje de la ruta de señal completa, incluyendo los filtros, el mezclador del *up-converter* y el mezclador del *down converter*. Nótese la respuesta en el tiempo en el osciloscopio así como la respuesta en frecuencia en el analizador de espectros.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis



(a) Espectro de 0 Hz a 1 GHz



(b) Espectro de 0 Hz a 50 MHz

Figura 4.9: Salida del *down converter* después del filtro pasa bajo y detalle de la salida ampliada. Nótese los lóbulos producidos por la modulación BPSK de 2.5 MHz $\tau = 0.2\mu s$

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

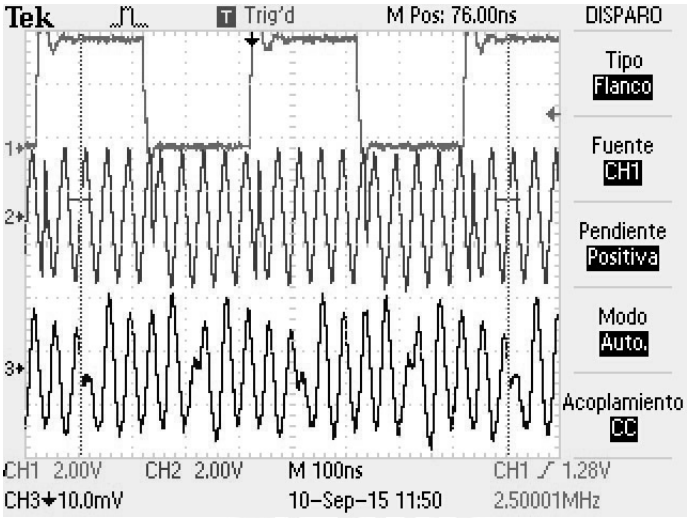


Figura 4.10: Detalle de las señales modulante, RF modulada y salida del *down converter* después del filtro pasa bajo. Se ha intercalado los filtros necesarios para la correcta de-modulación.

Como paso final, se procedió a realizar una prueba *copper ball* a 25 MHz con un diferencial de frecuencia tal que simule un objeto que se mueve hacia el radar a 10 m s^{-1}. Esto, a la frecuencia del radar (445 MHz) significa un desplazamiento de 30 Hz aproximadamente.

Para verificar que el sistema JARS pueda trabajar a la velocidad necesaria para la resolución requerida (37.5 m o 0.25 μs), se introdujo la señal a los cuatro canales simultáneamente. Al conectarse los canales a la señal con cables de distinto tamaño se logra obtener desfases como se ve en la Figura 4.11. Además el pulso se ajustó para que aparezca a 2 km de altura.

En la Figura 4.12 se muestra el resultado de la prueba *copper ball* en el dominio de las frecuencias. El eje vertical es traducido a rango al cambiar el tiempo en distancia debido a la velocidad de la luz. La desviación en frecuencia por el efecto Doppler se represente en el eje horizontal. Nótese el pulso ubicado a 2 km de altura.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

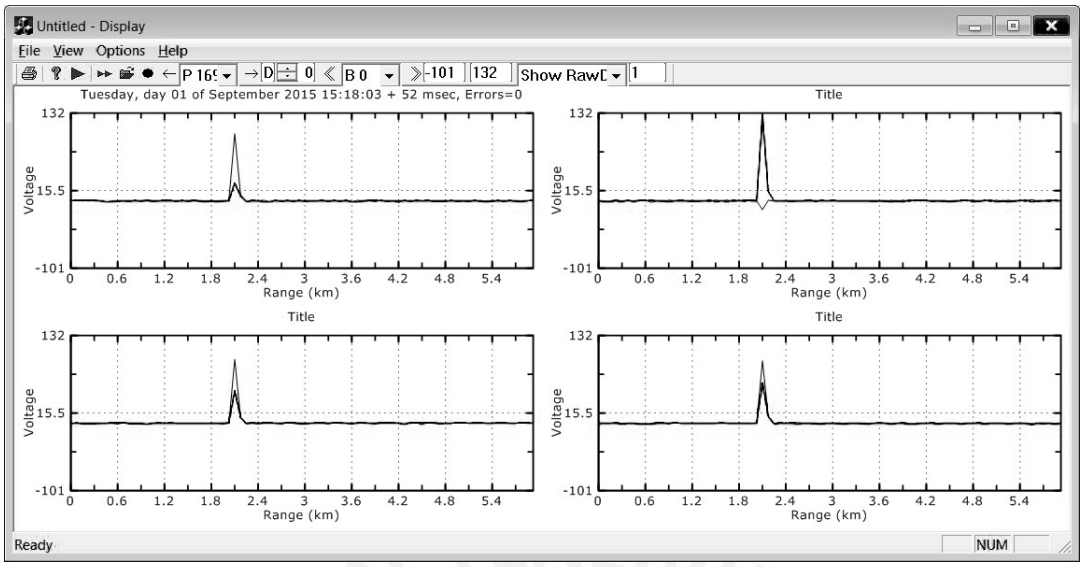


Figura 4.11: Resultado de la señal al ser introducida al sistema JARS en cuatro canales, vista en el dominio del tiempo, traducido a rango por la constante de velocidad de la luz. Nótese que la misma señal se introduce a los cuatro canales. Existen desfases debido a que los cables por canal no son del mismo tamaño. El pulso se ajustó para que aparezca a 2 km de altura.

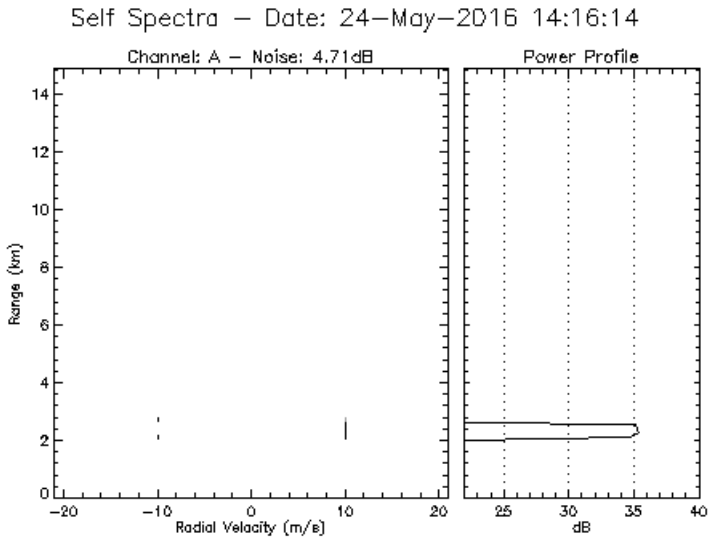


Figura 4.12: La señal de prueba vista en el dominio de la frecuencia. Un punto oscuro muestra la señal a 10 m s^{-1} y a 2 km de altura.

Finalmente, el capítulo presente desarrolló las pruebas que se hicieron para validar los conversores de frecuencia, filtros y la referencia de frecuencias. Fue necesario trabajar con los equipos e instrumentos del ROJ tales como generadores de señales, analizadores de espectro, osciloscopios y, además, fue necesario conocer el funcionamiento de los sistemas JARS, DDS y CR.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

TESIS PUCP

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

Conclusiones y Recomendaciones

Conclusiones

Los radares perfiladores de vientos en UHF han probado ser instrumentos valiosos para el registro del comportamiento de la atmósfera, desde la medición diaria del viento y turbulencias hasta el registro en largo plazo de vientos, precipitaciones y clima extremo. Por lo tanto, pueden ayudar a la prevención de desastres naturales.

Clear Air and Rain Estimations radar (CLAIRE) es el nombre del radar perfilador de vientos en UHF diseñado por el ROJ y que entrará en pruebas a mediados del año 2017. Éste es sensible tanto a ecos del aire claro como a precipitaciones. Los retornos de eco pueden ser separados mediante análisis espectral en frecuencia (Frequency domain Spectra analysis (FSA)) y mediante técnicas de antenas espaciadas.

El diseño de CLAIRE incluye módulos de generación de señal, conversión de frecuencia, amplificación, filtrado y referencia de reloj. Muchos de estos equipos, conocimientos y tecnologías han sido reutilizados o adaptados para operar en 445 MHz a partir de proyectos previos del ROJ, los cuales facilitaron y aceleraron el desarrollo e implementación del prototipo.

Gracias a ello, la presente tesis permite concluir que:

- Se ha analizado, diseñado y probado en laboratorio los módulos generación de señal, módulos de conversión de frecuencia, amplificación y filtrado tanto para transmisión como para recepción, así como el módulo de generación de señales de reloj para un radar que opera 445 MHz.
- Se han recogido los requisitos y especificaciones, tal y como se muestra en la Tabla 3.1.
- Se concluye que las especificaciones y requisitos no suelen estar completos y definidos en su totalidad al principio del trabajo. Para lograr una recopilación óptima de requisitos se ha formulado una metodología de entrevistas y reuniones iterativas, donde los parámetros y especificaciones son mostrados gráficamente en un diagrama de bloques.
- En base a lo anterior, se logró determinar qué equipos del ROJ van a ser adaptados (Tabla 3.2). Se concluye la necesidad de conocer en detalle la electrónica y funcionalidad de estos equipos, ya que el diseño original puede no funcionar bien para el nuevo diseño.
- Se ha logrado establecer un diagrama inicial de bloques donde se describen las etapas del sistema (Figura 3.1). Este diagrama ha servido para definir los parámetros de funcionamiento.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

- En la Figura 3.1 se ha determinado los parámetros y especificaciones de las señales de reloj y de radio frecuencia (RF). Éstos parámetros se obtienen luego de definir qué elementos conforman el diseño y cómo estos interaccionan entre sí.
- Se han implementado pruebas de laboratorio para validar el diseño de las etapas de generación, conversión de frecuencia, amplificación y filtrado tanto de transmisión como de recepción de las señales de RF, como se detalla en el Capítulo 4.
- Se han logrado realizar los ajustes para que los niveles de señal sean los correctos tanto para la etapa de transmisión, potencia y antena como para la etapa de recepción, adquisición y procesamiento de señales, tal y como se señala en el diagrama final del diseño (Figura 3.22).
- Finalmente se concluye la importancia de los niveles de señal adecuados. Niveles bajos no entregan buena relación señal a ruido. Niveles altos suelen saturar el sistema o generar señales adicionales no deseadas, debido a la mezcla de frecuencias.

Además, a partir de los resultados de las pruebas de laboratorio, se puede concluir que:

- Respecto a las **pruebas de reloj y filtrado**, se diseñó e implementó filtros de tipo *combline* de tres etapas, relativamente sencillos de construir. Se lograron pérdidas de apenas 0.8 dB y con un ancho de banda de 31 MHz (Figura 4.3). Ese filtro es el usado en la etapa de generación de señal de referencia sinusoidal de 420 MHz, que nace de una onda cuadrada y que elimina las componentes superiores para entregar una señal sinusoidal (Figura 4.4).
- Respecto a las ***up converter***, utilizando el filtro *combline* de 5 etapas se logró atenuar la señal imagen de 395 MHz -30 dB (Figura 4.6). Ajustes adicionales del filtro permitieron una mayor atenuación. Filtros de este tipo, conectados en serie, permiten además mayores atenuaciones.
- Respecto a las **pruebas de reloj y filtrado**, con un filtro pasabajo y utilizando una señal de simulación basada en pulsos de $\tau = 0.2$ μs o señal cuadrada al 50 % de ciclo de trabajo, se pudo obtener un espectro alrededor de 25 MHz con los lóbulos distanciados a 2.5 MHz (Figura 4.9). Se nota que la forma de onda es similar a la modulada originalmente (Figura 4.10).
- Finalmente, para verificar la recepción dentro de los parámetros del receptor digital, se procedió a hacer una prueba *copper ball*, es decir, la salida modulada de 445 MHz se bajó en frecuencia a 25 MHz, se atenuó y se envió al receptor digital. Se simuló un desplazamiento de m s^{-1} a 2.1 km de altura. Se pudo obtener el pulso perfectamente definido en el espectro en frecuencia (Figura 4.12).

Recomendaciones

- Se recomienda especial cuidado en definir los niveles de las señales, en especial al realizar la mezcla y el filtrado. Niveles inadecuados pueden saturar las siguientes etapas o reducir

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

significativamente la sensibilidad del sistema.

- Respecto al sistema en general, se recomienda hacer una revisión del estado de arte de los sistemas digitales de radio basados en software o SDR (*Software Defined Radio.*) Por ejemplo, los sistemas USRP (*Universal Software Radio Peripheral*) están liderando las implementación de sistemas de radio ya que llevan el esfuerzo de diseño a escribir flexibles programas de software en vez de diseñar un hardware intrínsecamente menos flexible y de mayor costo.
- Respecto a los filtros en UHF, es recomendable hacer una exploración de los filtros en UHF. Aunque se ha utilizado filtros *combline*, no se ha podido encontrar un marco teórico preciso, más bien el proceso de diseño se basó en iteracciones y ajustes, es decir, fue un proceso empírico. Un marco teórico más preciso podría revelar un mejor procesos de diseño
- Respecto al diseño electrónico en radio frecuencia, es recomendable explorar la posibilidad de diseñar los circuitos en vez de hacer compras a proveedores. El diseño electrónico en radio frecuencia, aunque es algo más complejo, puede devenir en el desarrollo de tecnología local y también en menores costos.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

TESIS PUCP

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

Bibliografía

[1] P. Wade, "Combline filters for VHF and UHF," 2014. [Online]. Available: http://www.w1ghz.org/filter/Combline_Filters_for_VHF_and_UHF.pdf

[2] *Guía Climática Turística*. [Online]. Available: http://www.senamhi.gob.pe/main_down.php?ub=est&id=guia_GuiaClimaticaTuristica

[3] D. Scipion, "Characterization of the convective boundary layer through a combination of large-eddy simulations and a radar simulator," Ph.D. dissertation, 2011.

[4] R. J. Doviak and R. Zrnic, "Doppler radar and weather observations," 1993.

[5] S. A. Cohn, "Radar measurements of turbulent eddy dissipation rate in the troposphere: A comparison of techniques," *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, vol. 12, no. 1, pp. 85–95, 1995.

[6] W. Hocking, "On the extraction of atmospheric turbulence parameters from radar backscatter doppler spectra—i. theory," *Journal of Atmospheric and Terrestrial Physics*, vol. 45, no. 2-3, pp. 89–102, 1983.

[7] A. B. White, *Radar remote sensing of scalar and velocity microturbulence in the convective boundary layer*. US Department of Commerce, National Oceanic and Atmospheric Administration, Environmental Research Laboratories, Environmental Technology Laboratory, 1997.

[8] M. I. Skolnik, *Radar handbook*, 1990.

[9] R. F. Woodman and A. Guillen, "Radar observations of winds and turbulence in the stratosphere and mesosphere," *Journal of the atmospheric Sciences*, vol. 31, no. 2, pp. 493–505, 1974.

[10] D. N. Córdova Vivas, "Construcción de un sistema de receptores superheterodinos para un radar atmosférico VHF," 2006. [Online]. Available: http://tesis.pucp.edu.pe/repositorio/bitstream/handle/123456789/5708/CORDOVA_DARWIN_SISTEMA_RECEPTORES_SUPERHETERODINOS_RADAR_ATMOSFERICO_VHF.pdf

[11] T. Van Zandt, "A brief history of the development of wind-profiling or mst radars," in *Annales Geophysicae*, vol. 18, no. 7. Springer, 2000, pp. 740–749. [Online]. Available: http://www.ann-geophys.net/18/740/2000/angeo-18-740-2000.pdf

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

[12] P. Chilson, C. Ulbrich, M. Larsen, P. Perillat, and J. Keener, "Observations of a tropical thunderstorm using a vertically pointing, dual-frequency, collinear beam doppler radar," *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, vol. 10, no. 5, pp. 663–673, 1993.

[13] G. J. P. B. Briggs and D. H. Shinn, *The analysis of observation on spaced receivers of the fading radio signals.* Proc. Phys. Soc. London Sect. B, 1950.

[14] *MÓDULO DDS.* [Online]. Available: http://jro.igp.gob.pe/publications/tecnical_reports/2010/EI_2010.01.pdf

[15] *Frecuency Reference System.* [Online]. Available: http://jro-dev.igp.gob.pe/svn/jro_hard/hard_dev/projects/Clock_Frequency_Reference/ROJ%20Documentation/Documentation/Documentation.pdf

[16] C. D. Ahrens, *Meteorology Today: An introduction to weather, climate, and the environment.* West Publishing Company 4th ed, 1991.

[17] N. R. C. U. P. on Remote atmospheric probing, *Atmospheric Exploration by Remote Probes: Final Report of the Panel on Remote atmospheric probing.* National Academies, 1969, no. v. 1. [Online]. Available: https://books.google.com.pe/books?id=a0ArAAAAYAAJ

[18] N. Levanon, *Radar principles*, 1988.

[19] P. Delacoudre, *Fundamentos del radar*, 1963.

[20] S. I. L. Christian Bourde, Jeff Fuller, "RF prototyping techniques," 1998. [Online]. Available: http://forum.allaboutcircuits.com/attachments/rf_proto-1-pdf.16460/

[21] B. Edde, *Radar principles, technology, and applications*, 1993.

[22] C. Chien, *Digital radio systems on a chip: a systems approach.* Springer Science & Business Media, 2001.

[23] W. L. e. a. Seely, *The RF and Microwave Handbook*, 2001.

[24] B. Lindseth, W. O. Brown, J. Jordan, D. Law, T. Hock, S. A. Cohn, and Z. Popović, "A new portable 449 MHz spaced antenna wind profiler radar," *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 9, pp. 3544–3553, 2012.

[25] A. C. Riddle, L. M. Hartten, D. A. Carter, P. E. Johnston, and C. R. Williams, "A minimum threshold for wind profiler Signal-to-Noise ratios," *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, vol. 29, no. 7, pp. 889–895, 2012.

[26] W. I. Orr, *Radio handbook.* MARCOMBO, 1981.

[27] A. B. Williams and F. J. Taylor, *Electronic filter design handbook.* McGraw-Hill, Inc., 1995.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

TESIS PUCP

[28] R. Ludwig and P. Bretchko, *RF circuit design: theory and applications.* Prentice Hall Upper Saddle River, 2000.

[29] P. Vizmuller, *RF design guide: systems, circuits, and equations.* Artech House, 1995, vol. 1.

[30] A. I. Zverev, *Handbook of filter synthesis.* Wiley, 1967.

[31] C. J. Jiménez Fernández, A. López Ojeda, and C. León de Mora, "Metodología de diseño electrónico dentro de prácticas obligatorias de laboratorio," 2010. [Online]. Available: http://www.sav.us.es/pixelbit/pixelbit/articulos/n37/2.pdf

[32] *Jicamarca Acquisition Radar System (JARS).* [Online]. Available: http://jro-dev.igp.gob.pe/trac/ed_proj/jars1.1/export/28/jars1.1/doc/manual_tecnico.doc

[33] M. Larsen and J. Röttger, "Observations of thunderstorm reflectivities and doppler velocities measured at VHF and UHF," *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, vol. 4, no. 1, pp. 151–159, 1987.

[34] M. I. Skolnik, *Radar Systems.* McGraw-Hill, NY, 2001.

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

TESIS PUCP

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

Abreviaturas

BNC Conector *Bayonet Neill–Concelman*. 29, 30

CLAIRE Clear Air and Rain Estimations radar. 61

CLK Señal de reloj. 46

CR Sistema controlador de radar. 46, 60

DDS *Direct Digital Syntetizer* o sistema de síntesis digital. 8, 30, 31, 39, 45, 46, 48, 60, 65

DTFT transformada discreta de Fourier (DTFT). 6

FINCyT Fondo para la Innovación, la Ciencia y la Tecnología. 2

FSA Frequency domain Spectra analysis. 61

GPS *Global Positioning System* o sistema de posicionamiento global. 9, 30, 33, 34, 36

HF *High Frequency* o frecuencias de entre 3 MHz y 30 MHz. 6

JARS *Jicamarca Adquisition Radar System* o sistema de adquisición de datos del ROJ. 31, 44–46, 58–60, 66

N-Type Conector tipo N. 29, 30

ROJ Radio Observatorio de Jicamarca. 1–5, 7, 8, 29, 30, 34–36, 38, 39, 47, 49, 50, 54, 60, 61, 63

SHF *Super High Frequency* o frecuencias de entre 3 GHz y 30 GHz. 6

SMA *SubMiniature version A* o conector RF coaxial sub miniatura. 29, 30

SYNC Pulso de sincronismo. 46

Tropósfera La capa de la atmósfera terrestre que está en contacto con la superficie de la Tierra. 2

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis

TESIS PUCP

UHF *Ultra High Frequency* o frecuencias de entre 300 MHz y 3 GHz. 1–3, 6–8, 13, 14, 16, 18, 26–29, 32, 38, 39, 48

VHF *Very High Frequency* o frecuencias de entre 30 MHz y 300 MHz. 6, 7, 13, 14, 26, 27

WIN Ventana de adquisición. 46

Tesis publicada con autorización del autor
No olvide citar esta tesis