

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR
FACULTAD DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



**Construcción de un radar de apertura sintética
de baja potencia y de bajo costo.**

PRESENTADO POR:

KEVIN ESTUARDO FLORES MÁRQUEZ

HERBERT ALEXANDER HERNÁNDEZ CASTRO

PARA OPTAR AL TÍTULO DE:

INGENIERO ELECTRICISTA

CIUDAD UNIVERSITARIA, AGOSTO DE 2011.

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR

RECTOR :

MSc RUFINO ANTONIO QUEZADA SÁNCHEZ

SECRETARIO GENERAL :

LIC. DOUGLAS VLADIMIR ALFARO CHÁVEZ

FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA

DECANO :

ING. MARIO ROBERTO NIETO LOVO

SECRETARIO :

ING. OSCAR EDUARDO MARROQUÍN HERNÁNDEZ

ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

DIRECTOR :

ING. JOSÉ WILBER CALDERÓN URRUTIA

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR
FACULTAD DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

Trabajo de Graduación previo a la opción al Grado de:

INGENIERO ELECTRICISTA

Título :

**Construcción de un radar de apertura sintética
de baja potencia y de bajo costo.**

Presentado por :

**KEVIN ESTUARDO FLORES MÁRQUEZ
HERBERT ALEXANDER HERNÁNDEZ CASTRO**

Trabajo de Graduación aprobado por :

Docente Director :

DR. CARLOS EUGENIO MARTÍNEZ CRUZ

San Salvador, Agosto de 2011

Trabajo de Graduación aprobado por:

Docente Director:

DR. CARLOS EUGENIO MARTÍNEZ CRUZ

DEDICATORIA

A todas las personas que de una u otra manera me brindaron su ayuda durante mi actividad académica en la Universidad de El Salvador.

Kevin Estuardo Flores Márquez.

DEDICATORIA

A los amigos y a los compañeros críticos, perseverantes y honestos a sí mismos; que a través de la ingeniería comienzan su búsqueda incesante por un conocimiento integral.

Herbert Alexander Hernández Castro.

AGRADECIMIENTOS

A mi madre Nora Elizabeth Márquez, ya que sin su ayuda no habría sido posible llegar a este punto, el cual simboliza la culminación de un invaluable esfuerzo.

A Linda Corvera, que me brindó la motivación necesaria para alcanzar esta meta.

A Herbert Castro, colega y amigo que me acompañó en la mayor parte de mi actividad académica dentro de la Universidad de El Salvador.

Kevin Estuardo Flores Márquez.

AGRADECIMIENTOS

Agradezco de manera sublime a mi tía Vilma Castro, mi mayor ejemplo de fortaleza, por su soporte absoluto.

A mi madre María Antonia Castro y a mi abuela Sara del Carmen Flores, por su apoyo inefable en la mayor parte de mi carrera.

A mi hermana Roxana, a mis primas Claritza y Ana Miriam Castro. Valoro profundamente la fuerte confianza depositada en mi trabajo, agradezco la total comprensión y compañía en todo momento.

A Rodolfo Velasco, Kevin Flores y Carlos Javier López; muy apreciados amigos, de quienes no olvidaré que cada día exigieron de mí superación. Gracias por su motivación.

A mis familiares, amigos, colegas y docentes que me indujeron a este éxito académico.

Herbert Alexander Hernández Castro.

ÍNDICE DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN.....	I
OBJETIVOS.....	II
CAPÍTULO 1. CONTROL DE ESTRUCTURA PARA DOS ANTENAS.	
1.1	INTRODUCCIÓN.....1
1.2	MARCO TEÓRICO.....2
1.3	ORIGEN DEL PROYECTO.....4
1.4	ARQUITECTURA DEL RADAR.....4
1.5	PROPUESTA DE SOLUCIÓN.....6
1.5.1	SOFTWARE DE CONTROL.....8
1.5.2	PUERTO PARALELO.....14
1.5.3	ESQUEMA BÁSICO DE OPERACIÓN ELECTRÓNICA.....18
1.5.4	DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DE ETAPA ELECTRÓNICA.....18
1.5.5	ELECTRÓNICA DE CONTROL.....20
1.5.6	ELECTRÓNICA DE POTENCIA.....21
1.5.7	MOTORES DE PASO.....23
1.6	PRESUPUESTO DE IMPLEMENTACIÓN.....25
CAPÍTULO 2. COMPONENTES DE RF.	
2.1	INTRODUCCIÓN.....26
2.2	TEORÍA GENERAL DE FMCW SAR.....27
2.3	COMPONENTES DE MICROONDAS.....29
2.3.1	ESQUEMA GENERAL EN BLOQUES DEL SAR.....29
2.3.2	Oscilador YIG (YIG OSC).....31
2.3.3	Acoplador Direccional.....33
2.3.4	Antenas de TX y RX.....34
2.3.5	Mixer.....34
2.3.6	Amplificador de VIDEO.....36
2.3.7	Digitalización de la señal.....37
2.4	CARACTERÍSTICAS GENERALES DE RF.....37
2.4.1	Circuitos electrónicos diseñados.....39
CAPÍTULO 3. EQUIPOS DE MEDICIÓN Y RESULTADOS OBTENIDOS DEL SISTEMA SAR	
3.1	INTRODUCCIÓN.....42
3.2	EQUIPOS DE MEDICIÓN Y AUXILIARES UTILIZADOS.....43
3.2.1	Generador de señales.....43
3.2.2	Osciloscopio.....43
3.2.3	Analizador de Espectro.....44
3.2.4	Multímetro.....45
3.3	RESUMEN DE RESULTADOS EN MEDICIONES DE RF.....46
3.3.1	PRUEBAS REALIZADAS CON ANALIZADOR AGILENT SERIE EXA EN LA EIE DEL 27 DE JUNIO DEL 2011 AL 29 DE JUNIO DEL 2011.....46

3.4	RESULTADOS DE LA SEÑAL DIGITALIZADA.....	61
3.4.1	<i>PRUEBA 1: PLACA METALICA COMO BLANCO A DIFERENTES DISTANCIAS. A 59cm, 100cm, 150cm, 200cm.</i>	66
3.4.2	<i>PRUEBA 2: SEÑAL CONTRA LA PARED LATERAL DEL LABORATORIO DE TELECOMUNICACIONES.</i>	69
3.4.3	<i>PRUEBA 3: ESFERAS METÁLICAS COMO BLANCOS A DIFERENTES DISTANCIAS.</i>	69
3.5	PRIMERAS PRUEBAS DE CALIBRACIÓN CON DAQ NI 6008 Y LABVIEW.....	72
3.6	RESULTADOS DEL PROCESAMIENTO PARA LA FORMACIÓN DE IMÁGENES.....	78
3.6.1	<i>PROBLEMAS ENCONTRADOS EN EL DESARROLLO DE L CIRCUITO DE RF.</i>	78
3.6.2	<i>LIMITACIONES DEL SAR.</i>	79
 CAPÍTULO 4. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS		
4.1	CONTROL DE ESTRUCTURA PARA DOS ANTENAS.....	80
4.1.1	<i>CONCLUSIONES.</i>	80
4.1.2	<i>RECOMENDACIONES.</i>	80
4.2	COMPONENTES RF.....	81
4.2.1	<i>CONCLUSIONES.</i>	81
4.2.2	<i>LÍNEAS FUTURAS.</i>	81
4.3	EQUIPOS DE MEDICIÓN Y RESULTADOS OBTENIDOS DEL SISTEMA SAR.....	81
4.3.1	<i>CONCLUSIONES.</i>	81
4.3.2	<i>LÍNEAS FUTURAS.</i>	81
	REFERENCIAS.....	82
	ANEXOS	

ÍNDICE DE IMÁGENES

CAPÍTULO 1.

Figura 1 - 1. SAR en aplicación aérea.....	2
Figura 1 - 2. Radar de bajo costo sobre riel, implementado por Charvar, Kempel y Coleman.....	5
Figura 1 - 3. Vista de planta de gabinete abierto de SAR de bajo costo, implementado por Charvat, Kempel y Coleman.....	5
Figura 1 - 4. Área de desarrollo de SAR de bajo costo en la Universidad de Michigan, implementado por Charvat, Kempel y Coleman.....	6
Figura 1 - 5. Estructura disponible en el laboratorio de la Escuela de Ingeniería Eléctrica. UES.....	7
Figura 1 - 6. Estructura semejante al disponible en la EIE. UES.....	7
Figura 1 - 7. Diagrama de bloques de la propuesta de solución.....	8
Figura 1 - 8. Interfaz de la versión final de programa de control en MATLAB.....	9
Figura 1 - 9. Mensaje de error, en función de la capacidad operativa del control.....	9
Figura 1 - 10. Mensaje de error al seleccionar más de un tipo de movimiento.....	12
Figura 1 - 11. Ventana de error para la entrada "número total de pasos".....	13
Figura 1 - 12. Ventana de error para la entrada "frecuencia de pasos".....	13
Figura 1 - 13. PinOut del puerto paralelo.....	15
Figura 1 - 14. Diagrama en bloque de la etapa electrónica.....	18
Figura 1 - 15. Circuito completo para el control de estructura para SAR.....	19
Figura 1 - 16. Bloque básico de circuito para control de estructura.....	20
Figura 1 - 17. Diagrama interno del 74LS244, 8 búferes.....	21
Figura 1 - 18. Diagrama interno del 74139, decodificador de 4 a 8 líneas, del cual solo se usará 1/2.....	21
Figura 1 - 19. Diagrama interno del L298N. Etapa de potencia.....	22
Figura 1 - 20. Placa de motor paso utilizado para movimiento en plano X-Y.....	23
Figura 1 - 21. DB9 como conector del motor eje "X" y "Y".....	24

CAPÍTULO 2.

Figura 2 - 1. Señal chirp, la frecuencia de la señal incrementa linealmente en el tiempo.....	27
Figura 2 - 2. Frecuencia de la señal chirp, la señal recibida (línea punteada) es una versión retrasada.....	28
Figura 2 - 3. Presentación en el tiempo de la señal <i>beat</i> , la frecuencia de la misma es proporcional a la dispersión de la distancia del blanco.....	28
Figura 2 - 4. Señal <i>beat</i> representada en el dominio de la frecuencia.....	29
Figura 2 - 5. Diagrama de bloques del radar de apertura sintética [3].....	29
Figura 2 - 6. a) Valores nominales de oscilador YIG utilizado. b) Pines de entrada, salida y alimentación del YIG.....	31
Figura 2 - 7. Diagrama de pines de un oscilador YIG genérico.....	32
Figura 2 - 8. Conexión terminal HTR dentro de un YIG.....	32
Figura 2 - 9. Acoplador direccional utilizado en SAR.....	33
Figura 2 - 10. Antenas de tipo bocina para banda X. Parte del equipo FEEDBACK.....	34
Figura 2 - 11. Los dos procesos que lleva a cabo un <i>mixer</i> o mezclador, en función de las conexiones de sus puertos.....	35
Figura 2 - 12. Mixer utilizado en el sistema SAR.....	36
Figura 2 - 13. Amplificador de voltaje empleado en la etapa previa a digitalización.....	36
Figura 2 - 14. Tarjeta de adquisición de datos NI USB 6008.....	37
Figura 2 - 15. Etapa de potencia para una señal triangular de corriente.....	40
Figura 2 - 16. Señal de corriente que controla el oscilador YIG.....	41

CAPÍTULO 3.

Figura 3 - 1. Fotografía de osciloscopio empleado en diversas mediciones.....	43
Figura 3 - 2. Analizador de espectro HP 8592L para primeras pruebas de caracterización del oscilador microonda.....	44
Figura 3 - 3. Analizador de espectro Agilent serie EXA.....	45
Figura 3 - 4. Esquema básico de control de operación del oscilador YIG.....	46
Figura 3 - 5. Gráfica Frecuencia-Corriente de control, respectiva a la caracterización del oscilador YIG 1.	47
Figura 3 - 6. Espectro de la señal de salida del oscilador YIG 1, excitado para producir señal a frecuencia mínima.....	48
Figura 3 - 7. Espectro de la señal de salida del oscilador YIG 1, excitado para producir señal a frecuencia máxima.....	48
Figura 3 - 8. Espectro para una señal FM lineal de 6.8GHz a 12.4GHz. Salida de oscilador YIG.....	49
Figura 3 - 9. Espectro para una señal FM lineal de 6.8GHz a 12.4GHz y su segunda armónica. Salida de oscilador YIG.	50
Figura 3 - 10. Salida de acoplador direccional. Derivación 1.....	51
Figura 3 - 11. Salida de acoplador direccional. Derivación 3.....	51
Figura 3 - 12. Comparación de salida de acoplador direccional, derivación 1, con carga y sin carga a la salida directa del acoplador direccional.....	52
Figura 3 - 13. Salida de acoplador direccional. Derivación 1. Para una antena conectada a la salida directa.....	52
Figura 3 - 14. Conexión de puertos para el <i>mixer</i> utilizado.....	53
Figura 3 - 15. Señal registrada en el puerto LO, para señal inyectada en RF.....	54
Figura 3 - 16. Señal registrada en el puerto LO, para señal inyectada en IF.....	54
Figura 3 - 17. Señal registrada en el puerto IF, inyectando dos señales a 150MHz de diferencia.....	55
Figura 3 - 18. Ventana de 9kHz a 500MHz para observar la operación del <i>mixer</i>	55
Figura 3 - 19. Señal recibida para una prueba sin acoplador direccional.....	56
Figura 3 - 20. Espectro de la señal a la salida directa del acoplador direccional.....	57
Figura 3 - 21. Salida del Mixer con el sistema completo operando.....	58
Figura 3 - 22. Salida directa del acoplador direccional con aislador.....	59
Figura 3 - 23. Salida directa del acoplador direccional sin aislador.....	59
Figura 3 - 24. Señal recibida (Rx) con aislador conectado al acoplador direccional.....	60
Figura 3 - 25. Señal recibida (Rx) sin aislador conectado al acoplador direccional.....	60
Figura 3 - 26. Señal original, FFT y función Periodogram aplicada al blanco caja de térmicos. Distancia no mayor a 2 metros.....	61
Figura 3 - 27. Señal original, FFT y función Periodogram aplicada a un blanco (caja de térmicos) a una distancia diferente pero no mayor a los dos metros.....	62
Figura 3 - 28. Señal original, FFT y función Periodogram aplicada a dos blancos (esferas metálicas) a una distancia aproximadamente de un metro.....	62
Figura 3 - 29. Señal original, FFT y función Periodogram aplicada a dos blancos más alejados (esferas metálicas).....	63
Figura 3 - 30. Señal original, FFT y función Periodogram aplicada a dos blancos (antenas tipo bocina).....	63
Figura 3 - 31. Señal original, FFT y función Periodogram aplicada a dos blancos (antenas tipo bocina con mayor separación).....	64
Figura 3 - 32. Señal original, FFT y función Periodogram aplicada a dos blancos (antenas tipo bocina con mayor separación entre ellas respecto a las pruebas pasadas).....	65
Figura 3 - 33. Señal original, FFT y función Periodogram aplicada a tres blancos (antenas tipo bocina).....	65
Figura 3 - 34. Señal original, FFT y función Periodogram aplicada a cinco blancos (antenas tipo bocina).....	66
Figura 3 - 35. Señal original, FFT y función <i>Periodogram</i> aplicada a una blanco a 59cm de distancia.....	67
Figura 3 - 36. Señal original, FFT y función <i>Periodogram</i> aplicada a una blanco a 100cm de distancia.....	67
Figura 3 - 37. Señal original, FFT y función <i>Periodogram</i> aplicada a una blanco a 150cm de distancia.....	68
Figura 3 - 38. Señal original, FFT y función <i>Periodogram</i> aplicada a una blanco a 200cm de distancia.....	68

Figura 3 - 39. Señal original, FFT y función <i>Periodogram</i> aplicada al blanco que representa la pared a unos 250cm de distancia, cuando las pruebas se realizaron transmitiendo a lo ancho del recinto de laboratorio.	69
Figura 3 - 40. Señal original, FFT y función <i>Periodogram</i> aplicada a dos blancos (esfera 1 a 50cm y esfera 2 a 100cm).	70
Figura 3 - 41. Señal original, FFT y función <i>Periodogram</i> aplicada a dos blancos (esfera 1 a 50cm y esfera 2 a 150cm de distancia).....	70
Figura 3 - 42. Señal original, FFT y función <i>Periodogram</i> aplicada a dos blancos (esfera 1 a 50cm y esfera 2 a 200cm).	71
Figura 3 - 43. Señal original, FFT y función <i>Periodogram</i> aplicada a dos blancos (esfera 1 a 100cm y esfera 2 a 200cm).	71
Figura 3 - 44. Señal original, FFT y función <i>Periodogram</i> aplicada a un blanco (esfera 2 a 200cm).	72
Figura 3 - 45. FFT de un blanco a 50cm. Amplitud lineal.....	74
Figura 3 - 46. FFT de un blanco a 100 cm. Amplitud lineal.....	75
Figura 3 - 47. Densidad espectral de un blanco a 100cm. Amplitud en dB.....	75
Figura 3 - 48. FFT de un blanco a 153cm. Amplitud lineal.....	76
Figura 3 - 49. Densidad espectral de un Blanco a 153cm. Amplitud en dB.....	76
Figura 3 - 50. FFT de un blanco a 200cm. Amplitud lineal.....	77
Figura 3 - 51. Densidad espectral de un blanco a 200cm Amplitud en dB.....	77

ÍNDICE DE TABLAS

CAPÍTULO 1.

Tabla 1 - 1. Activación de bobina según el tipo de secuencia paso completo normal.	10
Tabla 1 - 2. Activación de bobina según el tipo de secuencia medio paso.....	11
Tabla 1 - 3. Activación de bobina según el tipo de secuencia de alto torque.....	12
Tabla 1 - 4. Distribución de pines a usar para el Control de Estructura.....	15
Tabla 1 - 5. Estado de Pines para la Selección de Motor.....	15
Tabla 1 - 6. Secuencia a Medio Paso para sentido horario, anti-horario para cada uno de los cuatro motores. Se muestra su dirección Hexadecimal y Decimal correspondiente.....	16
Tabla 1 - 7. Secuencia a Paso Completo para sentido horario, antihorario para cada uno de los cuatro motores. Se muestra su dirección Hexadecimal y Decimal correspondiente.....	17
Tabla 1 - 8. Secuencia a de Alto Torque para sentido horario, anti-horario para cada uno de los cuatro motores. Se muestra su dirección Hexadecimal y Decimal correspondiente.....	17
Tabla 1 - 9. Características básicas de L298N respecto a rangos de operación máximos.	22
Tabla 1 - 10. Especificación de bobinado de motor de acuerdo a la secuencia de funcionamiento.	24
Tabla 1 - 11. Presupuesto de Proyecto Control de Estructura.....	25

CAPÍTULO 2.

Tabla 2 - 1. Características del oscilador YIG.....	37
---	----

CAPÍTULO 3.

Tabla 3 - 1. Caracterización discreta del oscilador YIG 1.....	46
Tabla 3 - 2. Caracterización discreta del oscilador YIG 2.....	47
Tabla 3 - 3. Resultados del experimento con el oscilador YIG controlado por una señal de 30Hz.	50
Tabla 3 - 4. Resultados del experimento con el acoplador direccional, para su salida directa y derivaciones.....	53
Tabla 3 - 5. Resultados del experimento con el mixer.....	54
Tabla 3 - 6. Potencia recibida cuando no se incluye el acoplador direccional en el sistema.....	56
Tabla 3 - 7. Potencia medida a la salida directa del acoplador direccional.	57
Tabla 3 - 8. Resultados de primeras pruebas de calibración frecuencia-distancia.....	78
Tabla 3 - 9. Relación de frecuencias <i>beat</i> calculadas y experimentales.....	78

INTRODUCCIÓN

Este documento presenta una investigación sobre la construcción de un sistema de imágenes RADAR de baja potencia y de bajo costo. Su principio RF está parcialmente basado en un sistema radar implementado en Estados Unidos de América por Gregory L. Charvat, del departamento de Ingeniería Eléctrica y Computación de la Michigan State University [1].

Ha sido posible dar vida a un sistema radar gracias a la disponibilidad de componentes microondas en los laboratorios de la Escuela de Ingeniería Eléctrica. Dichos componentes delimitaron su operación en la banda X. Aquí nació la propuesta de su construcción, en reorientar los recursos hacia una finalidad más específica complementada e inspirada en recientes desarrollos fuera de nuestras fronteras.

La construcción de este instrumento busca abrir brecha en la investigación afín a la tecnología microondas.

El documento comprende cuatro capítulos: "Control de Estructura para Dos Antenas", "Componentes de RF", "Equipos de Medición y Resultados Obtenidos del Sistema SAR" y "Conclusiones y Líneas Futuras". El primero describe un control por medio de software y electrónica de potencia que permite diferentes tipos de desplazamiento, aunque uno solo es suficiente para realizar un barrido necesario para la captura de la imagen con el Radar. El segundo capítulo hace referencia a la teoría de microondas y descripción de los componentes utilizados. Luego, en el capítulo 3, se muestra una serie de pruebas de caracterización de los componentes, así como las pruebas subsecuentes del sistema radar construido por partes hasta pruebas finales incluyendo captura de datos e interpretación. Todas las mediciones y pruebas se asocian a la transmisión y recepción de una señal de frecuencia modulada tipo chirp. En un cuarto capítulo se plantean las conclusiones derivadas de las limitantes en la implementación, así como los recursos necesarios para la continuidad del desarrollo y líneas futuras.

OBJETIVOS

Objetivo general:

- Construir un sistema de formación de imágenes radar.

Objetivos específicos:

- Diseñar un sistema de control vía software para motores paso, utilizados para controlar cada uno de los 4 posibles movimientos de una antena de microondas.
- Analizar el costo total de la implementación de un SAR de bajo costo, en la escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de El Salvador, basado en el trabajo del Dr. Gregory L. Charvat.
- Comprender el funcionamiento de los osciladores de microondas, específicamente osciladores YIG, su forma de control, limitantes, precauciones y cuidados.
- Identificar las características básicas de los *mixers* en microondas.
- Realizar pruebas de transmisión y recepción de señales generadas por un circuito completo de transmisión de pulsos *chirp*.
- Comprender el proceso de demodulación de la señal de rebote proveniente de un blanco.

CAPÍTULO 1. CONTROL DE ESTRUCTURA PARA DOS ANTENAS.

1.1 INTRODUCCIÓN.

Este capítulo comprende un diseño de control de una estructura capaz de proveer a un equipo de transmisión y recepción de microondas, desplazamiento en dos dimensiones de un plano horizontal X-Y, y por otra parte ubicación en dos dimensiones adicionales: Azimut y Elevación.

Se ha elaborado un diseño electrónico manejado por software, considerando cuatro motores paso a paso como la carga circuital del sistema. Se buscó elaborar un control vía software en base a estimaciones económicas, por lo que se prescindió de un control completo desde hardware. La justificación de la opción tomada es que las características de la carga y operación en general permiten realizar parte de la etapa de control en un lenguaje de usos generales. Al momento de desarrollar este software se emplea MATLAB proyectando que el trabajo siguiente habría una etapa de procesamiento de la señal radar. Desde MATLAB se genera la información lógica para la etapa electrónica.

A pesar de los beneficios que pueden lograrse con este control de estructura, es preciso acotar que su aplicación fundamental para con el SAR estará orientada para desplazar, en un solo eje o dimensión, los componentes RF y electrónicos del sistema radar.

Las etapas del diseño son en esencia: Etapa de Control de Software, Interfaz, Control Electrónico, Etapa de Potencia, Carga (motores). Además, entre algunas utilidades en el proceso de creación, se incorporó el uso del software de simulación de circuitos *Proteus 7*.

1.2 MARCO TEÓRICO

Un Radar de Apertura Sintética (acrónimo SAR, del inglés Synthetic Aperture Radar) es un tipo de sistema radar utilizado para la formación de imágenes. Consiste en procesar mediante algoritmos la información capturada por la antena del radar. Este procesado busca combinar la información obtenida en varios barridos de la antena para recrear un solo "barrido virtual". Al final el sistema radar proporciona el mismo rendimiento que daría si estuviese equipado con una antena mucho más grande y directiva que la que tiene en realidad. En un principio se usó en casos en los que el radar estaba en movimiento y los blancos relativamente inmóviles (aviones); más tarde su uso se extendió profusamente en aplicaciones de teledetección y en cartografía.

En una aplicación SAR típica se acopla una antena de radar en un lateral del fuselaje de una aeronave. Para obtener un haz de radiación estrecho se necesitaría una antena muy grande, que evidentemente no puede ser instalada en un avión. Por tanto, los pulsos emitidos por el radar del avión serán anchos. El sistema se configura de tal manera que el pulso sea ancho en la dirección vertical: típicamente iluminará el terreno desde inmediatamente debajo del avión hasta el horizonte.

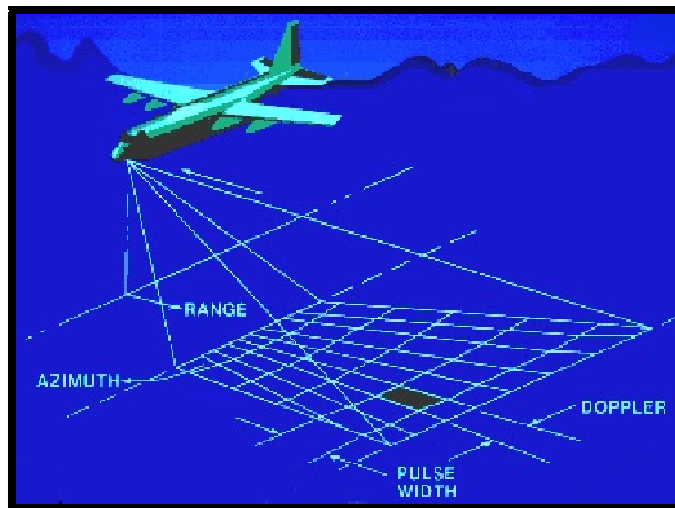


Figura 1 - 1. SAR en aplicación aérea.

Si el terreno es aproximadamente plano, el tiempo que tardan en llegar los diferentes ecos permite distinguir puntos del terreno, situados a diferentes distancias en la línea de trayectoria de la nave: si el eco tarda "t" segundos en volver a la antena, sabremos que ha sido reflejado por un punto situado aproximadamente a una distancia:

$$r = \frac{c \cdot t}{2}$$

Donde:

- **c**: velocidad de la luz en el vacío.
- **t**: tiempo de retorno de la señal.
- **r**: el rango.

La ecuación anterior es una extensión de la relación física entre la velocidad, distancia y tiempo. Dicha relación se modela de la siguiente manera:

$$v = \frac{d}{t}$$

Donde:

- **v**: velocidad.
- **t**: tiempo.
- **d**: distancia.

Distinguir puntos a lo largo de la trayectoria del avión es difícil con una antena pequeña. Sin embargo, si se va guardando información de amplitud y fase de cada señal reflejada en un determinado punto del terreno y la nave va emitiendo una ráfaga de pulsos a medida que avanza, entonces será posible combinar los resultados de dichos pulsos. En resumen: una antena pequeña emite una serie de pulsos consecutivos, recibe una serie de ecos y los combina de modo que parezca que es una sola observación (simultánea) de una antena grande. Se ha creado una "apertura sintética" mucho más grande que la longitud real de la antena y de hecho mucho más grande que el propio avión.

Combinar las series de observaciones es computacionalmente muy costoso. Normalmente no se hace a bordo del avión, sino que las observaciones se mandan a estaciones terrestres y allí se combinan usando técnicas basadas en transformadas de Fourier. El resultado es un "mapa de reflectividad radar". De cada punto del terreno se sabrá cómo distorsiona la amplitud y la fase del pulso. En las aplicaciones más simples la información de fase se desecha. A partir de la información de amplitud se pueden extraer multitud de datos sobre la superficie. Estos mapas no son fáciles de interpretar. En la actualidad se está recopilando información experimental resultado de sobrevolar con vuelos de prueba terrenos ya conocidos.

1.3 ORIGEN DEL PROYECTO.

Gracias a trabajos realizados por diversas personas, ahora puede implementarse un sistema de formación de imágenes utilizando el principio SAR a un costo relativamente bajo. El sistema que se describe está basado en el trabajo *A Low-Power High-Sensitivity X-Band Rail SAR Imaging System* de Gregory L. Charvat, Leo C. Kempel y Chris Coleman, del departamento de Ingeniería Eléctrica y Computación de la Universidad Estatal de Michigan, en Estados Unidos [2].

El sistema consiste en un transmisor y receptor de microondas montados sobre un riel lineal de ocho pies de largo. El sistema trabaja en *banda X* y utiliza como señal una función *chirp* (Señal FM lineal), que oscila desde los 7.5 GHz hasta los 12.5 GHz. Ésta quizá sea la característica principal del diseño, ya que la resolución del radar está estrechamente relacionada con este parámetro.

La potencia transmitida del radar es ajustable a 10 dBm o menos, esta potencia es relativamente muy baja, por lo cual una de las aplicaciones que podría tener es en áreas donde hay límites de potencia de transmisión. A pesar de la baja potencia, debido al barrido de frecuencia que hace la señal transmitida, se puede obtener alta resolución transversal (cross-range).

1.4 ARQUITECTURA DEL RADAR.

El radar se compone por los siguientes elementos.

- **OSCILADOR:** Oscilador YIG, para este caso particular se utiliza un YIG AVANTEK Y085-2265, cuyos datos de placa indican una frecuencia mínima de 8GHz, y una máxima de 12.4GHz, con una tasa chirp de 45GHz/ms. Para el control del mismo se utiliza un circuito generador de rampa de corriente, ya que el oscilador YIG, es un oscilador controlado por corriente, este parámetro debe tomarse en cuenta para el diseño del circuito de control.
- **MXR1:** mezclador de señal.
- **LNA1:** amplificador de señal de bajo ruido, este elemento es de utilidad en aplicaciones donde la señal recibida se encuentra con una baja relación señal a ruido, para rangos cortos, como para los que se diseña este proyecto, se puede prescindir de este elemento, de acuerdo a las características de señal que se tengan en la práctica.
- **VIDEO AMP:** Amplificador de señal diseñado para incrementar la amplitud de la señal filtrada por FL1, para posteriormente ser digitalizada.
- **DIGITALIZADOR:** es un convertidor analógico digital con una resolución de 12 bits, y una velocidad de 10 KSPS.

Por otro lado, los radares de Banda X realizado por Gregory Louis Charvat tienen un costo relativamente bajo en comparación a un SAR con propósitos específicos. Uno de los radares implementados se muestra en las siguientes imágenes.

Lo importante a destacar es el control de estructura para obtener un barrido sobre una longitud determinada. Las características de funcionamiento propio del radar se detallan en el capítulo 2 y 3.

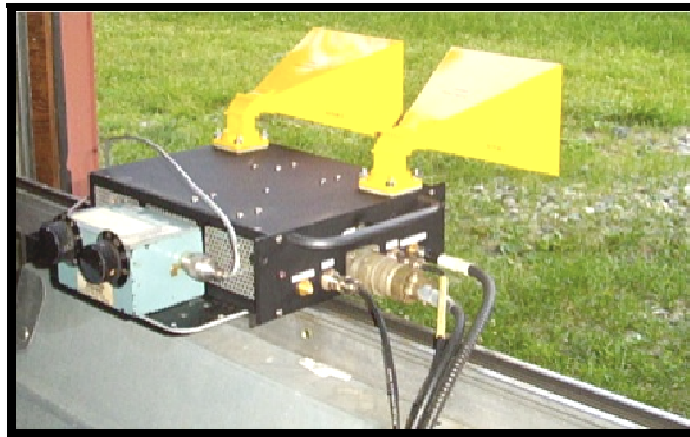


Figura 1 - 2. Radar de bajo costo sobre riel, implementado por Charvar, Kempel y Coleman.

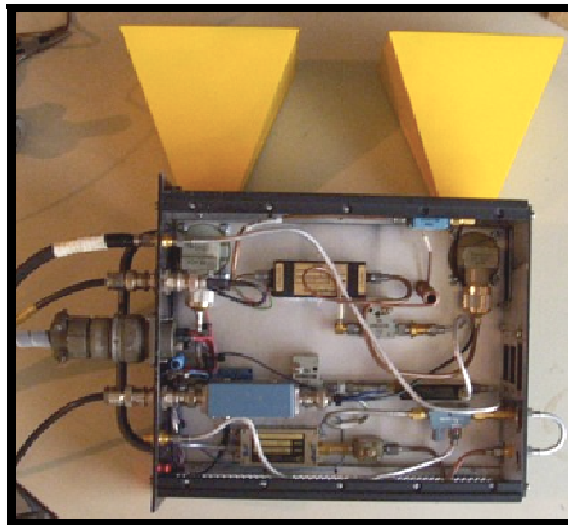


Figura 1 - 3. Vista de planta de gabinete abierto de SAR de bajo costo, implementado por Charvat, Kempel y Coleman.



Figura 1 - 4. Área de desarrollo de SAR de bajo costo en la Universidad de Michigan, implementado por Charvat, Kempel y Coleman.

1.5 PROPUESTA DE SOLUCIÓN.

Desde el funcionamiento básico de un SAR, la antena debe desplazarse y tomar muestras en una secuencia ordenada de pasos, es acá donde comienza el diseño de un SAR.

Para poder realizar desplazamientos controlados, a nivel de laboratorio, como ejemplo el control de la antena de SAR de bajo costo descrito con anterioridad, se debe poseer un sistema de control computarizado capaz de realizar movimientos con precisión. La manera óptima de realizar el control de los movimientos de una antena es a través del uso de motores paso, ya que estos permiten tener un menor margen de error al poder realizar movimientos sutiles, útiles para el control de posición de una antena.

En la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de El Salvador, se cuenta con una estructura que posee dos direcciones de movimiento controladas por motores de paso, esta estructura se encontraba abandonada y desaprovechada. Es aquí donde surge la oportunidad de utilizarla en el montaje de antenas con propósitos de implementación de SAR.



Figura 1 - 5. Estructura disponible en el laboratorio de la Escuela de Ingeniería Eléctrica. UES.

Según investigaciones adicionales, este tipo de estructura esta ideada originalmente para el montaje de estructuras de corte de precisión, sin embargo el mismo hecho que pueda realizar movimientos preprogramados sutiles, permite que pueda ser perfectamente adaptada para la solución del problema planteado con anterioridad.

Un aparato análogo al que se tiene en el laboratorio de la escuela de ingeniería eléctrica se muestra en la siguiente imagen:

FireBall V90

- Approx. 12" x 18" x 3" Cutting Area
- Thomson Precision Linear Shafts
- Oilite bearings
- Precision Acme 2-start Leadscrews
- Delrin Nuts
- Solid Brass Machined Couplings
- Cast & Machined Commercial Grade Z-Axis
- Tool Holder for Dremel Model 300 Included
- Uses NEMA 23 Frame Motors
- 220 Inches Per Minute Rapids*
- Easy To Assemble

Winner of the Judges Choice Award at **Maker Faire** Austin 2008

As Featured in **NUTS & VOLTS**

\$599 Base Price

*Shown with options

Figura 1 - 6. Estructura semejante al disponible en la EIE. UES.

Los cuatro movimientos que se pretenden controlar son:

- **Movimiento en plano X**
- **Movimiento en plano Y**
- **Movimiento en ángulo azimut**
- **Movimiento en ángulo de elevación**

Siendo el plano X,Y paralelo al plano de tierra.

Cada uno de estos movimientos será controlado por un motor paso, debido al torque necesario para rotar los ejes de la estructura cada motor paso deberá tener una potencia suficiente para no ser superados por las fuerzas de fricción e inercia.

Para lograr controlar los cuatro movimientos la estructura debe ser modificada, para adaptar los dos motores restantes, esto conlleva el uso de una nueva estructura mecánica, que se adapte a la existente para controlar los movimientos azimut y elevación.

La propuesta de solución en bloques se muestra continuación:

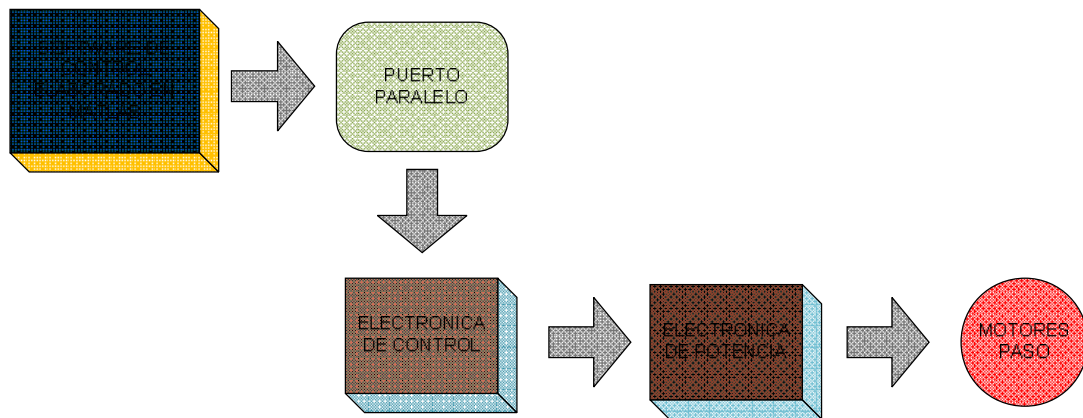


Figura 1 - 7. Diagrama de bloques de la propuesta de solución.

1.5.1 SOFTWARE DE CONTROL.

El software de control ha sido desarrollado en MATLAB con el objetivo de aprovechar la programación modular, y en pasos posteriores implementar el código necesario para el procesamiento de señales.

El programa básicamente consiste de una interfaz gráfica, que permite al usuario seleccionar el motor a controlar, así como también el tipo de movimiento que el motor realizará; a su vez se tiene control sobre la cantidad de pasos y el número de pasos por segundo, es decir la frecuencia.

La interfaz gráfica desarrollada, se muestra en la siguiente imagen:



Figura 1 - 8. Interfaz de la versión final de programa de control en MATLAB.

1.5.1.1 Selección de Motor:

Es la parte de la interfaz gráfica que permite seleccionar cuál motor se controlará. Es importante destacar que únicamente uno de los motores debe estar seleccionado. Esta característica de diseño parte del hecho que la cantidad de corriente para hacer trabajar un motor es alta, puesto que los motores son de alto torque. Para poder realizar funciones con más de un motor a la vez, se requeriría de una fuente de corriente robusta de hasta 8 amperios en el caso crítico que se usen cuatro motores. Si bien es una limitante eléctrica, por otro lado el sistema radar no exige un movimiento complejo.

Si el usuario selecciona más de un motor, el programa enviará un mensaje de error, tal como se muestra en la siguiente figura:

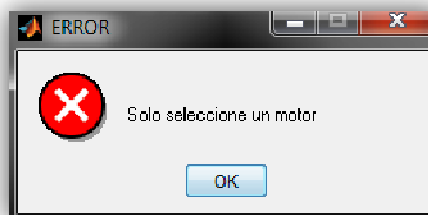


Figura 1 - 9. Mensaje de error, en función de la capacidad operativa del control.

1.5.1.2 Tipo de movimiento:

El tipo de movimiento brinda la funcionalidad de seleccionar qué tipo de movimiento realizará el motor. Existen tres tipos de configuraciones que se pueden tener con motores paso. En la Tabla 1 - 1, Tabla 1 - 2 y Tabla 1 - 3 se presentan enumerados cada paso de un motor y el bobinado que se activa (color rojo). Cada tabla representa una secuencia o configuración.

Secuencia del tipo wave drive (paso completo normal): En esta secuencia se activa sólo una bobina a la vez. En algunos motores esto brinda un funcionamiento más suave. La contrapartida es que al estar sólo una bobina activada, el torque de paso y retención es menor.

Tabla 1 - 1. Activación de bobina según el tipo de secuencia paso completo normal.

PASO	Bobina A	Bobina B	Bobina C	Bobina D	
1	ON	OFF	OFF	OFF	
2	OFF	ON	OFF	OFF	
3	OFF	OFF	ON	OFF	
4	OFF	OFF	OFF	ON	

Secuencia del tipo medio paso: En esta secuencia se activan las bobinas de tal forma de brindar un movimiento igual a la mitad del paso real. Para ello se activan primero dos bobinas y luego solo una, y así sucesivamente. Como vemos en la tabla la secuencia completa consta de ocho movimientos en lugar de cuatro.

Tabla 1 - 2. Activación de bobina según el tipo de secuencia medio paso.

PASO	Bobina A	Bobina B	Bobina C	Bobina D	
1	ON	OFF	OFF	OFF	
2	ON	ON	OFF	OFF	
3	OFF	ON	OFF	OFF	
4	OFF	ON	ON	OFF	
5	OFF	OFF	ON	OFF	
6	OFF	OFF	ON	ON	
7	OFF	OFF	OFF	ON	
8	ON	OFF	OFF	ON	

Secuencia alto torque: Esta es la secuencia más usada y la que generalmente recomienda el fabricante. Con esta secuencia el motor avanza un paso por vez y debido a que siempre hay al menos dos bobinas activadas, se obtiene un alto torque de paso y de retención.

Tabla 1 - 3. Activación de bobina según el tipo de secuencia de alto torque.

PASO	Bobina A	Bobina B	Bobina C	Bobina D	
1	ON	ON	OFF	OFF	
2	OFF	ON	ON	OFF	
3	OFF	OFF	ON	ON	
4	ON	OFF	OFF	ON	

Si el usuario selecciona más de un tipo de movimiento, el programa envía un mensaje de error indicando que se ha seleccionado más de un solo tipo de movimiento, tal como se muestra:

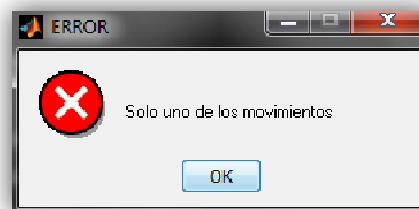


Figura 1 - 10. Mensaje de error al seleccionar más de un tipo de movimiento.

1.5.1.3 CW default/ CCW:

Permite seleccionar el sentido de giro deseado. Por defecto, es decir, sin seleccionar, el motor gira en sentido horario. Cuando el *radiobutton* está seleccionado, el motor realiza el movimiento en sentido antihorario.

1.5.1.4 Número total de pasos:

En el recuadro se selecciona el número total de pasos deseado, es importante conocer las limitaciones en el número de pasos para cada tipo de movimiento.

Si el número de pasos no es un número entero positivo, el programa envía un cuadro de diálogo de error como se muestra:

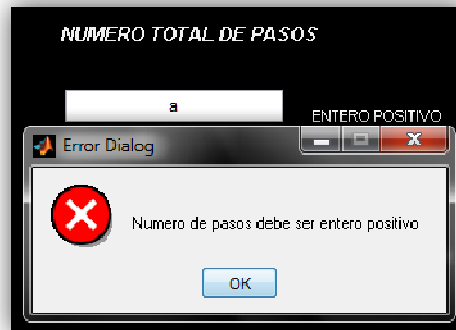


Figura 1 - 11. Ventana de error para la entrada “número total de pasos”.

1.5.1.5 Frecuencia de los pasos:

En el recuadro se establece la frecuencia a la cual se enviarán los pulsos a través del puerto paralelo, el número que debe introducirse es positivo, y representa el total de pasos por segundo.

Si la frecuencia de los pasos no es un número entero positivo, el programa también envía un cuadro de dialogo denotando el error:

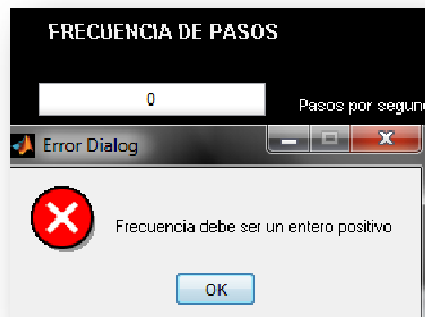


Figura 1 - 12. Ventana de error para la entrada “frecuencia de pasos”.

1.5.1.6 Características del software:

- ✓ El usuario puede elegir el desplazamiento en centímetros para los movimientos en los ejes, y un desplazamiento angular para elevación y acimut.
- ✓ El botón inicializar asigna valores por defecto a las variables, dejando por defecto el motor del ‘eje x’, con un movimiento de tipo medio paso, así como también inicializa los contadores. Es de vital importancia que para que el control de posición funcione la estructura debe ubicarse en los respectivos inicios del eje x (ubicado al borde derecho), y en el inicio del eje y (ubicado en la parte inferior).

- ✓ *Botón para inicio y paro del programa, el mismo botón cumple con ambas funciones.*
- ✓ *Se cuenta con dos displays que detallan el movimiento relativo lineal en centímetros dentro de los ejes 'x' y 'y'.*
- ✓ *El programa cuenta con verificaciones de límites para que cuando la estructura llegue a los topes respectivos el programa no continúe moviendo los motores.*

1.5.2 PUERTO PARALELO

Un puerto paralelo es una interfaz entre una computadora y un periférico, cuya principal característica es que los bits de datos viajan juntos, enviando un paquete de byte a la vez. Es decir, se implementa un cable o una vía física para cada bit de datos formando un bus. Mediante el puerto paralelo podemos controlar también periféricos como focos, motores entre otros dispositivos, adecuados para automatización.

El puerto paralelo más conocido es el puerto de impresora (que cumplen más o menos la norma IEEE 1284, también denominados tipo Centronics) que destaca por su sencillez y que transmite 8 bits. Se ha utilizado principalmente para conectar impresoras, pero también ha sido usado para programadores EPROM, escáneres, interfaces de red Ethernet a 10 Mb, unidades ZIP, SuperDisk y para comunicación entre dos PC (MS-DOS trajo en las versiones 5.0 ROM a 6.22 un programa para soportar esas transferencias).

El puerto paralelo de las computadoras, de acuerdo a la norma Centronics, está compuesto por un bus de comunicación bidireccional de 8 bits de datos, además de un conjunto de líneas de protocolo. Las líneas de comunicación cuentan con un retenedor que mantiene el último valor que les fue escrito hasta que se escribe un nuevo dato, las características eléctricas son:

- Tensión de nivel alto: 3,3 o 5 V.
- Tensión de nivel bajo: 0 V.
- Intensidad de salida máxima: 2,6 mA.
- Intensidad de entrada máxima: 24 mA.

Los sistemas operativos basados en DOS y compatibles gestionan las interfaces de puerto paralelo con los nombres LPT1, LPT2 y así sucesivamente, Unix en cambio los nombra como /dev/lp0, /dev/lp1, y demás. Las direcciones base de los dos primeros puertos son:

- LPT1 = 0x378.
- LPT2 = 0x278

La estructura consta de tres registros: de control, de estado y de datos.

- El registro de control es bidireccional de 4 bits, con un bit de configuración que no tiene conexión al exterior, su dirección en el LPT1 es 0x37A.

- El registro de estado, se trata de un registro de entrada de información de 5 bits, su dirección en el LPT1 es 0x379.
- El registro de datos, se compone de 8 bits, es bidireccional. Su dirección en el LPT1 es 0x378.

Básicamente el puerto paralelo puede ser descrito de la siguiente manera:

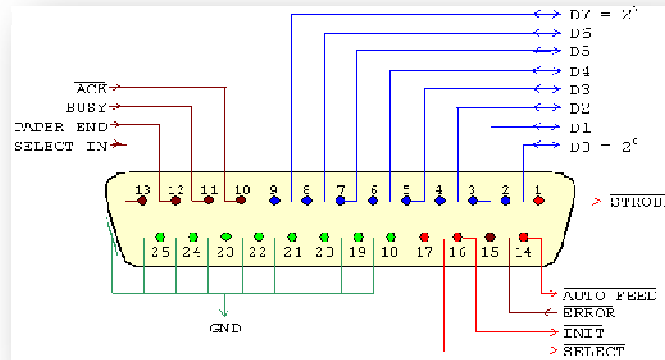


Figura 1 - 13. PinOut del puerto paralelo.

Al haberse establecido el funcionamiento del puerto paralelo, así como sus características técnicas, puede procederse al diseño del sistema de control a través del mismo.

En esta etapa del proyecto, únicamente se utiliza el puerto como salida, es decir desde los pines 2 al 9, cada byte que se enví representa una instrucción para ser interpretada por la lógica de control. La configuración diseñada para el envío de bytes se especifica a continuación:

Tabla 1 - 4. Distribución de pines a usar para el Control de Estructura.

PIN 9	PIN 8	PIN 7	PIN 6	PIN 5	PIN 4	PIN 3	PIN 2
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
NO USADO	NO USADO	BOBINA D	BOBINA C	BOBINA B	BOBINA A	SELECT MSB	SELECT LSB

Los pines D0 y D1 forman entre ambos una combinación binaria que selecciona el motor a controlarse, los pines D2 a D5 controlan específicamente las bobinas del motor seleccionado, y los pines D6 y D7 no son utilizados.

La selección de los motores, utilizando los pines D0 y D1 se muestra a continuación:

Tabla 1 - 5. Estado de Pines para la Selección de Motor.

SELECCIÓN DE MOTOR		MOTOR
D1	D0	
0	0	EJE X
0	1	EJE Y
1	0	AZIMUTH
1	1	ELEVACION

Una vez seleccionado el motor, se puede proceder a la codificación de cada uno de los posibles movimientos, las tablas de verdad que lo muestran se presentan a continuación:

1.5.2.1 SECUENCIA A MEDIO PASO

Tabla 1 - 6. Secuencia a Medio Paso para sentido horario, anti-horario para cada uno de los cuatro motores. Se muestra su dirección Hexadecimal y Decimal correspondiente.

PIN 9	PIN 8	PIN 7	PIN 6	PIN 5	PIN 4	PIN 3	PIN 2	HEXADECIMAL	DECIMAL	PIN 9	PIN 8	PIN 7	PIN 6	PIN 5	PIN 4	PIN 3	PIN 2	HEXADECIMAL	DECIMAL
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0			D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0		
MEDIO PASO CW EJE X										MEDIO PASO CCW EJE X									
0	0	0	0	0	1	0	0	04H	4	0	0	1	0	0	0	0	0	20H	32
0	0	0	0	1	1	0	0	0CH	12	0	0	1	1	0	0	0	0	30H	48
0	0	0	0	1	0	0	0	08H	8	0	0	0	1	0	0	0	0	10H	16
0	0	0	1	1	0	0	0	18H	24	0	0	0	1	1	0	0	0	18H	24
0	0	0	1	0	0	0	0	10H	16	0	0	0	0	1	0	0	0	08H	8
0	0	1	1	0	0	0	0	30H	48	0	0	0	0	1	1	0	0	0CH	12
0	0	1	0	0	0	0	0	20H	32	0	0	0	0	0	1	0	0	04H	4
0	0	1	0	0	1	0	0	24H	36	0	0	1	0	0	1	0	0	24H	36
MEDIO PASO CW EJE Y										MEDIO PASO CCW EJE Y									
0	0	0	0	0	1	0	1	05H	5	0	0	1	0	0	0	0	1	21H	33
0	0	0	0	1	1	0	1	0DH	13	0	0	1	1	0	0	0	1	31H	49
0	0	0	0	1	0	0	1	09H	9	0	0	0	1	0	0	0	1	11H	17
0	0	0	1	1	0	0	1	19H	25	0	0	0	1	1	0	0	1	19H	25
0	0	0	1	0	0	0	1	11H	17	0	0	0	0	1	0	0	1	09H	9
0	0	1	1	0	0	0	1	31H	49	0	0	0	0	1	1	0	1	0DH	13
0	0	1	0	0	0	0	1	21H	33	0	0	0	0	0	1	0	1	05H	5
0	0	1	0	0	1	0	1	25H	37	0	0	1	0	0	1	0	1	25H	37
MEDIO PASO CW AZIMUTH										MEDIO PASO CCW AZIMUTH									
0	0	0	0	0	1	1	0	06H	6	0	0	1	0	0	0	1	0	22H	34
0	0	0	0	1	1	1	0	0EH	14	0	0	1	1	0	0	1	0	32H	50
0	0	0	0	1	0	1	0	0AH	10	0	0	0	1	0	0	1	0	12H	18
0	0	0	1	1	0	1	0	1AH	26	0	0	0	1	1	0	1	0	1AH	26
0	0	0	1	0	0	1	0	12H	18	0	0	0	0	1	0	1	0	0AH	10
0	0	1	1	0	0	1	0	32H	50	0	0	0	0	1	1	1	0	0EH	14
0	0	1	0	0	0	1	0	22H	34	0	0	0	0	0	1	1	0	06H	6
0	0	1	0	0	1	1	0	26H	38	0	0	1	0	0	1	1	0	26H	38
MEDIO PASO CW ELEVACION										MEDIO PASO CCW ELEVACION									
0	0	0	0	0	1	1	1	07H	7	0	0	1	0	0	0	1	1	23H	35
0	0	0	0	1	1	1	1	0FH	15	0	0	1	1	0	0	1	1	33H	51
0	0	0	0	1	0	1	1	0BH	11	0	0	0	1	0	0	1	1	13H	19
0	0	0	1	1	0	1	1	1BH	27	0	0	0	1	1	0	1	1	1BH	27
0	0	0	1	0	0	1	1	13H	19	0	0	0	0	1	0	1	1	0BH	11
0	0	1	1	0	0	1	1	33H	51	0	0	0	0	1	1	1	1	0FH	15
0	0	1	0	0	0	1	1	23H	35	0	0	0	0	0	1	1	1	07H	7
0	0	1	0	0	1	1	1	27H	39	0	0	1	0	0	1	1	1	27H	39

Esta tabla es extensa debido a que se necesita un total de ocho combinaciones binarias para completar una secuencia. Las ventajas de este movimiento es que se aprovechan las características de los motores paso para incrementar su precisión, a través de esta secuencia los motores funcionan a la mitad de paso angular, de su valor nominal.

1.5.2.2 SECUENCIA NORMAL A PASO COMPLETO:

Esta secuencia es la más básica, se controlan los pasos de los motores energizando una bobina a la vez, para esto se utiliza la siguiente tabla de códigos:

Tabla 1 - 7. Secuencia a Paso Completo para sentido horario, antihorario para cada uno de los cuatro motores. Se muestra su dirección Hexadecimal y Decimal correspondiente.

PIN 9	PIN 8	PIN 7	PIN 6	PIN 5	PIN 4	PIN 3	PIN 2	HEXADECIMAL	DECIMAL	PIN 9	PIN 8	PIN 7	PIN 6	PIN 5	PIN 4	PIN 3	PIN 2	HEXADECIMAL	DECIMAL
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0			D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0		
PASO COMPLETO CW EJE X										PASO COMPLETO CCW EJE X									
0	0	0	0	0	1	0	0	04H	4	0	0	1	0	0	0	0	0	20H	32
0	0	0	0	1	0	0	0	08H	8	0	0	0	1	0	0	0	0	10H	16
0	0	0	1	0	0	0	0	10H	16	0	0	0	0	1	0	0	0	08H	8
0	0	1	0	0	0	0	0	20H	32	0	0	0	0	0	1	0	0	04H	4
PASO COMPLETO CW EJE Y										PASO COMPLETO CCW EJE Y									
0	0	0	0	0	1	0	1	05H	5	0	0	1	0	0	0	0	1	21H	33
0	0	0	0	1	0	0	1	09H	9	0	0	0	1	0	0	0	1	11H	17
0	0	0	1	0	0	0	1	11H	17	0	0	0	0	1	0	0	1	09H	9
0	0	1	0	0	0	0	1	21H	33	0	0	0	0	0	1	0	1	05H	5
PASO COMPLETO CW AZIMUTH										PASO COMPLETO CCW AZIMUTH									
0	0	0	0	0	1	1	0	06H	6	0	0	1	0	0	0	1	0	22H	34
0	0	0	0	1	0	1	0	0AH	10	0	0	0	1	0	0	1	0	12H	18
0	0	0	1	0	0	1	0	12H	18	0	0	0	0	1	0	1	0	0AH	10
0	0	1	0	0	0	1	0	22H	34	0	0	0	0	0	1	1	0	06H	6
PASO COMPLETO CW ELEVACION										PASO COMPLETO CCW ELEVACION									
0	0	0	0	0	1	1	1	07H	7	0	0	1	0	0	0	1	1	23H	35
0	0	0	0	1	0	1	1	0BH	11	0	0	0	1	0	0	1	1	13H	19
0	0	0	1	0	0	1	1	13H	19	0	0	0	0	1	0	1	1	0BH	11
0	0	1	0	0	0	1	1	23H	35	0	0	0	0	0	1	1	1	07H	7

En la tabla se muestran todas las combinaciones posibles para el movimiento de paso completo tanto en sentido horario como anti-horario, para cada uno de los cuatro motores.

1.5.2.3 SECUENCIA DE ALTO TORQUE

Tabla 1 - 8. Secuencia a de Alto Torque para sentido horario, anti-horario para cada uno de los cuatro motores. Se muestra su dirección Hexadecimal y Decimal correspondiente.

PIN 9	PIN 8	PIN 7	PIN 6	PIN 5	PIN 4	PIN 3	PIN 2	HEXADECIMAL	DECIMAL	PIN 9	PIN 8	PIN 7	PIN 6	PIN 5	PIN 4	PIN 3	PIN 2	HEXADECIMAL	DECIMAL
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0			D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0		
ALTO TORQUE CW EJE X										ALTO TORQUE CCW EJE X									
0	0	0	0	1	1	0	0	0CH	12	0	0	1	1	0	0	0	0	30H	48
0	0	0	1	1	0	0	0	18H	24	0	0	0	1	1	0	0	0	18H	24
0	0	1	1	0	0	0	0	30H	48	0	0	0	0	1	1	0	0	0CH	12
0	0	1	0	0	1	0	0	24H	36	0	0	1	0	0	1	0	0	24H	36
ALTO TORQUE CW EJE Y										ALTO TORQUE CCW EJE Y									
0	0	0	0	1	1	0	1	0DH	13	0	0	1	1	0	0	0	1	31H	49
0	0	0	1	1	0	0	1	19H	25	0	0	0	1	1	0	0	1	19H	25
0	0	1	1	0	0	0	1	31H	49	0	0	0	0	1	1	0	1	0DH	13
0	0	1	0	0	1	0	1	25H	37	0	0	1	0	0	1	0	1	25H	37
ALTO TORQUE CW AZIMUTH										ALTO TORQUE CCW AZIMUTH									
0	0	0	0	1	1	1	0	0EH	14	0	0	1	1	0	0	1	0	32H	50
0	0	0	1	1	0	1	0	1AH	26	0	0	0	1	1	0	1	0	1AH	26
0	0	1	1	0	0	1	0	32H	50	0	0	0	0	1	1	1	0	0EH	14
0	0	1	0	0	1	1	0	26H	38	0	0	1	0	0	1	1	0	26H	38
ALTO TORQUE CW ELEVACION										ALTO TORQUE CCW ELEVACION									
0	0	0	0	1	1	1	1	0FH	15	0	0	1	1	0	0	1	1	33H	51
0	0	0	1	1	0	1	1	1BH	27	0	0	0	1	1	0	1	1	1BH	27
0	0	1	1	0	0	1	1	33H	51	0	0	0	0	1	1	1	1	0FH	15
0	0	1	0	0	1	1	1	27H	39	0	0	1	0	0	1	1	1	27H	39

La principal ventaja que presenta este movimiento, es que en cada uno de los pasos siempre hay dos bobinas energizadas, esto permite que los motores generen un mayor torque en el eje, lo cual permite que los mismos manejen cargas mayores.

Generalmente en el control de la estructura radar, ésta será la secuencia predilecta, por las ventajas antes mencionadas.

1.5.3 ESQUEMA BÁSICO DE OPERACIÓN ELECTRÓNICA.

Básicamente, el esquema de bloques de toda la electrónica involucrada se esquematiza de la siguiente manera:

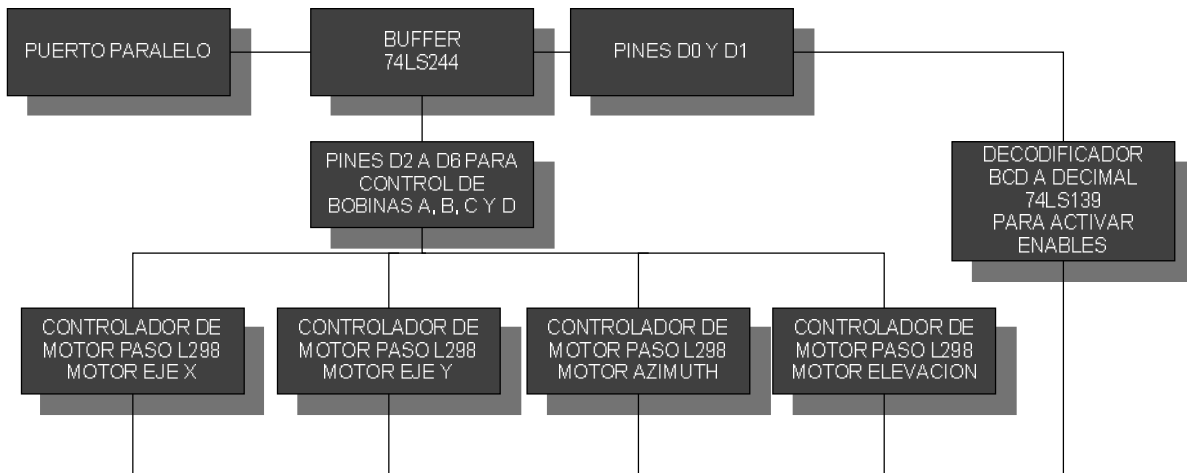


Figura 1 - 14. Diagrama en bloque de la etapa electrónica.

1.5.4 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DE ETAPA ELECTRÓNICA.

Con el soporte del software de simulación Proteus 7.0 fue posible obtener resultados preliminares antes de incurrir en gastos para la construcción de la etapa electrónica.

Debido a que el esquema circuital es relativamente grande se detallará la operación respectiva a un solo motor, es decir un bloque de circuito ya que este mismo bloque se repite variando levemente según el motor que se conecte.

El circuito completo se presenta en la siguiente imagen, y a continuación de esta se presenta un bloque que extrapola a los otros tres.

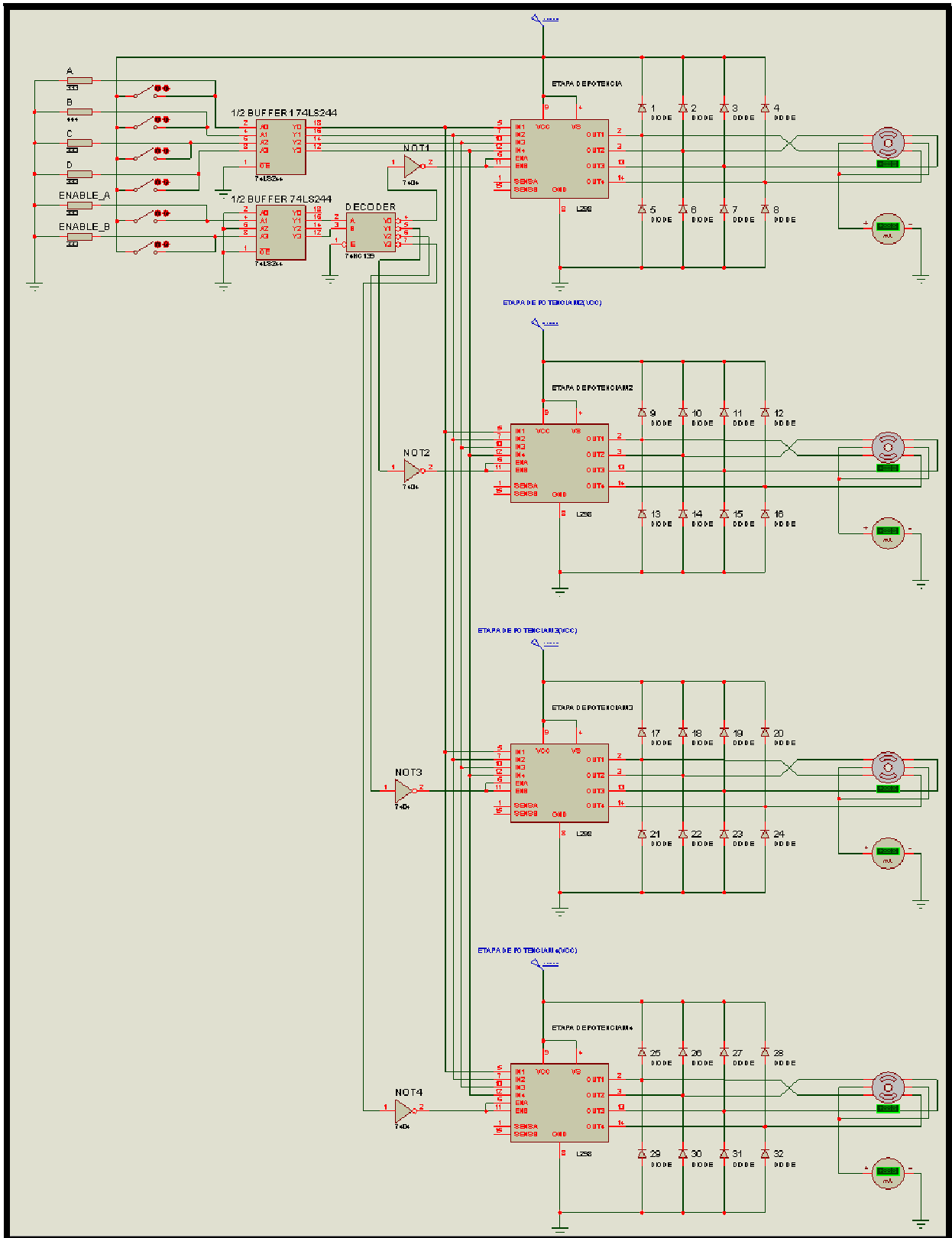


Figura 1 - 15. Circuito completo para el control de estructura para SAR.

Se aprecia en la figura anterior (Figura 1 - 15) y en la siguiente (Figura 1 - 16), una serie de interruptores conectados a las entradas de dos 1/2 buffers. Estos interruptores representan los bits de salida del puerto paralelo, activados de forma manual en este caso.

Posteriormente parte de la salida de los buffers se conecta a un decodificador que permitirá habilitar un L298N a la vez con sus respectivos diodos. Las demás salidas del buffer corresponden a las entradas lógicas de los L298N, los cuales permiten que se transmitan los bits relativos a las secuencias de los motores según la selección de la interfaz en MATLAB o de los interruptores en este caso simulado.

La salida de todo el circuito evidentemente es un motor, al cual por razones de presentación se le ha conectado un amperímetro para evaluar la corriente en función del voltaje aplicado a la bobina y el valor de resistencia de esta última.

Debe contemplarse la inclusión de una compuerta NOT por cada bloque de operación, o dicho de otra manera: un 7404, ya que se utilizarán 4 NOTs en total.

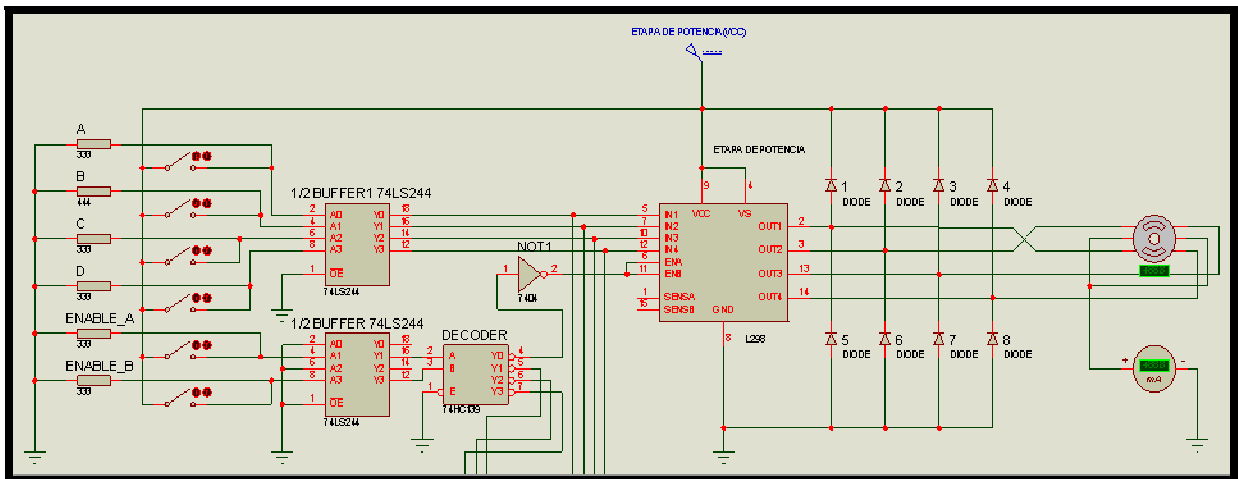


Figura 1 - 16. Bloque básico de circuito para control de estructura.

1.5.5 ELECTRÓNICA DE CONTROL

La primera parte del circuito de control consta del aislamiento del puerto paralelo. Esto se realiza utilizando un buffer 74LS244. El esquema circuital del mismo se presenta en la siguiente imagen:

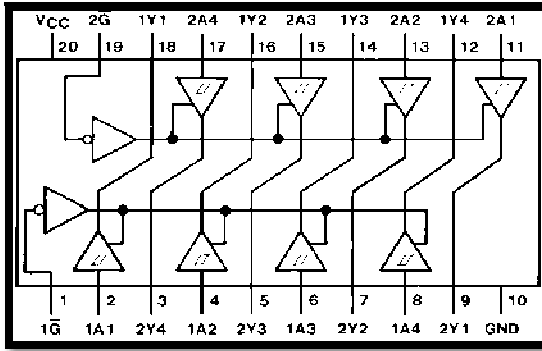


Figura 1 - 17. Diagrama interno del 74LS244, 8 búferes.

Para la activación de un motor se utiliza un decodificador, el 74139, este circuito integrado tiene sus salidas conectadas a los "enable" de los controladores de motores L298N, así se puede habilitar un solo motor a la vez.

El esquema básico de un 74139 se muestra en la siguiente imagen:

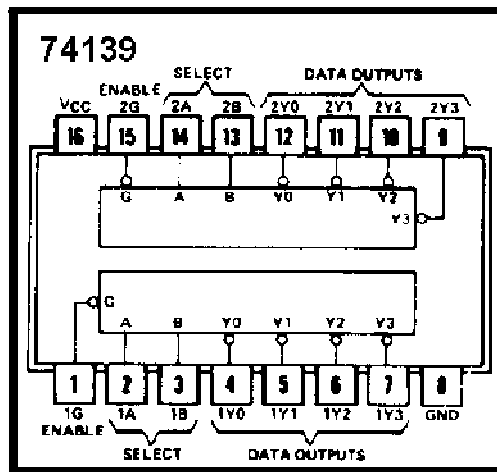


Figura 1 - 18. Diagrama interno del 74139, decodificador de 4 a 8 líneas, del cual solo se usará 1/2.

La electrónica de control en su primera etapa es relativamente sencilla, permitiendo reducir la complejidad de todo el sistema de control.

1.5.6 ELECTRÓNICA DE POTENCIA

Debido a que los motores paso existentes en la estructura requieren una cantidad grande de corriente, relativa a las corrientes de componentes electrónicos, entre 1 a 2 A de DC según el tipo de movimiento, se utiliza una etapa de amplificación de corriente.

Ésta quizá sea la más importante en el diseño del circuito, ya que es la que maneja directamente los motores.

El IC más adecuado para el control es el L298N. Este permite amplificar la corriente hasta un valor de 3A, lo cual es suficiente para el control de los motores de los ejes. El esquema circuitual del L298N se muestra en la siguiente imagen:

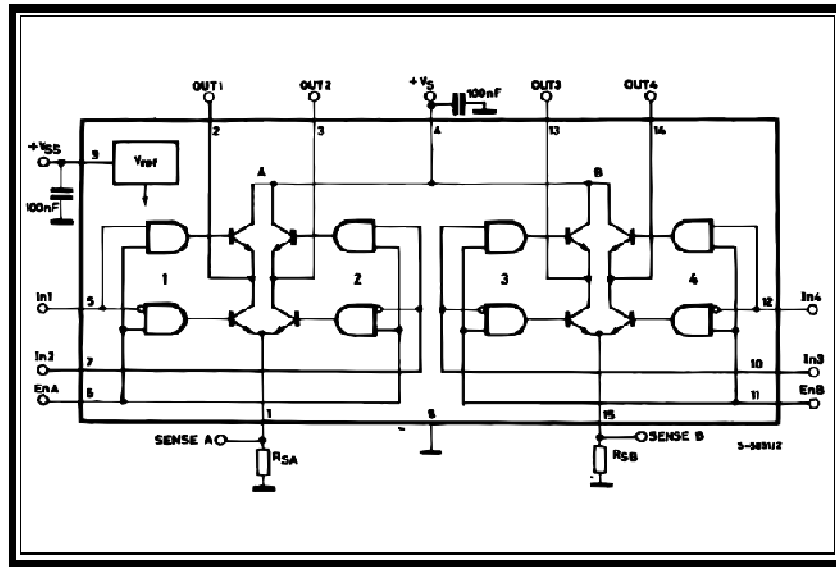


Figura 1 - 19. Diagrama interno del L298N. Etapa de potencia.

Se necesita un total de cuatro L298N en todo el diseño, es decir que se necesita un L298N por motor. Una de las características más importantes de este integrado, al ser un dispositivo de potencia genera mucho calor, por lo que se hace necesario el uso de disipadores relativamente grandes.

En las pruebas realizadas durante la experimentación, el integrado con los disipadores alcanzó una temperatura máxima de 70°C en tiempos prolongados de operación. Esto es importante para tenerlo en cuenta en el diseño del circuito impreso, ya que debe dejarse una distancia prudente entre los dispositivos, para evitar que el calor generado destruya los componentes electrónicos de baja potencia.

Tabla 1 - 9. Características básicas de L298N respecto a rangos de operación máximos.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_S	Power Supply	50	V
V_{SS}	Logic Supply Voltage	7	V
V_i, V_{en}	Input and Enable Voltage	-0.3 to 7	V
I_o	Peak Output Current (each Channel) - Non Repetitive ($t = 100\mu s$) - Repetitive (80% on -20% off; $t_{on} = 10ms$) - DC Operation	3 2.5 2	A A A
V_{sens}	Sensing Voltage	-1 to 2.3	V
P_{tot}	Total Power Dissipation ($T_{case} = 75^\circ C$)	25	W
T_{op}	Junction Operating Temperature	-25 to 130	$^\circ C$
T_{stg}, T_j	Storage and Junction Temperature	-40 to 150	$^\circ C$

La tabla anterior muestra los valores máximos a los que el integrado es capaz de trabajar.

1.5.7 MOTORES DE PASO.

Se ha diseñado el control para manejar motores de paso relativamente grandes. Cada motor exige al menos 1 Amperio por bobinado. Los motores que controlan los movimientos en los ejes denominados "X" y "Y" poseen ocho terminales: dos por bobinado.

Los valores nominales de operación de estos motores son:

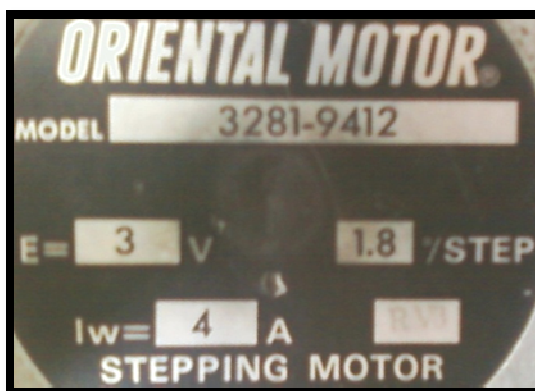


Figura 1 - 20. Placa de motor paso utilizado para movimiento en plano X-Y.

Debido al paso angular de los motores se cuenta con mucha precisión en los movimientos, sin obviar que con el control pueden lograrse movimientos incluso de 0.9° lo cual es una ventaja para esta aplicación particular.

Las cargas del circuito diseñado son los motores paso a paso. Éstos, en el diseño completo, poseen su respectiva protección contra corrientes de fuga, un banco de diodos de alta velocidad. Existen ICs que poseen dichos bancos de diodos, Schottky, tal es el caso del L6210. Este dispositivo hubiese sido ideal para conectarse a la salida de los L298N, utilizando igual número de Chips, es decir 8. Pero por la poca oferta en El Salvador, respecto a elementos o dispositivos electrónicos, se deberá optar por diodos discretos.

Los diodos a utilizar son 1N4002 y 1N4004 de características muy semejantes entre sí, son robustos, de gran capacidad de manejo de corriente y alto voltaje de reversa. Sin embargo las características que implican el buen funcionamiento del control de estructura son la velocidad de respuesta y el manejo de corriente. Cada uno de estos diodos soporta una corriente de 3A.

Regresando a los motores pasos, su voltaje nominal es de 3V y su corriente nominal por fase es de 1A. La placa muestra una corriente de 4A, pues expresa la total que maneja el motor en condiciones de operación plena.

Cada motor que proporciona la movilidad en el plano X-Y genera 1.8° por paso. Los motores que se encargan del Azimut y Elevación generan 7.5° por paso, estos últimos son más livianos y físicamente pequeños respecto a los primeros.

El motor paso funciona con 3 V y 1 A por bobina, está compuesto por cuatro bobinas individuales, que al ser energizadas generan un desplazamiento angular de 1.8°.

Durante las pruebas se utilizó una fuente de voltaje con capacidad de suplir hasta 3A para energizar individualmente las bobinas, y determinar la secuencia de las mismas.

El conector donde se sintetiza el cableado de las bobinas del motor, es un conector tipo DB9 macho, este conector posee el siguiente numerado de pines:

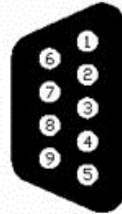


Figura 1 - 21. DB9 como conector del motor eje "X" y "Y".

Durante las pruebas se determinó que el motor soporta control bipolar. Para las bobinas en ambos motores se estableció un estándar de conexión con el que se trabajará, esto quiere decir que están dispuestas respecto al DB9 de la siguiente manera:

Tabla 1 - 10. Especificación de bobinado de motor de acuerdo a la secuencia de funcionamiento.

BOBINA	PIN X'	PIN X
A	1	6
B	4	9
C	2	7
D	3	8

Para que el motor gire en sentido horario la secuencia debe ser **A B C D**, por el contrario para establecer un sentido de giro anti horario la secuencia de activación del embobinado deberá ser **D C B A**.

1.5.7.1 CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS GENERALES

Los motores de paso que controlan los movimientos en los ejes, son de 3W por bobina, es decir nominalmente de 12W. Los motores poseen las siguientes relaciones con respecto al movimiento de desplazamiento lineal:

- Ángulo del motor: **1.8°**
- Pasos para 1 revolución: **200 pasos**
- Secuencias para una revolución: **50 secuencias**

Relaciones con desplazamiento lineal:

- **0.451 cm / revolución**
- **0.00226 cm / paso**
- **0.009 cm / secuencia**

Precisión de movimiento lineal:

- Distancia mínima de movimiento: **0.009 cm**

Estas relaciones son muy importantes, ya que con ellas se calcula toda la lógica de software para tener un control preciso de la estructura.

1.6 PRESUPUESTO DE IMPLEMENTACIÓN

Al realizar diversos diseños para el control requerido determinó que la mejor solución es utilizar la electrónica antes explicada. Esto redujo el presupuesto para la puesta en marcha del proyecto, pues en uno de los primeros diseños incluyó una serie de circuitos integrados compatibles con el L298N que permitían casi todo el control de forma independiente a la PC, estos integrados son los L297. Pero en el presente diseño final, evidentemente se explotó el recurso de software para hacerles desaparecer.

La siguiente tabla desglosa los costos estimados totales:

Tabla 1 - 11. Presupuesto de Proyecto Control de Estructura.

ELEMENTO	CANTIDAD	PRECIO UNITARIO (con IVA)	PRECIO TOTAL (con IVA)
L298N	4	\$ 4.50	\$ 18.00
74LS244	1	\$ 1.10	\$ 2.20
7404	1	\$ 1.00	\$ 1.00
Diodo 1N5402/04	32	\$ 0.25	\$ 8.00
Capacitor 100nF	2	\$ 0.35	\$ 0.70
Capacitor 470uF 50V	2	\$ 0.65	\$ 1.30
*Motor PAP 4 hilos <i>singapore</i> 7.5°	2	\$ 4.90	\$ 9.80
Cable DB25 M/M 1.80m	1	\$ 2.44	\$ 2.44
Cable DB9 H/M 1.80m	4	\$ 2.89	\$ 11.56
*Tableta una cara de cobre, base fibra de vidrio 15x26 cm ²	1	\$ 3.67	\$ 3.67
Percloruro onza	3	\$ 1.25	\$ 3.75
Chasis	1	\$ 16.00	\$ 16.00
Suministros varios	1	\$ 5.00	\$ 5.00
TOTAL		\$ 44.00	\$ 81.32

*Estos recursos se han presupuestado como artificio para establecer costos generales. Realmente, la tableta de cobre y dos motores extra a la estructura fueron facilitados por los laboratorios de la Escuela de Ingeniería Eléctrica.

CAPÍTULO 2. COMPONENTES DE RF.

2.1 INTRODUCCIÓN.

En este capítulo se recopila la investigación e implementación del sistema radar correspondiente a los componentes microondas, así como a sus etapas de control y digitalización. Se detalla la teoría de cada componente utilizado, características de RF y circuitos electrónicos de control y amplificación.

El componente más importante del sistema de formación de imágenes SAR es el oscilador YIG. Sus propiedades definen que el SAR debe operar en la banda X. Este y los demás componentes de RF particularmente utilizados forman parte de los recursos de los laboratorios de la Escuela de Ingeniería Eléctrica. Por otro lado, incurrir en la compra de elementos compatibles o sustitutos conllevaría a elevar costos. Sin embargo, es importante mencionar que existe un gran ausente: el amplificador de bajo ruido (LNA, por sus siglas en inglés). En las siguientes secciones se explica cómo se opera con esta limitante.

Existieron pruebas fundamentales que definieron el rumbo de este proyecto. Para dichas pruebas fue preciso el empleo de equipo especial, cuya disponibilidad fue gracias a instituciones externas. Más detalles son complementados en el capítulo 3.

La construcción del SAR implica diferentes ramas: electrónica, antenas, microondas, informática y procesamiento de señales. Es útil advertir que a pesar de la conjunción de estas disciplinas, es sólo en microondas donde se está dando el verdadero paso dentro de toda la investigación.

2.2 TEORÍA GENERAL DE FMCW SAR

La señal transmitida por un SAR, es usualmente una señal de FM, modulada comúnmente por una “rampa”. Ésta permite generar una señal cuya frecuencia varía linealmente en el tiempo desde un valor mínimo hasta un valor máximo. La velocidad con que se realiza este cambio se conoce como **tasa Chirp**.

La señal producida por la modulación se muestra en la siguiente imagen:

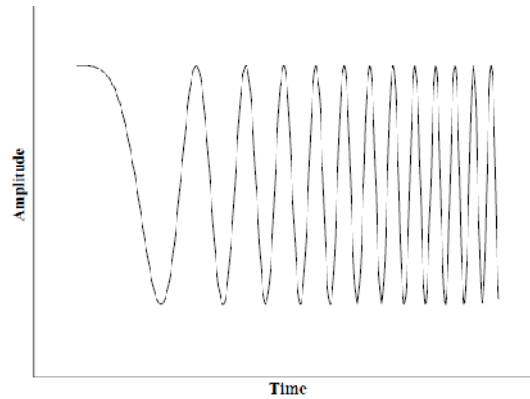


Figura 2 - 1. Señal chirp, la frecuencia de la señal incrementa linealmente en el tiempo.

El tiempo con que la señal viaja hacia un objeto, o blanco, ubicado a una distancia “r” y su regreso está dado por:

$$\tau = \frac{2 * r}{c}$$

Dónde:

- τ , es el tiempo de ida y retorno hacia el blanco.
- r , es la distancia hacia el blanco.
- c , es la velocidad de la luz en el vacío.

La ecuación se expresa de esta manera, ya que la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas, es igual a la velocidad de la luz, debido a que las ondas electromagnéticas no poseen masa intrínseca, lo cual les permite viajar a esta velocidad.

En cuanto a la recepción de la señal, esta es mezclada con una réplica de la señal transmitida, y filtrada con un filtro pasa bajo. Este proceso es conocido como **estrechamiento o deramping**, y la señal resultante es llamada **beat signal o frecuencia intermedia**. En la Figura 2 - 2, puede notarse como la señal beat, es directamente proporcional al retardo de tiempo del blanco, por tanto a la distancia, la frecuencia intermedia, se puede expresar mediante la siguiente ecuación [4]:

$$f_b = \left(\frac{B}{PRI} \right) * \tau$$

Donde:

- f_b , es la frecuencia intermedia.
- B , es el ancho de banda de la señal transmitida dado por el barrido de frecuencia.
- PRI , es el intervalo de repetición del pulso, (Pulse Repetition Interval).

Utilizando el concepto de modulación por diente de sierra, puede mostrarse el proceso antes explicado mediante la siguiente ilustración:

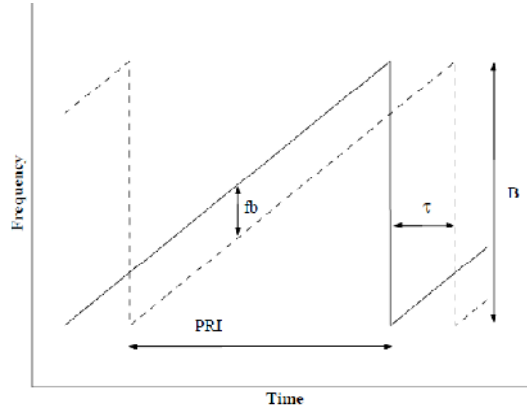


Figura 2 - 2. Frecuencia de la señal chirp, la señal recibida (línea punteada) es una versión retrasada de la señal transmitida (línea sólida).

Para comprimir la respuesta de rango, una transformada de Fourier es aplicada a la señal beat, logrando que el contenido de la señal esté disponible en el dominio de la frecuencia, tal como se muestra en la siguiente ilustración [4]:

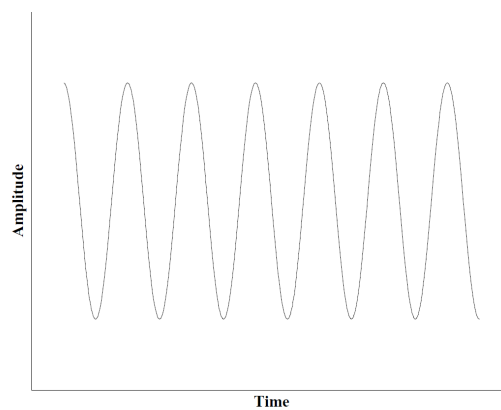


Figura 2 - 3. Presentación en el tiempo de la señal beat, la frecuencia de la misma es proporcional a la dispersión de la distancia del blanco.

Al aplicar la transformada de Fourier:

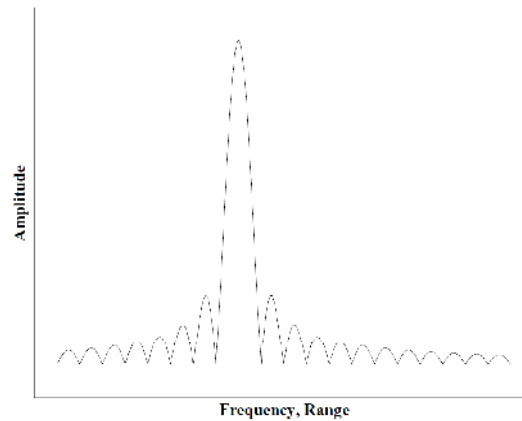


Figura 2 - 4. Señal *beat* representada en el dominio de la frecuencia. El eje de frecuencias puede ser asociado directamente con el rango.

Debido a que la frecuencia de la señal *beat* es dependiente de la distancia del blanco, en el eje de frecuencia de la señal *beat* representada en el mismo dominio, puede hacerse una relación directa entre la frecuencia de dicha señal, con la distancia del blanco.

2.3 COMPONENTES DE MICROONDAS

2.3.1 ESQUEMA GENERAL EN BLOQUES DEL SAR

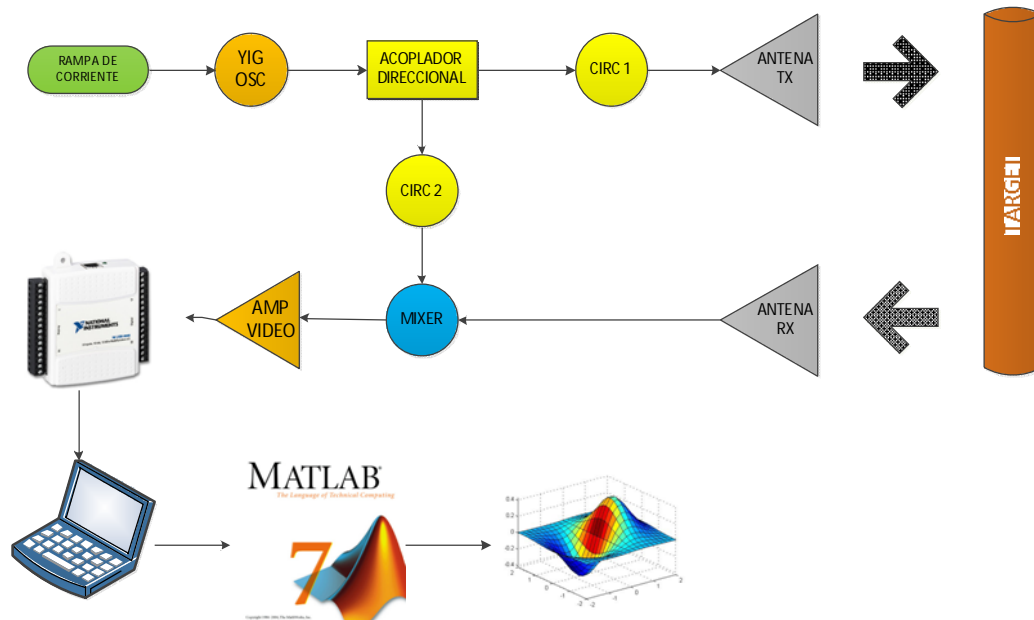


Figura 2 - 5. Diagrama de bloques del radar de apertura sintética [3].

El sistema trabaja básicamente generando una señal de FM lineal o LFM, que va desde los 6.8 GHz hasta los 12.4 GHz, obteniendo **un ancho de banda total de 5.6 GHz**. Esto se logra mediante un oscilador YIG, el cual se detalla más adelante en este capítulo.

La salida del oscilador YIG alimenta la entrada de un acoplador direccional, el cual se encarga de dividir la potencia de entrada para el caso particular en dos partes, siendo la parte mayoritaria dirigida a la salida (aproximadamente 90%), y solo una porción de la potencia de entrada (en torno a un 10%) a la derivación.

La salida del acoplador direccional alimenta la antena de transmisión, con una potencia aproximada de 10 dBm, esta antena es de tipo cuerno para banda X, con una ganancia de 15 dBi, y un ancho de +/- 25° [5].

La señal que se irradia rebota en el blanco y parte de esta señal de rebote alimenta la antena de recepción, la cual tiene las mismas características que la antena de transmisión. La señal recibida es llevada a una de las entradas del mezclador (*mixer*), donde se mezcla con la porción de la señal transmitida que se obtiene de la salida del acoplador direccional.

El principio básico de funcionamiento es que la señal recibida es ligeramente diferente en frecuencia a la señal transmitida en un mismo tiempo, debido al retardo por el tiempo de ida y regreso desde el blanco. ***Esta diferencia de frecuencia es llamada frecuencia de "beat"***, la misma será mayor mientras más lejos se encuentre el blanco.

La frecuencia de beat se puede caracterizar de acuerdo a las características del sistema, dependiendo principalmente del **ancho de banda utilizado** y de la velocidad de cambio de la señal de FM, dicho en otras palabras de **la tasa chirp**.

Esta frecuencia de beat, debido a las características del sistema al no usar amplificadores de RF, es muy baja en potencia; sin embargo, es relativamente **baja en frecuencia**, por lo cual puede ser amplificada por circuitos electrónicos comunes, para el caso amplificadores operacionales.

Luego de ser amplificada la señal se digitaliza y se guarda en una matriz, para posteriormente ser procesada mediante un algoritmo de formación de imágenes realizado en MATLAB, llamado algoritmo ***RMA (Range Migration Algorithm)***, el cual genera la imagen final.

En el esquema se aprecia de manera general el funcionamiento del sistema, como parte de la comprensión del mismo, a continuación se detalla en qué consiste cada elemento.

2.3.2 Oscilador YIG (YIG OSC)

El oscilador YIG es un oscilador controlado por corriente. Es el corazón de todo el sistema, ya que con él se genera la señal de FM lineal de 6.8 GHz a 12.4 GHz, cuando el oscilador es controlado por una señal triangular de corriente de baja frecuencia.

Mediante las pruebas del oscilador con la ayuda de un analizador de espectro, detallado más adelante en este capítulo, se logró determinar que la velocidad de cambio del mismo es pequeña, por lo cual la señal de corriente que lo controla debe ser de baja frecuencia. Si se desea utilizar todo el ancho de banda, para el diseño del sistema SAR en cuestión se trabaja con una señal de control triangular de 10 Hz.

Los rangos de frecuencias que normalmente se encuentran en los osciladores YIG son:

- 2 a 4 GHz
- 4 a 8 GHz
- 8 a 12 GHz
- 12 a 18 GHz
- 2 a 8 GHz

Las frecuencias utilizables se encuentran en los límites especificados, sin embargo cada uno, y dependiendo del tipo de oscilador puede ser utilizado en frecuencias ligeramente más bajas o ligeramente más altas de los descritos.

Para el caso particular de este diseño se trabaja con un oscilador YIG marca AVANTEK modelo Y085-2265. La Escuela de Ingeniería Eléctrica cuenta con la existencia de dos osciladores YIG de igual modelo. Los datos de placa indican frecuencias de operación que van desde los 8.0 hasta los 12.4 GHz, el mismo es mostrado a continuación:

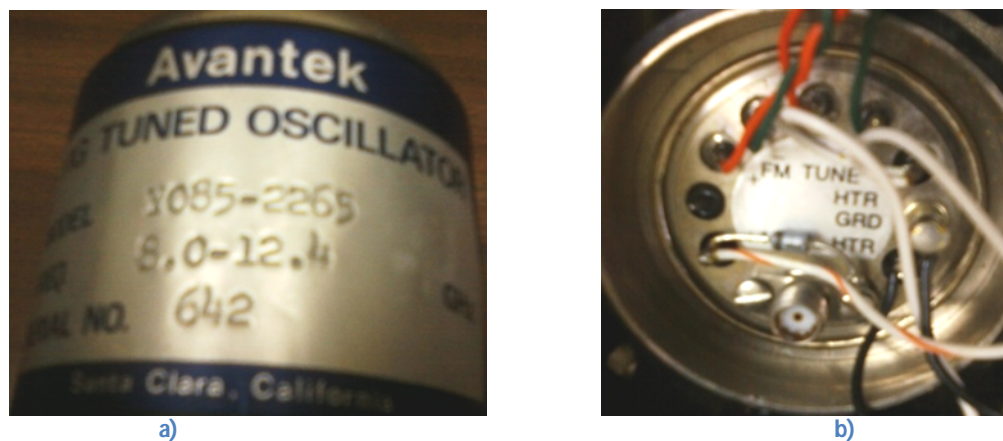


Figura 2 - 6. a) Valores nominales de oscilador YIG utilizado. b) Pines de entrada, salida y alimentación del YIG.

Las conexiones que posee generalmente un oscilador YIG se muestran en la siguiente ilustración:

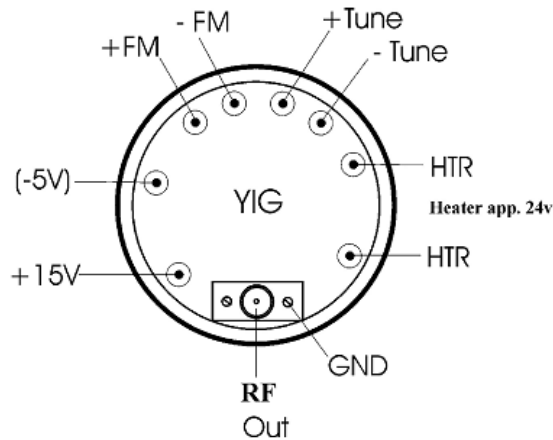


Figura 2 - 7. Diagrama de pines de un oscilador YIG genérico.

- ➔ **Alimentación:** Los osciladores YIG estándar, siempre requieren +15V, que toman entre 150mA y 300mA, y una conexión de -5V para operar; aunque dependiendo del fabricante estos voltajes pueden ser diferentes, generalmente en osciladores HP, estos voltajes son de +20V y -10V.
- ➔ **HTR:** estas conexiones son necesarias cuando un oscilador YIG se encuentra en trabajo constante. Como todo dispositivo eléctrico, el mismo genera calor al disipar potencia, al alimentar estos terminales con aproximadamente 24V, el oscilador se mantiene a una temperatura constante. Estos terminales se conectan a una placa PTC (positive temperature coefficient) dentro del YIG, las propiedades térmicas del material permiten mantener el YIG a una temperatura constante, la siguiente imagen muestra la conexión de una de estas placas dentro de un YIG:

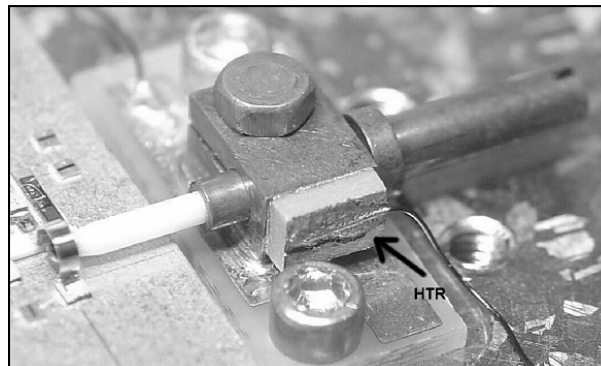


Figura 2 - 8. Conexión terminal HTR dentro de un YIG.

- **Entradas TUNE:** estas son las entradas en la cual entra la señal de corriente que determina el valor de oscilación del YIG. Si se desea que el oscilador funcione para generar una CHIRP, la entrada deberá ser una señal de corriente en forma de rampa. Es importante destacar que la oscilación del YIG depende únicamente de la corriente que ingresa en estos terminales.
Los osciladores YIG por lo general presentan una relación de **20MHz/mA**. La resistencia eléctrica de la bobina que conforman las entradas TUNE es de aproximadamente **10Ω** [6].
- **Entradas FM:** Son entradas secundarias, para realizar la modulación FM, este permite un ajuste muy fino, sin embargo es muy sensible, ya que una corriente de 200mA puede destruir el bobinado de entrada, su impedancia es de aproximadamente 1Ω [6].
- **Salida de RF:** En este punto se obtiene la señal de microondas que ha sido ajustada mediante la corriente de control, la salida generalmente es de **10dBm** sin embargo existen osciladores que brindan una salida de **15dBm**.

2.3.3 Acoplador Direccional

Divisores de potencia y acopladores direccionales son dispositivos pasivos que acoplan parte de la potencia transmitida a través de una línea de transmisión hacia otro puerto, a menudo usando dos líneas de transmisión dispuestas lo suficientemente cerca para que la energía que circula por una de las líneas se acople a la otra.

El acoplador direccional utilizado posee la capacidad de actuar como un filtro pasa banda, con una frecuencias de paso desde aproximadamente 500MHz a 14 GHz, obtenidas experimentalmente. Esta característica permite eliminar las componentes de segunda armónica propias del funcionamiento del oscilador YIG.

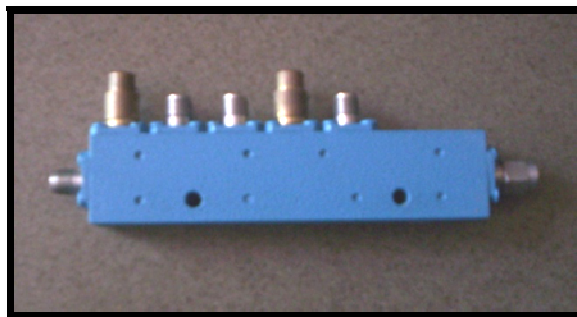


Figura 2 - 9. Acoplador direccional utilizado en SAR.

2.3.4 Antenas de TX y RX

Las antenas utilizadas son de tipo bocina para banda X. Tanto la de transmisión como la de recepción tienen iguales características.

Las antenas tienen una ganancia de 15 dBi, con un ángulo de apertura de +/- 25°. Proviene de un equipo de entrenamiento de microondas de la marca FEEDBACK, disponible en los laboratorios de la Escuela de Ingeniería Eléctrica [5].

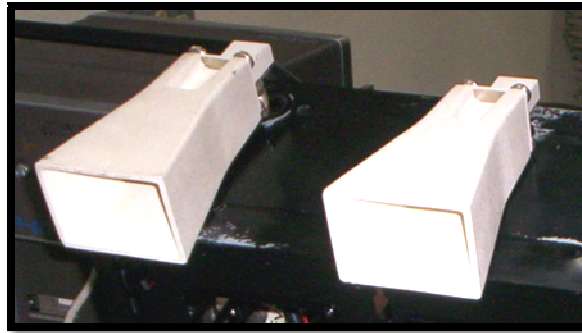


Figura 2 - 10. Antenas de tipo bocina para banda X. Parte del equipo FEEDBACK.

2.3.5 Mixer

Un mezclador de frecuencia es un dispositivo electrónico de tres puertos, dos entradas y una salida, un dispositivo que idealmente realiza la suma y/o resta de las dos señales en sus entradas, por lo que matemáticamente puede ser modelado de la siguiente manera:

$$f_{out} = f_{in1} \pm f_{in2}$$

La nomenclatura de los terminales es:

LO, para la entrada de Local Oscillator (oscilador local)

RF, Para la entrada de Radio Frecuencia.

IF, para la salida o puerto denominado Frecuencia Intermedia.

El *mixer* es un dispositivo que idealmente puede ser bidireccional, y puede realizar una elevación o disminución de la frecuencia dependiendo de la configuración. Esto se esquematiza en la siguiente ilustración [7]:

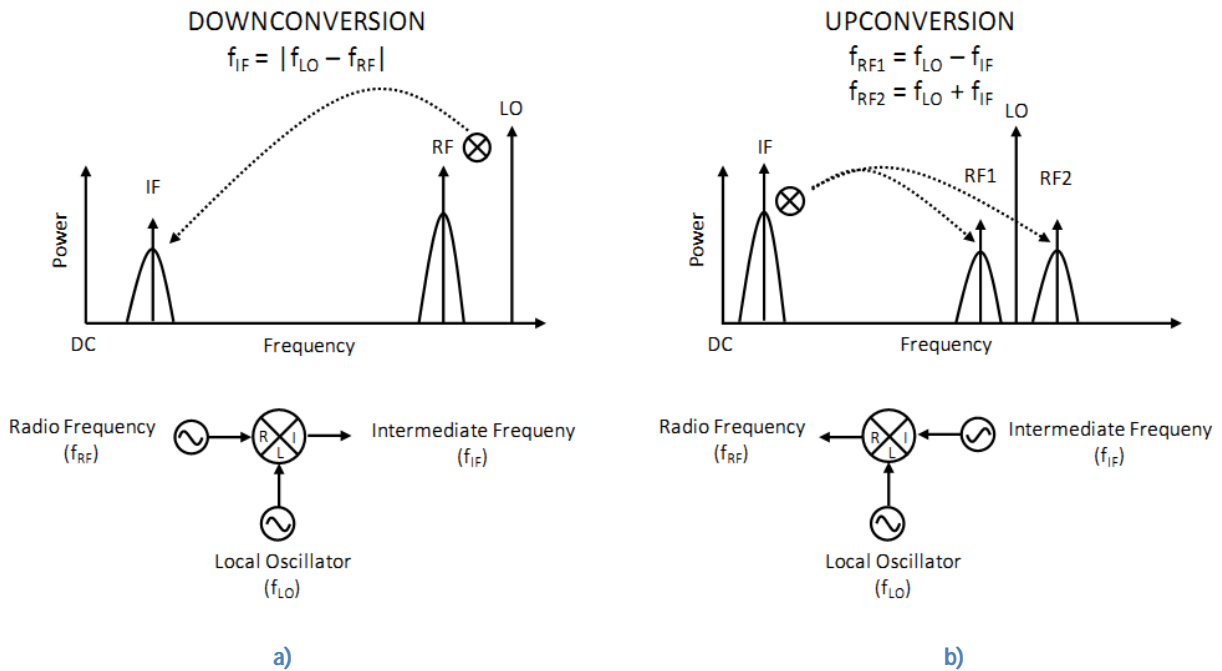


Figura 2 - 11. Los dos procesos que lleva a cabo un *mixer* o mezclador, en función de las conexiones de sus puertos.
a) Downconversion, b) Upconversion.

La configuración del *mixer* depende de su aplicación, cuando la frecuencia deseada de salida es menor que la frecuencia de la segunda entrada, se conoce como “downconversion”, e **IF** es la salida, tal como se muestra en la imagen 2-9 (a). El proceso inverso consiste en obtener una señal de mayor frecuencia, esto se conoce como “upconversion”, tal como se describe en la imagen 2-9 (b).

Para el caso del SAR de bajo costo, se necesita un proceso de “downconversion”, ya que **IF** que es la frecuencia de interés debe ser menor.

En base a diversas cotizaciones realizadas sobre *mixers* durante esta la investigación, se observa que suelen tener un ancho de banda de unos pocos MHz en su salida **IF**, y diferentes anchos de bandas para las entradas; pero mientras mayores anchos de banda, mayores costos [8][9].

Los umbrales de potencia en entrada suelen estar entre +1dBm y +15dBm. Esto hace necesario el uso de amplificadores al mezclar señales de baja potencia, sin embargo muchos *mixers* pueden trabajar con señales tan bajas como -50 dBm o incluso menor potencia [9].

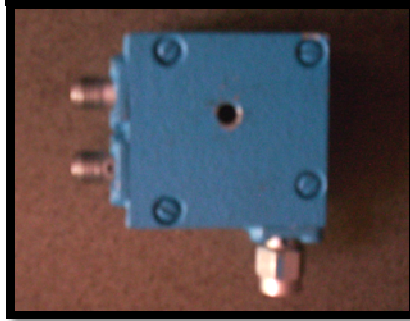


Figura 2 - 12. Mixer utilizado en el sistema SAR.

2.3.6 Amplificador de VIDEO

El amplificador de video, es un sencillo amplificador operacional en configuración de amplificador inversor con una ganancia de 73.15 dB. Esto se logra ya que la señal de *beat* se encuentra dentro del ancho de banda de operación de los amplificadores operacionales comerciales.

El criterio de diseño de este amplificador parte de los resultados experimentales, donde en un primer momento se desconocía qué amplitud de voltaje tenía la señal recibida (el eco). La ganancia del amplificador fue incrementándose poco a poco hasta lograr un valor que satisfacía las condiciones de lectura de la señal demodulada por el *mixer*. Gracias a esto pudo estimarse que la señal rondaba en el orden de los microvoltios.

El esquema general de esta etapa se muestra en la siguiente imagen:

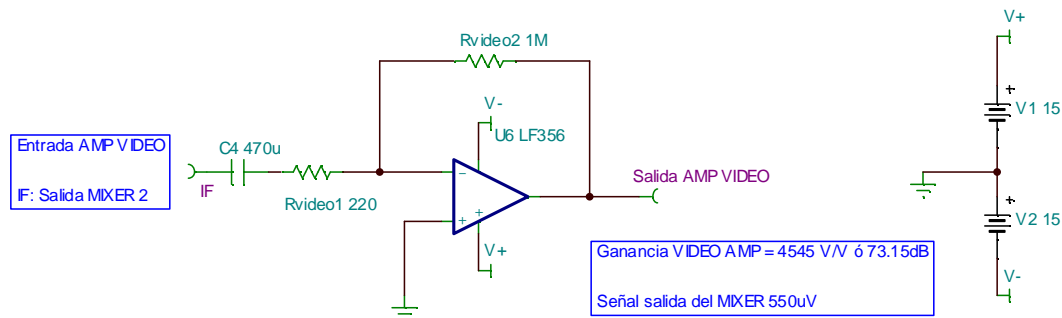


Figura 2 - 13. Amplificador de voltaje empleado en la etapa previa a digitalización.

Para mejorar el desempeño se utiliza un LF356, el cual es mejor en rendimiento y prestaciones que el tradicional 741, tales como valor de resistencia de entrada, *slew rate* y frecuencia de transición *ft* [10].

Para el caso particular, la frecuencia de *beat* máxima que puede ser procesada debe estar en el orden de los 5 kHz. Esto es así dada la limitante de la tarjeta de adquisición de datos, la cual es detallada en el siguiente ítem. Lo importante de esto es que la etapa de amplificación trabaja sin problemas a estas frecuencias.

2.3.7 Digitalización de la señal

Para digitalizar la señal se utiliza una tarjeta de adquisición de datos de National Instruments, específicamente la USB 6008. La tarjeta se muestra en la siguiente imagen:



Figura 2 - 14. Tarjeta de adquisición de datos NI USB 6008.

Esta tarjeta posee 8 entradas analógicas con una resolución de 12 bits y con una capacidad máxima de 10 KSPS. **Esto de hecho es la mayor limitante en todo el diseño del sistema**, la frecuencia máxima de la señal de salida que puede ser procesada por este dispositivo es de **5 KHz**.

Como la frecuencia de *beat* máxima es muy baja, esto conlleva a que se utilice una tasa *chirp* muy baja, como se detalla en el siguiente ítem.

2.4 CARACTERÍSTICAS GENERALES DE RF

Después de la realización de diversas pruebas y en base al análisis de resultados obtenidos, la siguiente tabla detalla las características generales del sistema de RF.

Tabla 2 - 1. Características del oscilador YIG.

YIG AVANTEK Y085-2265		
	VALORES DE PLACA	VALORES MEDIDOS
Frecuencia mínima	8 GHz	6.868 GHz @ 337 mA
Frecuencia máxima	12.4 GHz	12.42 GHz @ 616 mA
Tasa chirp máxima	300 MHz/ms	270 MHz/ms
Tasa chirp mínima	90 MHz/ms	90 MHz/ms
Ancho de banda	4.4 GHz	5.55 GHz @ 90 MHz/ms

Al utilizar una tasa *chirp* baja, se logra que la diferencia instantánea entre la señal recibida y la transmitida sea relativamente pequeña, por lo que la frecuencia de *beat* se encuentra en el rango de unos pocos KHz para blancos ubicados a un máximo de 3 metros, lo cual permite digitalizar la señal con la tarjeta NI USB 6008.

Por ejemplo para un blanco ubicado a 2.5 metros, el tiempo de retorno de la señal se calcula con la velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas en el vacío 3×10^8 m/s.

Así, el tiempo de retorno es:

$$\tau = \frac{2 * r}{c}$$

$$\tau = 2 * \frac{2.5m}{3 * 10^8 * \left(\frac{m}{s}\right)}$$

$$\tau \cong 16.67 \text{ ns}$$

La tasa chirp de 110.56 MHz/ms puede ser expresada en unidades menores. La tasa chirp en kHz/ns es:

$$TASA \text{ CHIRP} = \frac{110.56MHz}{ms} = 0.11056 \frac{KHz}{ns}$$

Al conocer el tiempo de retorno de la señal se puede estimar la diferencia entre la frecuencia transmitida y recibida en un mismo instante, multiplicando la tasa *chirp* por el tiempo de retorno. Así, para el blanco en cuestión a 2.5 metros, se calcula que la frecuencia de *beat* será:

$$f_{beat} = 0.11056 \frac{KHz}{ns} * 16.67 \text{ ns} = 1.843 \text{ KHz}$$

Esta frecuencia se encuentra dentro del rango digitalizable por la NI USB 6008. Este cálculo es meramente matemático y no considera las características del sistema, como ancho de banda, y desviaciones en las frecuencias instantáneas debido a ruido y otros factores.

Para determinar con mayor precisión la relación entre la frecuencia de "beat" y el rango es necesario plantear las siguientes ecuaciones:

El oscilador es controlado por una señal triangular, es decir una rampa positiva y una negativa, por lo cual se debe modelar matemáticamente cada uno de estos efectos. Cuando la rampa es positiva (es decir el oscilador comienza desde la frecuencia más baja, y llega a la frecuencia más alta), la relación entre la frecuencia de beat y el rango se modela de la siguiente manera:

$$f_{b(+)} = \frac{8 * \Delta f * f_m * R}{c} - f_d$$

Donde:

$f_b(+)$, es la frecuencia de "beat" a la salida del mezclador, cuando el oscilador YIG es controlado con una rampa ascendente.

Δf , es la desviación de la frecuencia chirp.

f_m , es la velocidad de la modulación FM.

R , es la distancia al blanco o rango.

c , es la velocidad de la luz en el vacío.

Cuando la rampa de control del YIG es negativa, el modelo matemático es el siguiente:

$$f_{b(-)} = \frac{8 * \Delta f * f_m * R}{c} + f_d$$

Donde:

$f_{b(-)}$, es la frecuencia de "beat" a la salida del mezclador, cuando el oscilador YIG es controlado por una rampa descendente.

De ambas ecuaciones, el rango del blanco puede ser encontrado con la siguiente ecuación:

$$R = \frac{c * f_b}{8 * \Delta f * f_m}$$

Donde:

f_b , es la diferencia de frecuencias promedio.

El concepto más importante a tener presente en el funcionamiento de este modelo, es que un pequeño cambio en el tiempo, corresponde también a un cambio en la frecuencia, esto es porque el sistema es modulado en frecuencia en el tiempo; esto quiere decir, que el valor actual de la frecuencia transmitida es diferente al transmitido 2ns antes este pequeño y sutil cambio en la frecuencia, es lo que hace que a la salida del mezclador se tengan frecuencias de *beat* bajas.

Explicado de manera más simple, la frecuencia que se recibe es ligeramente diferente a la que se transmite en un instante dado, por lo que al mezclar estas dos señales se obtiene la diferencia de frecuencias de las mismas, y ya que el cambio es tan pequeño, las frecuencias de *beat* también lo son.

2.4.1 Circuitos electrónicos diseñados

Se diseñaron dos circuitos específicamente:

Convertidor de señal triangular de voltaje a señal triangular de corriente: se utiliza un generador de señales para obtener una señal triangular de voltaje con las características deseadas de amplitud y de frecuencia, sin embargo como se ha destacado con anterioridad, el oscilador YIG es controlado por corriente, por lo que se hace necesario convertir la señal de voltaje en una señal de corriente. El circuito diseñado con este fin se muestra en la siguiente imagen:

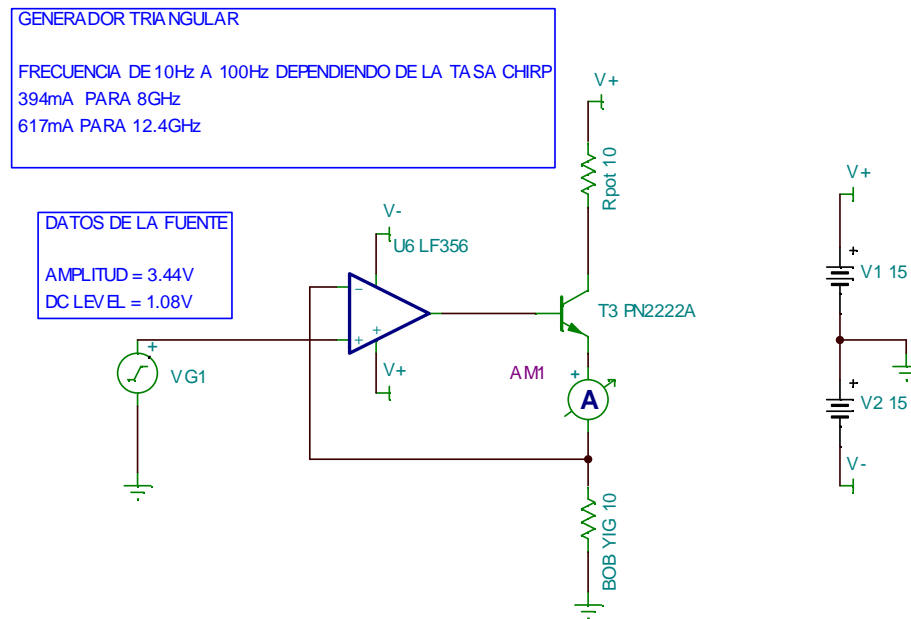


Figura 2 - 15. Etapa de potencia para una señal triangular de corriente.

La etapa completa se conoce como convertidor de voltaje a corriente, y es parte de las configuraciones de instrumentación electrónica para amplificadores operacionales, la resistencia del bobinado principal del oscilador YIG (TUNE), es de 10Ω por lo que la resistencia en el colector del transistor es la misma.

La señal de voltaje en el terminal no inversor del amplificador operacional se convierte en una señal de corriente en la rama de emisor del transistor, con una relación modelada de la siguiente manera:

$$I_{emisor} = \frac{V_{NoInversor}}{R_{colector}}$$

La señal de voltaje es proporcionada por un equipo generador de señales. La onda triangular que ingresa al terminal no inversor del amplificador operacional tiene un voltaje mínimo de 2.88V y un voltaje máximo de 6.32V, lo cual basándose en la ecuación antes presentada ocasiona una corriente de 288mA a 632mA.

La resistencia real del bobinado principal del oscilador no es de 10Ω, sino de aproximadamente 9Ω, lo cual produce una corrección en la corriente. La señal de corriente equivalente de salida se muestra en el siguiente gráfico:

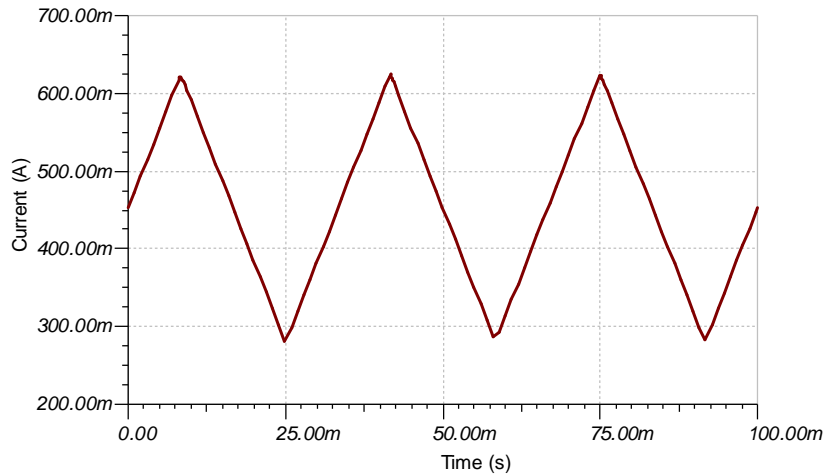


Figura 2 - 16. Señal de corriente que controla el oscilador YIG.

La anterior es la señal que regula el comportamiento en la frecuencia del YIG, el oscilador opera en todo su ancho de banda, mientras que la señal de control (onda triangular) sea de baja frecuencia.

Amplificador de video de 73.15 dB: El amplificador de video se encarga de tomar la señal de salida del mixer, que contiene la frecuencia de beat. Sin embargo, esta señal es muy baja eléctricamente, sus niveles se encuentran en el orden de los microvoltios.

El circuito se basa en la configuración de amplificador inversor. Parte de las configuraciones básicas para amplificadores operacionales, el circuito se muestra en la Figura 2 - 13.

Se utiliza esta configuración ya que la frecuencia de beat se encuentra en el rango de unos pocos kHz, el amplificador operacional puede trabajar perfectamente con señales en este rango de frecuencias.

Se utiliza un LF356 debido a su mayor relación de ganancia - ancho de banda, lo cual permite amplificar las señales deseadas a pesar de la gran ganancia con la que ha sido diseñado.

CAPÍTULO 3. EQUIPOS DE MEDICIÓN Y RESULTADOS OBTENIDOS DEL SISTEMA SAR.

3.1 INTRODUCCIÓN.

A continuación se describe cada uno de los equipos utilizados en la caracterización de los componentes RF, fundamental para establecer variables de control del sistema SAR y su respectiva respuesta bajo condiciones conocidas.

No todos los equipos de medición utilizados son capaces de trabajar a frecuencia microondas, en la banda X, por ello es importante apreciar los resultados brindados por el analizador de espectro, así como algunos resultados indirectos registrados con otros equipos descritos en este capítulo.

Todas las pruebas del sistema SAR se han realizado en el laboratorio de telecomunicaciones de la Escuela de Ingeniería Eléctrica. Los primeros pasos en el procesamiento de las señales fueron mediante MATLAB y posteriormente en el lenguaje de programación gráfica LABVIEW. Las lecturas de datos se acompañan de interpretaciones que justifican la selección de uno u otro elemento según condiciones críticas.

3.2 EQUIPOS DE MEDICIÓN Y AUXILIARES UTILIZADOS.

3.2.1 Generador de señales

Se utiliza un generador de señales para obtener una señal de voltaje triangular con una frecuencia de 10 Hz. Esta señal es la que se utiliza en el control del oscilador YIG.

La señal obtenida a la salida del generador es en forma de voltaje, pero debido a las condiciones de operación del oscilador YIG, la señal debe ser convertida a corriente, por lo que se utiliza el circuito convertidor de voltaje a corriente explicado con anterioridad.

La ventaja de utilizar un generador de señales, en lugar de un circuito fijo para generar la señal de control del YIG es que se puede variar la frecuencia de la señal de control fácilmente, esto ocasiona que la tasa *chirp* se modifique y se ajuste de acuerdo a las necesidades.

3.2.2 Osciloscopio

Para realizar las mediciones de las señales de control primordialmente, y la señal de "beat" se utilizó un osciloscopio de la marca AGILENT modelo DSO 1012A. A su vez, este dispositivo permitió realizar las primeras capturas de datos antes de contar con la tarjeta de adquisición de datos de National Instruments.



Figura 3 - 1. Fotografía de osciloscopio empleado en diversas mediciones.

El osciloscopio permite realizar capturas de pantalla, así como también archivos de texto CSV con los puntos del gráfico, esta función fue explotada para analizar los primeros resultados como se detalla más adelante.

Las limitaciones del osciloscopio son principalmente que debido a la naturaleza del SAR y sus frecuencias de operación en RF, sólo puede utilizarse para realizar mediciones en puntos específicos como el circuito de control del YIG (onda triangular de corriente) y la salida del amplificador que es la señal de *beat*.

3.2.3 Analizador de Espectro

Este proyecto no podría haberse realizado sin la ayuda de un analizador de espectro, ya que es la única manera de caracterizar las señales de Rf con las cuales trabaja el sistema.

Se utilizaron dos analizadores de espectro en diferentes momentos:

Analizador de espectro HEWLETT PACKARD 8592L: gracias a la colaboración del Ing. Werner Meléndez de COCESNA, las primeras pruebas de caracterización del oscilador YIG se realizaron con este equipo. Posteriormente se utilizó para la caracterización del *Mixer*, específicamente frecuencias de corte y otras características.



Figura 3 - 2. Analizador de espectro HP 8592L para primeras pruebas de caracterización del oscilador microonda.

Analizador de espectro AGILENT TECHNOLOGIES SERIE EXA: Gracias a la colaboración de SETISA se contó con un analizador de espectro en calidad de préstamo durante tres días en la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de El Salvador. El analizador posee una capacidad de medición de 9 KHz a 26.5 GHz.

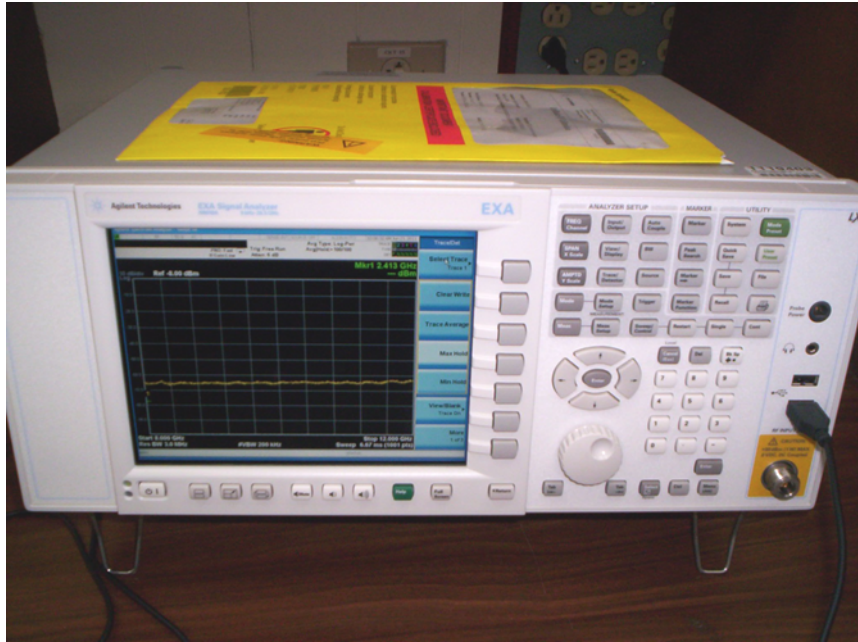


Figura 3 - 3. Analizador de espectro Agilent serie EXA.

En esta etapa de medición con el analizador Agilent se calibraron con mayor precisión los osciladores YIG. Se logró caracterizar tanto el acoplador direccional como el *mixer*. Se determinó la necesidad de los aisladores. Se caracterizó la señal recibida. Se determinaron pérdidas, no linealidades, entre otros.

La mayor parte de las mediciones de RF se realizaron con este analizador de espectro, ya que se pudieron realizar con paciencia y detenimiento, obteniendo la captura de datos de cada prueba para su posterior análisis. Todas las pruebas realizadas se detallan en la sección **3.3 "Resumen de resultados en mediciones de RF"**, más adelante en este documento.

3.2.4 Multímetro

El multímetro se utilizó para la caracterización del oscilador YIG determinando la relación de la corriente de control y la frecuencia de salida (analizador de espectro), debido a que un pequeño cambio en la corriente ocasiona un gran cambio en la frecuencia de salida, el multímetro debe ser fiable hasta las milésimas de Amperio.

Así también se utilizó para la medición de niveles de voltaje de DC, polarizaciones de los circuitos electrónicos, entro otras aplicaciones comunes.

3.3 RESUMEN DE RESULTADOS EN MEDICIONES DE RF

3.3.1 PRUEBAS REALIZADAS CON ANALIZADOR AGILENT SERIE EXA EN LA EIE DEL 27 DE JUNIO DEL 2011 AL 29 DE JUNIO DEL 2011.

3.3.1.1 PRUEBA 1: CARACTERIZACIÓN DEL YIG AVANTEK

El objetivo de esta prueba fue caracterizar el oscilador YIG, para verificar los valores de corriente de los cuales depende la frecuencia de salida. Una vez obtenidos estos datos, y al suponer un comportamiento lineal, se puede inferir una ecuación general que describe la relación entre la corriente de alimentación y la frecuencia de salida.

El siguiente esquema modela el experimento realizado:

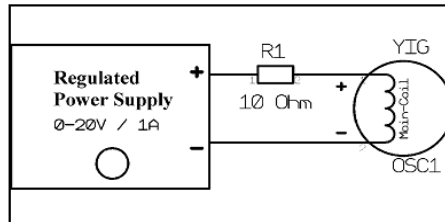


Figura 3 - 4. Esquema básico de control de operación del oscilador YIG.

Se conecta una resistencia de 10Ω en serie con la bobina de principal (TUNE) del oscilador YIG, respetando las polaridades. Con la fuente de energía, se ubica la corriente en el mínimo, y se asigna un valor de voltaje cercano a los 15V. La salida del oscilador se conecta al analizador de espectro. Se comienza a variar el valor de corriente en incrementos pequeños, hasta observar una señal en el analizador de espectro, se sigue incrementando hasta registrar la desaparición de la señal.

La prueba se realizó a ambos osciladores, con resultados prácticamente iguales, con diferencias en la potencia de salida de ambos. La siguiente tabla muestra los resultados obtenidos en puntos específicos separados por 1GHz cada uno:

Tabla 3 - 1. Caracterización discreta del oscilador YIG 1.

OSCILADOR YIG 1				
CORRIENTE (mA)	FRECUENCIA FUNDAMENTAL (GHz)	POTENCIA (dBm)	FRECUENCIA SEGUNDO ARMONICO (GHz)	POTENCIA SEGUNDO ARMONICO (dBm)
334	6.84	13.92	13.7	-16.361
393	8.002	14.406	16.06	-8.257
447	9.066	15.188	18.054	-8.562
494	10.018	12.65	20.041	-19.774
544	11.026	12.063		
591	11.95	11.893		
617	12.42	11.16		

Tabla 3 - 2. Caracterización discreta del oscilador YIG 2.

OSCILADOR YIG 2				
CORRIENTE (mA)	FRECUENCIA FUNDAMENTAL (GHz)	POTENCIA (dBm)	FRECUENCIA SEGUNDO ARMONICO (GHz)	POTENCIA SEGUNDO ARMONICO (dBm)
337	6.868	7.467	13.728	-23.43
394	7.988	14.636	15.968	-6.36
447	9.052	14.48	18.096	-8.468
494	10.004	12.342	20.002	-14.205
549	11.084	10.886		
598	12.068	9.099		
616	12.396	10.011		

Para el caso del oscilador YIG1, se puede construir un gráfico de frecuencia fundamental contra corriente de control, para mostrar la linealidad, tal como se muestra en la siguiente gráfica:

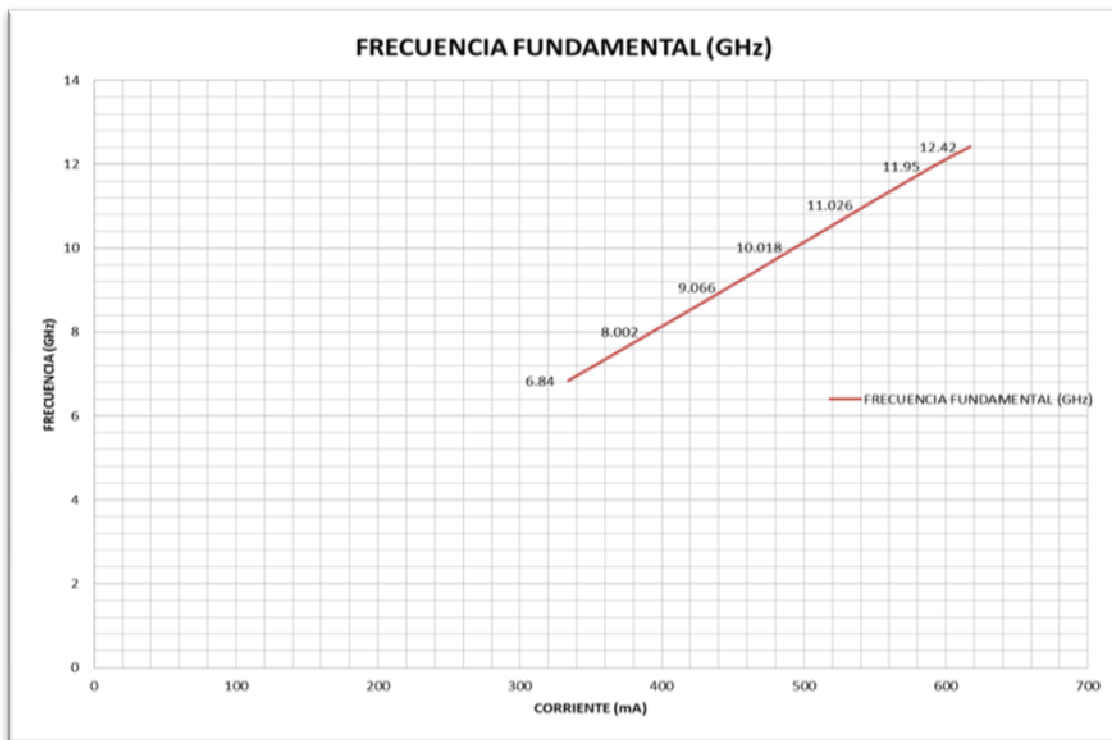


Figura 3 - 5. Gráfica Frecuencia-Corriente de control, respectiva a la caracterización del oscilador YIG 1.

En la imagen se aprecia con claridad la linealidad en la relación de frecuencia y corriente de control, tomando esto como referencia se puede construir la ecuación que describe este comportamiento. Al realizar los cálculos de pendiente e intercepto se construye el modelo matemático quedando de la siguiente manera:

$$F_{GHz} = 0.0186 * I_{mA} + 0.7518$$

En el analizador de espectro se observa el tono generado con una corriente en particular, para el caso de la Figura 3 - 6, es un tono en baja frecuencia (6.854 GHz), que corresponde a 334 mA en la corriente de control.

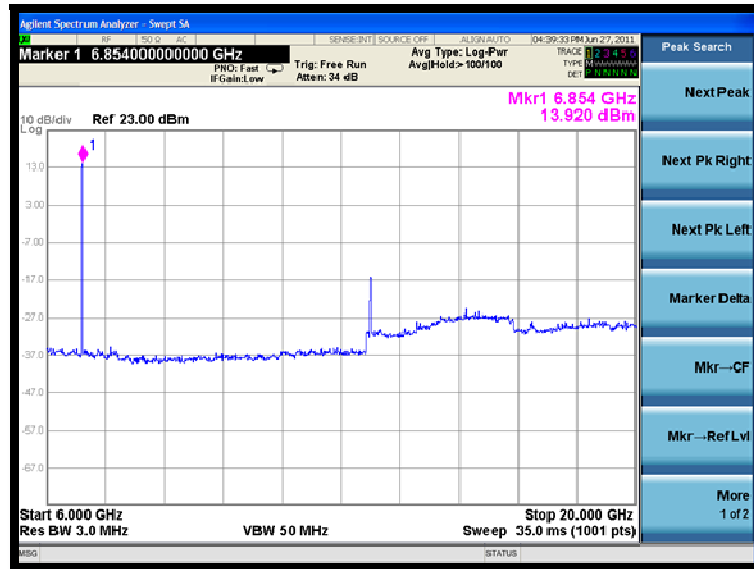


Figura 3 - 6. Espectro de la señal de salida del oscilador YIG 1, excitado para producir señal a frecuencia mínima.

Aparece una componente de segundo armónico, esto es propio del oscilador, la potencia de esta señal es pequeña respecto a la fundamental (cerca de -16 dBm), tanto la potencia de la componente fundamental como del segundo armónico se registran en la tabla de YIG1.

Se repite el mismo procedimiento y se obtiene la frecuencia final, en la siguiente imagen obtenida del analizador de espectro, se muestra la frecuencia máxima obtenida a la salida del YIG.

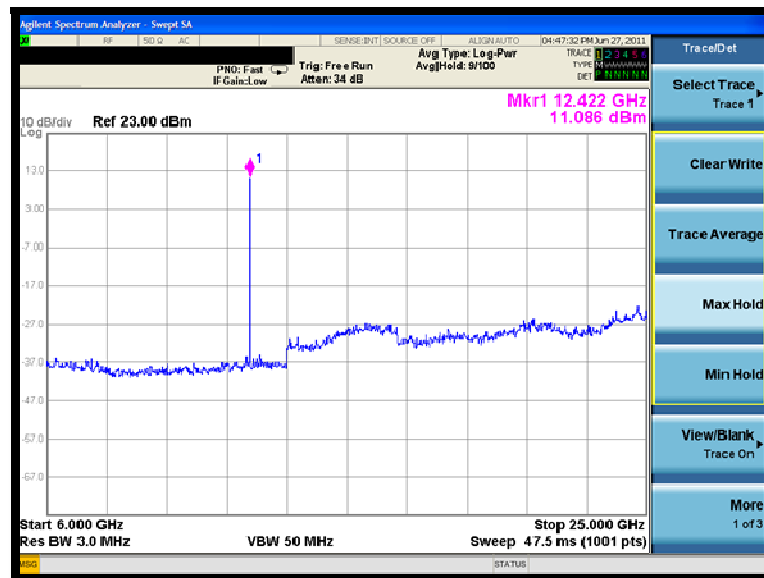


Figura 3 - 7. Espectro de la señal de salida del oscilador YIG 1, excitado para producir señal a frecuencia máxima.

Cabe destacar que la componente de segundo armónico que para el caso debería encontrarse en 24.8 GHz no se percibe debido a que su potencia es muy baja para ser registrada.

3.3.1.2 PRUEBA 2: CONTROL DE OSCILADOR YIG MEDIANTE UNA SEÑAL TRIANGULAR DE CORRIENTE DE 30 Hz.

Originalmente el sistema se había diseñado para operar con una señal triangular de corriente de 300 Hz. En las pruebas realizadas se llegó a la conclusión que la velocidad de cambio del oscilador YIG es muy baja, por lo que al utilizar una señal de 300 Hz se pierde ancho de banda deseado.

Mediante la experimentación se obtuvo que para obtener todo el ancho de banda disponible es necesario aplicar una señal de corriente lenta, específicamente a 30 Hz, lo que reduce la tasa chirp.

Al utilizar el analizador de espectro en estas condiciones, efectivamente se obtuvo todo el ancho de banda esperado, tal como se muestra en la imagen:

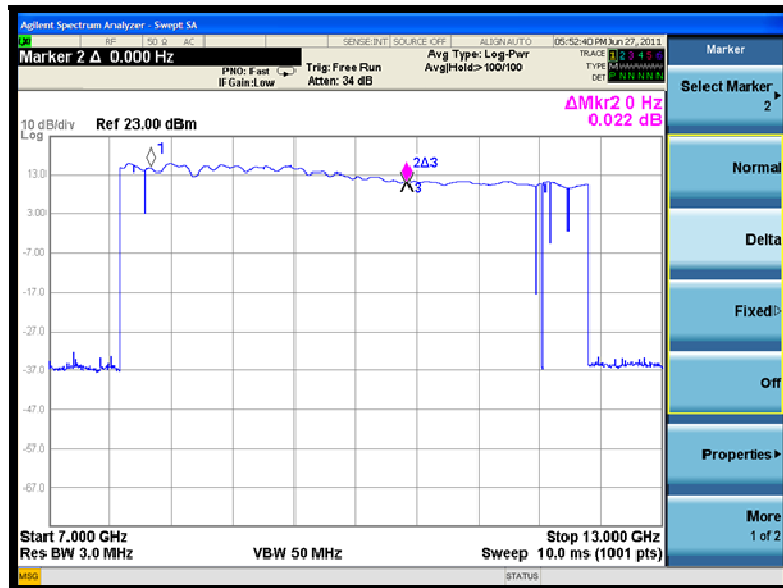


Figura 3 - 8. Espectro para una señal FM lineal de 6.8GHz a 12.4GHz. Salida de oscilador YIG.

De la imagen cabe destacar que la salida del oscilador YIG tiende a tener menor potencia a medida que aumenta la frecuencia. En el experimento también se incrementó el ancho de banda que muestra el analizador de espectro para observar las componentes de segunda armónica. Los resultados se muestran en la siguiente imagen:



Figura 3 - 9. Espectro para una señal FM lineal de 6.8GHz a 12.4GHz y su segunda armónica. Salida de oscilador YIG.

Las componentes de segunda armónica no son constantes en potencia, y su potencia disminuye a medida que aumenta la frecuencia.

Tabla 3 - 3. Resultados del experimento con el oscilador YIG controlado por una señal de 30Hz.

ANCHO DE BANDA YIG CON SEÑAL DE 30 HZ	
FRECUENCIA FUNDAMENTAL (GHz)	POTENCIA (dBm)
6.84	13.92
8.002	14.406
9.066	15.188
10.018	12.65
11.026	12.063
11.95	11.893
12.42	11.16

3.3.1.3 PRUEBA 3: PRUEBA DE ACOPLADOR DIRECCIONAL

El acoplador direccional tiene 3 derivaciones. Se realizó la prueba conectando a su entrada la señal generada por el oscilador YIG controlado por la onda triangular de corriente, es decir, con todo su ancho de banda (de 8 a 12.4 GHz). El resultado de cada una de las derivaciones se muestra a continuación:

Para la derivación número 1, es decir la que se encuentra más cercana a la entrada del acoplador direccional se obtuvo el siguiente resultado:

En la Figura 3 - 10 puede observarse que la derivación no presenta un comportamiento constante en todas las frecuencias, presenta valles de atenuación marcados que oscilan en más de 10 dBm de diferencia entre máximos y mínimos.

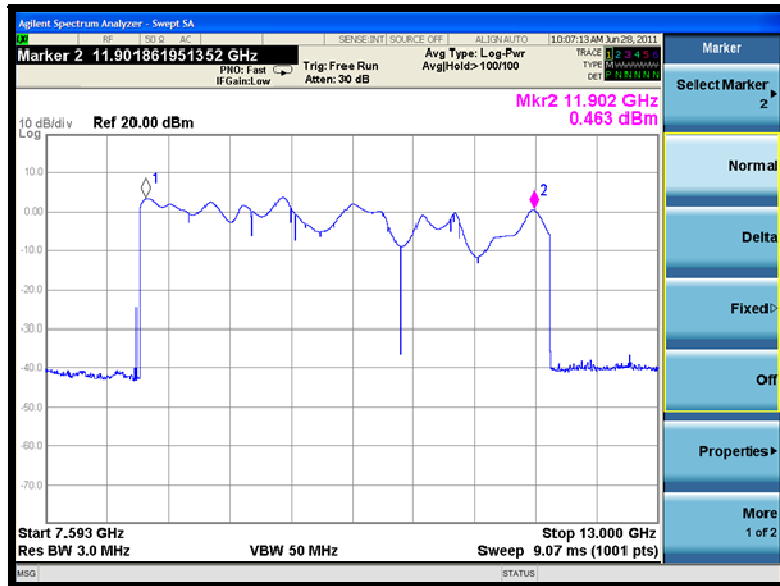


Figura 3 - 10. Salida de acoplador direccional. Derivación 1.

Para la derivación número 3, ya que la segunda no es una salida de derivación como tal, se obtuvo el siguiente resultado (con la misma señal de excitación, es decir el YIG con todo su ancho de banda).

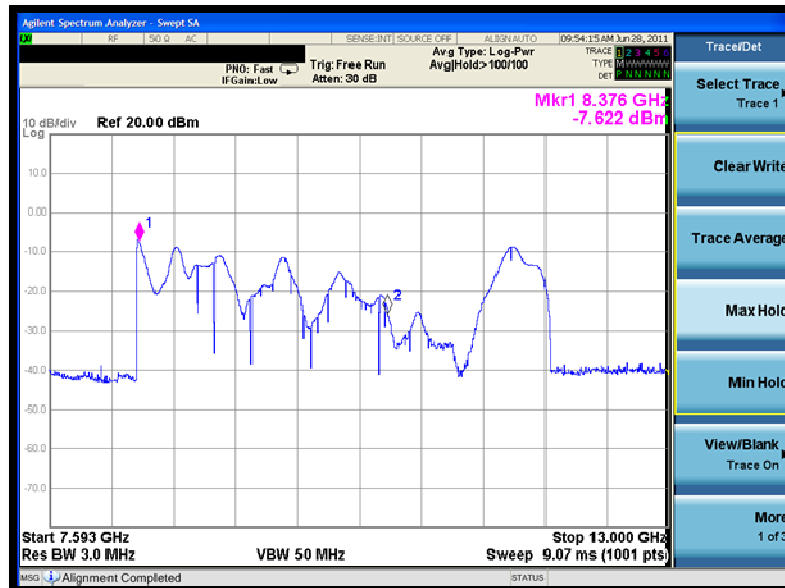


Figura 3 - 11. Salida de acoplador direccional. Derivación 3.

Cabe destacar que esta derivación tiene un desempeño aún más pobre, con rizado más pronunciado, y atenuación general mucho mayor.

Tomando en cuenta que solo la derivación 1 es medianamente utilizable, se probó conectando una carga de 50 Ω a la salida del acoplador direccional, tratando de reducir la onda reflejada. Con la misma señal de excitación se volvió a medir la derivación 1 obteniendo el siguiente resultado:

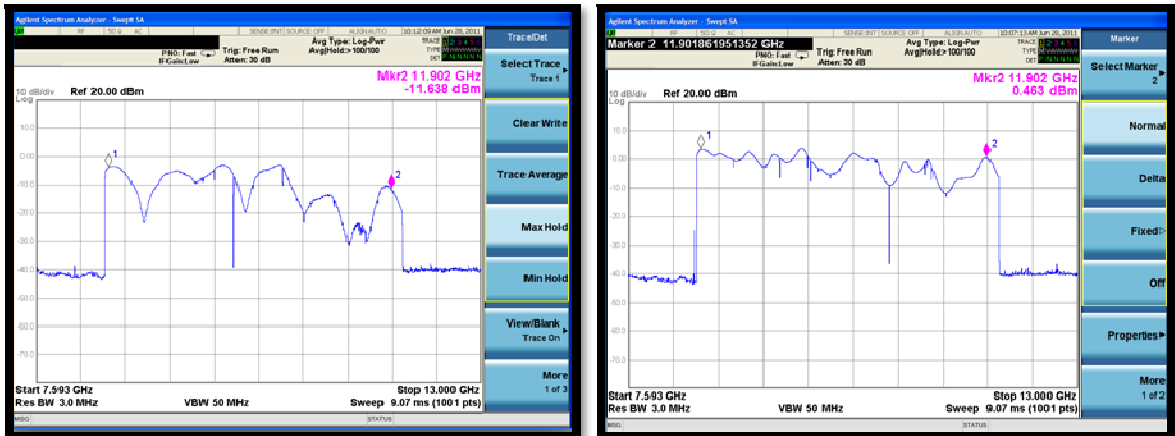


Figura 3 - 12. Comparación de salida de acoplador direccional, derivación 1, con carga y sin carga a la salida directa del acoplador direccional.

La imagen de la izquierda corresponde a la derivación 1 con una carga de 50 Ω , y la derecha es la misma derivación pero sin carga, es evidente que la carga reduce el desempeño.

La misma prueba se realizó conectando la antena de transmisión a la salida del acoplador direccional, obteniendo el siguiente resultado:

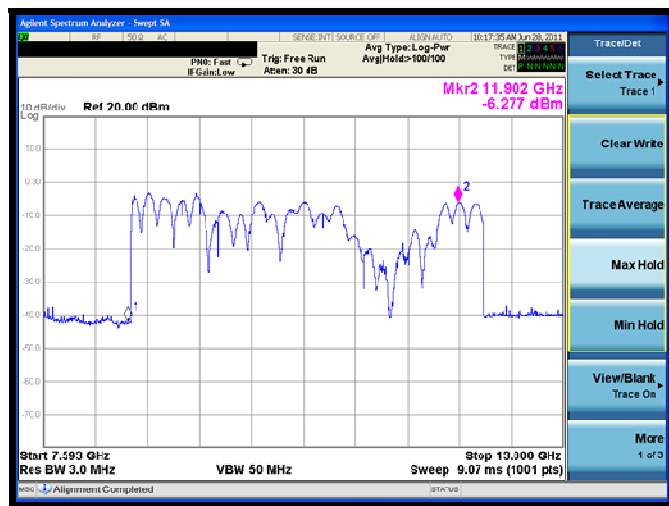


Figura 3 - 13. Salida de acoplador direccional. Derivación 1. Para una antena conectada a la salida directa.

Lo destacable de la imagen, es que al igual que con la carga de 50 Ohm, el desempeño empeora. Al construir el sistema de radar completo, esta sería la señal que llegaría a la entrada **LO** del mezclador.

En la tabla siguiente se muestran resultados de caracterización. En el Anexo B puede encontrarse más información.

Tabla 3 - 4. Resultados del experimento con el acoplador direccional, para su salida directa y derivaciones.

ACOPLADOR DIRECCIONAL				
CORRIENTE (mA)	FRECUENCIA (GHz)	POTENCIA SALIDA (dBm)	POTENCIA DERIVACION 1 (dBm)	POTENCIA DERIVACION 3 (dBm)
394	7.989	4.342	0.294	-8.1
447	9.034	0.198	0.363	-11.2
494	9.957	0.721	0.354	-13.4
549	11.084	-1.14	0.538	-34.6
598	12.068	0.393	-3.576	-9.1

3.3.1.4 PRUEBA 4: PRUEBA DE MIXER

El objetivo de la prueba es caracterizar el *mixer*, ya que no se contaba con la identificación de las entradas y salidas, se inyectó señal en cada uno de los terminales del mismo, posteriormente se caracterizaron los terminales, para simplicidad se esquematiza en la siguiente imagen:

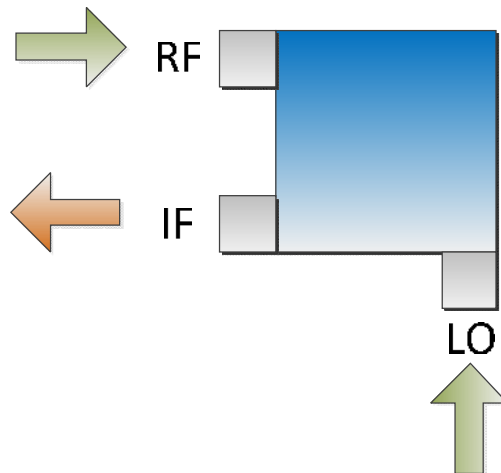


Figura 3 - 14. Conexión de puertos para el *mixer* utilizado.

Al realizar pruebas de aislamiento, inyectando señal en las diferentes terminales y leyendo en otras, se obtuvieron los siguientes resultados:

Al inyectar señal en el terminal **RF** y leer en **LO** se obtuvo el siguiente gráfico:

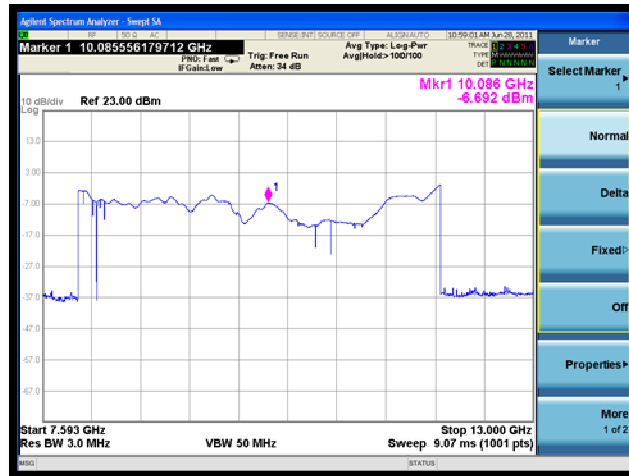


Figura 3 - 15. Señal registrada en el puerto LO, para señal inyectada en RF.

La siguiente tabla registra magnitudes de su caracterización. Más detalles en Anexo C.

Tabla 3 - 5. Resultados del experimento con el mixer.

MIXER	
FRECUENCIA FUNDAMENTAL (GHz)	POTENCIA (dBm)
8.002	-7.5
9.066	-6.7
10.018	-15.4
11.026	-17.5
11.95	-6.2
12.42	2.7

Al inyectar señal en el terminal **IF** y leer en **LO**, se obtuvo el siguiente gráfico:



Figura 3 - 16. Señal registrada en el puerto LO, para señal inyectada en IF.

Al realizar la prueba del MIXER con dos osciladores YIG con una diferencia de 150MHz entre sus respectivas frecuencias, se obtuvo el siguiente resultado mostrando todo el espectro:

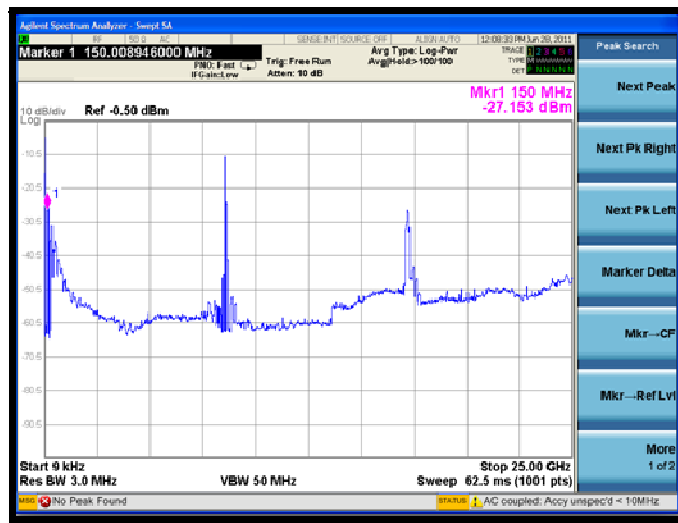


Figura 3 - 17. Señal registrada en el puerto IF, inyectando dos señales a 150MHz de diferencia.

Puede observarse que aparece la componente buscada, en 150MHz, sin embargo también aparecen componentes donde se sitúa la fundamental y el segundo armónico, esto puede atribuirse al aislamiento entre los terminales.

Al realizar un acercamiento a la parte de baja frecuencia, con una ventana de 9 kHz a 500 MHz en el analizador de espectro se ubicó la frecuencia buscada, es decir la que corresponde a la diferencia de ambas frecuencias en los osciladores YIG. La imagen muestra esta componente:

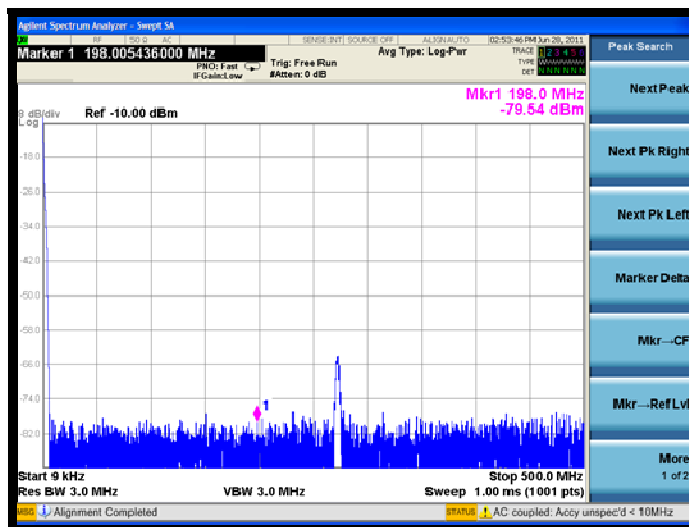


Figura 3 - 18. Ventana de 9kHz a 500MHz para observar la operación del mixer.

Para identificar que efectivamente es la componente que corresponde a la diferencia entre las frecuencias de los osciladores YIG, durante esta prueba se varió la corriente en uno de ellos para aumentar o disminuir la diferencia de frecuencias, y efectivamente también se movía la frecuencia de la señal en la ventana observada.

3.3.1.5 PRUEBA 5: PRUEBA DE TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN SIN ACOPLADOR DIRECCIONAL, SALIDA DEL YIG CONECTADA A LA ANTENA DE TRANSMISIÓN.

Se decidió hacer esta prueba para poder tener una idea más clara de la señal recibida, reduciendo al mínimo las pérdidas que pueden ser ocasionadas por el acoplador direccional y otros elementos.

El analizador de espectro se conectó directamente a la antena receptora, y se ubicó un blanco a 50 cm de las antenas.

Cabe destacar de la imagen que a medida que aumenta la frecuencia la señal recibida llega con más pérdidas, lo cual es esperado en la atenuación del espacio libre, a mayor frecuencia, mayor atenuación.

El resultado de la señal recibida se muestra en la siguiente imagen:

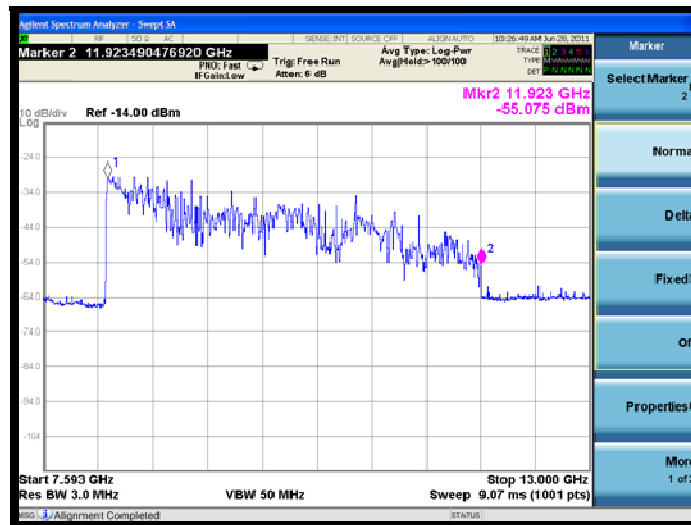


Figura 3 - 19. Señal recibida para una prueba sin acoplador direccional.

Tabla 3 - 6. Potencia recibida cuando no se incluye el acoplador direccional en el sistema.

SEÑAL RECIBIDA SIN ACOPLADOR DIRECCIONAL	
FRECUENCIA FUNDAMENTAL (GHz)	POTENCIA (dBm)
7.59	-64.41
8	-65.99
9	-43.02
10	-42.52
11	-46.89
12	-63.84

3.3.1.6 PRUEBA 6: SEÑAL TRANSMITIDA, MEDICIÓN A LA SALIDA DEL ACOPLADOR DIRECCIONAL

Se colocó el analizador de espectro justo antes de la antena transmisora, para caracterizar lo que se tenía a la salida del acoplador direccional. El resultado se muestra en la siguiente imagen:

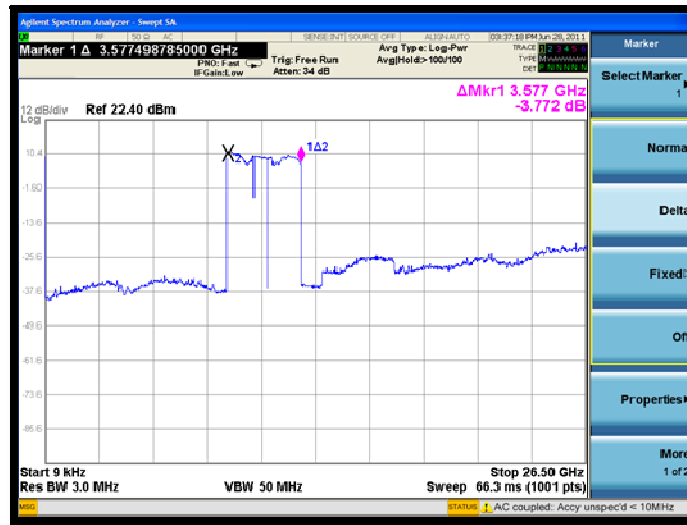


Figura 3 - 20. Espectro de la señal a la salida directa del acoplador direccional.

Puede notarse que la salida se ve notablemente atenuada a la salida del acoplador direccional, respecto a la potencia de salida del YIG. Sin embargo la potencia es suficiente para poder transmitir de forma efectiva. El rizado en el ancho de banda se mantiene.

Lo más destacable en esta prueba es que puede notarse que el **filtro paso bajo que se encuentra dentro del acoplador direccional cumple su función ya que desaparecen las componentes de segunda armónica** que el YIG genera.

Tabla 3 - 7. Potencia medida a la salida directa del acoplador direccional.

SEÑAL TRANSMITIDA	
FRECUENCIA FUNDAMENTAL (GHz)	POTENCIA (dBm)
7.59	-37.7
8	13.56
9	14.92
10	12.74
11	11.29
12	10.34

3.3.1.7 PRUEBA 7: SALIDA DE VIDEO, LA SALIDA DEL MIXER EN EL SISTEMA COMPLETO.

Se construyó el sistema completo y se fijó el analizador de espectro en todo el ancho de banda que este puede mostrar para buscar la frecuencia de *beat*. El resultado no fue el esperado ya que según los cálculos no debía aparecer señal en las frecuencias fundamentales, sin embargo aparecieron tal como se muestra en la imagen:

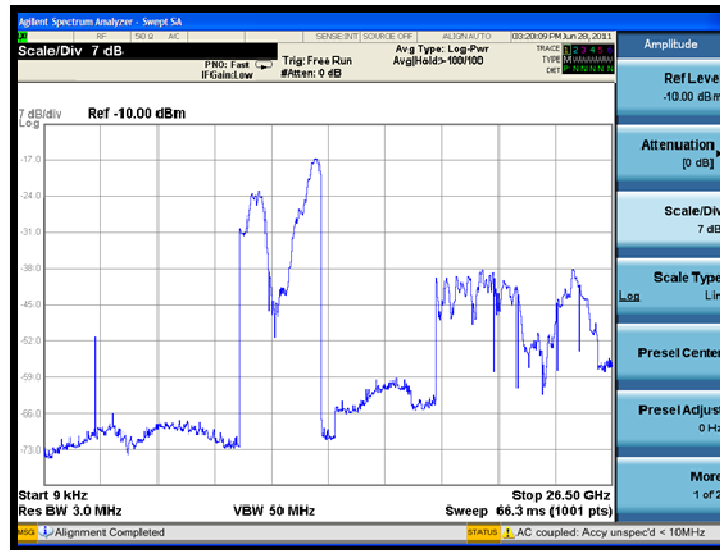


Figura 3 - 21. Salida del Mixer con el sistema completo operando.

A la salida del *mixer* aparecen las frecuencias fundamentales, las frecuencias de segunda armónica y en la parte de frecuencia inferior aparece una componente a 2 GHz.

La señal de *beat* esperada se encuentra en el orden de unos pocos kHz, o incluso en Hz ya que *la tasa chirp* es muy baja: 250 Hz/ns (250 KHz/ μ s o 250MHz/ms). La potencia de esta señal se estima que es muy pequeña, el analizador no puede medirla por su baja frecuencia, y tampoco en otro instrumento como el osciloscopio por su muy baja amplitud.

El trabajo posterior consiste en amplificar la señal de beat con un amplificador de ganancia 5000 o 10000 para tratar de identificarla.

3.3.1.8 PRUEBA 8: IMPORTANCIA DE LOS AISLADORES EN EL SISTEMA DE RF.

En un principio, las pruebas se realizaron sin aisladores, ya que originalmente mostraban un efecto adverso en el funcionamiento del sistema disminuyendo la potencia. Sin embargo al detallar las pruebas se logró concluir que es todo lo contrario.

Las características de la señal mejoran notablemente en el ancho de banda utilizado. Como muestra se ejemplifica en la siguiente imagen la diferencia en la salida del acoplador direccional, con y sin aislador:

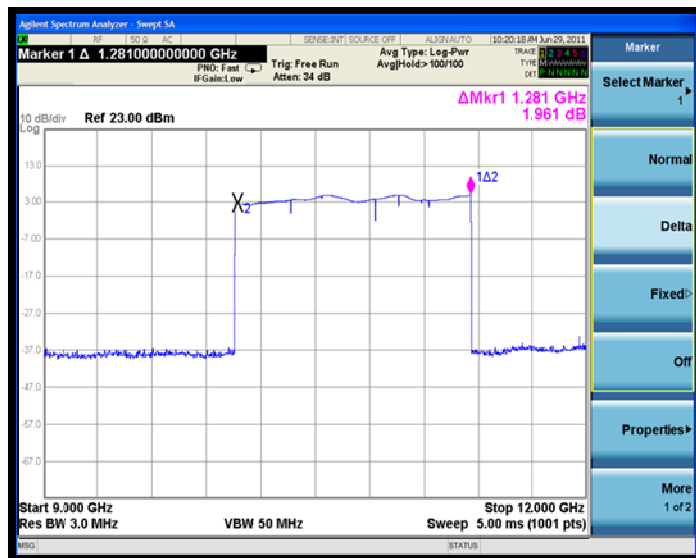


Figura 3 - 22. Salida directa del acoplador direccional con aislador.

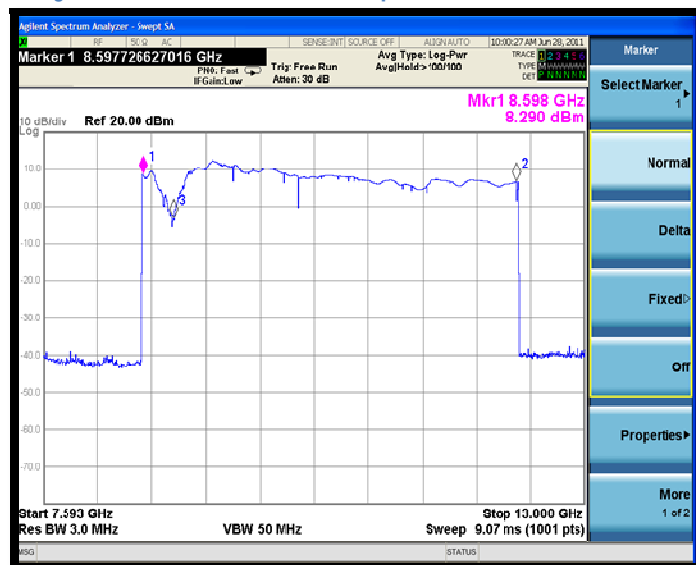


Figura 3 - 23. Salida directa del acoplador direccional sin aislador.

Se puede destacar de las imágenes que la salida es mucho más lineal (Figura 3 - 22) cuando se utiliza el aislador. Lo mismo sucede en la señal recibida, tal y como se muestra en las siguientes imágenes:

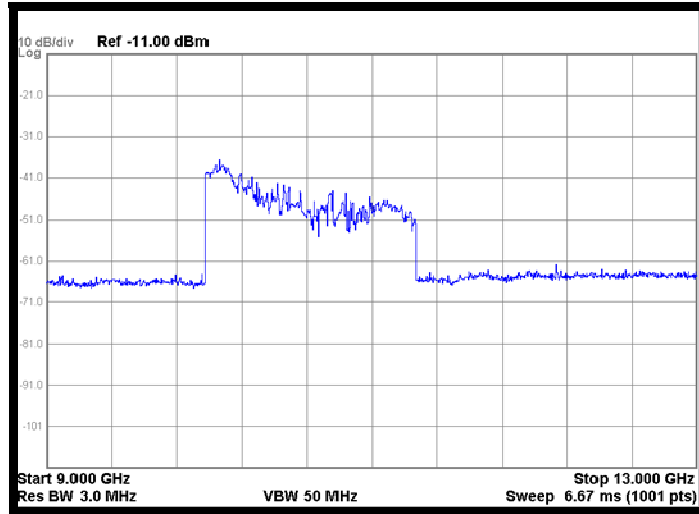


Figura 3 - 24. Señal recibida (Rx) con aislador conectado al acoplador direccional.

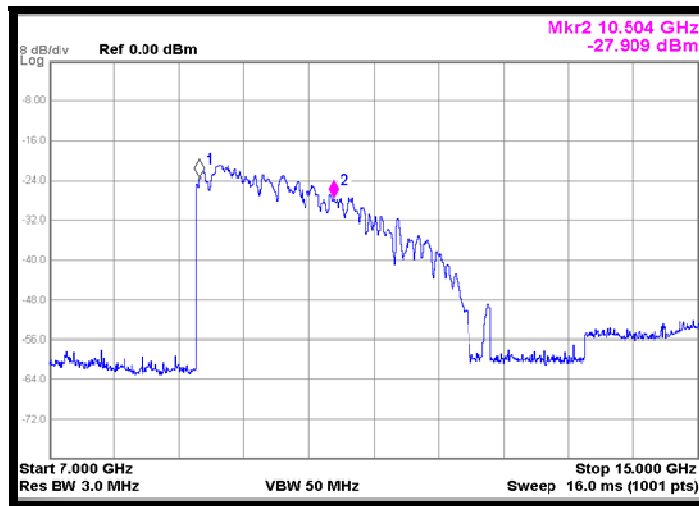


Figura 3 - 25. Señal recibida (Rx) sin aislador conectado al acoplador direccional.

La Figura 3 - 24 muestra la señal recibida con aislador, mientras que en la Figura 3 - 25, es lo mismo pero sin aislador. Es notable la mejora que este elemento introduce.

A pesar que todo el sistema está diseñado para trabajar con impedancias de 50Ω , esto es solo teórico, ya que como en cualquier sistema siempre existen impedancias desacopladas, lo cual produce ondas reflejadas que pueden afectar en potencia a todo el sistema.

3.4 RESULTADOS DE LA SEÑAL DIGITALIZADA

Los primeros resultados obtenidos al digitalizar la señal de salida del amplificador de video fueron alentadores. Como primer equipo de digitalización se utilizó el osciloscopio AGILENT DSO 1012A, capturando la señal recibida en forma de archivo de texto CSV. Posteriormente el archivo se abrió en MATLAB, procesándolo con la FFT y obteniendo los primeros resultados tal como se detalla a continuación:

Es importante destacar que como primera aproximación a los resultados **sólo se tenía como objetivo saber si la señal recibida representaba blancos o únicamente ruido**, no se pretendía ni caracterizar rangos, ni frecuencias. Esto se debe tener presente al observar los siguientes resultados.

La primera prueba fue con una tapadera de caja de térmicos dando como resultado:

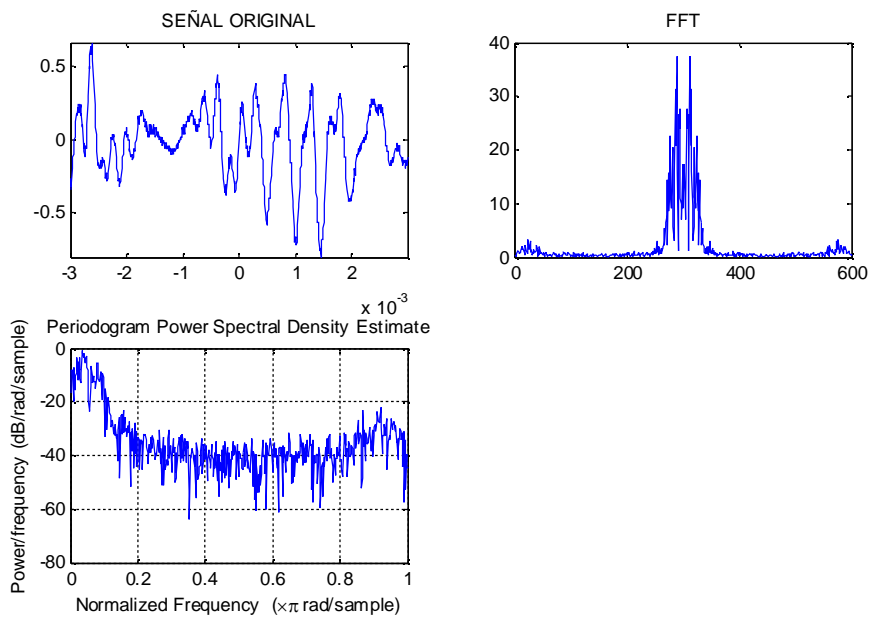


Figura 3 - 26. Señal original, FFT y función *Periodogram* aplicada al blanco caja de térmicos. Distancia no mayor a 2 metros.

La segunda prueba siempre con la tapadera de la caja de térmicos, pero tomando otra señal del osciloscopio dio como resultado:

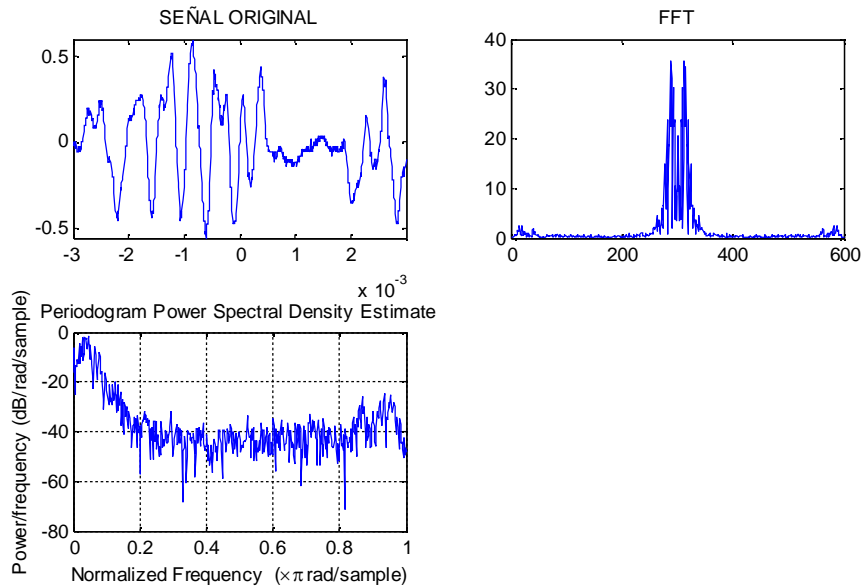


Figura 3 - 27. Señal original, FFT y función *Periodogram* aplicada a un blanco (caja de térmicos) a una distancia diferente pero no mayor a los dos metros.

En la siguiente prueba se ubicaron dos esferas metálicas, a una distancia cercana a un metro. En la gráfica de densidad espectral (periodogram) se observan 2 blancos.

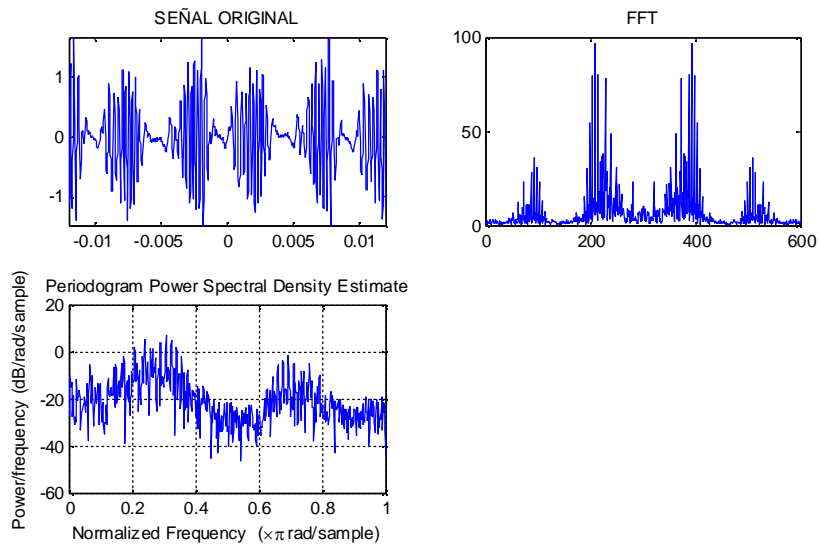


Figura 3 - 28. Señal original, FFT y función *Periodogram* aplicada a dos blancos (esferas metálicas) a una distancia aproximadamente de un metro.

La siguiente prueba consistió en alejar más las esferas metálicas entre sí dando como resultado:

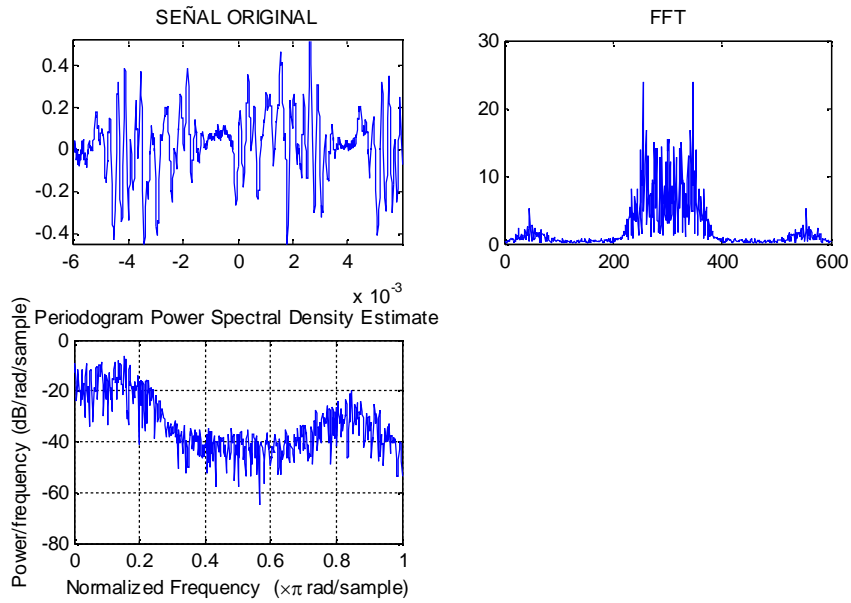


Figura 3 - 29. Señal original, FFT y función *Periodogram* aplicada a dos blancos más alejados (esferas metálicas).

Se observa tanto en la gráfica de la FFT como en la de *periodogram* los dos picos, sabiendo que la FFT está centrada con la función FFTSHIFT. El pico de la esfera más lejana es mínimo, sin embargo con la función *periodogram* se observan siempre los dos blancos.

La siguiente prueba consistió en ubicar como blancos dos antenas de microondas, montadas en una pizarra usada como soporte, dando como resultado:

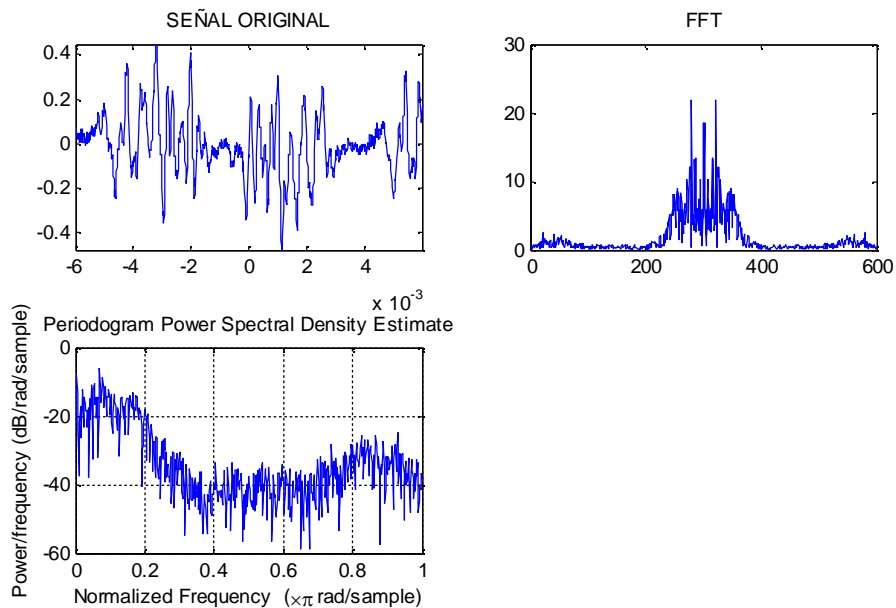


Figura 3 - 30. Señal original, FFT y función *Periodogram* aplicada a dos blancos (antenas tipo bocina).

En la gráfica de la FFT no es muy apreciable el pico de la segunda antena, pero en la función *periodogram* si se observa que hay una tendencia en la parte de 0.8 a 0.9

La siguiente prueba se realizó siempre con las dos antenas pero a una distancia más cercana entre sí, dando como resultado:

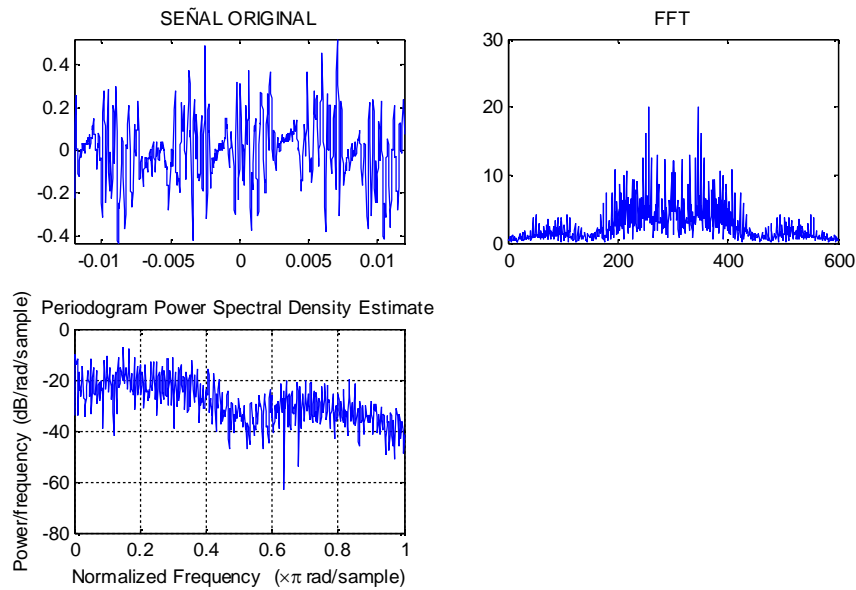


Figura 3 - 31. Señal original, FFT y función *Periodogram* aplicada a dos blancos (antenas tipo bocina con mayor separación).

Es claro que hay dos blancos, pero la gráfica de la FFT debe ser suavizada y ser considerados como dos lóbulos y no como los picos de frecuencia que se aprecian, los gráficos de densidad espectral son más útiles en este caso.

En la siguiente prueba se alejaron más las antenas que funcionan como blancos, al doble de la distancia dando como resultado:

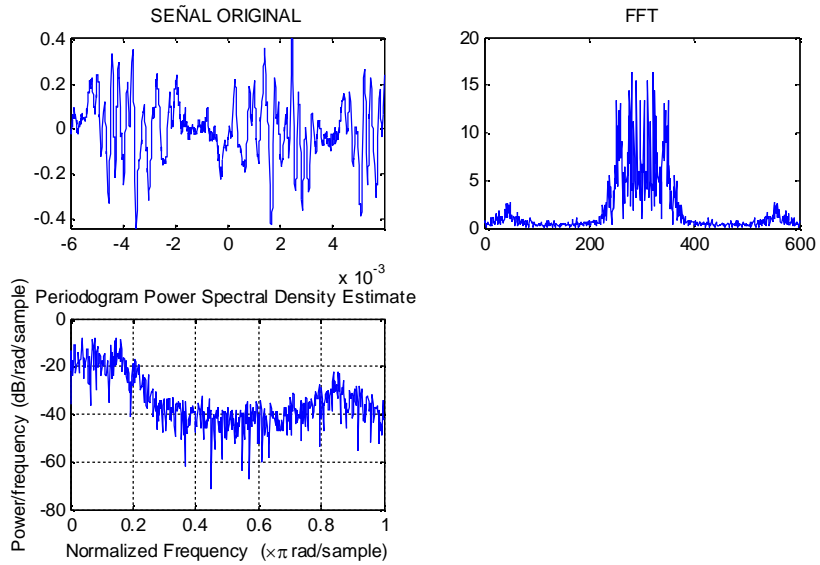


Figura 3 - 32. Señal original, FFT y función *Periodogram* aplicada a dos blancos (antenas tipo bocina con mayor separación entre ellas respecto a las pruebas pasadas).

Se puede apreciar claramente que los lóbulos ahora están más separados en frecuencia.

En la siguiente prueba se ubicaron 3 antenas de microondas como blanco separadas por 25 cm entre sí, dando como resultado:

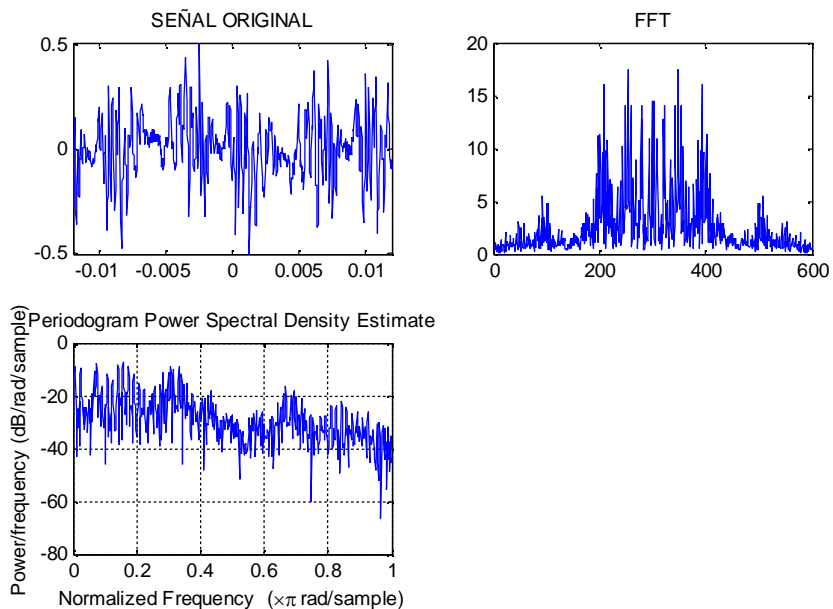


Figura 3 - 33. Señal original, FFT y función *Periodogram* aplicada a tres blancos (antenas tipo bocina).

Es perceptible que existen 3 blancos, pero es un poco más difícil resolver tanto en la gráfica de FFT como en la de densidad espectral.

En la siguiente prueba se ubicaron 5 antenas separadas por 35 cm, dando como resultado:

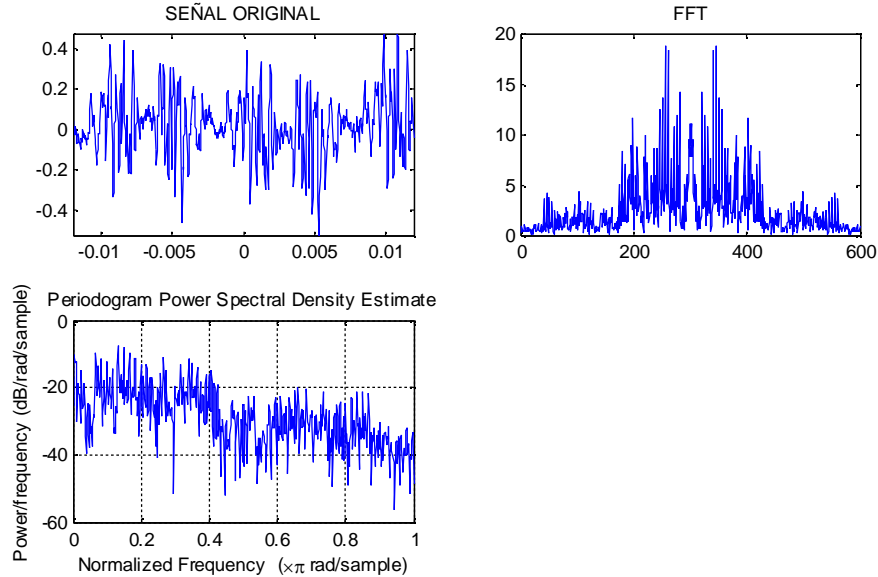


Figura 3 - 34. Señal original, FFT y función *Periodogram* aplicada a cinco blancos (antenas tipo bocina).

Es aún más difícil de resolver e individualizar los blancos. **Las pruebas cumplieron con el objetivo**, ya que puede distinguirse claramente la diferencia entre uno y otro experimento, lo cual descarta que hayan sido resultados engañosos.

Las pruebas siguientes pretendían tener una mejor apreciación en los resultados introduciendo por primera vez el eje de frecuencias en la función *periodogram* de MATLAB.

Las pruebas realizadas se detallan a continuación:

Como blancos se utilizaron una placa metálica a diferentes distancias, y un par de esferas de aluminio, las cuales fueron también ubicadas en diferentes distancias.

Es importante destacar que a este punto aún no se ha aplicado un filtro de 45 KHz que se incluye en el diseño total.

3.4.1 PRUEBA 1: PLACA METALICA COMO BLANCO A DIFERENTES DISTANCIAS. A 59cm, 100cm, 150cm, 200cm.

En esta prueba se ubicó una placa metálica a 59 centímetros de las antenas, al procesar el resultado se obtuvo:

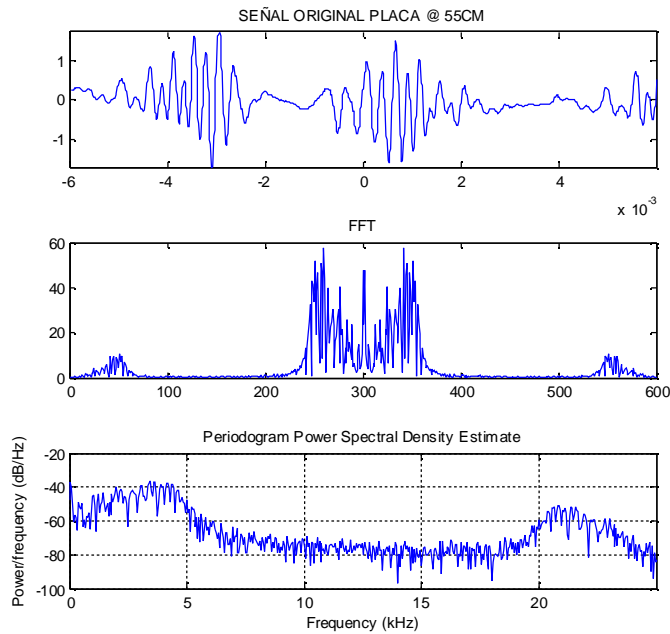


Figura 3 - 35. Señal original, FFT y función *Periodogram* aplicada a una blanco a 59cm de distancia.

El resultado muestra claramente un pico de frecuencia en la FFT, sin embargo en la gráfica de densidad espectral no se aprecia con claridad. La siguiente prueba se realizó con la misma placa metálica, pero esta vez ubicada a 1 metro de las antenas.

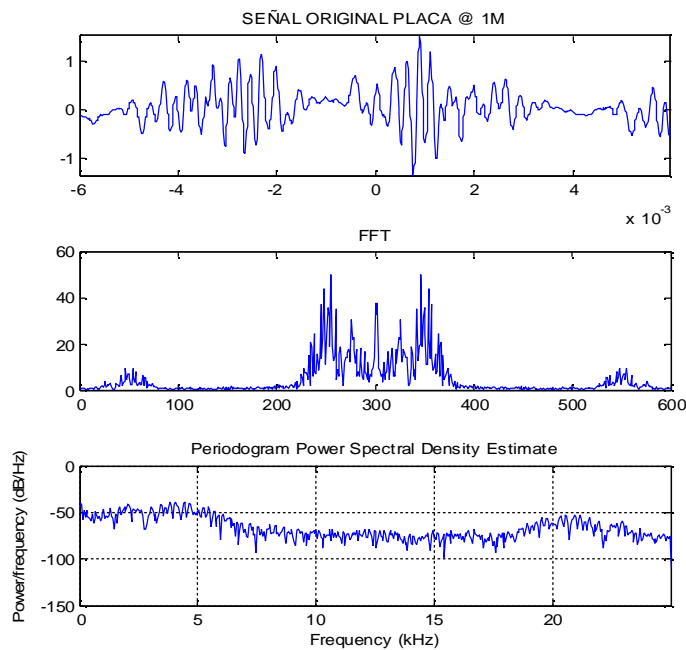


Figura 3 - 36. Señal original, FFT y función *Periodogram* aplicada a una blanco a 100cm de distancia.

En la FFT el lóbulo principal se ha desplazado ligeramente. La siguiente prueba se realizó con la placa metálica ubicada a 1.5 metros dando como resultado:

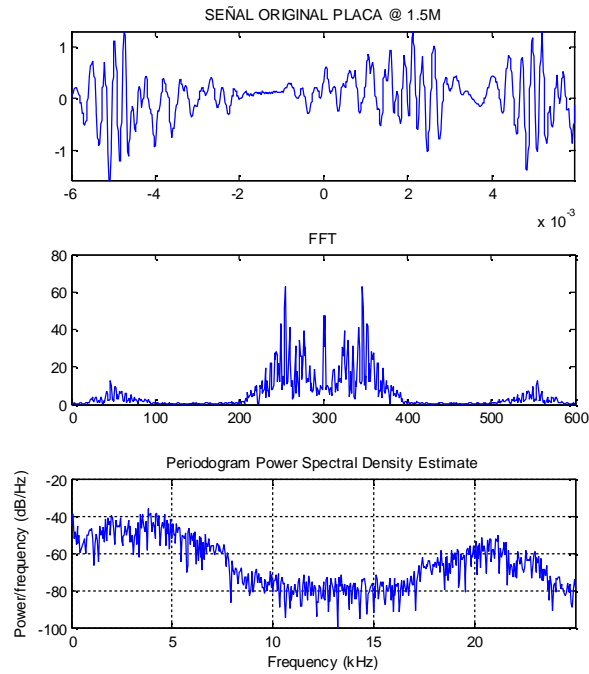


Figura 3 - 37. Señal original, FFT y función *Periodogram* aplicada a una blanco a 150cm de distancia.

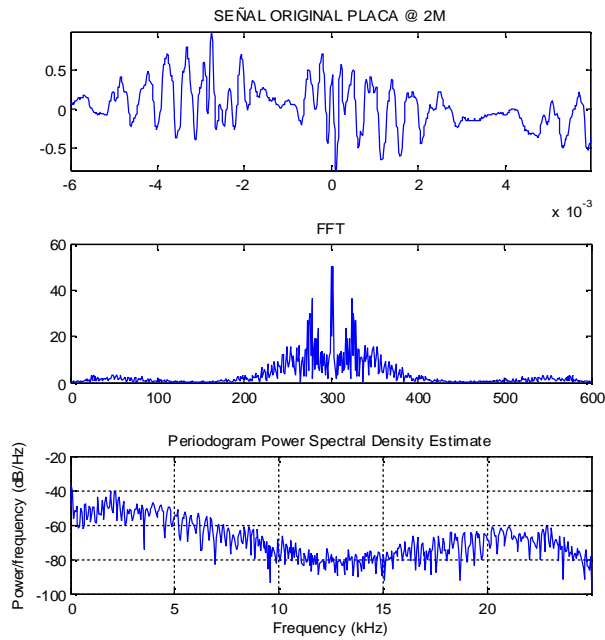


Figura 3 - 38. Señal original, FFT y función *Periodogram* aplicada a una blanco a 200cm de distancia.

3.4.2 PRUEBA 2: SEÑAL CONTRA LA PARED LATERAL DEL LABORATORIO DE TELECOMUNICACIONES.

En esta prueba se dejó que la señal impactara contra la pared lateral del laboratorio de telecomunicaciones, y se obtuvo el siguiente resultado:

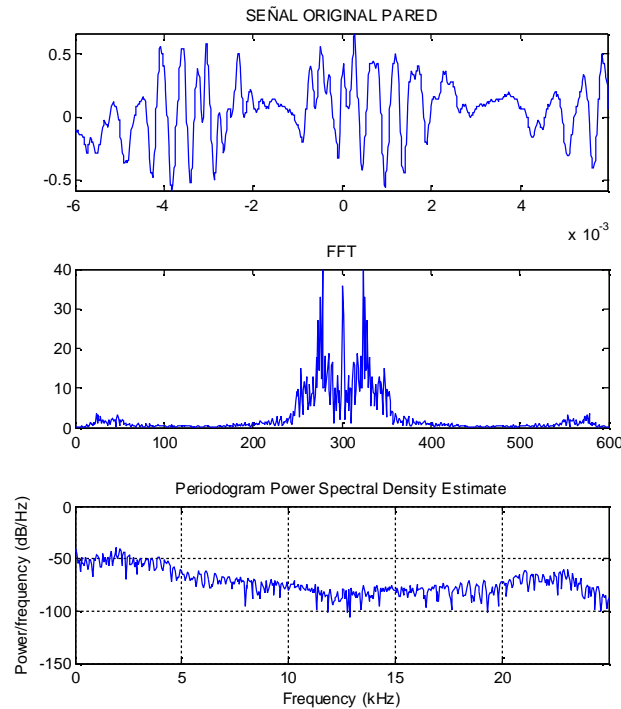


Figura 3 - 39. Señal original, FFT y función *Periodogram* aplicada al blanco que representa la pared a unos 250cm de distancia, cuando las pruebas se realizaron transmitiendo a lo ancho del recinto de laboratorio.

3.4.3 PRUEBA 3: ESFERAS METÁLICAS COMO BLANCOS A DIFERENTES DISTANCIAS.

En esta prueba se utilizaron dos esferas de aluminio ubicadas a diferentes distancias, para el primer caso la esfera 1 se ubicó a 50 cm de las antenas, y la esfera 2 a 1 m de las antenas. El resultado obtenido se muestra en la siguiente imagen:

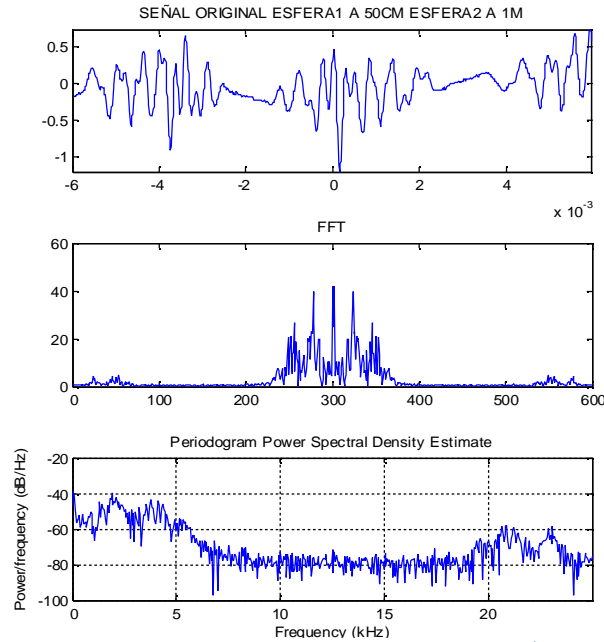


Figura 3 - 40. Señal original, FFT y función *Periodogram* aplicada a dos blancos (esfera 1 a 50cm y esfera 2 a 100cm).

Se muestran dos picos en la FFT tomando en cuenta que se ha aplicado una FFTSHIFT, los picos se duplican teniendo como centro la muestra 300. En cuanto al gráfico de densidad espectral, los dos picos aparecen debajo de los 5 KHz.

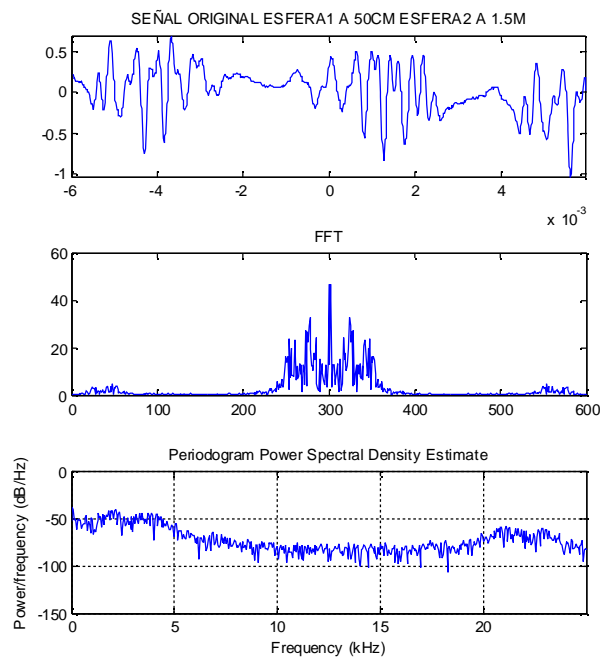


Figura 3 - 41. Señal original, FFT y función *Periodogram* aplicada a dos blancos (esfera 1 a 50cm y esfera 2 a 150cm de distancia).

La siguiente prueba fue dejar la esfera 1 a 50cm y la esfera 2 a 2 metros, dando como resultado:

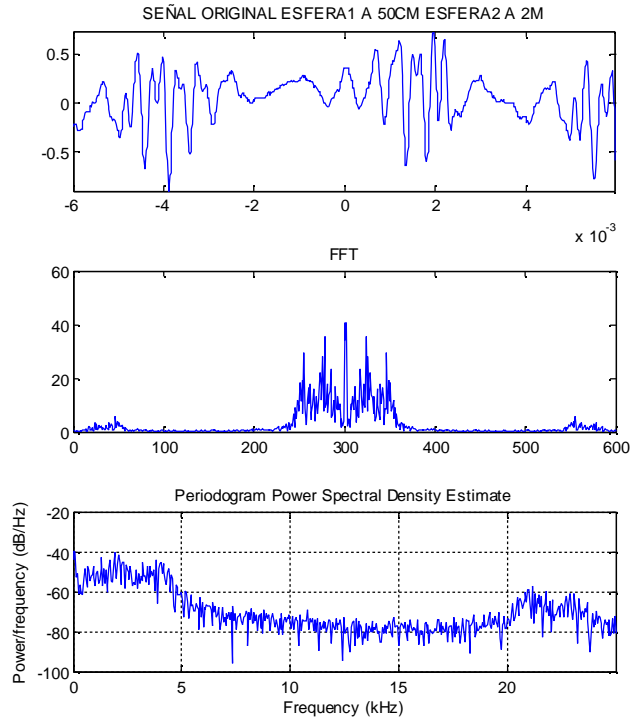


Figura 3 - 42. Señal original, FFT y función *Periodogram* aplicada a dos blancos (esfera 1 a 50cm y esfera 2 a 200cm).

En la siguiente prueba se varió la posición de la esfera 1 a 1m, y la esfera 2 se mantuvo a 2m, dando como resultado:

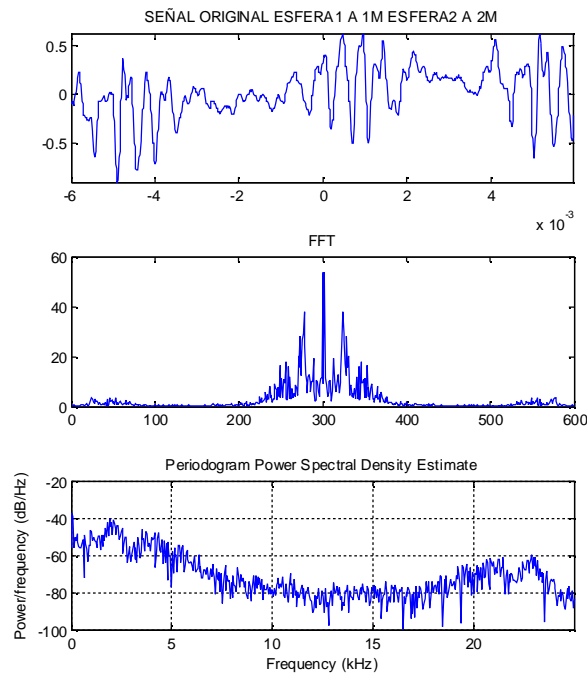


Figura 3 - 43. Señal original, FFT y función *Periodogram* aplicada a dos blancos (esfera 1 a 100cm y esfera 2 a 200cm).

En este caso, la esfera 1 se puede distinguir más claramente, sin embargo el pico correspondiente a la esfera 2 se ve atenuado. En la última prueba se realizaron mediciones dejando únicamente la esfera 2 a 2m, quitando la esfera 1 y se obtuvo el siguiente resultado:

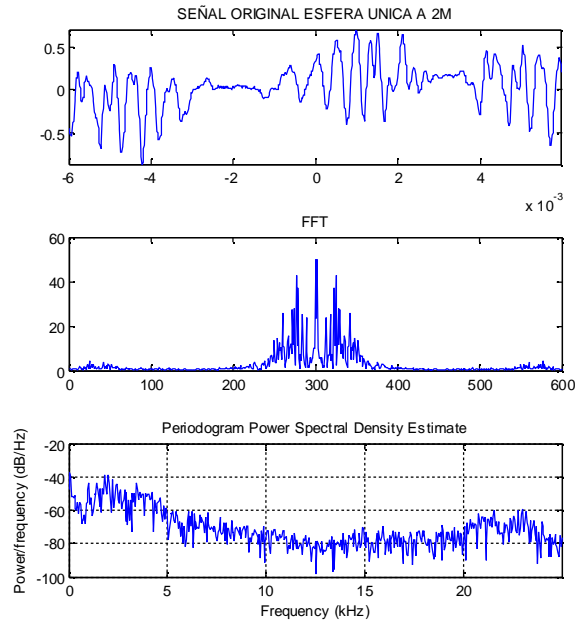


Figura 3 - 44. Señal original, FFT y función *Periodogram* aplicada a un blanco (esfera 2 a 200cm).

Se observan 2 picos pero el segundo corresponde a la pared lateral del laboratorio de telecomunicaciones.

Estas pruebas no resultan concluyentes, sin embargo se puede apreciar que la función *periodogram* de MATLAB, necesita un mayor número de puntos para ser más definitorio. Esta prueba permitió determinar la necesidad de la tarjeta de adquisición de datos de National Instruments.

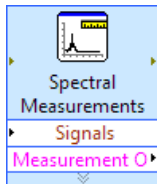
Luego de las primeras pruebas en las que la captura se realizó con el osciloscopio Agilent DSO 1012A, se optó por utilizar la tarjeta de adquisición de datos NI USB 6008. Los resultados a pesar de ser limitados en frecuencia son más concluyentes.

3.5 PRIMERAS PRUEBAS DE CALIBRACIÓN CON DAQ NI 6008 Y LABVIEW.

Las imágenes en esta sección corresponden a componentes espectrales. Muestran una aproximación a la relación *BeatFrequency-Distance* a partir de la señal generada y los ecos del sistema radar (componentes de RF), con el objetivo de obtener una calibración muy general. Las distancias caracterizadas en este experimento son 50cm, 100cm, 153cm, 200cm.

El punto de medición es la salida de VIDEO AMP. En anteriores pruebas se capturó la señal desde el osciloscopio con memoria de 600 puntos o muestras, se procesó en MATLAB y se obtuvo su FFT así como su densidad espectral. Mediante el método mencionado fue posible realizar mediciones de la frecuencia beat de hasta unos 25kHz; esto con 100Hz en la señal triangular (control Oscilador YIG).

Las más recientes pruebas fueron realizadas con la tarjeta NI 6008, la cual permite capturar datos con una tasa de muestreo ajustable hasta 10kS y una memoria de 10kpts. La tasa limita a una lectura o captura a 5kHz. En este experimento se utilizó una tasa de 10kS y una memoria de 5kpts. Además, a partir de las limitantes citadas y de las prácticas anteriores, se debió fijar la frecuencia de la señal triangular que controla el oscilador YIG a 10Hz. Esta baja frecuencia de control posibilita al oscilador YIG generar un barrido de aproximadamente 4.5GHz (de 7.9GHz a 12.4GHz: su ancho de banda máximo).



Usando LabView 8.5 se procesó la señal *dechirped* amplificada (73.15dB de ganancia) mediante el bloque Spectral Measurements de la función expés *Signal Analysis*. En esta función se empleó una ventana *Perfect Blackman*. La salida está dada en FFT y densidad espectral.

El blanco.

Todas las pruebas registradas se efectuaron con un único blanco relativamente grande considerando la resolución en distancia teórica del radar, la cual es de aprox. 3.33 cm o 1.31 plg. De acuerdo a su ancho de banda de 4.5 GHz.

$$S_r = \frac{c_0 \cdot \tau}{2} [m]$$

c_0 = speed of light

τ = transmitters pulse width

S_r = range resolution as a distance between the two targets

Teóricamente, para una reflectividad de energía óptima, el blanco debe poseer al menos $\frac{1}{4}$ de la longitud de onda de la señal emitida. Para el caso del SAR, esto permitiría obtener ecos para objetos de 1.7cm o más. Sin embargo en términos prácticos, la lectura de estos blancos en esta longitud crítica se ve dificultada por los niveles de potencia tan bajos en la recepción. Pero existe otra variable que permite establecer el nivel de detección: la sección transversal, que garantiza detección constante a medida el objeto sea al menos 10 veces mayor que la longitud de onda de la señal emitida. A mayor sección transversal mayor potencia recibida.

El objeto empleado para estas pruebas fue una lámina de al menos 25cm², con lo que se asegura que la señal reflejada posee una potencia relativamente grande respecto a otros blancos de experimentos pasados (antenas *horns* y esferas). Por supuesto también juegan un papel importante otras variables incluidas en la ecuación Radar, tales como la distancia al blanco y características de las antenas.

Las mediciones se realizaron con la cara de mayor área de la lámina en posición perpendicular respecto a las antenas.

GRÁFICOS.

- De la Figura 3 - 45, a una distancia de 50 cm se obtiene una $f_b=1950\text{Hz}$.
- De la Figura 3 - 46 y Figura 3 - 47, a una distancia de 100 cm se obtiene una $f_b=2550\text{Hz}$.
- De la Figura 3 - 48 y Figura 3 - 49, a una distancia de 153 cm se obtiene una $f_b=3300\text{Hz}$.
- De la Figura 3 - 50 y Figura 3 - 51, a una distancia de 200 cm se obtiene una $f_b=3950\text{Hz}$.

Observaciones:

- Hay una media de 667 Hz por cada 50 cm.
- La media de potencia del eco de interés es de -20dB (considérese que VIDEO AMP proporciona ganancia de +73.15dB). A medida el rango se incrementa discretamente, no puede apreciarse una variación significativa de la potencia en la frecuencia *beat*.

Estas pruebas pueden repetirse las veces necesarias para un escenario diferente, donde la iluminación podría ser en un plano inclinado.

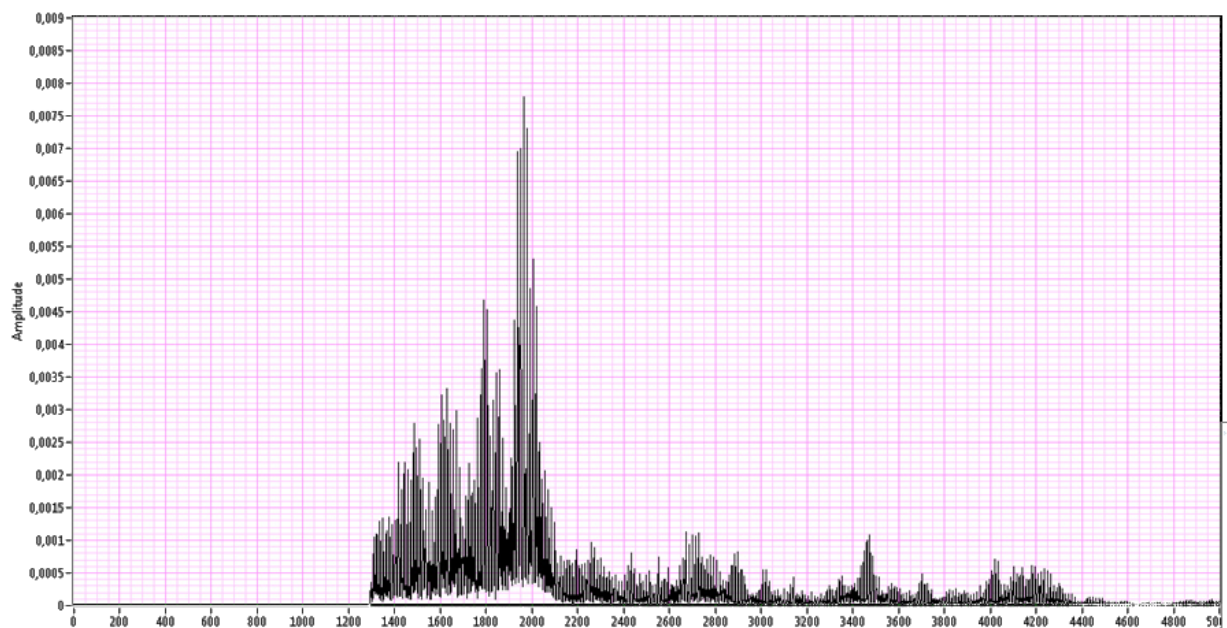


Figura 3 - 45. FFT de un blanco a 50cm. Amplitud lineal.

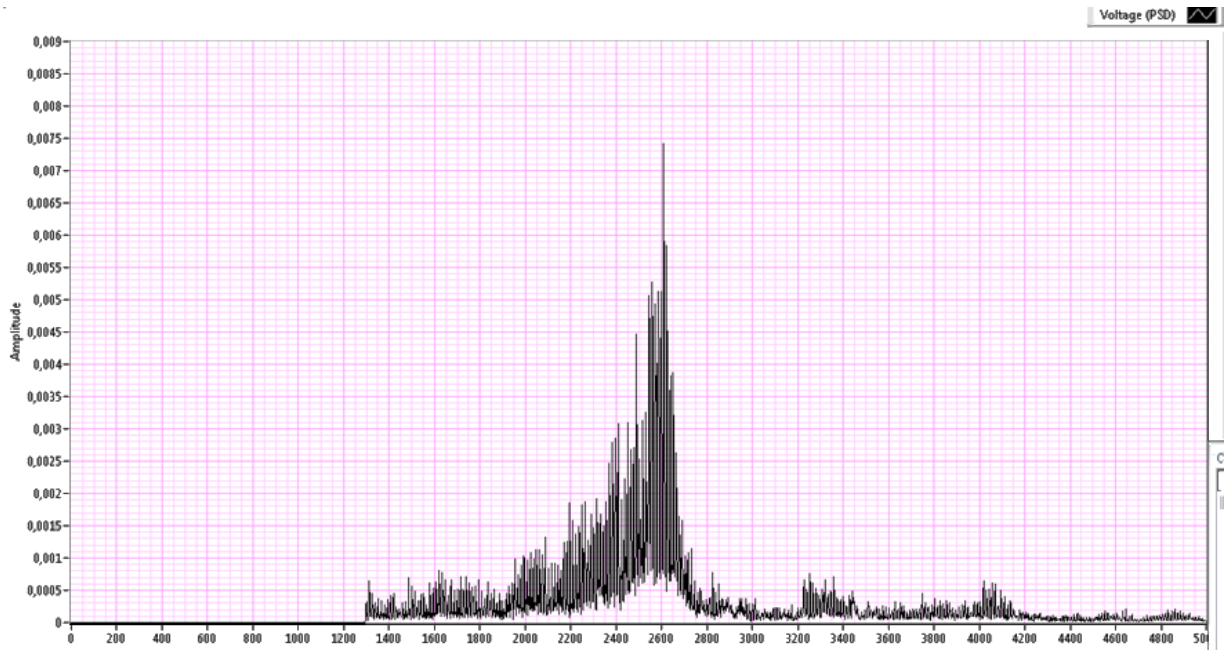


Figura 3 - 46. FFT de un blanco a 100 cm. Amplitud lineal.

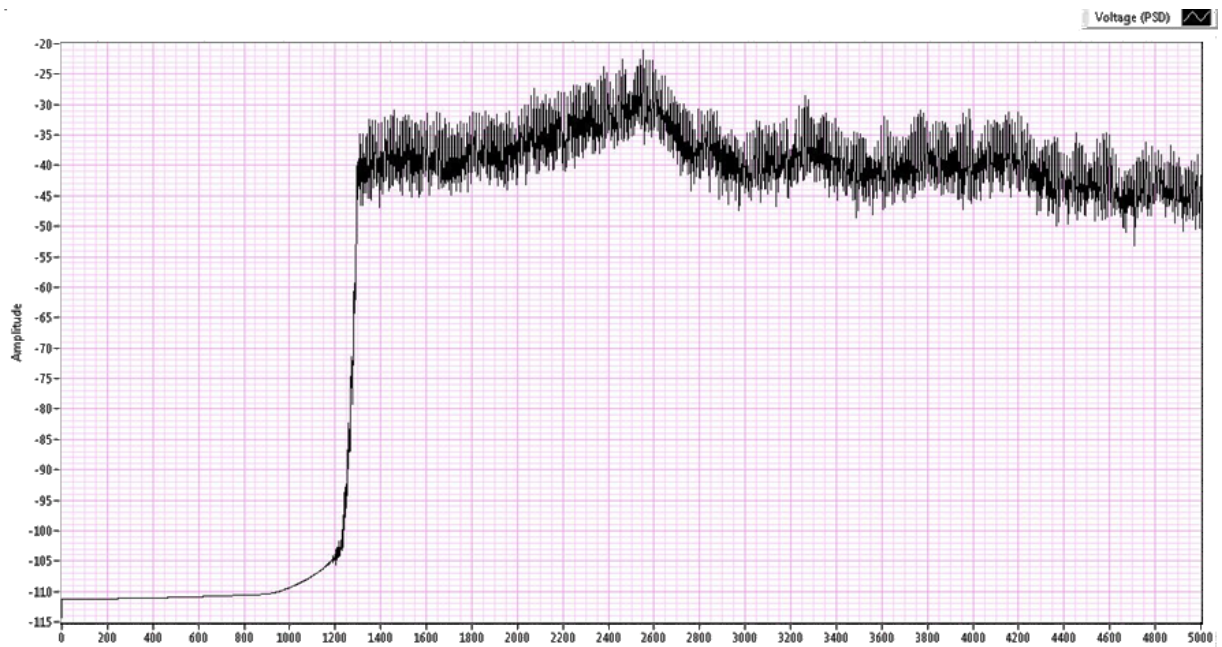


Figura 3 - 47. Densidad espectral de un blanco a 100cm. Amplitud en dB.

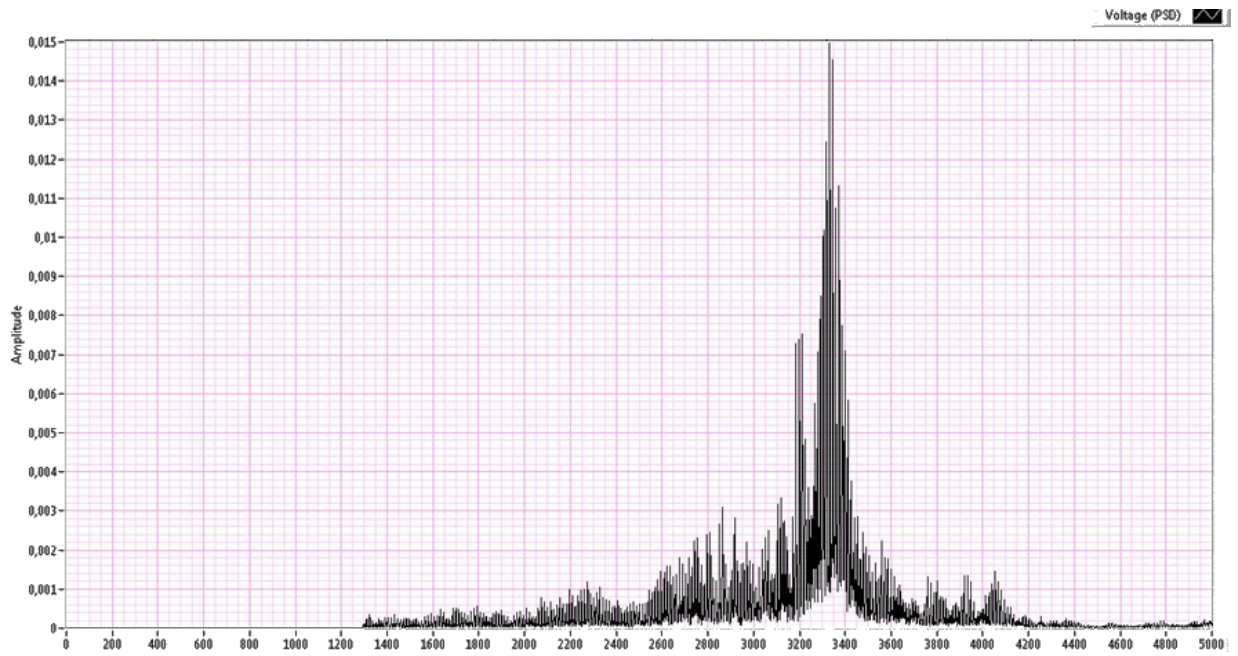


Figura 3 - 48. FFT de un blanco a 153cm. Amplitud lineal.

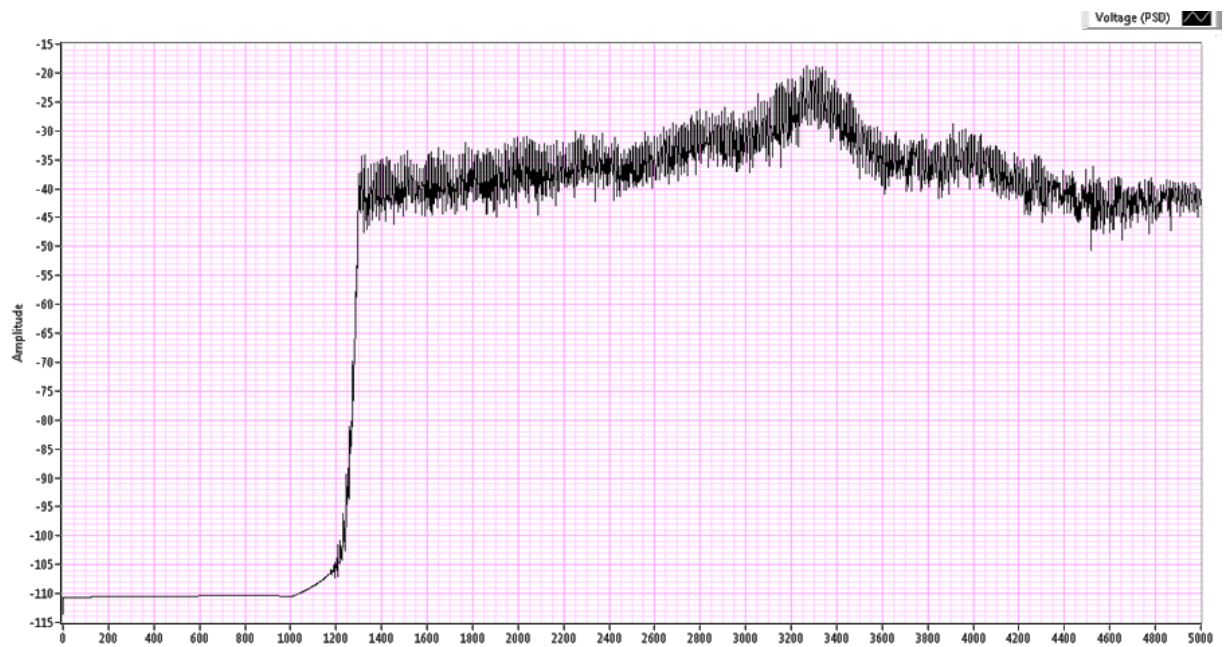


Figura 3 - 49. Densidad espectral de un Blanco a 153cm. Amplitud en dB.

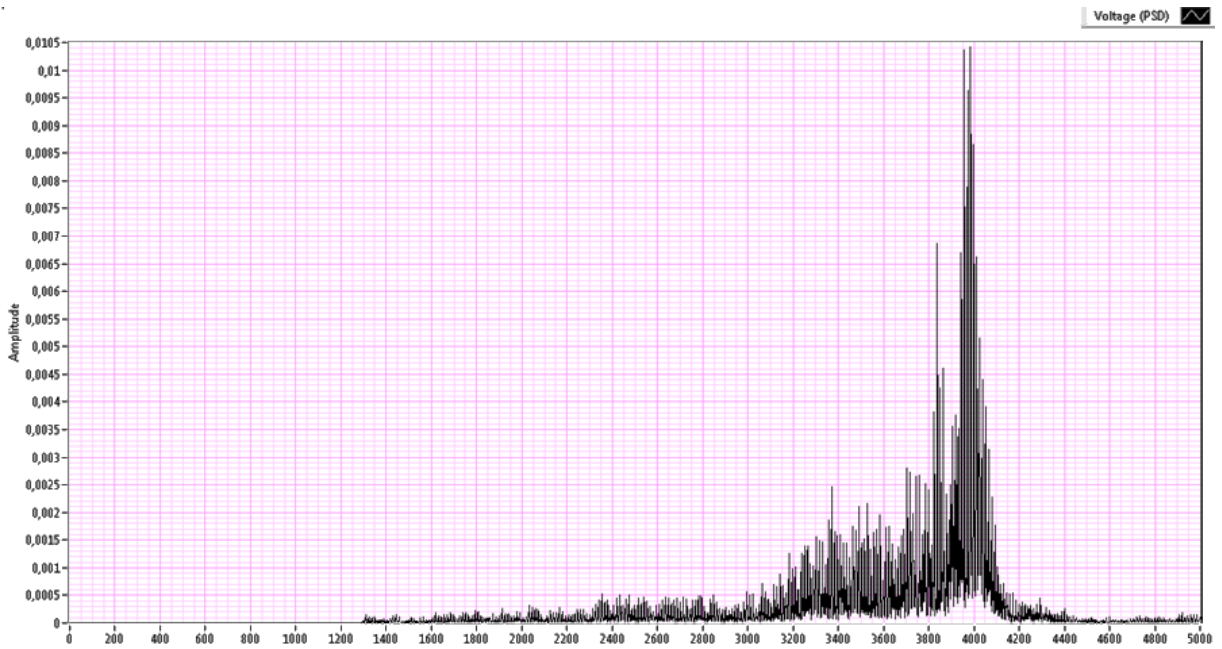


Figura 3 - 50. FFT de un blanco a 200cm. Amplitud lineal.

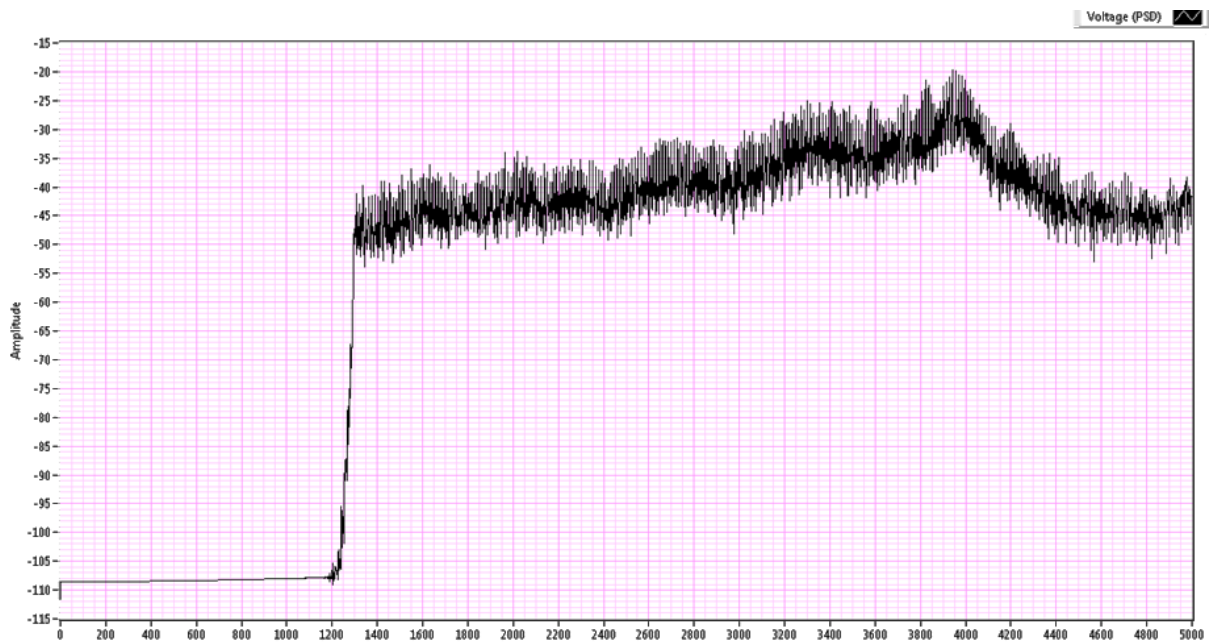


Figura 3 - 51. Densidad espectral de un blanco a 200cm Amplitud en dB.

Tabla 3 - 8. Resultados de primeras pruebas de calibración frecuencia-distancia.

DISTANCIA (m)	fb (Hz) Medida	Amplitud lineal de la FFT	Amplitud en dB de la densidad espectral
0.56	1950	0.0078	No realizado.
1	2550	0.0074	-22.0
1.53	3300	0.015	-17.0
2	3950	0.0105	-19.0

Al contrastar los datos obtenidos de las pruebas, con los datos calculados en base a la ecuación que relaciona rango con frecuencia se obtienen los siguientes resultados:

Para un ancho de banda teórico de 4.5 GHz en base al funcionamiento de placa del oscilador YIG, se tiene:

Tabla 3 - 9. Relación de frecuencias *beat* calculadas y experimentales.

Con desviación de 4.5GHz

DISTANCIA (m)	fb (Hz)		ERROR (%)
	Calculada	Medida	
0.56	1344	1950	31.08
1	2400	2550	5.88
1.53	3672	3300	-11.27
2	4800	3950	-21.52
2.5	6000	No realizado.	No realizado.

Los resultados muestran un error máximo de 31.08% entre el valor estimado y el valor medido.

3.6 RESULTADOS DEL PROCESAMIENTO PARA LA FORMACIÓN DE IMÁGENES

3.6.1 PROBLEMAS ENCONTRADOS EN EL DESARROLLO DE L CIRCUITO DE RF.

En primera instancia se asumió que el oscilador YIG podía ser controlado con una señal de 300 Hz, sin embargo, durante el desarrollo de las pruebas con el analizador de espectro se encontró que dicha señal ocasionaba una pérdida de ancho de banda, lo que permitió concluir que el oscilador no respondía a señales de esa frecuencia con eficiencia, ya que su velocidad de cambio de frecuencia es limitada, para obtener todo el ancho de banda del dispositivo, el mismo debe ser controlado con una señal de baja frecuencia, debajo de 30Hz.

Originalmente se diseñó el sistema para que el oscilador fuese controlado por una rampa de corriente, en lugar de una onda triangular, sin embargo investigaciones posteriores mostraron que el oscilador YIG no puede ser controlado con funciones discontinuas, ya que es incapaz de hacer cambios bruscos de frecuencia, es por ello que

el diseño final se controla con una onda triangular. Para trabajar con rampas como señal de control, debe usarse un VCO en lugar de un YIG.

3.6.2 LIMITACIONES DEL SAR

Una de las principales limitaciones del sistema está dada por la tarjeta de adquisición de datos, ya que con la misma únicamente se pueden procesar frecuencias de beat hasta 5KHz, esto quiere decir que o se tiene una baja tasa chirp, lo cual ocasiona una pérdida de resolución, o se sacrifica la distancia máxima del blanco, sin embargo en esta última el sistema pierde funcionalidad, ya que solo podrían procesarse blancos a centímetros de distancia, lo cual no tiene sentido.

Otra limitante es la no anulación del ruido térmico en la etapa de RF, se utiliza un filtrado pos digitalización, lo cual tiene efectos adversos en la formación de imágenes a través del algoritmo RMA. Debido a las limitantes económicas y a la poca disponibilidad en el mercado nacional de componentes de microondas, se optó por la no utilización de un LNA (Low Noise Amplifier), esto quiere decir que la señal recibida contiene componentes de frecuencia no deseados. El radar es funcional dado el nivel de señal a ruido, sin embargo en aplicaciones en las cuales la distancia al blanco sea mayor, y por ende se reciba menos potencia, el ruido puede ser un factor determinante en la funcionalidad, y no podría evitarse el uso de un LNA.

CAPÍTULO 4. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS.

4.1 CONTROL DE ESTRUCTURA PARA DOS ANTENAS

4.1.1 CONCLUSIONES.

Uno de los criterios de diseño en la electrónica de control es la reducción de costos. Por ello el diseño propuesto de control por computadora representa el de menor costo de todas las soluciones estudiadas. El circuito puede diseñarse de otra manera utilizando dispositivos extras. Sin embargo se incrementan los costos y las dificultades al considerar componentes no disponibles en el mercado local.

El software de control se ha realizado en Matlab con la intención de continuar, a través de la programación modular, con las etapas posteriores que corresponden al procesado de señales. A su vez, el uso del puerto paralelo es adecuado para las etapas siguientes ya que puede muestrear señales de entrada en el ancho de banda de audio, requerido por el diseño original del Dr. Charvat.

La resolución del radar está limitada por el barrido que puede realizar la antena. Con la estructura actual, el máximo barrido es de 57 cm. Si en las pruebas de radar no se obtiene buena resolución, debe considerarse incrementar el tamaño del tornillo sin fin, y del riel en que se desplaza la estructura.

4.1.2 RECOMENDACIONES.

La elaboración del software debe ser coherente con el tipo de sistema en el cual funcionará el programa. Es decir, el software debe elaborarse en MATLAB 32 bits si el sistema operativo en el cual funcionara corresponde a esa arquitectura (x86).

Se deben realizar pruebas de funcionamiento para determinar el mejor disipador para el L298N. Se recomienda utilizar el mejor aislador para el L298N que controle el motor que posee más movimiento. Probablemente el del eje denominado "X".

Para esta y otras estructuras que impliquen el uso de motores y otras características de movilidad, que se aplique la suficiente atención en términos de limpieza y facilidades mecánicas, pues con esto se reducen variables como la fricción e inercia que genera la carga, en este caso la antena.

4.2 COMPONENTES RF.

4.2.1 CONCLUSIONES.

Uno de los principales objetivos al plantear el trabajo de graduación fue mantener los costos bajos, objetivo que ha sido cumplido ya que la mayor parte de los gastos se concentró en la adquisición de componentes electrónicos de bajo costo. Todo el sistema de RF se montó con componentes presentes en la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de El Salvador.

En el circuito de RF a través de las pruebas se obtuvo una mejoría notable en la linealidad de potencia a través de todo el ancho de banda utilizando aisladores, por lo que se puede concluir que a pesar que en teoría, todos los elementos conformantes del circuito de RF poseen una impedancia de 50 Ohm, las pruebas demostraron que existen desacoples de impedancias, los cuales producen valles en determinadas frecuencias.

4.2.2 LÍNEAS FUTURAS.

El sistema SAR pretende sentar las bases para futuras investigaciones en el área dentro de la Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de El Salvador, el área de microondas no ha sido explorada a cabalidad en años anteriores. Sin embargo, el funcionamiento del sistema muestra que contando con el equipo adecuado de medición, futuros proyectos pueden orientarse en el área, por lo que se recomienda retomar las bases de este trabajo para orientarlo a nuevas aplicaciones en las cuales se varía únicamente el procesamiento de señal.

4.3 EQUIPOS DE MEDICIÓN Y RESULTADOS OBTENIDOS DEL SISTEMA SAR

4.3.1 CONCLUSIONES.

Sin la utilización de un equipo de medición, como lo es el analizador de espectro, todo el circuito de RF no hubiese podido ser montado, ya que el uso de esta herramienta permitió caracterizar los resultados parciales en cada componente, así como también los niveles de potencia de recepción y la caracterización de cada uno de los elementos que conforman el sistema de RF.

4.3.2 LÍNEAS FUTURAS.

Se recomienda para futuras investigaciones en el área coordinar el préstamo u adquisición de equipamiento de medición (Analizador de espectro especialmente), ya que esto fue uno de los motivos más grandes de retraso en la elaboración del proyecto.

REFERENCIAS.

[1] Gregory Louis Charvat, "A Low Power Radar Imaging System". Department of Electrical and Computer Engineering. Michigan State University. 2007.

[2] Gregory L. Charvat, Leo C. Kempel, and Chris Coleman, "A Low-Power High-Sensitivity X-Band Rail SAR Imaging System". Department of Electrical and Computer Engineering. Michigan State University. 2008.

[3] Gregory L. Charvat, "Low-Cost, High Resolution X-Band Laboratory Radar System For Synthetic Aperture Radar Applications". Department of Electrical and Computer Engineering. Michigan State University. 2009.

[4] "Signal Processing of FMCW Synthetic Aperture Radar Data". Dissertation at Delft University of Technology. 2006.

[5] Feedback Instruments Limited, USA. Manual de equipo Feedback MWT530.

[6] Bernd Kaa, "A simple approach to YIG oscillator". VHF COMMUNICATIONS May 2004.

[7] Ferenc Marki & Christopher Marki, Ph.D. " Mixer Basics Primer A Tutorial for RF & Microwave Mixers". Marki Microwave.

[8] Pulsar Microwave Corporation, "Mixers". [En línea]. Disponible:
<http://www.pulsarmicrowave.com/products/mixers/mixers.htm?gclid=COCZ28OV0KoCFRMj7AodaGdo0Q>

[9] Miteq. [En línea]. Disponible:
<http://www.miteq.com/results.php?st=mx>

[10] National Semiconductor. Datasheets 741 y LF356. [En línea]. Disponibles:
<http://www.national.com/ds/LM/LM741.pdf>
<http://www.national.com/ds/LF/LF155.pdf>

ANEXOS

NOTA INICIAL: En teoría todos los componentes de microondas utilizados presentan una impedancia de entrada de 50Ω , sin embargo durante las pruebas realizadas se mejoró la linealidad en el ancho de banda de todos los componentes al usar aisladores, por lo que puede concluirse que **existen ondas reflejadas**.

ANEXO A: OSCILADOR YIG AVANTEK Y085-2265

YIG AVANTEK Y085-2265	
CARACTERISTICAS DE FRECUENCIA	
Frecuencia mínima medida	6.868 GHz @ 337 mA
Frecuencia máxima medida	12.42 GHz @ 616 mA
Cambio de frecuencia máximo	270 MHz/ms
Tasa chirp de operación	90 MHz/ms
Ancho de banda máximo	5.55 GHz @ 90 MHz/ms
CARACTERISTICAS ELECTRICAS	
Alimentación DC	15 VDC (+)
Corriente mínima de operación	335 mA @ 80 MHz/ms
Corriente máxima de operación	624 mA @ 80 MHz /ms
CARACTERISTICAS FISICAS	
Tipo de conector RF	SMA female

Nota: Las pruebas para determinar la frecuencia mínima y máxima de operación se realizaron con una corriente DC, alimentando los terminales TUNE del oscilador YIG a través de una resistencia de $10\ \Omega$ en serie.

El cambio de frecuencia máximo se determinó aplicando una señal triangular de corriente de 284mA hasta 624 mA, con un generador de señales y una respectiva etapa de potencia, variando la frecuencia hasta obtener todo el ancho de banda de placa del dispositivo. El ancho de banda máximo (nominal) se obtiene con una señal de control con una frecuencia menor o igual a 30 Hz.

ANEXO B: ACOPLADOR DIRECCIONAL

ACOPLADOR DIRECCIONAL	
CARACTERISTICAS DE FRECUENCIA	
Frecuencia mínima de operación	500 MHz
Frecuencia máxima de operación	14 GHz
Tipo de filtrado	Paso banda
Frecuencia de corte	14.5 GHz
Potencia máxima de entrada	15 dBm
CARACTERISTICAS DE SALIDA	
Potencia de salida mínima	7 dBm @ 14 dBm de entrada
Potencia de salida máxima	11 dBm @ 14 dBm de entrada
DERIVACION 1	
Potencia de salida mínima	-7 dBm @ 14 dBm de entrada
Potencia de salida máximo	-4 dBm @ 14 dBm de entrada
DERIVACION 2	
Potencia de salida mínima	-36 dBm @ 14 dBm de entrada
Potencia de salida máximo	-7 dBm @ 14 dBm de entrada
DERIVACION 3	
Potencia de salida mínima	-40 dBm @ 14 dBm de entrada
Potencia de salida máximo	-14 dBm @ 14 dBm de entrada
CARACTERISTICAS FISICAS	
Tipo de conector salida y derivaciones	SMA female
Tipo de conector de entrada	SMA male

Las pruebas se realizaron alimentando la entrada del acoplador con la señal proveniente del oscilador YIG sin atenuación. La determinación de la frecuencia mínima de operación se realizó aplicando la frecuencia intermedia de la diferencia de frecuencias entre dos osciladores YIG conectados a un MIXER. La frecuencia máxima de operación se determinó mediante la aparición de componentes de segundo armónico propios del funcionamiento del YIG.

El cálculo de potencia máximo se basa en la potencia de salida del YIG, no es posible determinar la potencia máximo a la que opera el dispositivo sin dañarlo permanentemente.

ANEXO C: MIXER

MIXER	
CARACTERISTICAS DE FRECUENCIA	
Frecuencia mínima de operación	500 MHz
Frecuencia máxima de operación	No determinada
CARACTERISTICAS DE POTENCIA	
Potencia máximo de entrada (LO)	15 dBm
Potencia mínima de entrada (LO)	(-50) dBm
Potencia máximo de entrada (RF)	15 dBm
Potencia mínima de entrada (RF)	(-50) dBm
CARACTERISTICAS FISICAS	
Tipo de conector RF	SMA female
Tipo de conector LO	SMA female
Tipo de conector IF	SMA male

No fue posible determinar cuál es la potencia máxima de operación ya que se observaron señales de hasta 24 GHz a la salida del MIXER. Los umbrales de potencia mínima en los terminales de entrada se determinaron utilizando atenuadores fijos uno de 30 dBm y uno de 20 dBm colocados en serie en cada una de las entradas, observando en el analizador de espectro si existía señal de salida reconocible.

La determinación de la potencia máxima de entrada se basa en la potencia máxima de salida del YIG. No es posible determinar experimentalmente cuál es la verdadera potencia máxima de entrada sin riesgo de dañar el dispositivo.

ANEXO D: AISLADORES (CIRCULADORES)

AISLADORES	
CARACTERISTICAS DE FRECUENCIA	
Frecuencia mínima de operación	500 MHz
Frecuencia máxima de operación	No determinada
CARACTERISTICAS DE POTENCIA	
Potencia máxima de entrada	15 dBm
Potencia mínima de entrada	(-50) dBm
Atenuación de salida máxima	2 dBm @ 11.5 GHz

La potencia máxima de entrada corresponde a la máxima potencia suministrada por el YIG. No se pudo determinar la máxima frecuencia de operación ya que presenta señales hasta los 24 GHz.

ANEXO E: FOTOGRAFÍAS SAR IMPLEMENTADO.

Componentes de RF, dos antenas de tipo bocina y circuitos electrónicos ensamblados en un chasis. Todo sobre un riel (tornillo sin fin), cuyo eje es desplazado por un motor de paso.

