



UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA

# Diseño y Construcción de un Radiointerferómetro Solar de dos elementos

**Juan Sebastián Hincapié Tarquino**

Universidad Nacional de Colombia  
Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica  
Facultad de Ingeniería  
Bogotá, Colombia  
2016



# Diseño y Construcción de un Radiointerferómetro Solar de dos elementos

**Juan Sebastián Hincapié Tarquino**

Trabajo de grado presentado como requisito parcial para optar al título de:  
**Ingeniero Electrónico**

Director:

Javier Leonardo Araque Quijano

Codirector:

Benjamín Calvo Mozo

Observatorio Astronómico Nacional

Asesor Externo:

Juan Carlos Martínez Oliveros

Space Sciences Laboratory - University of California, Berkeley

Línea de Investigación:

Instrumentación en Astrofísica Solar

Grupo de Investigación:

Group of Solar Astrophysics (GoSA)

Universidad Nacional de Colombia

Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica

Facultad de Ingeniería

Bogotá, Colombia

2016



*I was made erect and lone,  
And within me is the bone;  
Still my vision will be clear,  
Still my life will not be drear,  
To the center all is near.  
Where i sit there is my throne.  
If age choose to sit apart,  
If age choose, give me the start,  
Take the sap and leave the heart.*

*Henry David Thoreau*

A mi madre y mi abuela...



# Agradecimientos

A cada una de las personas que de una u otra manera han ayudado al desarrollo y culminación de este trabajo, expreso mis más sinceros agradecimientos.

A mi madre, quien desde la cuna me inculcó por igual el amor por la astronomía, la ciencia y las letras, y que gracias a ella he logrado llegar hasta donde estoy.

A mis asesores, los Profesores Javier Araque, Benjamín Calvo y Juan Carlos Martínez, quienes me brindaron toda su colaboración y guía desde el inicio y durante todo el transcurso del proyecto, con quienes fue un placer trabajar y espero poder hacerlo nuevamente.

Al profesor Santiago Vargas y cada uno de los miembros del Grupo de Astrofísica Solar (GoSA), quienes, junto al Profesor Benjamín Calvo, me abrieron las puertas y me permitieron profundizar en el campo de la investigación y poder aplicar mis conocimientos como ingeniero a una de mis pasiones: La Astronomía. También a cada uno de los Profesores, estudiantes, compañeros y miembros asociados al Observatorio Astronómico Nacional, quienes con sus sugerencias y apoyo, contribuyeron a llevar a buen término este proyecto.

A mi familia y amigos más cercanos, quienes siempre me brindaron su apoyo y ánimo.

A todos ellos, muchas gracias.





## Resumen

Este trabajo presenta un diseño novedoso y práctico de un radiointerferómetro de dos elementos con un sistema de correlación temporal para observar emisiones solares en la banda de radio, en un ancho de banda alrededor de la línea de Hidrógeno neutro o línea HI.

Para la parte de implementación y puesta a prueba se plantea realizar observaciones astronómicas en conjunto con series de mediciones para determinar los sectores del cielo con menor interferencia así como verificar el correcto funcionamiento del radiointerferómetro

Además de las ventajas ofrecidas en la práctica por la instrumentación en radioastronomía, se abre la posibilidad de realizar nuevas aplicaciones científicas. El diseño de este sistema en particular abre la puerta para realizar en el Observatorio Astronómico Nacional nuevos estudios de pulsos de radio, más detallados, con datos recolectados localmente, no solo en astrofísica solar sino que se pueden expandir a otras fuentes cósmicas de radio, empleandose no solo como herramienta de investigación científica sino también como un apoyo pedagógico.

**Palabras clave:** Radioastronomía, Interferometría, Correlador, Astrofísica Solar.

## Abstract

This document presents a novel and practical design of a Two element Radiointerferometer with a temporal correlation system, aimed to observe solar radio emissions, in a bandwidth centered in the neutral hydrogen line or HI line.

For the implementation stage its proposed to conduct astronomical observations along with a series of measurements to determine the sections on the Sky with lower interference, and to verify the radiointerferometer's proper function.

Futhermore, beyond advantages offered in practice by instrumentation in radio astronomy, it opens the possibility to perform new scientific applications. The design of this particular system opens the door to conduct in the National Astronomical Observatory new studies regarding radio pulses, more detailed, with locally collected data, and that can be extended beyond solar astrophysics to other cosmic radio sources, being used not only as a scientific research tool, but as a teaching resource as well.

**Keywords:** Radioastronomy, Interferometry, Correlator, Solar Astrophysics

# Contenido

<b>Agradecimientos</b>	<b>vii</b>
<b>Resumen</b>	<b>ix</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>8</b>
<b>2. Justificación</b>	<b>10</b>
<b>3. Metodología</b>	<b>11</b>
<b>4. Antecedentes</b>	<b>12</b>
4.1. Radioastronomía . . . . .	12
4.2. Correlador . . . . .	12
4.2.1. Correlación Cruzada . . . . .	15
4.3. Emisiones en Radio del Sol . . . . .	15
4.4. Interferometría de Líneas Espectrales . . . . .	16
4.4.1. Línea HI . . . . .	17
4.5. Arquitectura de Receptores . . . . .	18
4.5.1. Receptor Superheterodino . . . . .	18
<b>5. Revisión</b>	<b>21</b>
5.1. Software . . . . .	21
5.1.1. GNU Radio . . . . .	21
5.1.2. simple_ra . . . . .	21
5.2. Arquitecturas Similares de Interferómetros . . . . .	22
5.2.1. Interferómetro con Correlación para 408 MHz . . . . .	22
5.2.2. Interferómetro a 1420 MHz con Antenas en Fase . . . . .	23
5.2.3. Radio Telescopio de 21 cm para bajo presupuesto . . . . .	25
5.2.4. Alternativa SDR para un interferómetro con conmutación de fase . . . . .	27
5.2.5. Radio telescopio de bajo costo para línea de Hidrógeno empleando RTLSDR . . . . .	29
5.3. Hardware . . . . .	30
5.3.1. Receptores RTL-SDR . . . . .	30
5.3.2. Rat Race Coupler . . . . .	32
5.3.3. Divisor de Potencia Wilkinson . . . . .	33

<b>6. Diseños y Simulaciones</b>	<b>35</b>
6.1. Antena Tipo Yagi-Uda . . . . .	35
6.2. Primer Diseño . . . . .	35
6.2.1. Escalamiento de Antena . . . . .	39
6.2.2. Traslado a Sustrato y Nuevo Escalamiento de Antena . . . . .	42
6.2.3. Modificación de Elemento Energizado: Dipolo Doblado . . . . .	50
6.2.4. Modificación de Esquema de Alimentación: Guía de Onda Coplanar con Tierra (Grounded Coplanar Waveguide) . . . . .	58
6.2.5. Escalamiento de Antena con Modificación de Esquema de Alimentación	64
6.2.6. Arreglo de Antenas . . . . .	68
6.3. Divisor de Potencia Wilkinson . . . . .	71
6.4. Rat-Race Coupler . . . . .	73
<b>7. Implementación</b>	<b>76</b>
7.1. Fabricación . . . . .	76
7.2. Validación Experimental . . . . .	78
7.2.1. Antenas Yagi-Uda . . . . .	78
7.2.2. Divisor de Potencia Wilkinson . . . . .	78
7.2.3. Acoplador Rat-Race . . . . .	79
7.3. Instalación del Interferómetro . . . . .	81
<b>8. Resultados</b>	<b>84</b>
<b>9. Conclusiones</b>	<b>90</b>
9.1. Desarrollo Futuro . . . . .	90
<b>Bibliografía</b>	<b>92</b>
<b>A. Anexo: “coplanarStripsAnalysis”. Código para el cálculo de pares de líneas co- planares acopladas</b>	<b>96</b>

# Lista de Figuras

4-1.	Transmisión de la atmósfera de la tierra para radiación electromagnética. Frecuencia [Hz] y Longitud de Onda [m] Vs. Altitud a la cual la atmósfera absorbe la mitad de la radiación incidente [km] . Estas son las “ventanas” para la astronomía basada en tierra (Wilson <i>et. al.</i> 2013).	13
4-2.	Diagrama de bloques de un interferómetro con conmutación (retardo) de fase. La conmutación a un segmento de media longitud de onda en la línea de transmisión indica que la señal de la antena es periódicamente revertida en fase (Thompson <i>et. al.</i> ).	13
4-3.	Salida de un interferómetro con conmutación de fase como función del tiempo. Se muestran las respuestas de varias fuentes de radio. (Thompson <i>et. al.</i> Tomado de: Ryle, 1952).	14
4-4.	Diagrama genérico de un Correlador digital. (ALMA, 2011).	15
4-5.	Arquitectura básica de un receptor superheterodino análogo. (Besser <i>et. al.</i> ).	18
4-6.	Arquitectura básica de un receptor superheterodino digital. (Besser <i>et. al.</i> ).	19
5-1.	Diagrama de Bloques para el diseño de un interferómetro con correlación a 408MHz (Tapping, 2001).	23
5-2.	Diagrama de Bloques para el diseño corregido de un interferómetro con correlación a 408MHz (Tapping, 2001).	24
5-3.	Diagrama de Bloques para el diseño de un interferómetro “Phased Array” a 1420MHz (Álvarez <i>et. al.</i> , 2007).	25
5-4.	Esquema de Bocina de Alimentación de 21cm. Vista de Perfil. (Leech, 2013)	27
5-5.	Esquema de Diseño para un Radio telescopio de 21 cm con una antena. (Leech, 2013)	28
5-6.	Diagrama de Bloques para el diseño de un interferómetro con conmutación de fase convencional. (Tapping <i>et. al.</i> , 2014)	28
5-7.	Diagrama de Bloques para el diseño de un interferómetro con conmutación de fase empleando RTLSDR y GNU Radio. (Tapping <i>et. al.</i> , 2014)	29
5-8.	Respuesta Idealizada obtenida a la salida de un interferómetro con conmutación de fase empleando RTLSDR y GNU Radio. (Tapping <i>et. al.</i> , 2014)	29
5-9.	Diseño de Radio telescopio simple para línea de Hidrógeno usando RTLSDR. (East, 2014)	31

<b>5-10.</b> Diagrama de un Acoplador Híbrido en anillo o “Rat Race Coupler” en forma de microstrip o stripline (Pozar, 2012). . . . .	33
<b>5-11.</b> (a) Divisor de Potencia Wilkinson en forma de microcinta. (b) Circuito de línea equivalente de transmisión. (Pozar, 2012). . . . .	34
<b>6-1.</b> Antena tipo Yagi-Uda con configuración para Optimización de Directividad. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	36
<b>6-2.</b> Coeficiente de Reflexión de Entrada ( $S_{11}$ ) para la Antena tipo Yagi-Uda con configuración para Optimización de Directividad. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	37
<b>6-3.</b> Farfield para la Antena tipo Yagi-Uda con configuración para Optimización de Directividad. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	37
<b>6-4.</b> Farfield para la Antena tipo Yagi-Uda con configuración para Optimización de Directividad. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	38
<b>6-5.</b> Antena tipo Yagi-Uda Escalada. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	40
<b>6-6.</b> Coeficiente de Reflexión de Entrada ( $S_{11}$ ) para la Antena tipo Yagi-Uda Escalada. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	40
<b>6-7.</b> Farfield para la Antena tipo Yagi-Uda Escalada. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	41
<b>6-8.</b> Farfield para la Antena tipo Yagi-Uda Escalada. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	41
<b>6-9.</b> Antena tipo Yagi-Uda sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	42
<b>6-10.</b> Coeficiente de Reflexión para Antena tipo Yagi-Uda sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	42
<b>6-11.</b> Farfield para Antena tipo Yagi-Uda sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	43
<b>6-12.</b> Farfield para Antena tipo Yagi-Uda sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	43
<b>6-13.</b> Magnitud de Z para Antena tipo Yagi-Uda sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	44
<b>6-14.</b> Parte Real de Z para Antena tipo Yagi-Uda sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	44
<b>6-15.</b> Parte Imaginaria de Z para Antena tipo Yagi-Uda sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	44
<b>6-16.</b> Antena tipo Yagi-Uda escalada sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	46
<b>6-17.</b> Coeficiente de Reflexión para Antena tipo Yagi-Uda escalada sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	46

<b>6-18.</b> Farfield para Antena tipo Yagi-Uda escalada sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	47
<b>6-19.</b> Farfield para Antena tipo Yagi-Uda escalada sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	47
<b>6-20.</b> Magnitud de $Z$ para Antena tipo Yagi-Uda escalada sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	48
<b>6-21.</b> Parte Real de $Z$ para Antena tipo Yagi-Uda escalada sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	48
<b>6-22.</b> Parte Imaginaria de $Z$ para Antena tipo Yagi-Uda escalada sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	49
<b>6-23.</b> Antena tipo Yagi-Uda con dipolo doblado. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	51
<b>6-24.</b> Coeficiente de Reflexión para Antena tipo Yagi-Uda con dipolo doblado. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	51
<b>6-25.</b> Farfield para Antena tipo Yagi-Uda con dipolo doblado. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	52
<b>6-26.</b> Farfield para Antena tipo Yagi-Uda con dipolo doblado. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	52
<b>6-27.</b> Antena tipo Yagi-Uda re-escalada con dipolo doblado. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	54
<b>6-28.</b> Coeficiente de Reflexión para Antena tipo Yagi-Uda re-escalada con dipolo doblado. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	54
<b>6-29.</b> Coeficiente de Reflexión para Antena tipo Yagi-Uda re-escalada con dipolo doblado. Componente de Fase. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)	55
<b>6-30.</b> Farfield para Antena tipo Yagi-Uda re-escalada con dipolo doblado. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	55
<b>6-31.</b> Farfield para Antena tipo Yagi-Uda re-escalada con dipolo doblado. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	56
<b>6-32.</b> Magnitud de $Z$ para Antena tipo Yagi-Uda re-escalada con dipolo doblado. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	56
<b>6-33.</b> Parte Real de $Z$ para Antena tipo Yagi-Uda re-escalada con dipolo doblado. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	57
<b>6-34.</b> Parte Imaginaria de $Z$ para Antena tipo Yagi-Uda re-escalada con dipolo doblado. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	57
<b>6-35.</b> Cálculo de impedancia para Guía de Onda coplanar (CPW) con plano de tierra. (Cálculo realizado en QUCS) . . . . .	59
<b>6-36.</b> Impedancia vista desde las líneas Coplanares para Antena con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW). (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	59

<b>6-37.</b> Impedancia en el Puerto de entrada para Antena con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	60
<b>6-38.</b> Antena con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW). Arriba: Vista superior de Antena; Abajo: Vista Posterior y detalle de Via Holes en brazo de dipolo. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	60
<b>6-39.</b> Coefficiente de Reflexión de entrada para Antena con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	61
<b>6-40.</b> Farfield para Antena con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	61
<b>6-41.</b> Farfield para Antena con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	62
<b>6-42.</b> Magnitud de Z para Antena con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio) .	62
<b>6-43.</b> Parte real de Z para Antena con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio) .	63
<b>6-44.</b> Parte imaginaria de Z para Antena con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio)	63
<b>6-45.</b> Antena re-escalada con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW). Arriba: Top Layer. Abajo: Bottom Layer y Detalle de Via-Holes. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	64
<b>6-46.</b> Coefficiente de Reflexión de entrada para Antena re-escalada con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	65
<b>6-47.</b> Farfield para Antena re-escalada con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio)	66
<b>6-48.</b> Farfield para Antena re-escalada con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio)	66
<b>6-49.</b> Parte Real de Z para Antena re-escalada con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	67
<b>6-50.</b> Parte Imaginaria de Z para Antena re-escalada con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	67
<b>6-51.</b> Evaluación del Farfield en extremos del ancho de banda de interés para Antena re-escalada con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	67



<b>6-52.</b> Arreglo 2x2 de Antena Yagi-Uda alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	68
<b>6-53.</b> Farfield para Arreglo 2x2 de Antena Yagi-Uda alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . .	69
<b>6-54.</b> Farfield para Interferómetro Completo: 2 Arreglos 2x2 de Antena Yagi-Uda con un baseline de 8m (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . .	70
<b>6-55.</b> Farfield para Interferómetro Completo: 2 Arreglos 2x2 de Antena Yagi-Uda con un baseline de 8m. Derecha: Vista Polar de Patrón - Ángulo Phi (Medida a lo largo del baseline del interferómetro). Izquierda, Arriba: Vista Cartesiana de Patrón. Izquierda, Abajo: Detalle del Lóbulo Principal del Patrón. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	70
<b>6-56.</b> Divisor de Potencia Wilkinson 4-1. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	71
<b>6-57.</b> Parámetros de Dispersión para el Divisor de Potencia Wilkinson 4-1. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	72
<b>6-58.</b> Parámetros de Dispersión para el Divisor de Potencia Wilkinson 4-1. Puerto 1. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	72
<b>6-59.</b> Acoplador Híbrido en Anillo (Simulación realizada en CST Microwave Studio)	73
<b>6-60.</b> Parametros de Dispersión para el Acoplador Híbrido en Anillo. Parámetros del Puerto 1. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	74
<b>6-61.</b> Parametros de Dispersión para el Acoplador Híbrido en Anillo. Parámetros del Puerto 2. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	74
<b>6-62.</b> Parametros de Dispersión para el Acoplador Híbrido en Anillo. Parámetros del Puerto 3. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	75
<b>6-63.</b> Parametros de Dispersión para el Acoplador Híbrido en Anillo. Parámetros del Puerto 4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio) . . . . .	75
<b>7-1.</b> Acoplador Híbrido en Anillo (Rat Race) . . . . .	76
<b>7-2.</b> Divisor de Potencia Wilkinson 4 a 1 . . . . .	77
<b>7-3.</b> Antena Impresa tipo Yagi-Uda (Capa Superior) . . . . .	77
<b>7-4.</b> Antena Impresa tipo Yagi-Uda (Capa Posterior) . . . . .	77
<b>7-5.</b> Coeficiente de Reflexión de Entrada de la Antena tipo Yagi-Uda, visto en Analizador de Redes . . . . .	78
<b>7-6.</b> Coeficiente de Reflexión en el puerto de Entrada del divisor de potencia Wilkinson, visto en Analizador de Redes. Prueba realizada con la conexión total del arreglo de antenas 2x2 . . . . .	79
<b>7-7.</b> Parámetro de Dispersión $S_{21}$ para Acoplador Rat-Race visto en Analizador de Redes. . . . .	79
<b>7-8.</b> Parámetro de Dispersión $S_{22}$ para Acoplador Rat-Race visto en Analizador de Redes. . . . .	80

<b>7-9.</b> Parámetro de Dispersión $S_{23}$ para Acoplador Rat-Race visto en Analizador de Redes. . . . .	80
<b>7-10.</b> Parámetro de Dispersión $S_{24}$ para Acoplador Rat-Race visto en Analizador de Redes. . . . .	80
<b>7-11.</b> Diagrama de bloques de la instalación completa para el Radiointerferómetro en el Observatorio Astronómico Nacional . . . . .	81
<b>7-12.</b> Amplificador de Bajo Ruido (LNA) dentro del correspondiente encapsulado. . . . .	82
<b>7-13.</b> Arreglos de antenas 2x2 implementados con su correspondiente divisor de potencia Wilkinson operando como combinador. Izquierda: Arreglo Este. Derecha: Arreglo Oeste. . . . .	82
<b>7-14.</b> Montaje de los Arreglos de antenas 2x2 para el Radiointerferómetro. Observatorio Astronómico Nacional . . . . .	83
<b>7-15.</b> Conexión del Acoplador Suma-Diferencia a las señales provenientes de cada antena (Puertos 2 y 3) y a los módulos de recepción RTLSDR (Puertos 1 y 4). . . . .	83
<b>8-1.</b> Operación de Interferómetro: Enero 25 entre 19:39 y 23:01 UTC (14:39 a 18:01 Hora Local GMT -5). Modo Continuo. Datos recolectados sin LNA. . . . .	84
<b>8-2.</b> Operación de Interferómetro: Febrero 2 entre 19:00 y 23:59 UTC (14:00 a 18:59 Hora Local GMT -5). Perfil Espectral. Datos recolectados sin LNA. . . . .	85
<b>8-3.</b> Operación de Interferómetro: Febrero 6 entre 14:00 y 20:00 UTC (09:00 a 15:00 Hora Local GMT -5). Modo Continuo. Datos recolectados con LNA. . . . .	85
<b>8-4.</b> Operación de Interferómetro: Febrero 9 entre 00:00 y 23:59 UTC (Febrero 8, 19:00 a Febrero 9, 18:59 Hora Local GMT -5). Perfil Espectral. Datos recolectados con LNA. . . . .	86
<b>8-5.</b> Operación de Interferómetro: Febrero 8 entre 13:41 y Febrero 10, 13:20 Hora Local (GMT -5). Modo continuo. Datos recolectados con LNA. . . . .	86
<b>8-6.</b> Operación de Interferómetro: Detalle para Intervalo entre Febrero 8, 23:38 y Febrero 09, 23:02 Hora Local (GMT -5). Modo continuo. Datos recolectados con LNA. . . . .	87
<b>8-7.</b> Operación de Interferómetro: Detalle para Intervalo entre Febrero 9, 23:02 y Febrero 10, 13:20 Hora Local (GMT -5). Modo continuo. Datos recolectados con LNA. . . . .	87
<b>8-8.</b> El tipo de mecanismo de emisión que domina a diferentes frecuencias en la atmósfera solar está dado por la curva más alta. Las curvas están basadas en la dependencia de diferentes mecanismos de emisión en los parámetros de temperatura, densidad y fuerza del campo magnético en el plasma. La gráfica cubre 7 órdenes de magnitud en frecuencia y en altitud en la atmósfera solar. (Gary, 2014). Para nuestra frecuencia de 1.42GHz, la emisión dominante está dada sobre la corona por la curva $f_{\tau=1}$ . . . . .	89

# Lista de Tablas

<b>5-1.</b>	Rango de frecuencias para distintos tipos de Chip Sintonizador. (Laufer, 2012).	32
<b>5-2.</b>	Medición de Sensitividad de “dongles” para DVB-T. (Schellenberg, 2013).	32
<b>6-1.</b>	Dimensiones para Antena tipo Yagi-Uda con configuración para Optimización de Directividad.	36
<b>6-2.</b>	Dimensiones para Antena tipo Yagi-Uda Escalada.	39
<b>6-3.</b>	Dimensiones para Antena tipo Yagi-Uda Escalada sobre sustrato FR-4.	45
<b>6-4.</b>	Dimensiones para Antena tipo Yagi-Uda con Dipolo doblado sobre sustrato FR-4.	50
<b>6-5.</b>	Dimensiones para Antena tipo Yagi-Uda re-escalada con Dipolo doblado sobre sustrato FR-4.	53
<b>6-6.</b>	Dimensiones para Antena tipo Yagi-Uda re-escalada con Dipolo doblado y alimentación mediante CPW.	65
<b>6-7.</b>	Resultados de Simulación para Antena tipo Yagi-Uda re-escalada con Dipolo doblado y alimentación mediante CPW, Sencilla, en Configuración de Arreglo 2x2 y en Arreglo de interferómetro Completo (4x2).	69
<b>6-8.</b>	Dimensiones de Divisor de Potencia Wilkinson	71
<b>6-9.</b>	Dimensiones de Acoplador Híbrido en Anillo (Rat Race Coupler)	73

# 1. Introducción

## Motivación

La física de Radio evolucionó rápidamente durante la Segunda Guerra Mundial motivada por el desarrollo de equipos de radar, más sensibles. Luego de acabada la guerra muchos investigadores se volvieron al cielo buscando “ruido” de radio de fuentes extraterrestres.

Históricamente la evolución de la radioastronomía se ha cimentado en la búsqueda de características como mayor sensibilidad, menores longitudes de onda y mayor resolución angular en las observaciones, y en la misma medida los resultados logrados empezaron a requerir mecanismos que distaban de los empleados previamente.

Anteriormente los investigadores y pioneros en el campo trabajaban solos o se reunían en grupos muy pequeños, pero en la actualidad los radioastrónomos rara vez construyen ellos mismos sistemas completos que se componen de telescopios y receptores. Esto afecta la manera en cómo se desarrolla el proceso de investigación y hace que la radioastronomía dependa de instrumentos para recolectar los datos, así como de las propiedades, ventajas y limitaciones de tales instrumentos, buscando la forma de responder una pregunta o un problema planteado.

## Objetivo General

En este contexto, el objetivo principal de este trabajo investigativo es diseñar e implementar un prototipo sencillo de un Radiointerferómetro Solar de dos elementos con base en dos antenas y un Correlador de tiempo para observar emisiones solares alrededor de la línea del Hidrógeno neutro, ubicada en 1420 MHz.

## Alcance y Objetivos Específicos

Dentro del alcance de este proyecto, se plantea inicialmente trabajar sobre la línea espectral de radiación electromagnética del Hidrógeno, ubicada en 1420 MHz. Para ello se debe realizar el diseño de la circuitería que, en conjunto con las antenas, permita detectar emisiones electromagnéticas solares en esta frecuencia, y cuyas señales obtenidas entren al correlador

para realizar el proceso de interferometría. A la salida del dispositivo se obtendrá una señal de voltaje cuadrado cuya amplitud y fase determinará la dirección de la emisión detectada.

Se establecen entonces los siguientes objetivos específicos, que en conjunto apoyan el cumplimiento del objetivo general planteado.

- Diseñar la circuitería para el Radiointerferómetro solar operando alrededor de la línea HI (1420 MHz).
- Diseñar y construir un correlador temporal.
- Implementar y poner a prueba el Radiointerferómetro.

## 2. Justificación

La radioastronomía permite estudiar los cuerpos celestes empleando ondas de radio en lugar de luz visible. La radiointerferometría presenta ventajas sobre la astronomía óptica convencional como una instrumentación más sencilla (según la longitud de onda de interés) y la posibilidad de obtener una mayor resolución angular. Además, es relativamente fácil de determinar el mecanismo físico que produce la emisión y obtener información de los parámetros físicos tanto de la fuente de emisión como del medio por el que se propagan.

Aunque Colombia es un país privilegiado en un sinnúmero de aspectos, la astronomía visible no es uno de ellos, debido a la gran nubosidad y humedad predominantes en nuestro territorio. Esto plantea la posibilidad de enfocar los esfuerzos de investigación y desarrollo de la astronomía otras longitudes de onda.

Abordar este tipo de proyectos permite proporcionar herramientas a investigadores y estudiantes para lograr recolectar datos de modo que exista una alianza interdisciplinar entre ingenieros y estudiantes de ciencias básicas.

Además, el desarrollo de este proyecto propone una contribución a una disciplina que está surgiendo en el país, y que sugiere una puerta para fomentar el desarrollo tecnológico y científico para generaciones futuras de astrónomos, científicos e ingenieros colombianos, además del beneficio que supone para el país y la sociedad.

### 3. Metodología

El trabajo de investigación consiste en el diseño y construcción de un prototipo sencillo de un radiointerferómetro de 2 elementos, basado en 2 antenas en configuración de arreglo 2x2 y un correlador de tiempo que opere alrededor de la línea del Hidrógeno neutro. Para esto se utilizarán diversas herramientas de software y hardware que cumplirán distintos roles en el transcurso del trabajo, ya sea de uso solo en una o varias etapas de desarrollo, o de uso permanente para el funcionamiento del dispositivo.

Se propone un diseño de antenas para un radiointerferómetro, que operen adecuadamente en un ancho de banda alrededor de 1420 MHz. Se realizará la correspondiente caracterización en laboratorio de las antenas y receptores, corroborando parámetros fundamentales como ancho o apertura de haz (beamwidth), directividad, ganancia, y operación en el ancho de banda de interés.

En el diseño de circuitería se plantea la implementación de un acoplador Suma-Diferencia, además de un divisor de potencia Wilkinson operando como combinador por cada arreglo de antenas, que entregue una señal con el fin de caracterizarla con los instrumentos a disposición en el laboratorio. Esto conformará el receptor superheterodino del interferómetro, que combinará las señales recibidas de las antenas en forma de frecuencia “superior” (suma) e “inferior” (resta). Estas combinaciones a la salida permitirán hacer el proceso de interferometría en conjunto con el correlador temporal.

Dado que el contenido en software que se empleará para la etapa de diseño y desarrollo del correlador temporal es de acceso libre, se sugirió como plataforma de implementación y mantenimiento un sistema operativo basado en Linux, en nuestro caso Ubuntu. Se debe contar con el software para la implementación y compilación de los diagramas de bloques generados (GNU Radio), además de las librerías correspondientes establecidas por el grupo de desarrollo de la plataforma empleada para la toma, procesamiento y visualización de datos (simple.ra).

La implementación y puesta a prueba se llevará a cabo en el Observatorio Astronómico Nacional, haciendo seguimiento del Sol durante varios intervalos de tiempo, con el fin de obtener una cantidad suficiente de datos de estudio.

## 4. Antecedentes

### 4.1. Radioastronomía

La radioastronomía es la rama de la astronomía que se dedica a estudiar el comportamiento y los fenómenos ligados a los cuerpos celestes por medio de la medición de radiación en la banda de radio del espectro electromagnético. Dado que la atmósfera de la Tierra absorbe radiación electromagnética en la mayoría de longitudes de onda de infrarrojo, ultravioleta, rayos x y rayos gamma, solo existen dos ventanas atmosféricas en las que la atmósfera es en su mayoría “transparente”, adecuadas para realizar observaciones astronómicas basadas en tierra. Estas son las regiones de radio (15MHz – 300GHz) y visible (360 THz – 830 THz) del espectro electromagnético (Sasao *et. al.*, Condon *et. al.*).

En la figura 4-1 podemos ver como las ondas electromagnéticas del universo son transmitidas a través de la atmósfera terrestre. La curva en esta figura representa la altura en la atmosfera a la cual la radiación es atenuada en un factor de  $1/2$ .

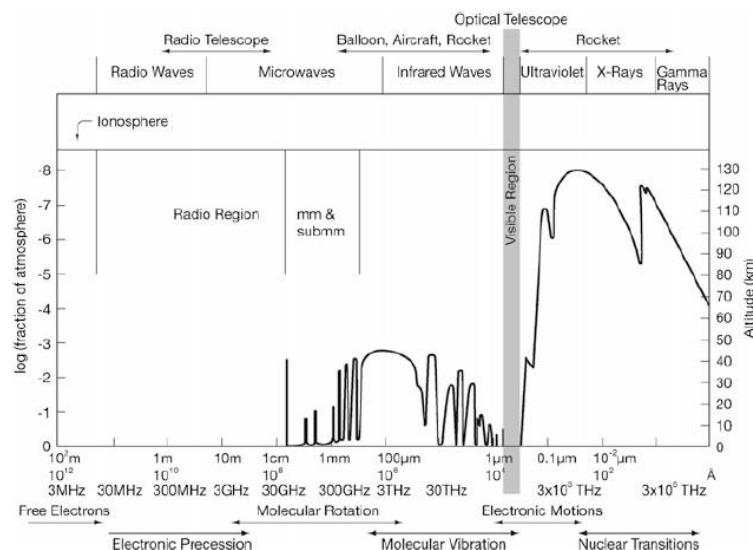
### 4.2. Correlador

En 1952, Sir Martin Ryle introdujo el concepto de un interferómetro con conmutación de fase, el cual es un sistema empleado para aumentar la discriminación de y sensibilidad de un interferómetro. Esta conmutación en fase entre dos señales, a una frecuencia bien definida, permite que la salida de las señales recibidas sea modulada por la frecuencia de corrimiento, y se pueda filtrar más fácilmente del ruido generado internamente. En la figura 4-2, podemos ver un diagrama de un interferómetro con conmutación de fase.

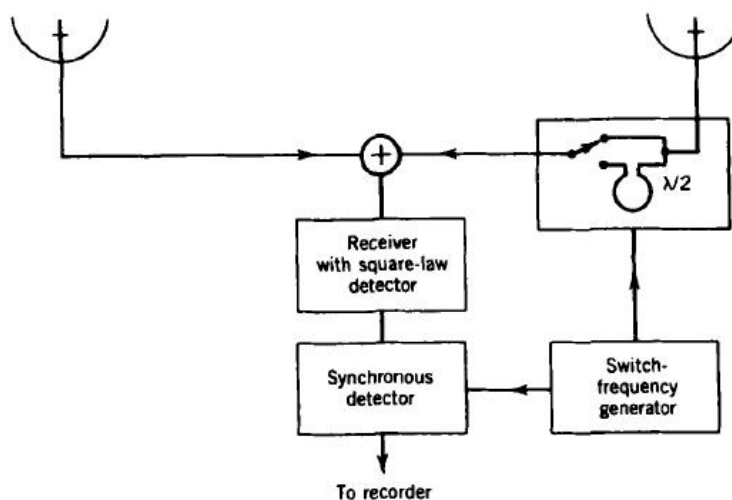
Allí se usa un interruptor de fase para introducir un corrimiento de  $180^\circ$  o  $360^\circ$  de fase en una de las líneas de transmisión, en este caso la de la derecha, a una frecuencia específica que será demodulada por el detector en el receptor.

Este generador es una onda cuadrada que cambia entre estados periódicamente, varias veces por segundo, de modo que en cada instante obtenga el patrón de interferencia entre las dos señales para cada conmutación. Esta misma señal de conmutación se aplica a un detector



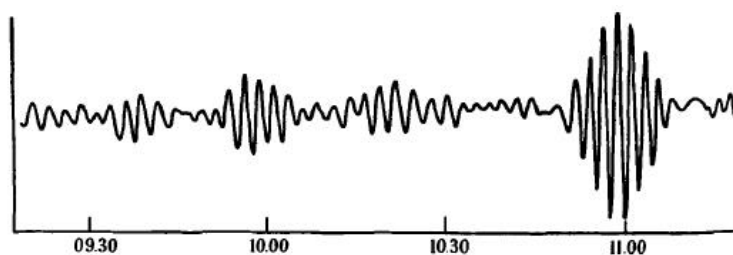


**Figura 4-1.:** Transmisión de la atmósfera de la tierra para radiación electromagnética. Frecuencia [Hz] y Longitud de Onda [m] Vs. Altitud a la cual la atmósfera absorbe la mitad de la radiación incidente [km] . Estas son las “ventanas” para la astronomía basada en tierra (Wilson *et. al.* 2013).



**Figura 4-2.:** Diagrama de bloques de un interferómetro con conmutación (retardo) de fase. La conmutación a un segmento de media longitud de onda en la línea de transmisión indica que la señal de la antena es periódicamente revertida en fase (Thompson *et. al.*).

de fase dentro del detector síncrono y suma o resta el segundo patrón de interferencia del primero. A la salida se obtiene un patrón similar al mostrado en la figura 4-3.



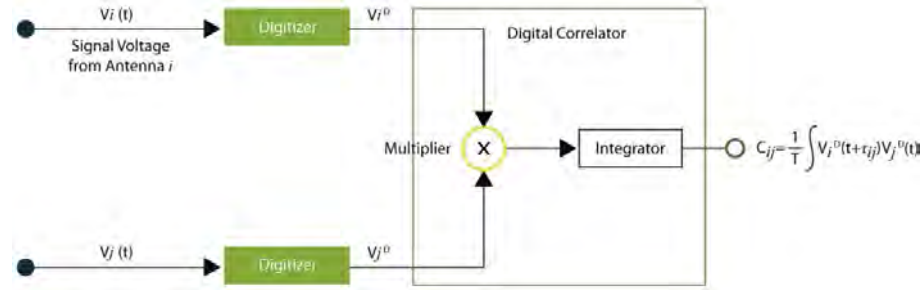
**Figura 4-3.:** Salida de un interferómetro con conmutación de fase como función del tiempo. Se muestran las respuestas de varias fuentes de radio. (Thompson *et. al.*. Tomado de: Ryle, 1952).

Este proceso se realiza con el fin de hacer al instrumento mucho menos sensible a variaciones inherentes a la electrónica de los receptores. Además, el modular la señal recibida a una determinada frecuencia antes de ser amplificada actúa como una especie de etiqueta o identificación para distinguirla del ruido generado por el receptor. Lo anterior deja ver que el interferómetro con conmutación de fase y sus versiones más actuales de interferómetro de correlación, son muy superiores al simple interferómetro sumador.

En un interferómetro moderno, se obtiene un promediado en el tiempo del producto de dos señales de voltaje, proporcionales a la función de correlación cruzada entre dos señales. Se le llama correlador al dispositivo la circuitería capaz de realizar la multiplicación y promediado de este tipo de señales. Allí, los receptores separados comparten el mismo oscilador local, de modo que se almacene la información relacionada con el corrimiento de fase.

Correlación es entonces la técnica óptima para detectar una forma de onda conocida en un ruido aleatorio.

Como se ha mencionado, el método de interferómetro correlativo es un método de localización y comparación de fase, que obtiene las diferencias de fase de la onda bajo prueba entre los osciladores de las antenas y realiza la correlación con respecto a las diferencias de fase de ondas incidentes de diferentes frecuencias y direcciones, almacenadas anteriormente, y calcula los coeficientes de correlación. El coeficiente máximo determinaría la dirección de la onda bajo prueba. Este tipo de interferómetro puede reducir tanto el efecto multicamino como el efecto de acople entre las antenas, ampliamente usado en aplicaciones de posicionamiento y radiogoniometría (Liu *et. al.*).



**Figura 4-4.:** Diagrama genérico de un Correlador digital. (ALMA, 2011).

### 4.2.1. Correlación Cruzada

La amplitud cuadrática de un espectro de frecuencias se define como espectro de densidad de potencia o espectro de potencia. El espectro de potencia de una señal es la transformada de Fourier de la función de autocorrelación de dicha señal. Es esta relación de la transformada de Fourier entre el espectro de potencia de una forma de onda y su función de autocorrelación lo que se conoce como la relación de Wiener-Khinchin. Esta relación también se emplea para examinar la relación entre las funciones de correlación cruzada de dos formas de onda distintas. La respuesta de un correlador empleado en radio interferometría se puede escribir como (Ver Ecuación 4-1)(Thompson *et. al.*)

$$r(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T V_1(t) V_2^*(t - \tau) dt \quad (4-1)$$

## 4.3. Emisiones en Radio del Sol

La actividad solar juega un papel importante en las emisiones de radio generadas por el Sol. Estas emisiones de radio son aleatorias, sin embargo cuando aparecen manchas solares es un buen indicador de que habrá algunas emisiones de radio. Las emisiones de radio del sol se pueden presentar en una gran variedad de formas y sobre diferentes frecuencias. A continuación se presenta una breve descripción de algunos tipos de emisiones de radio del Sol (Arnold, 2014).

- *“Quiet Sun”*: Un bajo nivel de actividad solar, con pocas (o ninguna) manchas solares visibles, y emisiones en rayos X que se encuentran por debajo de una fulguración (flare) clase C. Existen otras emisiones en radio continuas en todas las longitudes de onda originadas por radiación térmica, como el Sol en un mínimo solar.
- *Tipo I*: Una tormenta de ruido compuesta de muchas erupciones cortas (entre una décima de segundo hasta 15 segundos), de intensidad variable. Esta puede durar desde unas cuantas horas hasta varios días.

- *Tipo II*: Erupciones causadas cuando una onda de choque de una fulguración grande viaja a través de la atmósfera solar. La onda de choque es causada por la eyección de material por parte de la fulguración. Son emisiones de banda angosta, variando de altas a bajas frecuencias lentamente en un transcurso de varios minutos.
- *Tipo III*: Emisiones asociadas con regiones activas de la superficie del sol, como una fulguración o una mancha grande. Son emisiones de banda angosta, variando de altas a bajas frecuencias rápidamente en un transcurso de varios segundos.
- *Tipo IV*: Son emisiones continuas que pueden durar varias horas, asociadas con eventos de fulguraciones grandes, iniciando poco después de que la fulguración ha hecho erupción y ha alcanzado su intensidad máxima.
- “*U-Burst*”: (También *Castelli-U*). Son emisiones que pueden durar varios segundos y cambian rápidamente de longitud de onda, decreciendo e incrementando varias veces. Se asocian normalmente con fulguraciones de origen similar a las de regiones activas Tipo III en la superficie del sol.

## 4.4. Interferometría de Líneas Espectrales

Las líneas espectrales son pequeñas características de emisión o absorción en el espectro de fuentes gaseosas. Estos son fenómenos intrínsecamente cuánticos. En el universo no existen partículas y ondas ideales.

Contrario a las ondas ideales, las ondas reales de radio no tienen un continuo de posibles energías, sino que la radiación electromagnética está cuantizada en fotones, cuya energía es proporcional a su frecuencia ( $E = h\nu$ ). Las partículas reales, a diferencia de las ideales, tienen momentum  $p$ , y funciones de onda, cuya longitud de onda es  $\lambda = h/p$ . Las líneas espectrales tienen frecuencias definidas resultantes de transiciones entre estados de energía discretos en sistemas físicos, que resultan de la cuantización del momento angular (Condon *et.al.*).

Las líneas espectrales son un poderoso diagnóstico de condiciones físicas y químicas en objetos astronómicos: Los corrimientos Doppler de frecuencias de líneas permiten medir velocidades radiales, que entregan corrimientos al rojo y distancias Hubble de fuentes extragalácticas, curvas de rotación y distribución de masa radial para galaxias determinadas. La interferometría de líneas espectrales permite examinar la distribución de la línea de emisión a través de una fuente de radio (Condon *et.al.*, Thompson *et.al.*).

Las líneas espectrales también pueden observarse en la absorción, particularmente en el caso de la línea del hidrógeno neutro (línea HI). Allí, en la frecuencia de línea, el gas absorbe la

radiación continua de cualquier fuente distante que se observe a través de él. Al comparar el espectro de emisión y absorción del hidrógeno neutro se obtiene información de su temperatura y densidad.

Estas mediciones del espectro de absorción pueden realizarse empleando antenas individuales, pero en tales casos la antena también responde al gas emisor distribuido en el haz de la antena. Además, el espectro de absorción de fuentes débiles es difícil de separar del espectro de emisión de la línea. Con un interferómetro, se resuelven casi en su totalidad las características de ensanchamiento de emisión en el cielo y el espectro de absorción puede observarse directamente (Thompson *et. al.*, Roger *et. al.*).

#### 4.4.1. Línea HI

El medio interestelar (ISM) permea todo el sistema galáctico, el gas neutro interestelar está presente en prácticamente todo. En este medio irregular (con regiones de densidad de gas extremadamente baja y complejos de nubes inmensas) el elemento más abundante presente es el hidrógeno.

La molécula simétrica de  $H_2$  no tiene momento de dipolo permanente y, por tanto, no emite una línea espectral en frecuencias de radio. En cambio, los átomos de hidrógeno neutro (HI), abundantes en las regiones de baja densidad del medio interestelar son detectables en la línea de 21 cm.

Esta es la línea de transición entre los niveles de la estructura hiperfina  $1^2S_{1/2}$ ,  $F=0$  y  $F=1$  del hidrógeno neutro, HI. La energía de estos niveles difiere levemente, debido a la interacción magnética del spin del núcleo (protón) y del spin del electrón (cuantizado). Cuando los spins relativos cambian de paralelo a antiparalelo, se emite un fotón.

La frecuencia central de la línea resultante es una de las cantidades físicas medidas con mayor precisión en el laboratorio, con un error medio relativo de solo  $2 \times 10^{-11}$ . Esta frecuencia central es (Ecuación 4-2) (Wilson *et.al.*, Condon *et. al.*)

$$\nu_{10} = \frac{8}{3} g_I \left( \frac{m_e}{m_p} \right) \alpha^2 (R_M c) \approx 1420,405751 \text{ MHz} \quad (4-2)$$

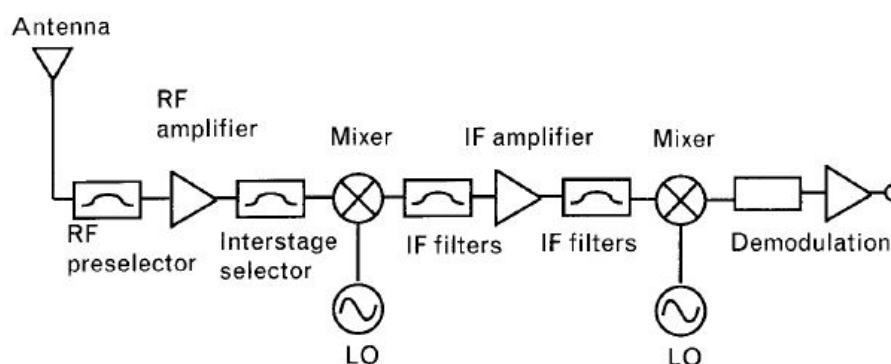
donde  $g_I \approx 5.58569$  es el factor g nuclear para un protón,  $\alpha \equiv e^2/\hbar c \approx 1/137,036$  es la constante adimensional de estructura fina, y  $R_M c$  es la frecuencia de Rydberg del hidrógeno, con (Ecuación 4-3)

$$R_M \equiv R_\infty \left( 1 + \frac{m_e}{M} \right)^{-1} \quad (4-3)$$

## 4.5. Arquitectura de Receptores

### 4.5.1. Receptor Superheterodino

El receptor superheterodino es una arquitectura de receptor casi universal para todo receptor de radio. Este permite tener tanto buena selectividad como sensibilidad, debido a que el ancho de banda de ruido puede limitarse al ancho de banda del canal sin comprometer la capacidad de sintonización del dispositivo en la banda de radio (Besser *et. al.*).



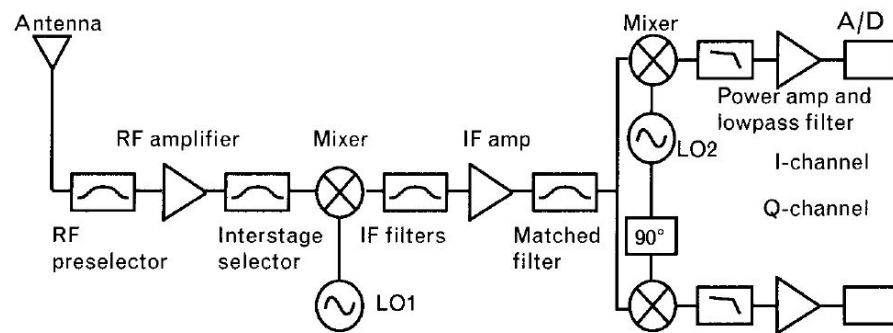
**Figura 4-5.:** Arquitectura básica de un receptor superheterodino analógico. (Besser *et. al.*).

La arquitectura básica de un receptor superheterodino analógico se puede ver en la figura 4-5. Este consta de una antena, un preselector de radio frecuencia, una etapa intermedia de selección, mezcladores, un oscilador local, filtros y amplificadores de IF y un demodulador. Se debe tener en cuenta que para radioastronomía la etapa de demodulación del superheterodino analógico no se utiliza.

Debido a que los sistemas inalámbricos modernos usan codificación digital en el portador de RF (la información en banda base para transmitir se digitaliza), se debe considerar el efecto de los circuitos digitales y su impacto sobre las características en RF de un sistema. en la figura 4-6 se presenta una arquitectura básica de un receptor superheterodino digital. Este tiene las mismas etapas de entrada que el receptor superheterodino analógico, pero difieren en las etapas de salida (Besser *et.al.*).

Para este receptor superheterodino digital tenemos:

- *La Antena*, que recibe la señal RF de entrada. Esta idealmente debería acoplarse al medio que constituye el canal de comunicaciones, a la frecuencia de portadora de interés para asegurar una buena sensibilidad. También se deben considerar requerimientos como tamaño, direccionalidad y sensibilidad a señales por fuera de la banda (Besser *et. al.*).



**Figura 4-6.:** Arquitectura básica de un receptor superheterodino digital. (Besser *et. al.*).

- *El Preselector RF* filtrará las señales no deseadas fuera de la banda, que contienen canales que podrían ser detectados. También tiene como función suprimir respuestas no deseadas a la salida que vienen de señales con frecuencias a las que el dispositivo no está calibrado para recibir. Estas frecuencias pueden incluir la frecuencia imagen o armónicos de la frecuencia central de entrada (Besser *et. al.*).
- *El Amplificador de RF* amplificará linealmente la señal de entrada y minimizará el ruido introducido a la señal por el receptor. Esta amplificación de bajo ruido se logra al realizar un acople de ruido a la entrada del amplificador, para lograr determinar la figura de ruido del receptor completo (Besser *et. al.*).
- *El Selector de Etapa Intermedia* es un componente opcional es un filtro que permite suprimir cualquier ganancia de respuestas de señales no deseadas, particularmente a la frecuencia imagen, impidiendo que este ruido entre al mezclador y manteniendo la figura de ruido del sistema (Besser *et. al.*).
- *El Oscilador Local* es una señal generada por un sintetizador de frecuencias, sintonizada a un ancho de banda igual al ancho de banda de RF, pero con cierto offset, con el fin de seleccionar el canal de interés. Su función es llevar a los dispositivos dentro del mezclador a un régimen no lineal para realizar el proceso de mezclado (Besser *et. al.*).
- *El Primer Mezclador* recibe las señales de entrada en el rango de frecuencias de RF y las convierte a señales en un rango intermedio de frecuencias que depende de la frecuencia del oscilador local. Las frecuencias son convertidas linealmente, conservando la información de fase en el nuevo rango de frecuencias (Besser *et. al.*).
- *El Filtro de IF* rechazará los componentes de la señal generados por el mezclador. Debe tener un ancho de banda suficientemente grande para pasar las bandas laterales de modulación sin distorsión al canal deseado (Besser *et. al.*).

- *El Amplificador de IF* dará a la señal una ganancia adecuada para las siguientes etapas (Besser *et. al.*).
- *El Filtro Acoplado* es un filtro pasabanda acoplado para el formato de modulación esperado. Su respuesta pasabanda ideal es el complejo conjugado del espectro de señal transmitido (Besser *et. al.*).
- *El Segundo Mezclador* funciona del mismo modo que el primer mezclador, pero la elección de la frecuencia intermedia final se ve restringida por la frecuencias de reloj digital y la frecuencia de muestreo de la conversión análoga-digital (Besser *et. al.*).
- *El Segundo Filtro y Amplificador de IF* retiran cualquier offset de DC que tenga la señal de salida del mezclador, y reducen las frecuencias fuera de banda antes del muestreo (Besser *et. al.*).
- *El Convertidor Análogo-Digital* digitaliza la señal final de IF antes de realizar digitalmente la selección final de canal, “downconversion” y demodulación (Besser *et. al.*).



# 5. Revisión

## 5.1. Software

El procesamiento de señal se realiza mediante un SDR (Software Defined Radio). Un sistema de comunicaciones en radio definido por software realiza el procesamiento requerido en lugar de usar circuitos integrados en hardware. Esto presenta una ventaja, haciendo al sistema mucho más versátil, debido a la facilidad de modificar el software para distintos sistemas de radio empleando el mismo hardware (*GNU Radio*).

### 5.1.1. GNU Radio

GNU Radio es un toolkit de desarrollo de software gratuito y de código abierto que permite realizar procesamiento de señal mediante bloques (filtros, demoduladores, ecualizadores, decodificadores, elementos de sincronización, entre otros) que se encuentran típicamente en sistemas de radio y que se pueden implementar en ellos. Es fácil de extender y modificar según las necesidades del sistema.

Las aplicaciones de GNU Radio se escriben principalmente en Python, sin embargo, la ruta crítica de procesamiento de señal se implementa en C++. Esto le permite al usuario implementar sistemas de radio de alto rendimiento en un ambiente de rápida aplicación y desarrollo.

### 5.1.2. simple\_ra

Para la recolección, procesamiento y visualización en tiempo real de los datos se emplea la plataforma "simple\_ra" desarrollada por Marcus Leech (Leech, 2014). Esta es un *toolkit* de código abierto soportada sobre el software GNU Radio, diseñada para realizar observaciones en radioastronomía a pequeña escala. Permite realizar observaciones en tres formas:

- *Continua*: ya sea en modo de Potencia total recibida (*Total-Power*), Diferencial, o en modo de Interferómetro de Correlación.
- *Espectral*: Observaciones de modo espectral, con una ventana de visualización de 2MHz alrededor de la frecuencia central.
- *Monitoreo de Pulsares*

Además, implementa una interfaz gráfica WXGUI y una serie de opciones de configuración por línea de comandos junto con un conjunto de herramientas de post-procesamiento para producir gráficas, tablas y videos a partir de los datos “raw” recolectados.

## 5.2. Arquitecturas Similares de Interferómetros

Para el planteamiento del diseño de un prototipo sencillo de radiointerferómetro solar con 2 antenas, se buscaron varios tipos de interferómetros con un ancho de banda pequeño, centrados en una frecuencia de observación específica que sirvieran como base para realizar las primeras consideraciones de cómo debe ser la circuitería y configuración general del dispositivo.

### 5.2.1. Interferómetro con Correlación para 408 MHz

La primera configuración similar a lo que se busca con este proyecto, es la de un Interferómetro con correlación centrado en 408 MHz (Tapping, 2001). Este diseño usa para cada antena principal un par de antenas Yagi acopladas a un amplificador de bajo ruido mediante un Combinador de 2 puertos. Los diagramas de bloques para el primer diseño y el diseño corregido de Tapping, se muestran en las figuras 5-1 y 5-2.

Un criterio útil para el proyecto, propuesto por Tapping, es la selección de un “baseline” pequeño. Esto debido a que el radiointerferómetro observará al sol. Para asegurar que se recolecte toda la señal del disco solar, las franjas que se detectan deben ser lo suficientemente anchas para lograr ver la totalidad del disco solar con la misma sensibilidad. Visto desde la Tierra, el sol tiene un diametro angular de aproximadamente 33 minutos de arco, o  $0.55^\circ$ , de modo que, para satisfacer el requerimiento, las franjas en el meridiano deben ser de alrededor de  $3^\circ$  de amplitud. El ancho de las franjas está determinado por

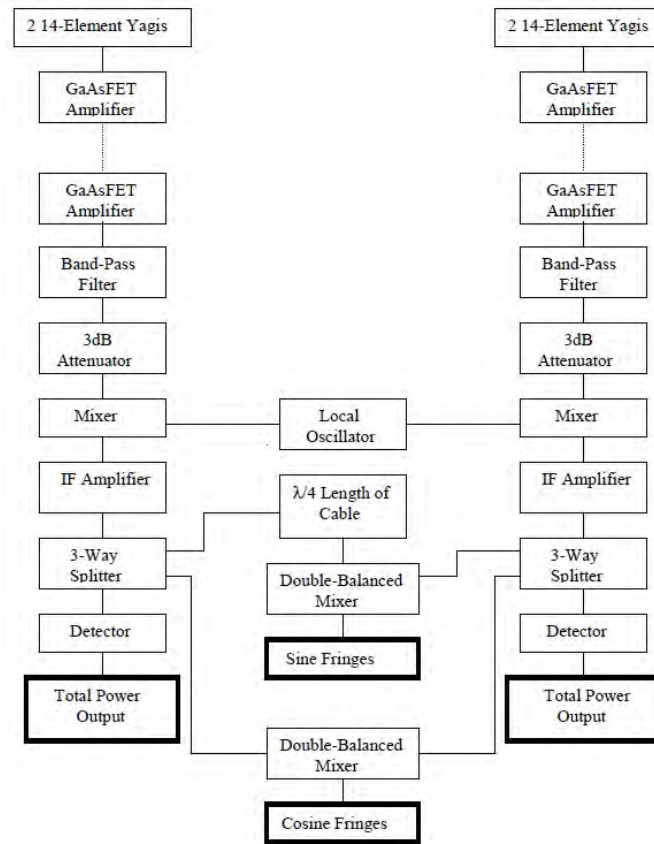
$$\psi \approx 60\lambda/d \quad (5-1)$$

donde  $d$  es la longitud de baseline y  $\lambda$  es la longitud de onda de observación.

Para obtener el baseline del interferómetro, a partir de la ecuación 5-1 con  $\psi = 3^\circ$  y una longitud de onda de observación  $\lambda = 0,21m$  se tiene

$$d = 60\lambda/\psi \approx 4,2m \quad (5-2)$$

Esta será la distancia máxima de separación entre las dos antenas.



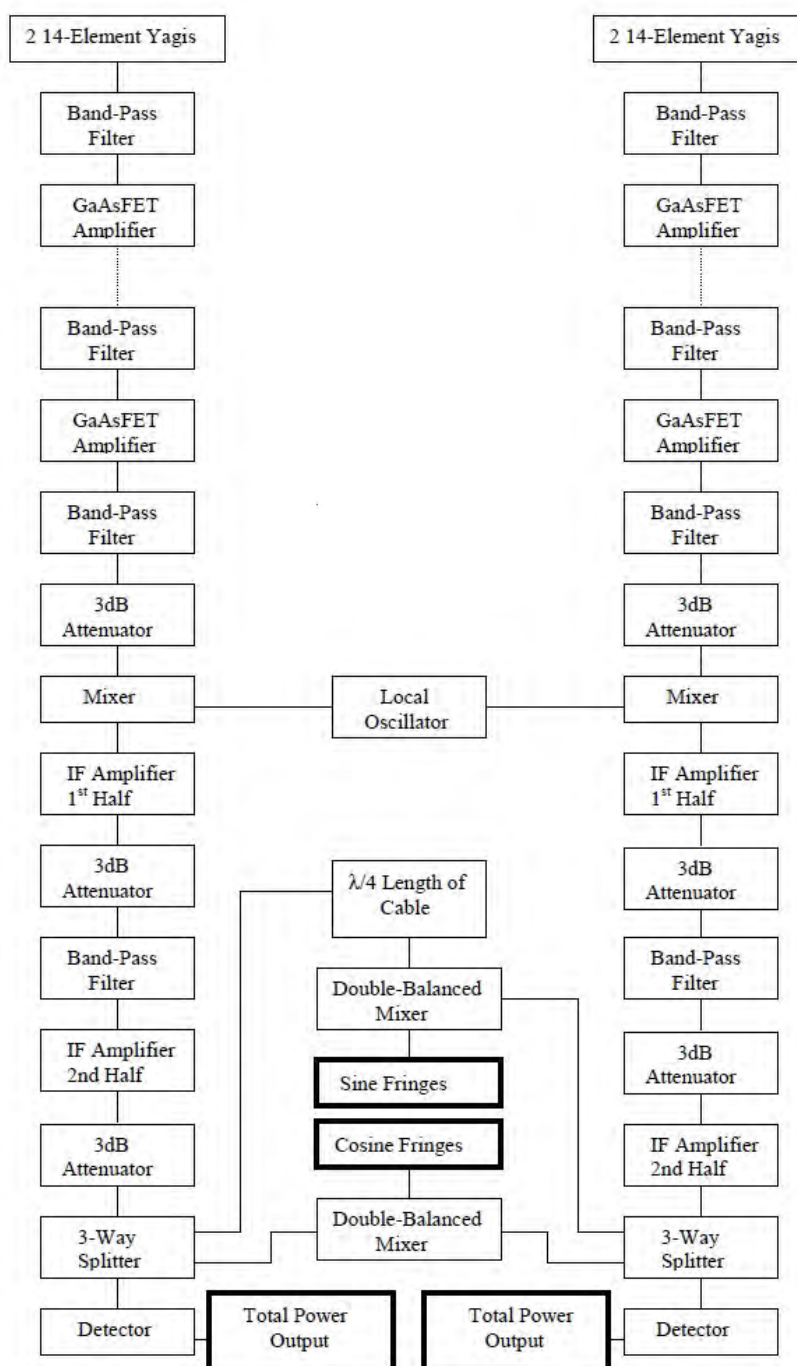
**Figura 5-1.:** Diagrama de Bloques para el diseño de un interferómetro con correlación a 408MHz (Tapping, 2001).

### 5.2.2. Interferómetro a 1420 MHz con Antenas en Fase

Otra configuración en la que se basa el planteamiento de diseño, es un Interferómetro a 1420 MHz en configuración "Phased Array" (Antenas en Fase). Esta configuración es un arreglo en el cual las fases relativas de las señales de alimentación correspondientes a cada una de las antenas se varían de modo que se refuerce el patrón de radiación del arreglo en una dirección determinada.

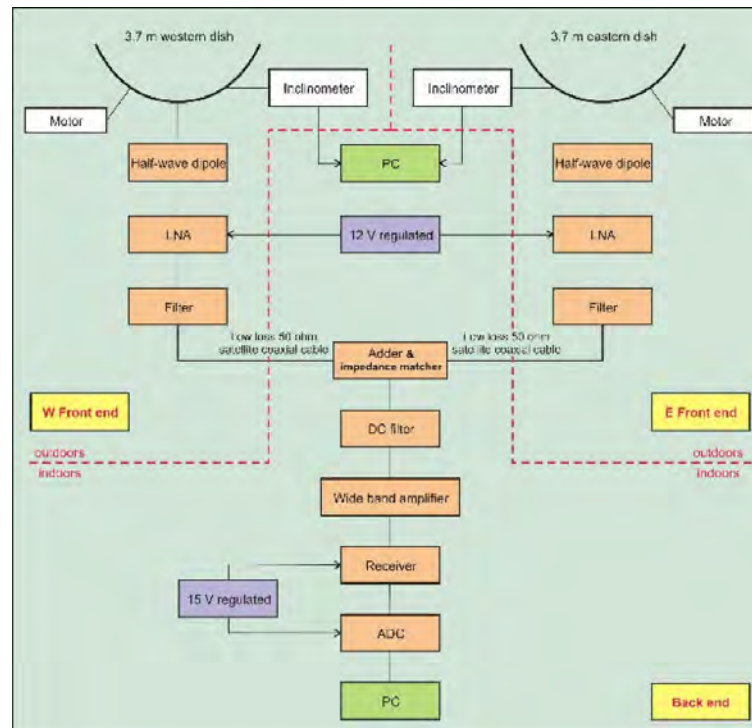
El diseño planteado por el autor es un diseño ambicioso, un poco complejo, que busca hacer estudios serios, inclusive al nivel de astrónomo aficionado.

En la figura 5-3 se presenta el diagrama de bloques propuesto de dos radiotelescopios conectados para operar como un interferómetro con arreglo de antenas en fase ("Phased Array"). Consta de dos antenas parabólicas de 3.7 m de diámetro, ubicadas con una separación (baseline) de 19 m sobre una orientación este-oeste (E-W), y cuya posición sobre el meridiano se varía mediante un motor de 12V controlado por computadora.



**Figura 5-2.:** Diagrama de Bloques para el diseño corregido de un interferómetro con correlación a 408MHz (Tapping, 2001).

También consta de dos dipolos de  $\lambda/2$  de 1420 MHz, ubicados de modo que el foco del plato de la antena se encuentre sobre el eje, justo en el medio del dipolo y la placa de apoyo.



**Figura 5-3.:** Diagrama de Bloques para el diseño de un interferómetro “Phased Array” a 1420MHz (Álvarez *et. al.*, 2007).

### 5.2.3. Radio Telescopio de 21 cm para bajo presupuesto

Una de las alternativas consultadas, con una configuración bastante cercana a lo que se busca con este proyecto es la de un radio telescopio de 21 cm, de una antena, implementado con Radio definido por Software (SDR) (Leech, 2013). Este diseño, planteado como una alternativa pedagógica para estudiar el espacio en el entorno del aula de clase con un presupuesto razonable, emplea el software GNU radio (trabajando sobre un sistema operativo en Linux) y hardware de Ettus Research junto con Receptores RTLSDR.

#### Hardware de Receptor: RTLSDR

Ciertas llaves electrónicas (“*dongles*”, en inglés) empleadas para DVB-T (“*Digital Video Broadcasting – Terrestrial*”, el estandar para transmisión de Televisión Digital Terrestre) tienen un modo que permite su uso como receptores SDR, donde las muestras digitales de banda base pasan por el decodificador en el chip RTL2832U y enviados a la conexión USB. Las muestras que llegan a la USB son muestras I/Q en banda base. Usualmente, estos dispositivos también vienen con chips de sintonización. Referencias comerciales típicas como R820T y E4000 permiten una sintonización sobre la frecuencia de la línea del hidrógeno neutro de 1420MHz, que es nuestra frecuencia de interés.

Existe una librería de drivers para este tipo de dispositivos, que puede emplearse de forma autónoma o en conjunto con plug-ins para GNU Radio.

Aunque son de bajo costo, estos “dongles” tienen ciertas desventajas

- Rango dinámico limitado debido al uso de un ADC de 8 bits.
- Bajo balance en fase y amplitud.
- Baja precisión en Frecuencia.
- Baja estabilidad en temperatura, que conlleva a corrimientos de Ganancia y de Frecuencia.
- No tiene blindaje.

### Hardware: Plataformas SDR de Ettus Research

El autor plantea como alternativa el uso de las plataformas de SDR ofrecida por la compañía Ettus Research, particularmente la implementación del USRP B100 (*Universal Software Radio Periphera*), en conjunto con una tarjeta secundaria (*Daughterboard*) WBX.

En comparación con el hardware RTLSDR de receptor mencionado anteriormente, este paquete B100+WBX presenta un mayor rango dinámico, mayor precisión en frecuencia, mayor balance fase/amplitud y menor ruido de fase. Además, es una plataforma que viene encapsulada. Estas plataformas tienen un costo considerable, pero el autor los plantea como una buena alternativa para obtener resultados mucho más satisfactorios que con los receptores RTLSDR.

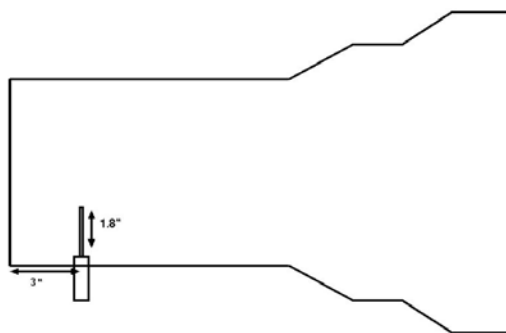
### Antena

Se sugiere el uso de una antena satelital Offset (Offset-fed) de aproximadamente 1 metro (típicamente 93cm x 85 cm). Estas antenas se pueden conseguir fácilmente en el comercio. Es importante que la antena incluya el brazo (feed-arm), para modificar y ensamblar la bocina de alimentación de 21 cm.

También sugiere una implementación con antenas de foco primario, de un tamaño similar (hasta 1.3 m), pero tienen un costo mayor y son un poco más complicadas de encontrar en el mercado.

La bocina de alimentación de 21cm se realiza a mano, con latas estañadas de aproximadamente 6 pulgadas (15 cm) de diámetro por entre 7 y 8 pulgadas de altura (17-20 cm), al

que se le adapta el conector para los amplificadores de bajo ruido (LNA) que se usarán. Además se colocan unos adaptadores cónicos galvanizados para aumentar la ganancia de la alimentación. así, el perfil de la bocina debería ser similar a lo mostrado en la figura 5-4.



**Figura 5-4.:** Esquema de Bocina de Alimentación de 21cm. Vista de Perfil. (Leech, 2013)

Las modificaciones a realizar en el brazo depende del arreglo del mismo, ya que son diferentes para varios tipos de platos. Tales modificaciones deben hacerse de modo que el foco del plato esté justo en medio del cuello de la bocina.

Se necesitan también amplificadores de bajo ruido (LNA), de modo que la primera etapa de amplificación del radio interferómetro tenga la menor cantidad de ruido posible. La selección de los LNAs, disponibles en el mercado, se sugiere con una figura de ruido baja (menor a 1dB) y ganancia considerable (superior a 20dB). Idealmente también debería filtrarse para permitir únicamente el paso de la banda de 21 cm.

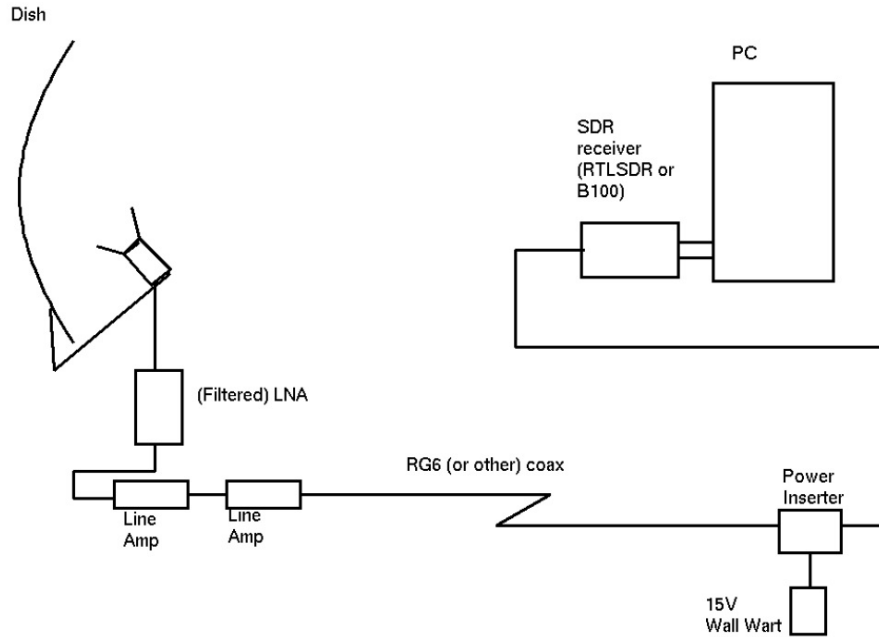
El esquema completo sugerido por el autor, se puede ver en la figura 5-5.

### Software

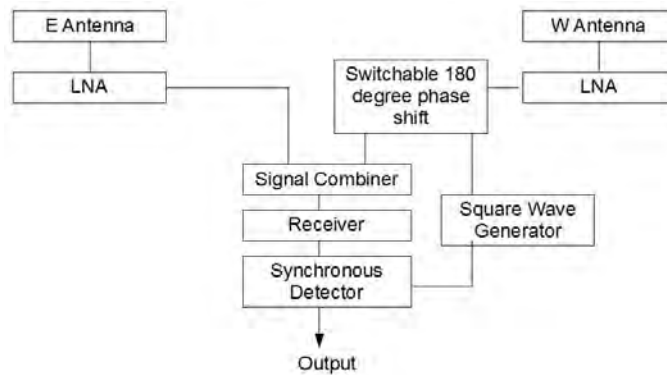
Junto con GNU Radio, se debe instalar “PyEphem”, que permite realizar cálculos astronómicos básicos usando Python. Además, se emplea la aplicación “simple\_ra”, mencionada previamente.

#### 5.2.4. Alternativa SDR para un interferómetro con conmutación de fase

Otra configuración empleando SDR se presenta para un interferómetro con conmutación de fase. Esta alternativa se realiza basada en “dongles” RTLSDR en conjunto con el software GNU Radio, y la aplicación “simple\_ra” sobre éste (Tapping *et. al.*, 2014). En la figura 5-6 se muestra la configuración de hardware para un interferómetro con conmutación de fase convencional.



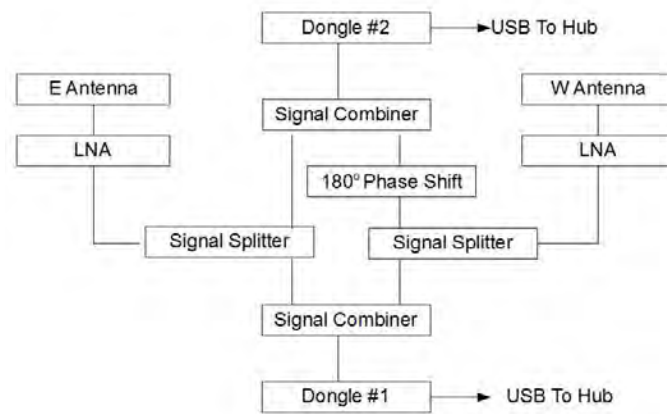
**Figura 5-5.:** Esquema de Diseño para un Radio telescopio de 21 cm con una antena. (Leech, 2013)



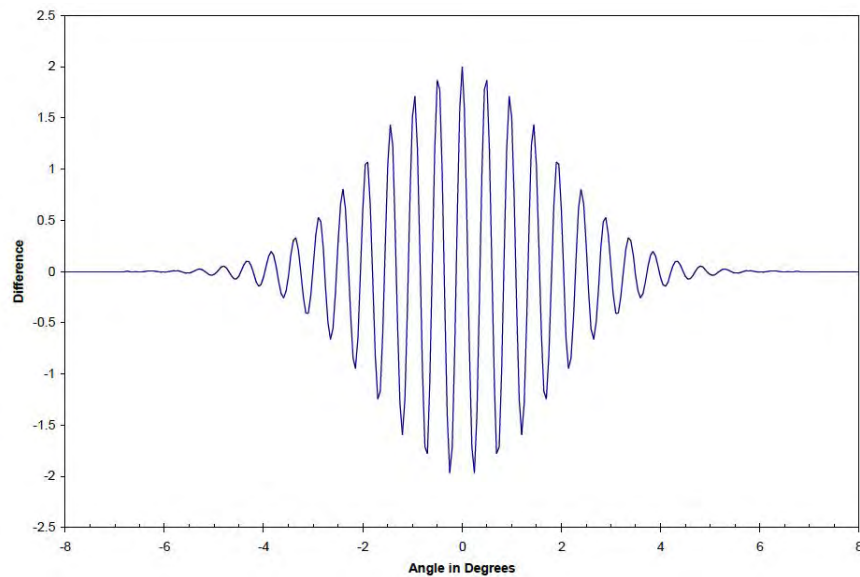
**Figura 5-6.:** Diagrama de Bloques para el diseño de un interferómetro con conmutación de fase convencional. (Tapping *et. al.*, 2014)

Para la alternativa empleando las llaves (“dongles”) RTLSDR y GNU Radio se tiene la configuración mostrada en la figura 5-7. Allí las señales de cada antena se dividen. Un camino de la antena oeste (W-Antenna) se suma en fase con el equivalente de la antena Este (E-Antenna), mientras que el otro camino de la antena oeste se conmuta 180 grados en fase. De este modo, al combinar las señales, el “dongle” #1 guarda el patrón de franjas normal, mientras que el “dongle” #2 obtiene el patrón de franjas con máximos y mínimos invertidos, estos dos resultados posteriormente se restan, obteniendo una respuesta similar a la respuesta idealizada de la figura 5-8.





**Figura 5-7.:** Diagrama de Bloques para el diseño de un interferómetro con conmutación de fase empleando RTLSDR y GNU Radio. (Tapping *et. al.*, 2014)



**Figura 5-8.:** Respuesta Idealizada obtenida a la salida de un interferómetro con conmutación de fase empleando RTLSDR y GNU Radio. (Tapping *et. al.*, 2014)

### 5.2.5. Radio telescopio de bajo costo para línea de Hidrógeno empleando RTLSDR

A partir de los trabajos de Dr. David Morgan (Morgan, 2011; 2012), Peter East propone un diseño de un radio telescopio para observaciones en la línea de 21 cm de Hidrógeno Neutro,

a un costo relativamente bajo (East, 2013; 2014).

Como antena emplea un acople de 4 antenas Yagi de 22 elementos, diseñadas a partir del software YagiCAD desarrollado por Paul McMahon (disponible en <http://www.yagicad.com/YagiCAD/YagiCAD.htm>) y elaboradas con madera y varillas. El software permite resintonizar el diseño para 1420MHz además de determinar el ancho de haz de la antena y su ganancia. También se realizan filtros de 3 elementos a 5 MHz con un ancho de banda de 0.1dB empleando láminas de cobre de 0.9mm y conectores SMA para los puertos de entrada y salida de los filtros.

Los receptores de preamplificación/correlación están compuestos de dos acopladores de 3dB (1 - 2 GHz) y dos LNAs, con un interruptor de transferencia a la salida. El primero de estos acopladores dividen las señales de entrada de igual manera entre los dos amplificadores, mientras que en el acoplador de salida se recombinan las señales amplificadas, las separa y las lleva a los 2 puertos de salida de manera que estas señales se encuentren aisladas y salgan por distintos puertos.

Las salidas de este receptor de correlación se amplifican y filtran en el siguiente bloque, que corresponde a un par de “dongles” RTLSDR (RTL2832U SDR). El interruptor de transferencia redirige las señales a la salida de la etapa de preamplificación hacia el camino opuesto de amplificador/dongle SDR.

Estos RTLSDR funcionan con una plataforma de software SDR# junto con el toolkit “rtl-sdr” de Osmocom, disponible para sistemas operativos Windows y Linux.

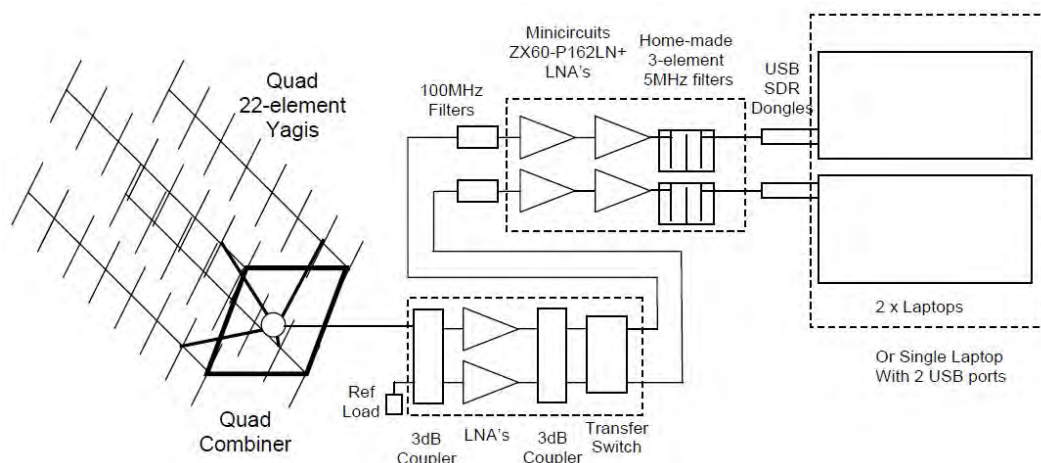
El esquema del diseño propuesto se puede ver en la figura 5-9.

## 5.3. Hardware

### 5.3.1. Receptores RTL-SDR

Típicamente un receptor RTL-SDR tiene dentro de sus especificaciones técnicas características como (Laufer, 2012):

- Rango sintonizable de 22 a 2200 MHz (dependiendo del modelo).
- Ancho de banda máximo de 3.2 MHz (Estable alrededor de 2.8 MHz).
- ADC de 8 bits, que permiten un rango dinámico cercano a 50 dB.
- Figura de Ruido del LNA inferior a 4.5 dB.



**Figura 5-9.:** Diseño de Radio telescopio simple para línea de Hidrógeno usando RTLSDR. (East, 2014)

- Impedancia de entrada de  $75 \Omega$ .

Para la medición de algunos de estos parámetros, Schellenberg emplea generadores de señal en HF, para referencias típicas de “dongles” DVB-T para receptores RTL-SDR, en conjunto con el software “SDR#”. Estas referencias contienen diferentes chips de sintonización, como el E4000 y el R820T. (Schellenberg, 2013).

Se debe tener en cuenta que el receptor con el sintonizador E4000 es un receptor de conversión directa, por lo que presenta un problema de Rechazo de Imagen, mientras que el R820 mezcla a una frecuencia intermedia de varios MHz (Downconversion). Mediante el uso del software se puede mejorar el efecto de rechazo de imagen de los “dongles”, principalmente para el E4000, en donde el rechazo de imagen mejora en 30 dB aproximadamente (medido sobre 435MHz).

Se realizó la caracterización en estos dongles, debido a que son los que se encuentran con mayor disponibilidad en el mercado. También se encuentran otros dongles que se pueden emplear en aplicaciones con SDR, que tienen chips de sintonización FC0013, FC0012, R828D y FC2580, aunque son menos comunes y más complicados de hallar en el mercado. Se debe tomar en consideración el chip que incluye el dongle, ya que este determinará el rango de frecuencias en el que opera el receptor (Laufer, 2012).

### Sensitividad del Receptor

A partir de la mínima señal discernible (MDS), el autor realizó mediciones de la sensibilidad para ambos “dongles”, hasta 1040 MHz (Schellenberg, 2013). Los resultados más importantes se muestran en la tabla 5-2.

**Tabla 5-1.:** Rango de frecuencias para distintos tipos de Chip Sintonizador. (Laufer, 2012).

Chip Sintonizador	Frecuencia Mínima [MHz]	Frecuencia Máxima [MHz].
R820T	24	1766
E4000	52	2200
FC0012	22	948.6
FC0013	22	1100
R828D	24	1766
FCI	146	438
FC2580	308	924

**Tabla 5-2.:** Medición de Sensitividad de “dongles” para DVB-T. (Schellenberg, 2013).

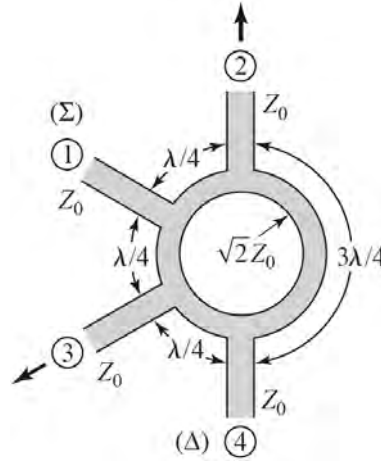
Frecuencia [MHz]	Sensitividad E4000 [dBm]	Sensitividad R820 [dBm].
24	N.A.	-127
52	-139	-134
110	-139	-134
145	-141	-134
435	-139	-135
700	-136	-136
1000	-129	-137

A partir de estas mediciones se determinó el rango de operación de los “dongles”: El “dongle” con sintonizador E4000 tiene un rango de entre 51.85 MHz y 2050 MHz, con una brecha entre 1105 y 1268 MHz; mientras que “dongle” con sintonizador R820 abarca entre 24 y 1766 MHz sin ninguna brecha. A partir de estos resultados se concluye que los 2 tipos de “dongles” tienen una alta sensibilidad, y la selección del mismo se hace con respecto al rango de frecuencia de interés: el E4000 tiene mayor sensibilidad entre 50 y 450 MHz, mientras que el R820 es más sensitivo a partir de 1000 MHz (Schellenberg, 2013).

### 5.3.2. Rat Race Coupler

El “Rat Race Coupler” o Acoplador Suma-Diferencia es un tipo de acoplador híbrido de 180° empleado para sistemas de RF y microondas, generalmente construido en forma planar (microstrip o stripline) o en forma de guías de onda. Un esquema de este tipo de acoplador se puede ver en la figura 5-10.

Estas son redes de cuatro puertos con un cambio de fase de 180° entre los dos puertos de salida. Al aplicar una señal al puerto 1 (Figura 5-10) se dividirá de igual manera en 2 componentes en fase en los puertos 2 y 3 mientras que el puerto 4 se encuentra aislado. Mientras



**Figura 5-10.:** Diagrama de un Acoplador Híbrido en anillo o “Rat Race Coupler” en forma de microstrip o stripline (Pozar, 2012).

que al aplicar la señal de entrada al puerto 4, se dividirá en dos componentes con diferencia de fase de  $180^\circ$  en los puertos 2 y 3 mientras el puerto 1 está aislado.

Al operarse como combinador, aplicando las entradas en los puertos 2 y 3, encontraremos la suma de las entradas formada en el puerto 1 (Puerto Suma) y la diferencia en el puerto 4 (Puerto Diferencia) (Pozar, 2012).

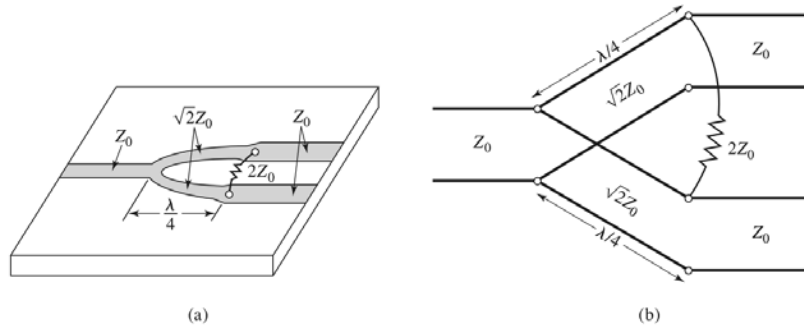
Esto es validado al realizar el análisis en modo Par-Impar, como lo ilustra Pozar (Pozar, 2012), determinando cómo se distribuye en el acoplador la onda incidente en términos de fase, amplitud y potencia de entrada. A partir de este procedimiento y considerando la simetría de la matriz de Scattering para un acoplador híbrido a 3dB, la matriz resultante tiene la forma (Pozar, 2012):

$$[S] = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

### 5.3.3. Divisor de Potencia Wilkinson

El divisor de potencia Wilkinson básico es una red de tres puertos con pérdidas y que tiene todos sus puertos acoplados, y los puertos de salida se encuentran aislados entre sí. Este divisor de potencia tiene la propiedad de comportarse como una red sin pérdidas cuando los puertos de salida se encuentren acoplados, es decir, solo la potencia reflejada desde los puertos de salida es disipada (Pozar, 2012).

El divisor de potencia Wilkinson usualmente se fabrica en forma de línea de microcinta (microstrip) o stripline, como se muestra en la figura **5-11** junto con su correspondiente circuito equivalente en línea de transmisión. El análisis de este circuito, se realiza de forma similar al acoplador Rat-Race, empleando análisis de modo Par-Impar (Pozar, 2012).



**Figura 5-11.:** (a) Divisor de Potencia Wilkinson en forma de microcinta. (b) Circuito de línea equivalente de transmisión. (Pozar, 2012).

## 6. Diseños y Simulaciones

Basado en la revisión bibliográfica de arquitecturas de interferómetros, y la selección de la alternativa a implementar, se propone el diseño de una antena tipo Yagi-Uda que se replicará para establecer una configuración en arreglo.

Las correspondientes simulaciones se realizaron en el software CST Microwave Studio Suite 2011.

### 6.1. Antena Tipo Yagi-Uda

Este tipo de antena consiste en un número de dipolos lineales, uno de los cuales es energizado directamente por una alimentación con línea de transmisión, mientras que el resto de elementos actúan como radiadores parásitos cuyas corrientes son inducidas por acoplamiento mutuo. Este tipo de antenas están diseñadas para operar como un arreglo “*end-fire*”, en donde los elementos parásitos en la parte posterior actúan como reflectores, mientras que los que se encuentran al frente actúan como directores (Balanis, 2005).

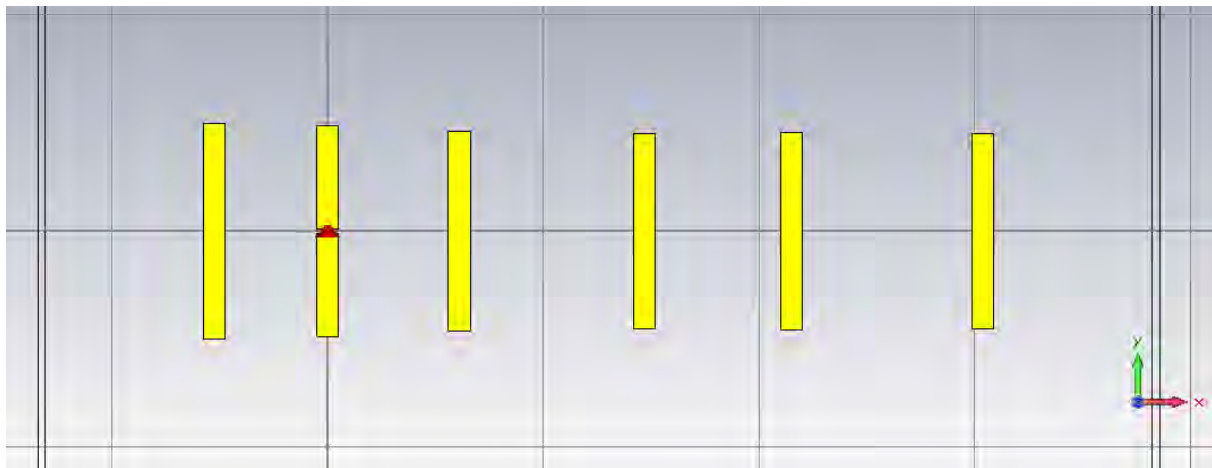
### 6.2. Primer Diseño

Siguiendo las pautas de diseño compiladas por Balanis (Balanis, 2005), se obtuvo un diseño de una antena de 6 elementos: 1 Reflector, 1 Elemento energizado (“*Feed*”) y 4 Directores.

Como base se considera un diseño optimizado propuesto por Balanis (Balanis, 2005) con el fin de tener una mejor ganancia realizada y directividad de la antena y se aplican a la longitud de onda de interés para este proyecto, es decir  $\lambda = 21$  cm. Los parámetros de los que parte el diseño son las longitudes de los elementos (Directores, Reflector y Elemento Energizado) y las correspondientes separaciones entre ellos. En la figura **6-1** se muestra el diseño de la antena realizado en CST Microwave Studio, y los parámetros empleados para este diseño se presentan en la tabla **6-1**. Los resultados para este diseño se presentan en las figuras **6-2** a **6-4**.

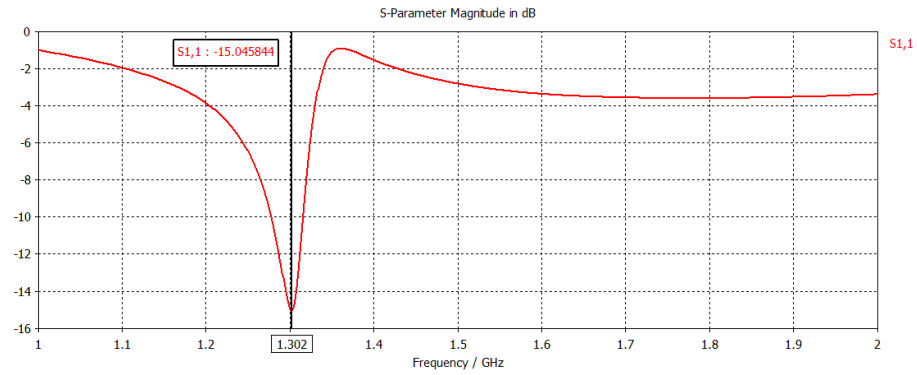
**Tabla 6-1.:** Dimensiones para Antena tipo Yagi-Uda con configuración para Optimización de Directividad.

Longitud de Onda	$\lambda$ [mm]	211.1
Longitud de Reflector	R [mm]	$0.472 \lambda = 99.6392$
Longitud de Elemento Energizado	E [mm]	$0.452 \lambda = 95.4172$
Longitud de Director 1	D1 [mm]	$0.436 \lambda = 92.0396$
Longitud de Director 2	D2 [mm]	$0.430 \lambda = 90.773$
Longitud de Director 3	D3 [mm]	$0.434 \lambda = 91.6174$
Longitud de Director 4	D4 [mm]	$0.430 \lambda = 90.773$
Separación entre:		
Elemento Energizado y Reflector	$s_{21}$ [mm]	$0.25\lambda = 52.775$
Elemento Energizado y Director 1	$s_{32}$ [mm]	$0.289\lambda = 61.0079$
Directores 1 y 2	$s_{43}$ [mm]	$0.406\lambda = 85.7066$
Directores 2 y 3	$s_{54}$ [mm]	$0.323\lambda = 68.1853$
Directores 3 y 4	$s_{65}$ [mm]	$0.422\lambda = 89.0842$
Ancho de Microcinta	$W_{strip}$ [mm]	10
Gap entre Elemento Energizado	g [mm]	2
Espesor de Metal	t [mm]	0.05

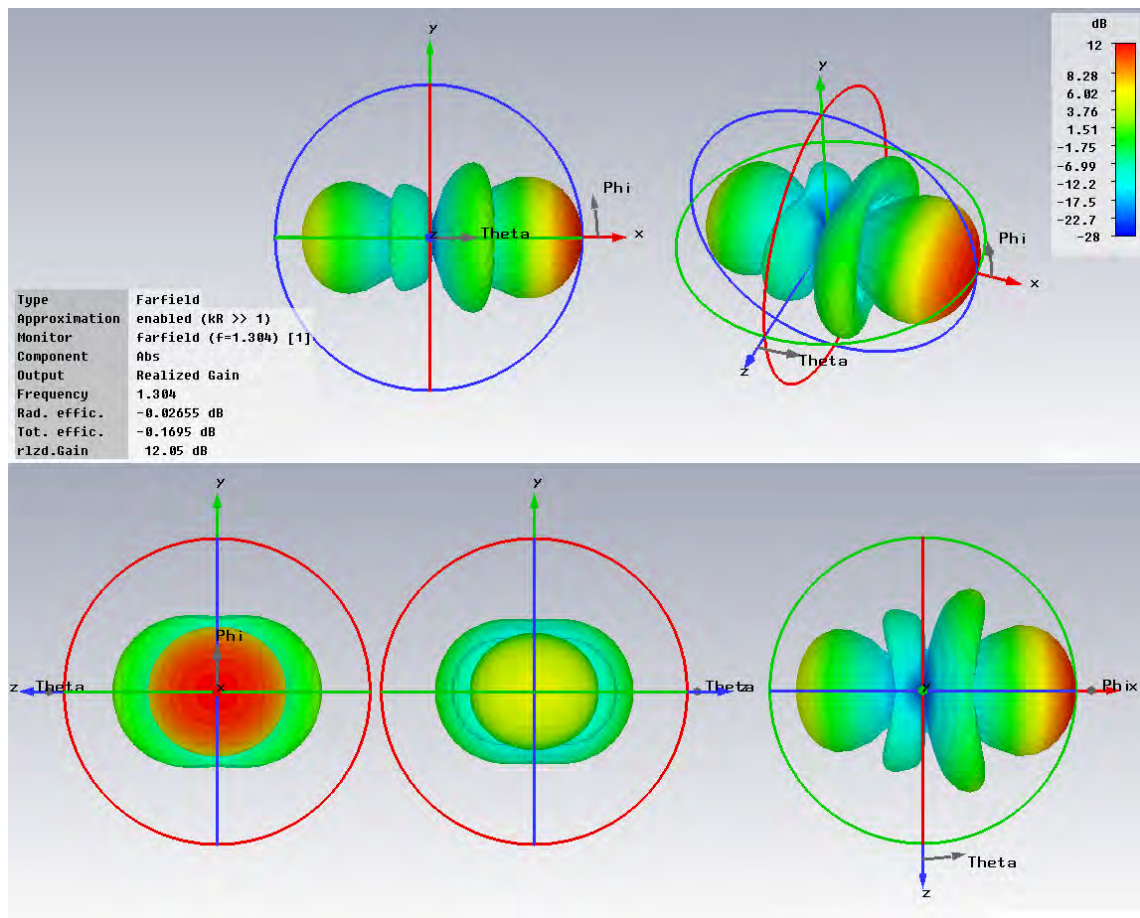


**Figura 6-1.:** Antena tipo Yagi-Uda con configuración para Optimización de Directividad.  
(Simulación realizada en CST Microwave Studio)

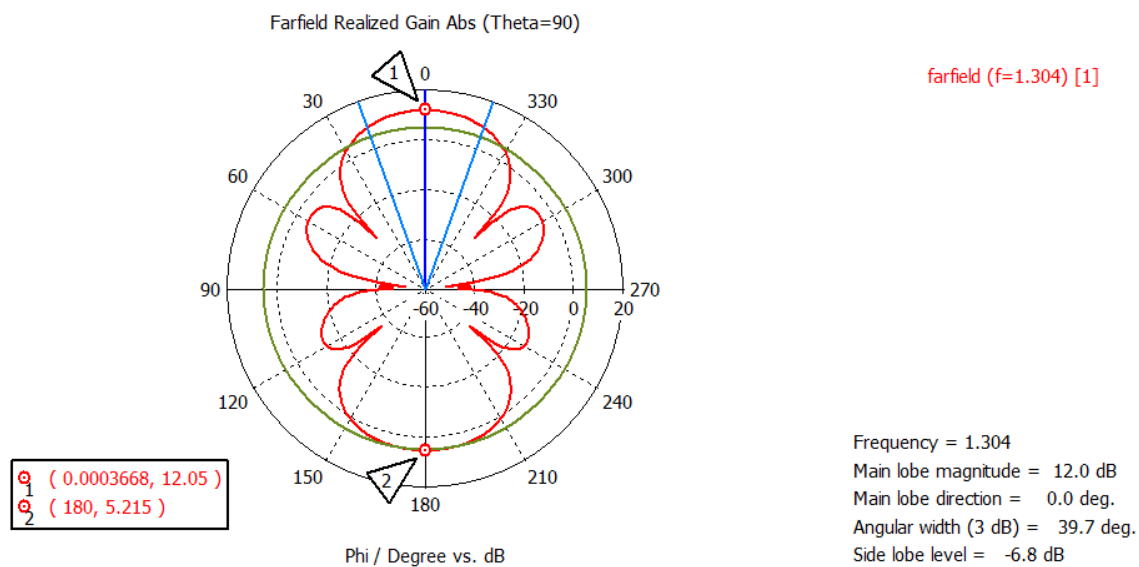




**Figura 6-2.:** Coeficiente de Reflexión de Entrada ( $S_{11}$ ) para la Antena tipo Yagi-Uda con configuración para Optimización de Directividad. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



**Figura 6-3.:** Farfield para la Antena tipo Yagi-Uda con configuración para Optimización de Directividad. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



**Figura 6-4.:** Farfield para la Antena tipo Yagi-Uda con configuración para Optimización de Directividad. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)

### 6.2.1. Escalamiento de Antena

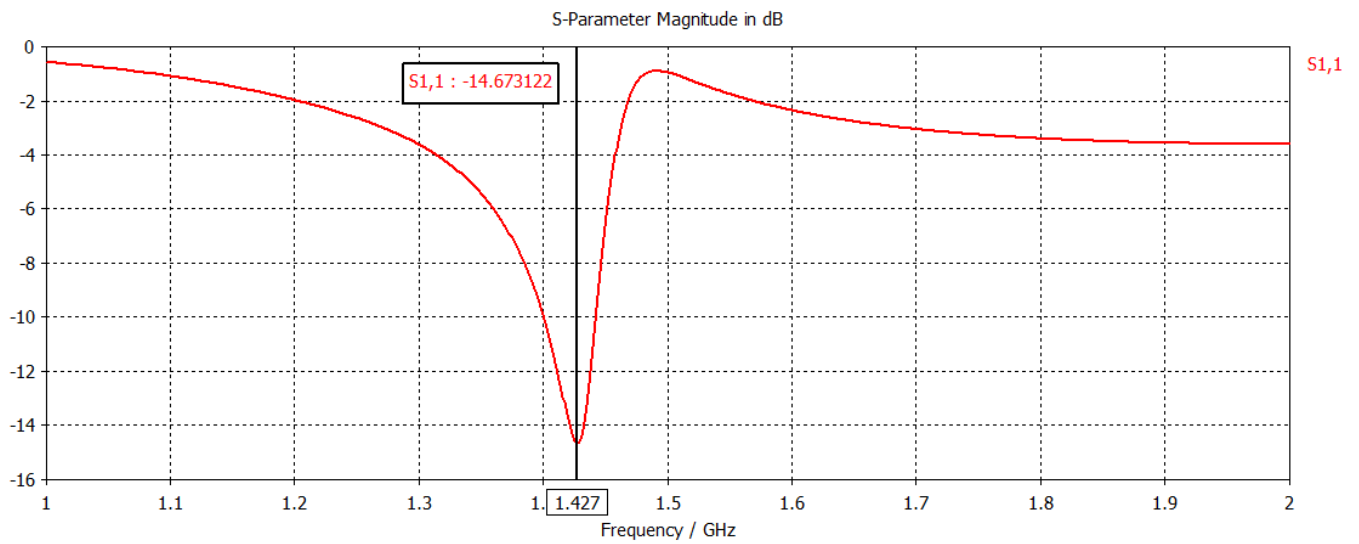
Posteriormente, para lograr que la frecuencia de resonancia de la antena sea la frecuencia de interés (1.42 GHz) escalamos las dimensiones de la antena (Ancho de microcinta, longitudes y separaciones de los elementos) por un factor de 0.9125. Este nuevo diseño de antena se presenta en la figura **6-5** y sus parámetros en la tabla **6-2**. Para esta antena se obtiene un Coeficiente de Reflexión de entrada ( $S_{11}$ ) de -14.67 dB y una ganancia realizada de 11.65 dB. Además, se tiene un *Front-to-Back Ratio* de 5.624 dB. Los resultados correspondientes para este diseño se muestran en las figuras **6-6** a **6-8**.

**Tabla 6-2.:** Dimensiones para Antena tipo Yagi-Uda Escalada.

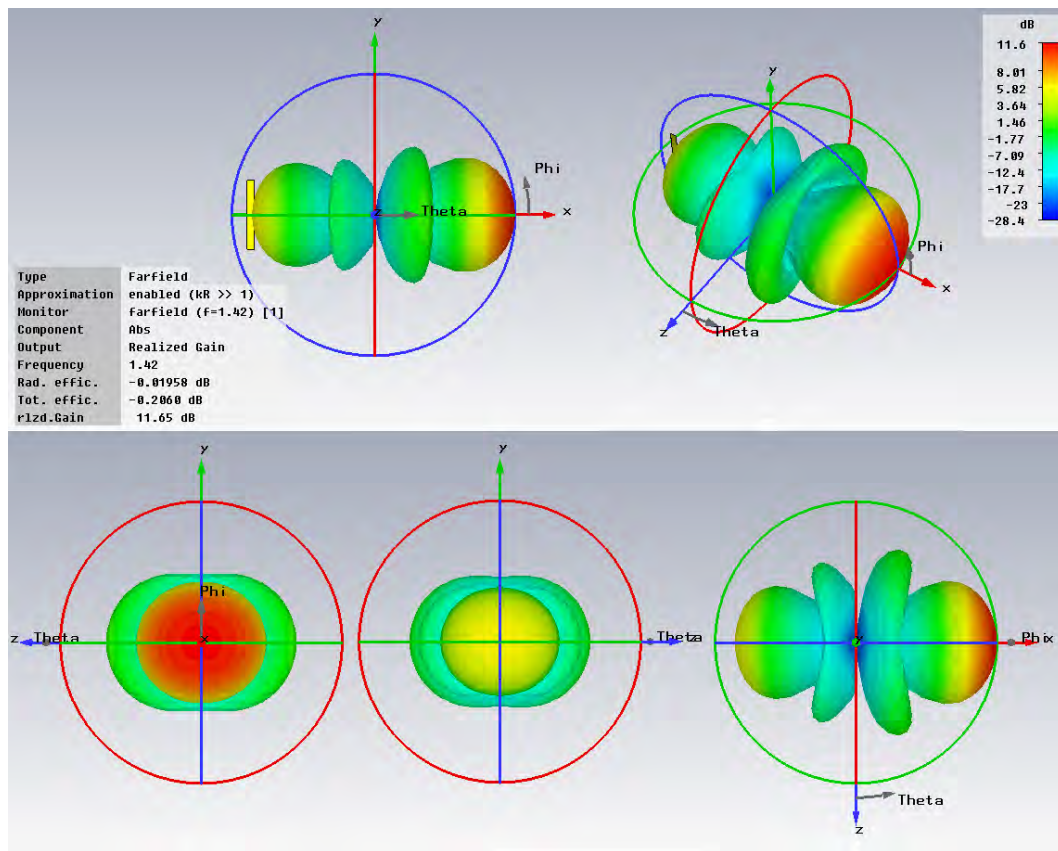
Longitud de Onda	$\lambda$ [mm]	211.1
Factor de Escalado	X	0.9125
Longitud de Reflector	R [mm]	$0.472 \lambda * X = 90.92077$
Longitud de Elemento Energizado	E [mm]	$0.452 \lambda * X = 87.06819$
Longitud de Director 1	D1 [mm]	$0.436 \lambda * X = 83.98614$
Longitud de Director 2	D2 [mm]	$0.430 \lambda * X = 82.83036$
Longitud de Director 3	D3 [mm]	$0.434 \lambda * X = 83.60088$
Longitud de Director 4	D4 [mm]	$0.430 \lambda * X = 82.83036$
Separación entre:		
Elemento Energizado y Reflector	$s_{21}$ [mm]	$0.25\lambda * X = 48.15719$
Elemento Energizado y Director 1	$s_{32}$ [mm]	$0.289\lambda * X = 55.66971$
Directores 1 y 2	$s_{43}$ [mm]	$0.406\lambda * X = 78.20727$
Directores 2 y 3	$s_{54}$ [mm]	$0.323\lambda * X = 62.21909$
Directores 3 y 4	$s_{65}$ [mm]	$0.422\lambda * X = 81.28933$
Ancho de Microcinta	$W_{strip}$ [mm]	$10 * X = 9.125$
Gap entre Elemento Energizado	g [mm]	2
Espesor de Metal	t [mm]	0.05



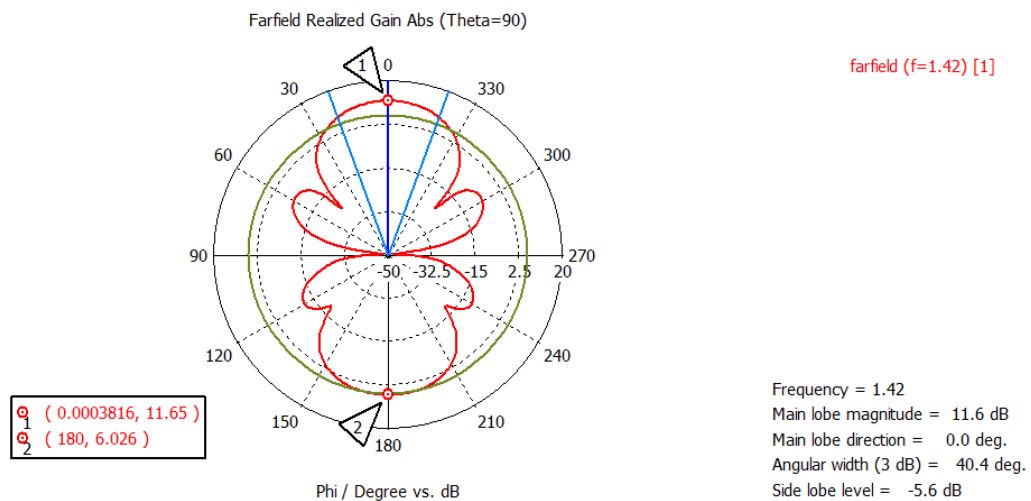
**Figura 6-5.:** Antena tipo Yagi-Uda Escalada. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



**Figura 6-6.:** Coeficiente de Reflexión de Entrada ( $S_{11}$ ) para la Antena tipo Yagi-Uda Escalada. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



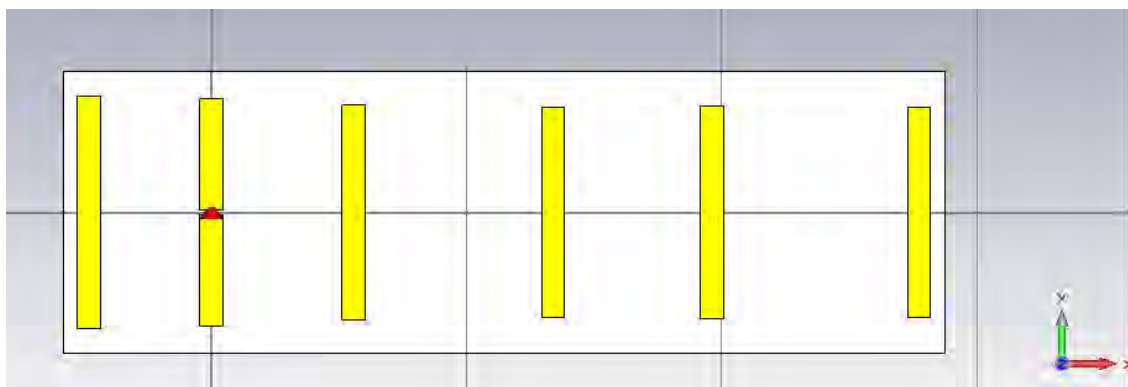
**Figura 6-7.:** Farfield para la Antena tipo Yagi-Uda Escalada. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



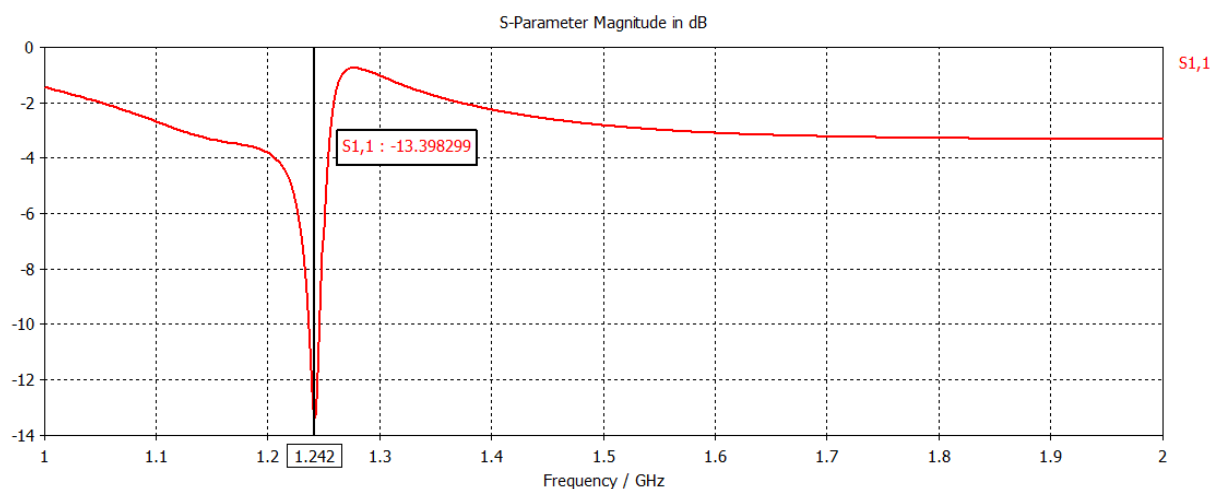
**Figura 6-8.:** Farfield para la Antena tipo Yagi-Uda Escalada. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)

### 6.2.2. Traslado a Sustrato y Nuevo Escalamiento de Antena

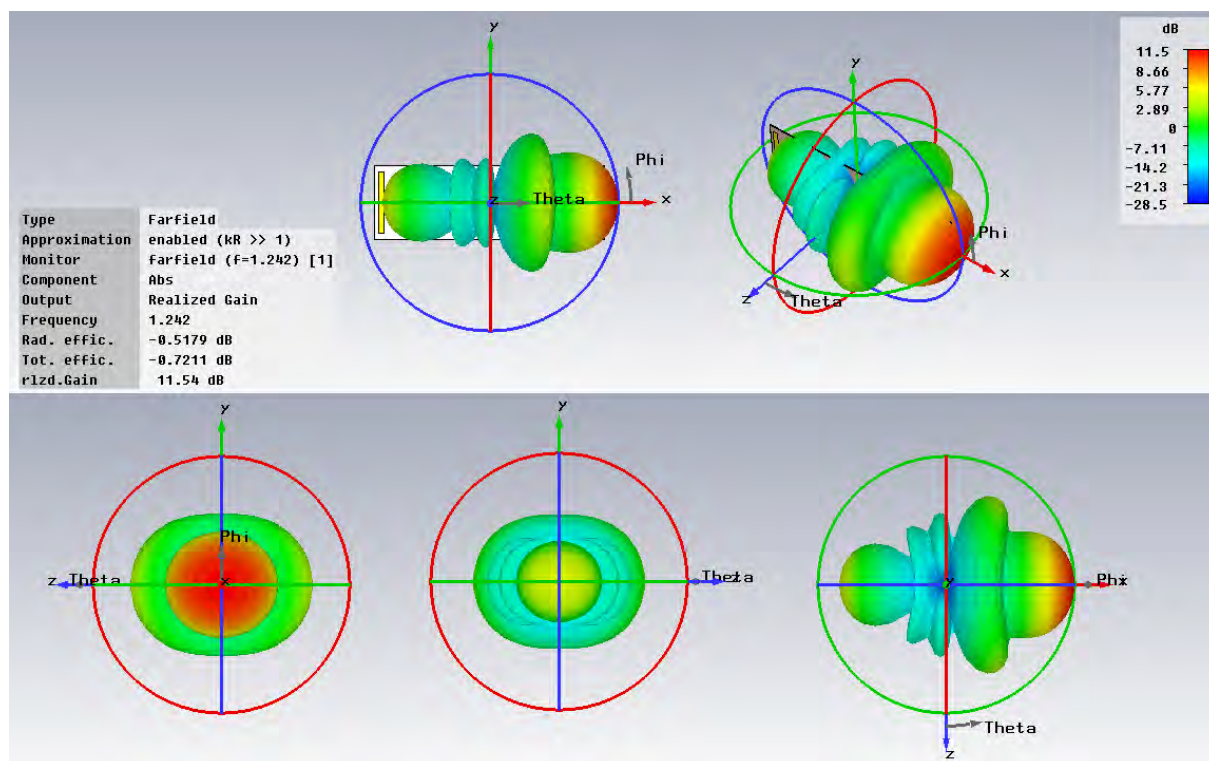
Luego, la antena escalada en aire es trasladada a una lámina de sustrato FR-4, con un espesor estándar de  $h=1.6$  mm. Vemos que su coeficiente de reflexión es de  $-13.398$  dB sobre una frecuencia de  $1.242$  GHz, una ganancia realizada de  $11.54$  dB y un Front-to-Back Ratio de  $6.662$ . Además, tiene una impedancia relativamente baja, con parte real de  $34.52 \Omega$  y parte imaginaria de  $9.557 \Omega$ . Esta antena, con sus resultados correspondientes se muestran en las figuras 6-9 a 6-15.



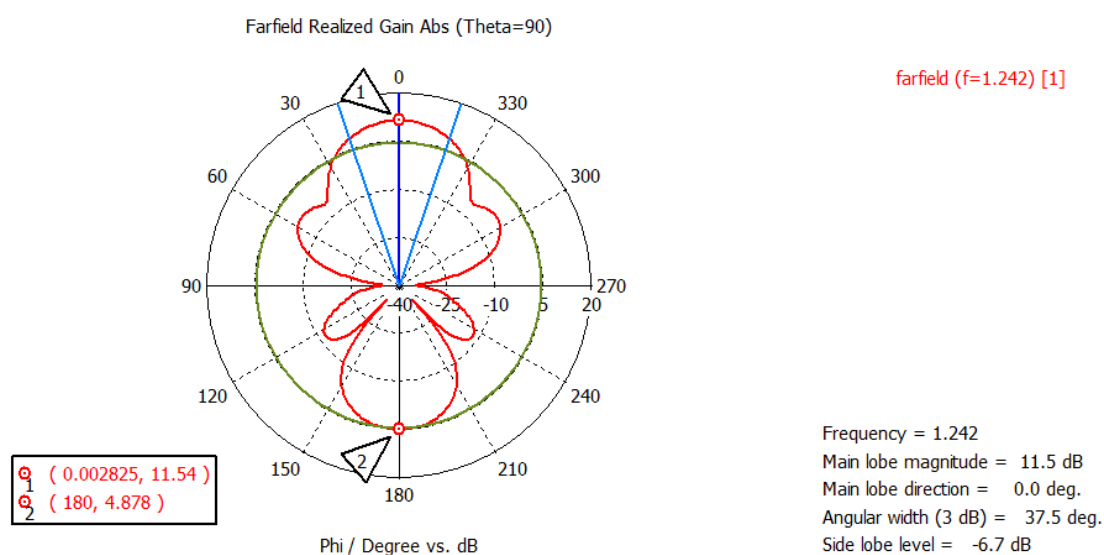
**Figura 6-9.:** Antena tipo Yagi-Uda sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



**Figura 6-10.:** Coeficiente de Reflexión para Antena tipo Yagi-Uda sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)

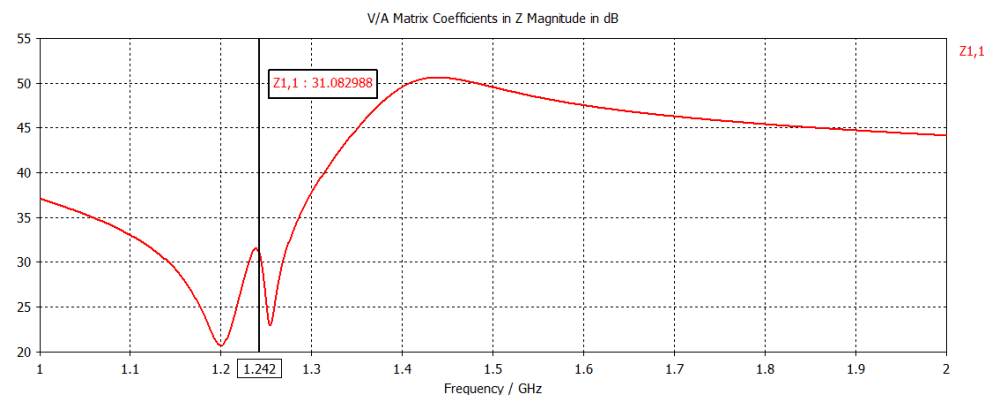


**Figura 6-11.:** Farfield para Antena tipo Yagi-Uda sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)

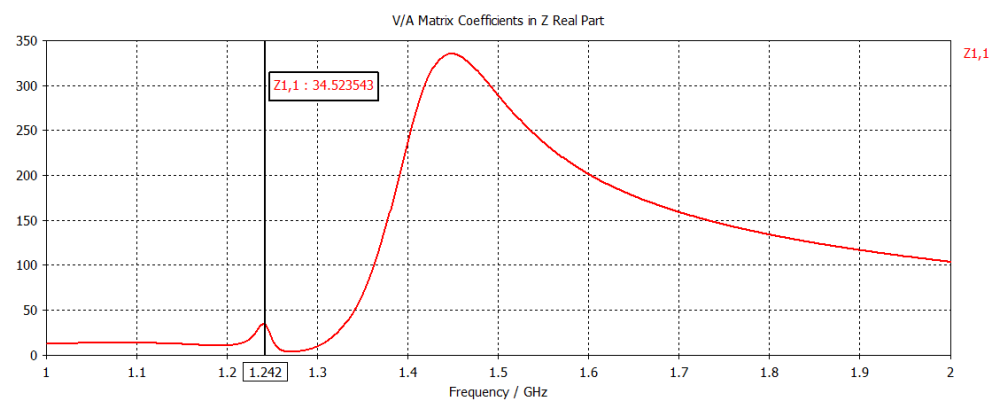


**Figura 6-12.:** Farfield para Antena tipo Yagi-Uda sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)

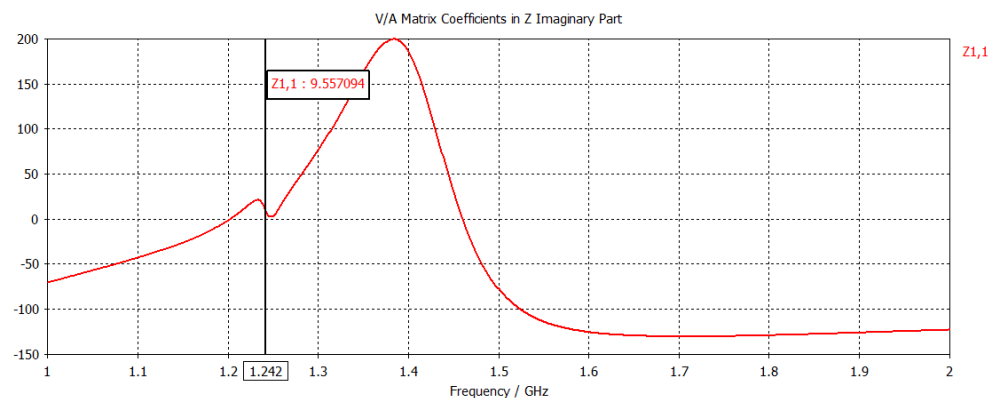




**Figura 6-13.:** Magnitud de Z para Antena tipo Yagi-Uda sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



**Figura 6-14.:** Parte Real de Z para Antena tipo Yagi-Uda sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



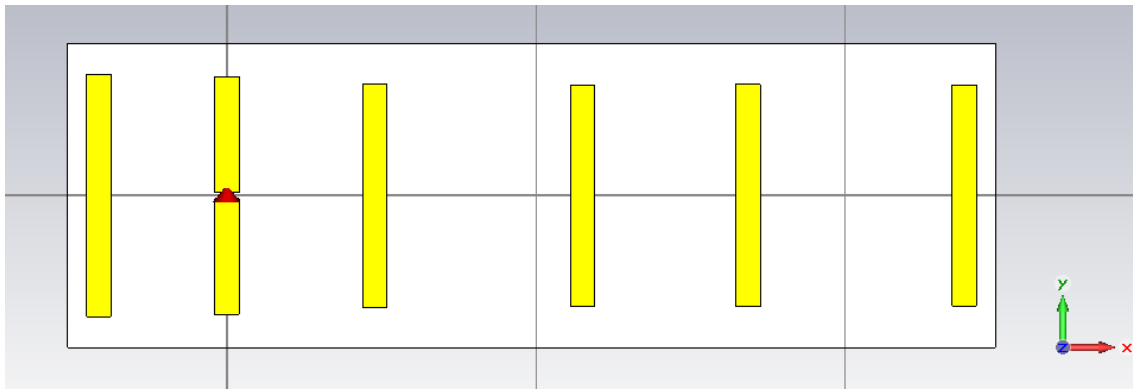
**Figura 6-15.:** Parte Imaginaria de Z para Antena tipo Yagi-Uda sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



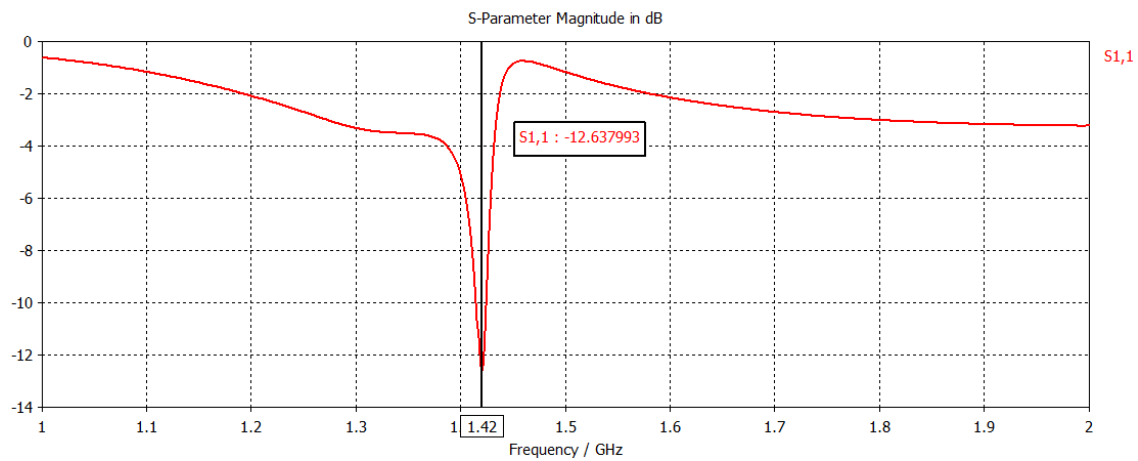
Luego de agregarse el sustrato, para tener nuevamente la resonancia sobre 1.42GHz que es nuestra frecuencia de interés, la antena es escalada por segunda vez, esta vez por un factor de 0.86. Este nuevo diseño de antena se presenta en la figura **6-16** y sus parámetros en la tabla **6-3**. Para esta antena se obtiene un Coeficiente de Reflexión de entrada ( $S_{11}$ ) de -12.6379 dB y una ganancia realizada de 11.16 dB. Además, se tiene un *Front-to-Back Ratio* de 6.537 dB, una impedancia, con parte real de  $33.48 \Omega$  y parte imaginaria de  $10.6388 \Omega$ . Los resultados correspondientes para este diseño se muestran en las figuras **6-17** a **6-22**.

**Tabla 6-3.:** Dimensiones para Antena tipo Yagi-Uda Escalada sobre sustrato FR-4.

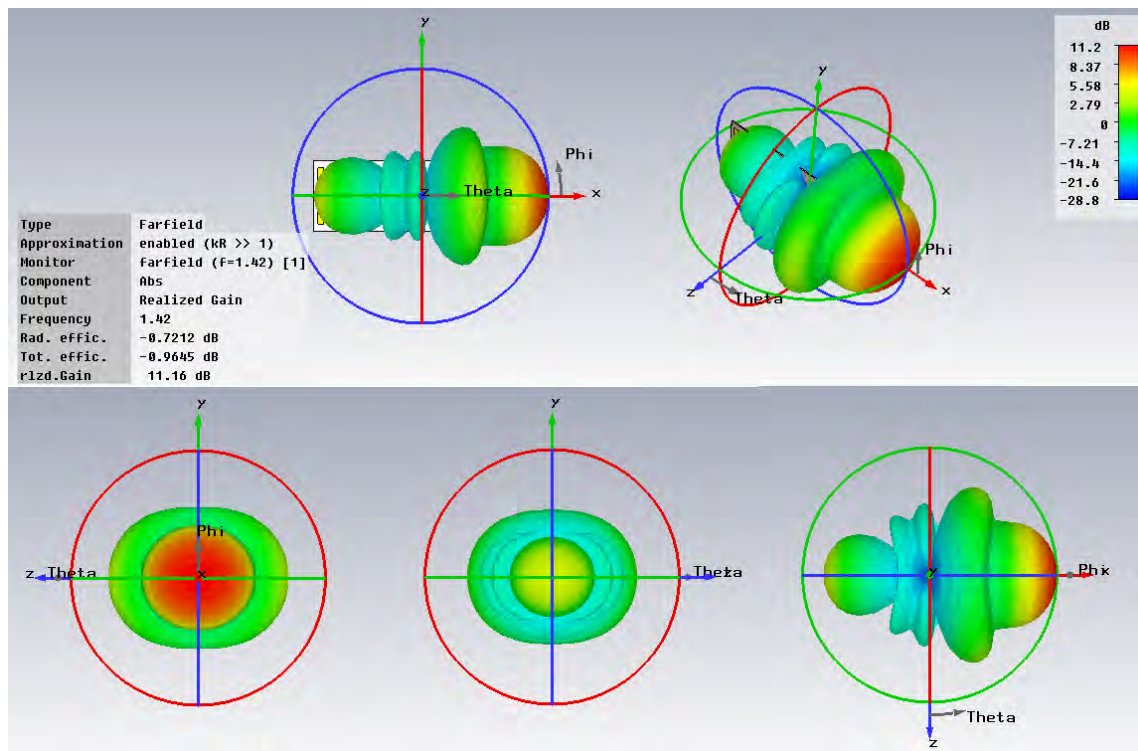
Longitud de Onda	$\lambda$ [mm]	211.1
Factor de Escalado	X	0.9125
Segundo Factor de Escalado	Y	0.86
Longitud de Reflector	R [mm]	$0.472 \lambda * X * Y = 78.19186$
Longitud de Elemento Energizado	E [mm]	$0.452 \lambda * X * Y = 74.87865$
Longitud de Director 1	D1 [mm]	$0.436 \lambda * X * Y = 72.22808$
Longitud de Director 2	D2 [mm]	$0.430 \lambda * X * Y = 71.23411$
Longitud de Director 3	D3 [mm]	$0.434 \lambda * X * Y = 71.89675$
Longitud de Director 4	D4 [mm]	$0.430 \lambda * X * Y = 67.71382$
Separación entre:		
Elemento Energizado y Reflector	$s_{21}$ [mm]	$0.25\lambda * X * Y =$
Elemento Energizado y Director 1	$s_{32}$ [mm]	$0.289\lambda * X * Y =$
Directores 1 y 2	$s_{43}$ [mm]	$0.406\lambda * X * Y =$
Directores 2 y 3	$s_{54}$ [mm]	$0.323\lambda * X * Y =$
Directores 3 y 4	$s_{65}$ [mm]	$0.422\lambda * X * Y =$
Ancho de Microcinta	$W_{strip}$ [mm]	$10 * X * Y = 7.8475$
Gap entre Elemento Energizado	g [mm]	2
Espesor de Metal	t [mm]	0.05



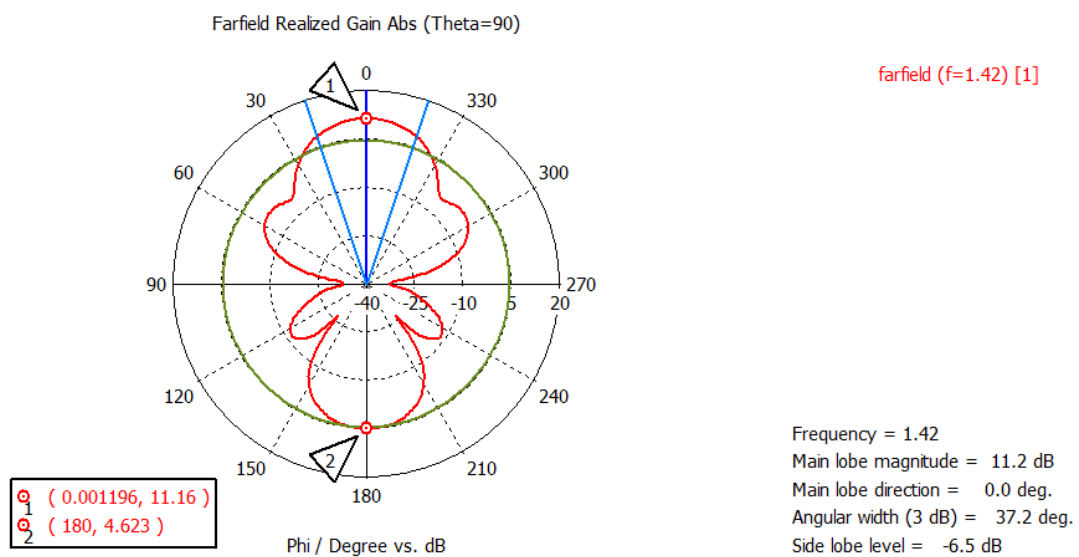
**Figura 6-16.:** Antena tipo Yagi-Uda escalada sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



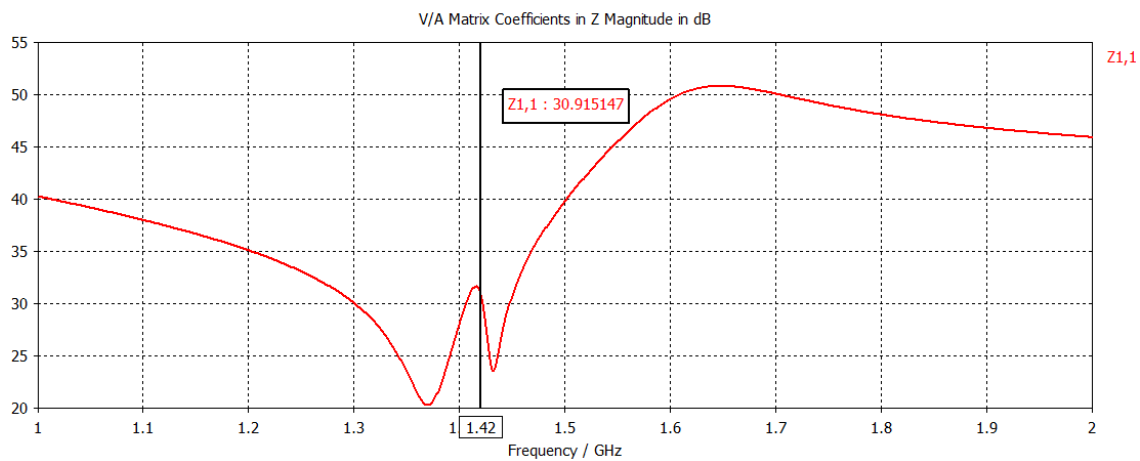
**Figura 6-17.:** Coeficiente de Reflexión para Antena tipo Yagi-Uda escalada sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



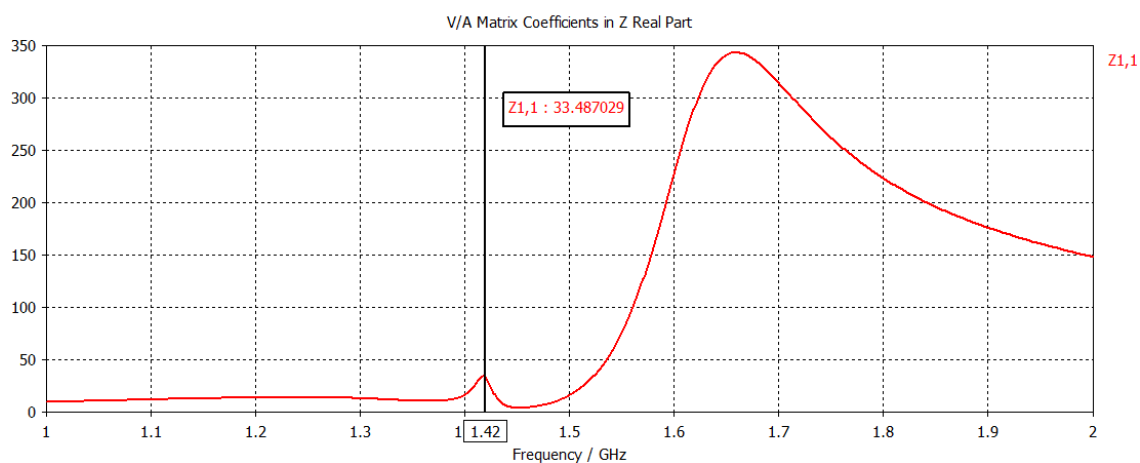
**Figura 6-18.:** Farfield para Antena tipo Yagi-Uda escalada sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



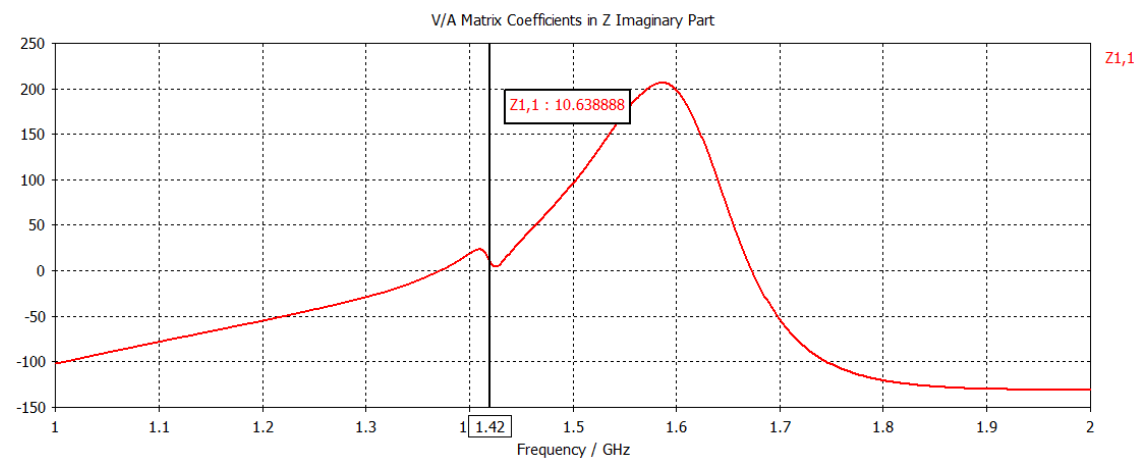
**Figura 6-19.:** Farfield para Antena tipo Yagi-Uda escalada sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



**Figura 6-20.:** Magnitud de Z para Antena tipo Yagi-Uda escalada sobre sustrato FR-4.  
(Simulación realizada en CST Microwave Studio)



**Figura 6-21.:** Parte Real de Z para Antena tipo Yagi-Uda escalada sobre sustrato FR-4.  
(Simulación realizada en CST Microwave Studio)



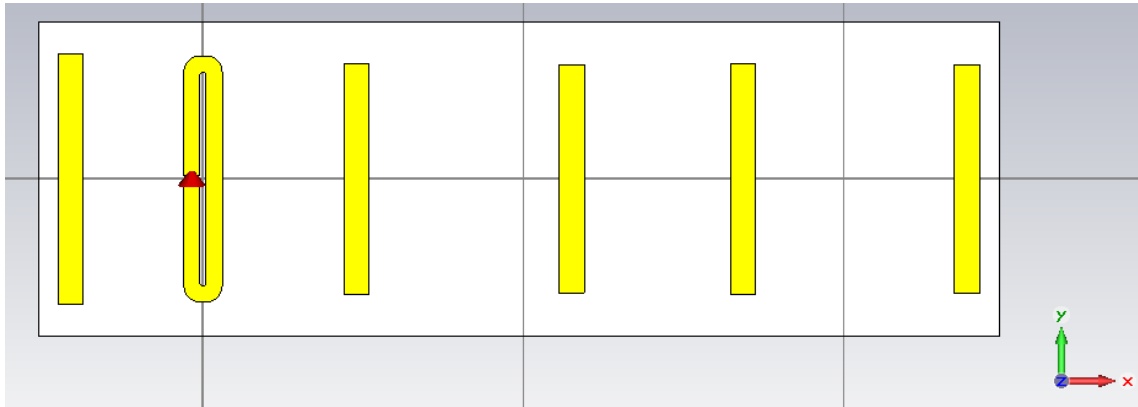
**Figura 6-22.:** Parte Imaginaria de Z para Antena tipo Yagi-Uda escalada sobre sustrato FR-4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)

### 6.2.3. Modificación de Elemento Energizado: Dipolo Doblado

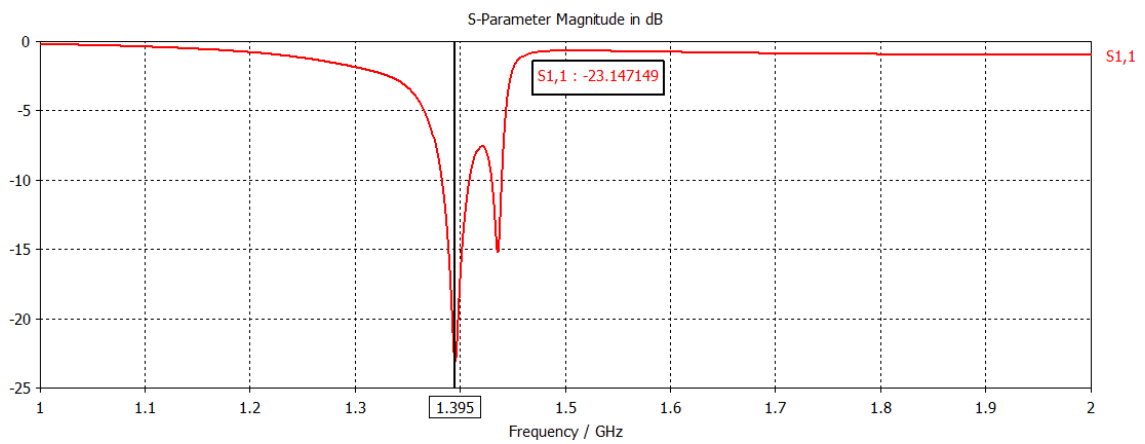
Con el fin de mejorar la impedancia de la antena, se cambia la topología de elemento energizado de un dipolo regular a un dipolo doblado con el fin de mejorar la impedancia de entrada de la antena al cuadruplicar la impedancia del elemento energizado. Este dipolo tiene un ancho de cinta de 5mm. Se presenta en esta antena un coeficiente de reflexión de entrada de -23.147 dB sobre una frecuencia de 1.395 GHz, con una ganancia de 11.16 dB y un Front-to-back Ratio de 6.256. También podemos ver que la impedancia aumenta en su parte real a un valor de  $43.78 \Omega$ , mientras que la parte imaginaria es de  $2.003 \Omega$ . Esta antena se muestra en la figura 6-23, sus parámetros en la tabla 6-4, y los resultados correspondientes en las figuras 6-24 a 6-26.

**Tabla 6-4.:** Dimensiones para Antena tipo Yagi-Uda con Dipolo doblado sobre sustrato FR-4.

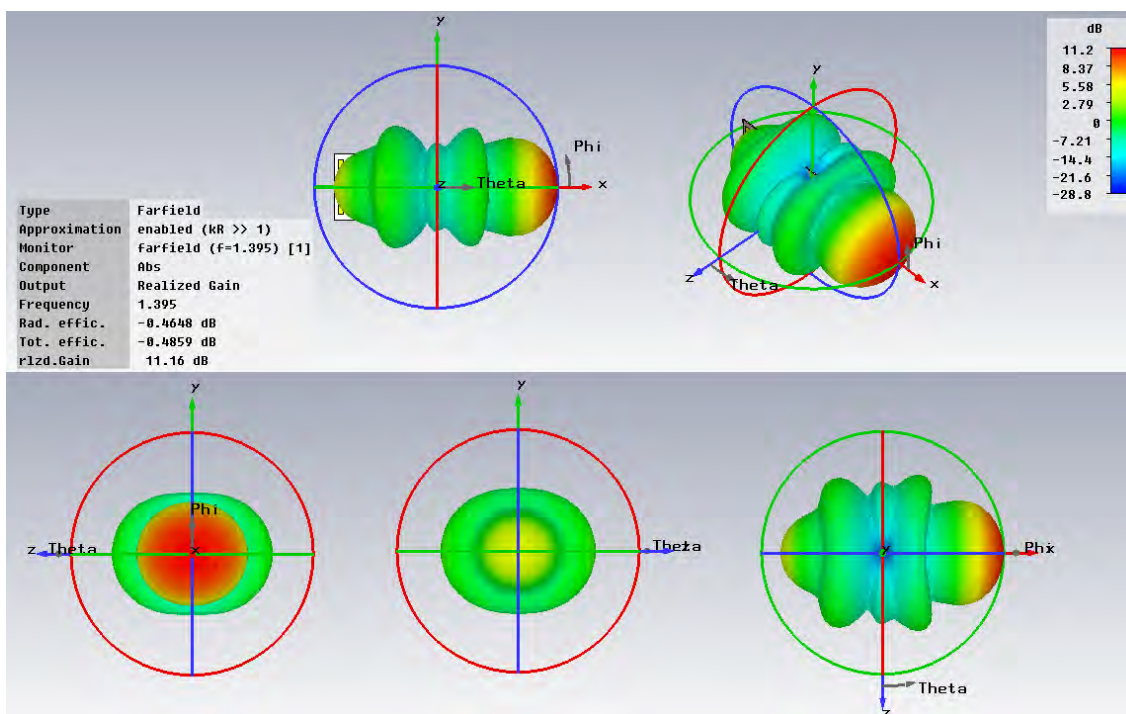
Longitud de Onda	$\lambda$ [mm]	211.1
Factor de Escalado	X	0.9125
Segundo Factor de Escalado	Y	0.86
Longitud de Reflector	R [mm]	$0.472 \lambda * X * Y = 78.19186$
Longitud de Elemento Energizado	E [mm]	$0.452 \lambda * X * Y = 74.87865$
Longitud de Director 1	D1 [mm]	$0.436 \lambda * X * Y = 72.22808$
Longitud de Director 2	D2 [mm]	$0.430 \lambda * X * Y = 71.23411$
Longitud de Director 3	D3 [mm]	$0.434 \lambda * X * Y = 71.89675$
Longitud de Director 4	D4 [mm]	$0.430 \lambda * X * Y = 71.23411$
Separación entre:		
Elemento Energizado y Reflector	$s_{21}$ [mm]	$0.25\lambda * X * Y = 41.41518$
Elemento Energizado y Director 1	$s_{32}$ [mm]	$0.289\lambda * X * Y = 47.87594$
Directores 1 y 2	$s_{43}$ [mm]	$0.406\lambda * X * Y = 67.25825$
Directores 2 y 3	$s_{54}$ [mm]	$0.323\lambda * X * Y = 53.50841$
Directores 3 y 4	$s_{65}$ [mm]	$0.422\lambda * X * Y = 69.90883$
Ancho de Microcinta	$W_{strip}$ [mm]	$10 * X * Y = 7.8475$
Ancho de Dipolo	$W_{dip}$ [mm]	5
Gap entre Elemento Energizado	g [mm]	2
Separación entre Elemento de Dipolo	g2 [mm]	2
Espesor de Metal	t [mm]	0.05



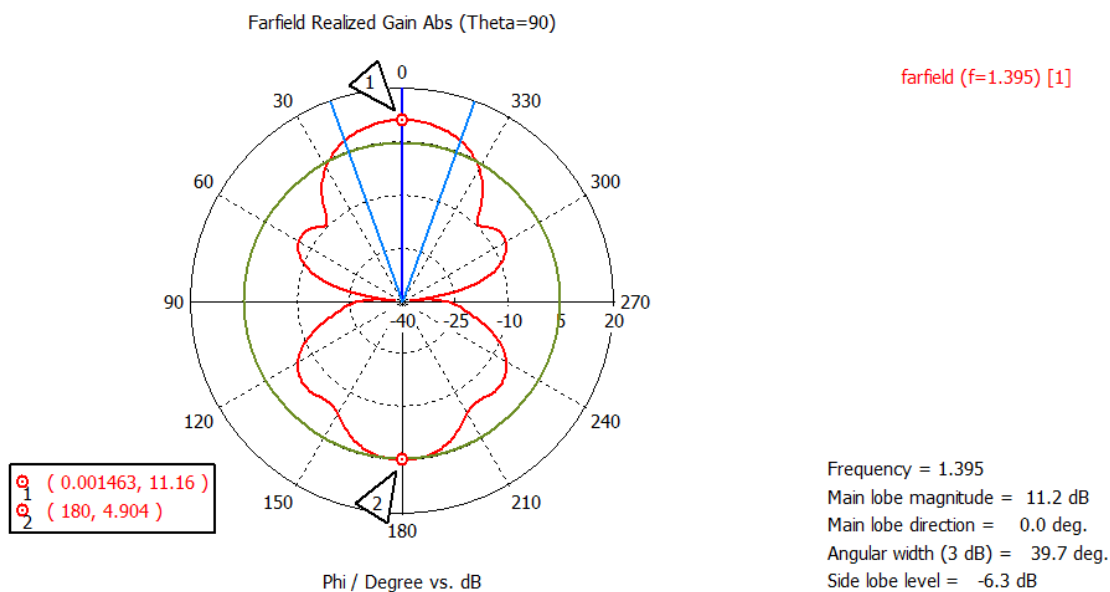
**Figura 6-23.:** Antena tipo Yagi-Uda con dipolo doblado. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



**Figura 6-24.:** Coeficiente de Reflexión para Antena tipo Yagi-Uda con dipolo doblado. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



**Figura 6-25.:** Farfield para Antena tipo Yagi-Uda con dipolo doblado. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



**Figura 6-26.:** Farfield para Antena tipo Yagi-Uda con dipolo doblado. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)

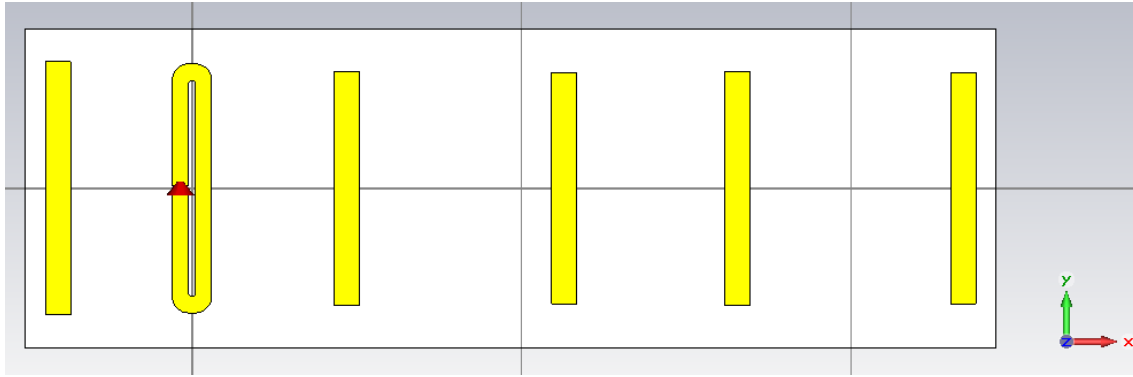


### Nuevo Escalamiento de diseño con Dipolo Doblado

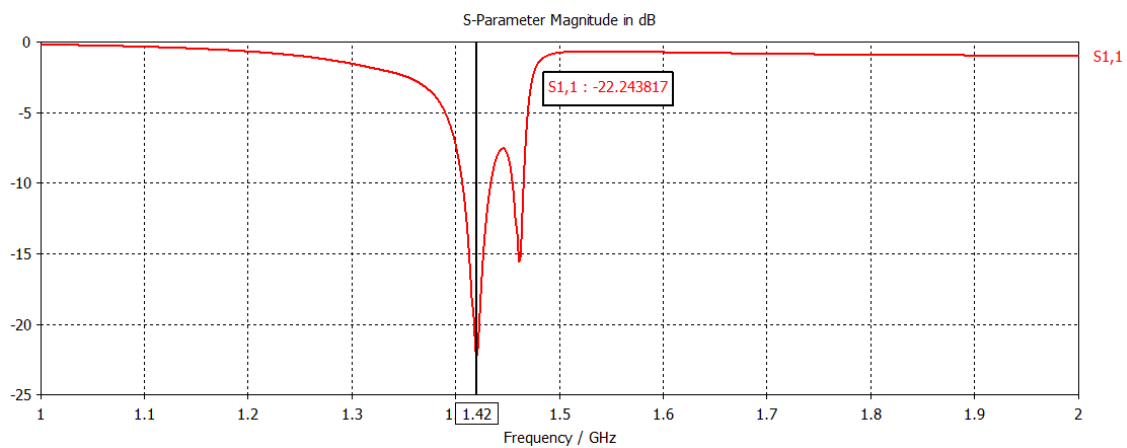
Para tener nuevamente una resonancia sobre la frecuencia de interés de 1.42 GHz, cambiamos el factor de escalamiento de 0.86 a 0.843. Se logra un coeficiente de reflexión de -22.24 dB sobre 1.42 GHz, con una ganancia realizada de 11.14 dB, un Front-to-Back ratio de 6.331, y una impedancia con parte real de  $43.407 \Omega$  y una parte imaginaria es de  $2.937 \Omega$ . Esta antena se muestra en la figura 6-27, sus parámetros en la tabla 6-5, y los resultados correspondientes en las figuras 6-28 a 6-34.

**Tabla 6-5.:** Dimensiones para Antena tipo Yagi-Uda re-escalada con Dipolo doblado sobre sustrato FR-4.

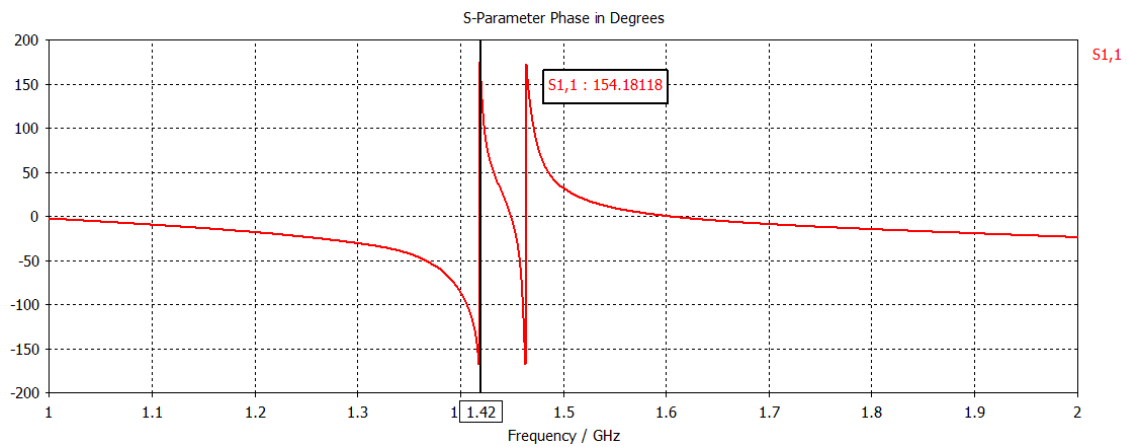
Longitud de Onda	$\lambda$ [mm]	211.1
Factor de Escalado	X	0.9125
Segundo Factor de Escalado	Y	0.843
Longitud de Reflector	R [mm]	$0.472 \lambda * X * Y = 76.64621$
Longitud de Elemento Energizado	E [mm]	$0.452 \lambda * X * Y = 73.39849$
Longitud de Director 1	D1 [mm]	$0.436 \lambda * X * Y = 70.80031$
Longitud de Director 2	D2 [mm]	$0.430 \lambda * X * Y = 69.82599$
Longitud de Director 3	D3 [mm]	$0.434 \lambda * X * Y = 70.47554$
Longitud de Director 4	D4 [mm]	$0.430 \lambda * X * Y = 69.82599$
Separación entre:		
Elemento Energizado y Reflector	$s_{21}$ [mm]	$0.25\lambda * X * Y = 40.59651$
Elemento Energizado y Director 1	$s_{32}$ [mm]	$0.289\lambda * X * Y = 46.92956$
Directores 1 y 2	$s_{43}$ [mm]	$0.406\lambda * X * Y = 65.92873$
Directores 2 y 3	$s_{54}$ [mm]	$0.323\lambda * X * Y = 52.45069$
Directores 3 y 4	$s_{65}$ [mm]	$0.422\lambda * X * Y = 68.52691$
Ancho de Microcinta	$W_{strip}$ [mm]	$10 * X * Y = 7.69238$
Ancho de Dipolo	$W_{dip}$ [mm]	5
Gap entre Elemento Energizado	g [mm]	2
Espesor de Metal	t [mm]	0.05



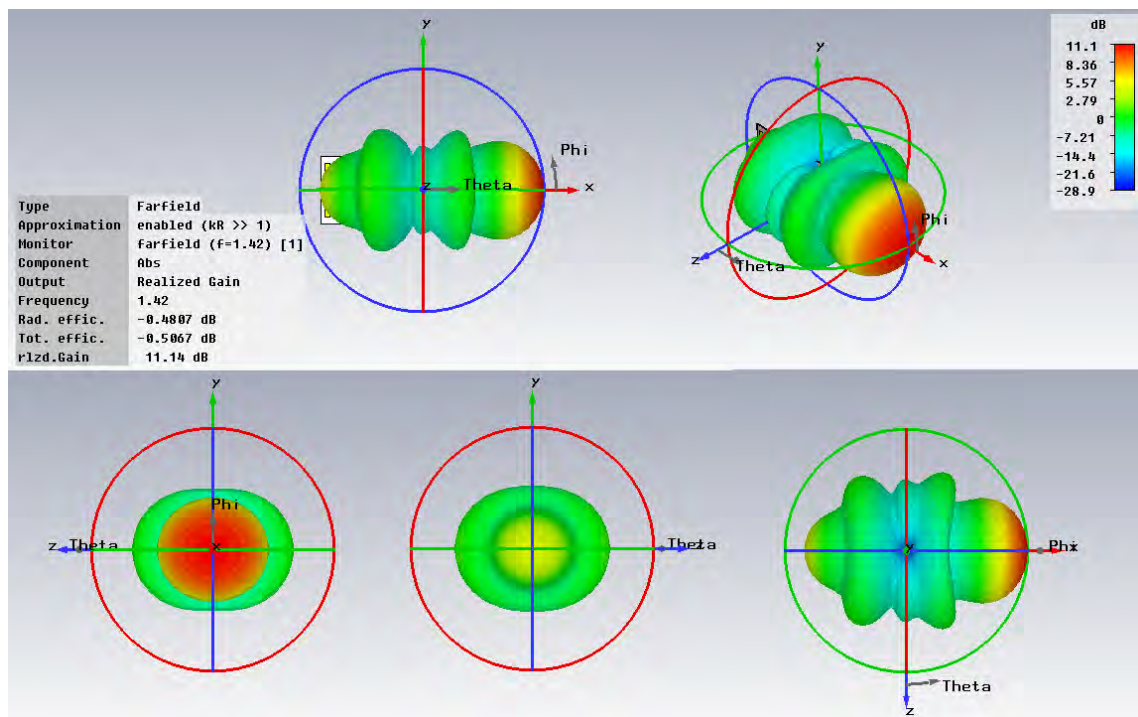
**Figura 6-27.:** Antena tipo Yagi-Uda re-escalada con dipolo doblado. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



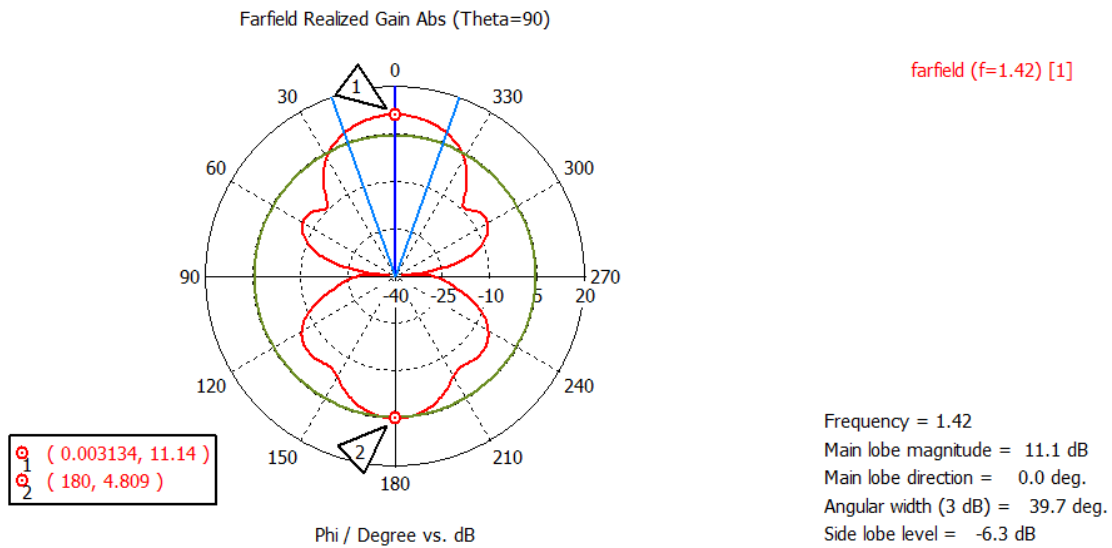
**Figura 6-28.:** Coeficiente de Reflexión para Antena tipo Yagi-Uda re-escalada con dipolo doblado. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



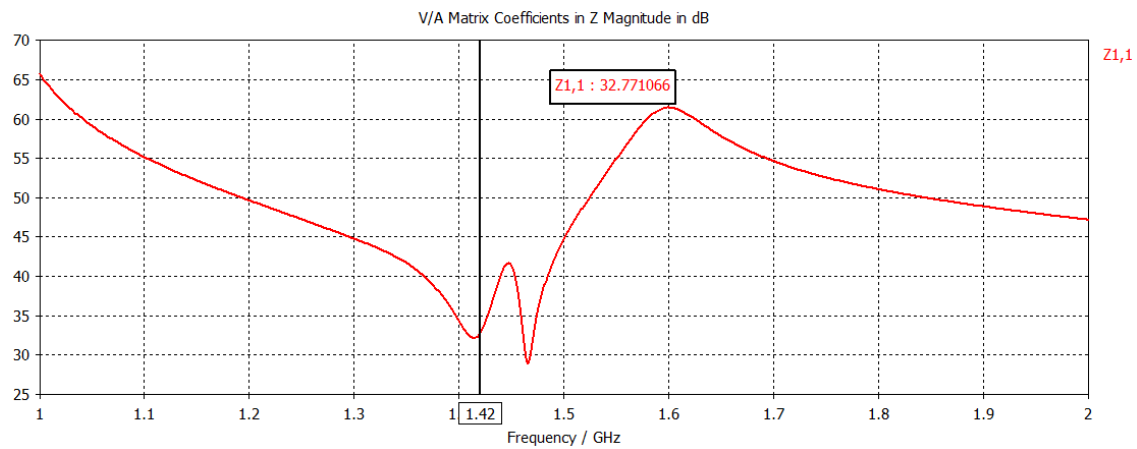
**Figura 6-29.:** Coeficiente de Reflexión para Antena tipo Yagi-Uda re-escalada con dipolo doblado. Componente de Fase. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



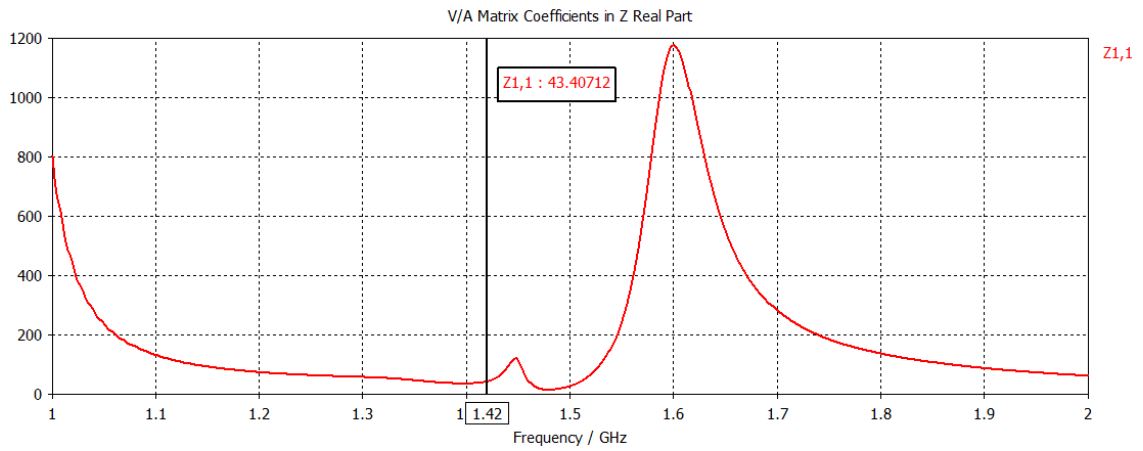
**Figura 6-30.:** Farfield para Antena tipo Yagi-Uda re-escalada con dipolo doblado. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



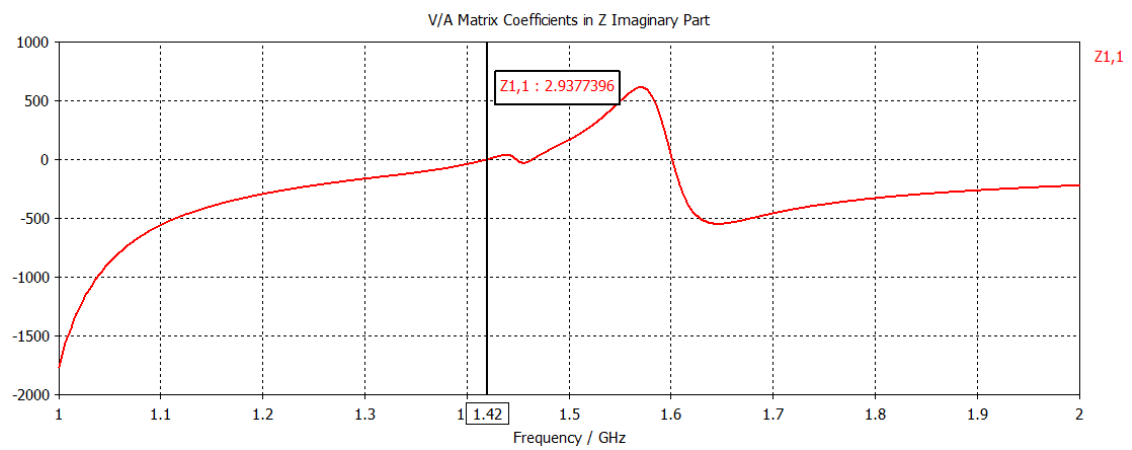
**Figura 6-31.:** Farfield para Antena tipo Yagi-Uda re-escalada con dipolo doblado. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



**Figura 6-32.:** Magnitud de Z para Antena tipo Yagi-Uda re-escalada con dipolo doblado. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



**Figura 6-33.:** Parte Real de Z para Antena tipo Yagi-Uda re-escalada con dipolo doblado. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



**Figura 6-34.:** Parte Imaginaria de Z para Antena tipo Yagi-Uda re-escalada con dipolo doblado. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)

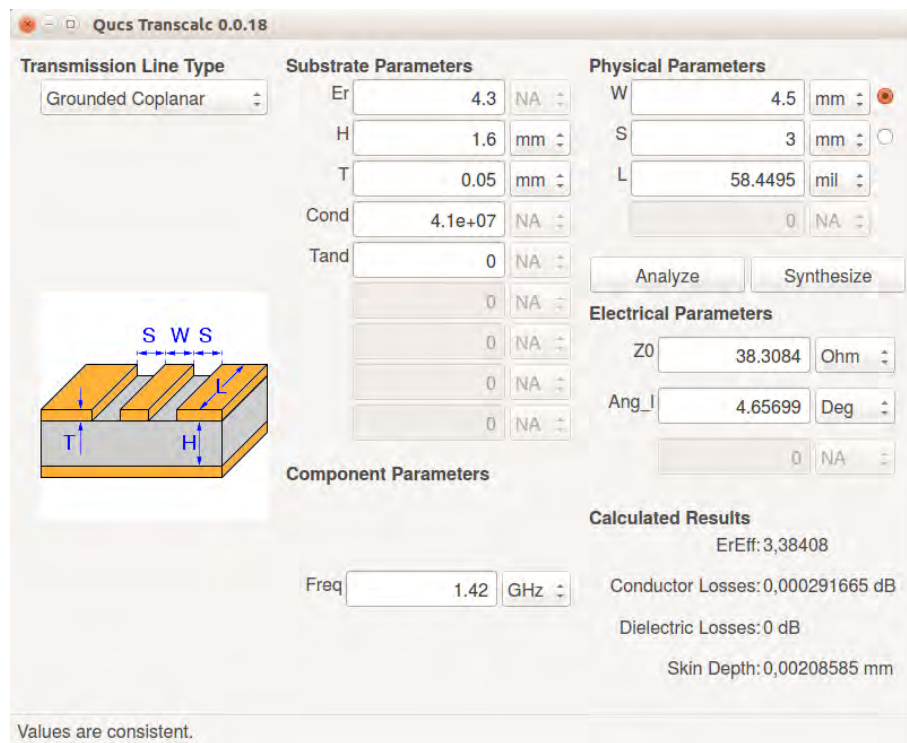
#### 6.2.4. Modificación de Esquema de Alimentación: Guía de Onda Coplanar con Tierra (Grounded Coplanar Waveguide)

A partir del diseño de antena Yagi-Uda con dipolo doblado sobre sustrato FR-4, modificamos el sistema de alimentación de la antena, basandonos en el diseño propuesto por Wallace y Dunbar (Wallace & Dunbar, 2010), con un reflector en la parte inferior de la lámina, una transición a modo de balun y uno de los brazos del dipolo doblado. En la parte superior se tiene una alimentación de tipo Guía de Onda (CPW) con plano de tierra hacia el segundo brazo del dipolo.

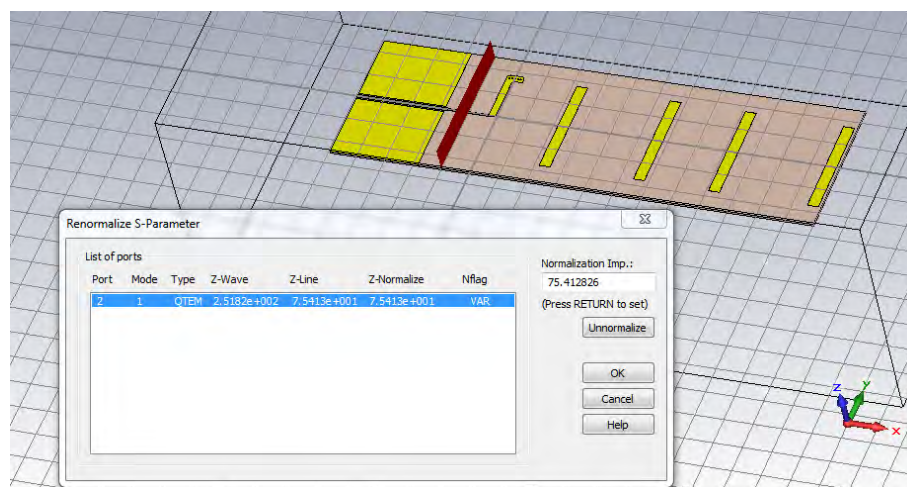
Se desea obtener  $50 \Omega$  como la impedancia característica de entrada de la antena. El dipolo tiene una impedancia de  $117.6 \Omega$ , y se calculan las dimensiones de un par de líneas coplanares (empleando el script de MATLAB "coplanarStripsAnalysis") y de la guía de onda coplanar con tierra, para que, en conjunto, se obtenga la impedancia de entrada de  $50 \Omega$ . Desde las líneas acopladas, se puede ver en la antena una impedancia de entrada de  $75 \Omega$  (Figura 6-36).

El cálculo para la Guía de Onda Coplanar se realiza mediante el software Qucs, como se puede ver en la figura 6-35, para un ancho de línea de 4.5mm, separaciones de 3mm y una longitud de línea de  $\lambda_g/2 = 58.44\text{mm}$ , además de las dimensiones ya conocidas de la lámina de sustrato, tenemos una impedancia de  $38.31 \Omega$ , de modo que se tenga la impedancia de  $50 \Omega$  deseada. La verificación de este cálculo en la simulación realizada se puede ver en la figura 6-37.

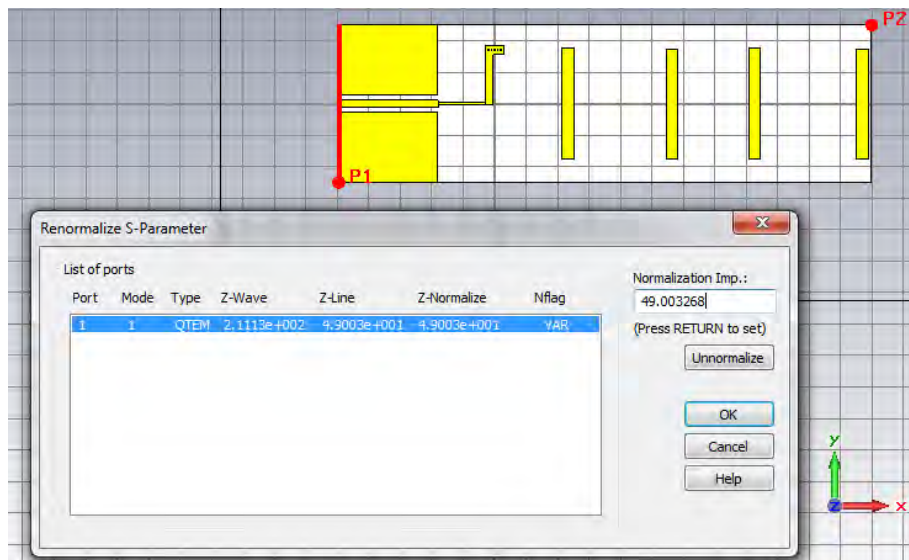
Adicionalmente, para esta modificación, se construye un dipolo de forma asimétrica, con el propósito de realizar unos Via Holes en el doblés, conectando los brazos del dipolo en las capas superior e inferior justo en el punto mínimo de corriente. Esta configuración de antena se puede ver en la figura 6-38. Esta configuración presenta un coeficiente de reflexión de -10.6453 dB sobre una frecuencia de 1.436 GHz, con una ganancia realizada de 9.314 dB, Front-to-Back ratio de 6.849. Los resultados restantes correspondientes a este diseño se pueden ver en las figuras 6-39 a 6-44.



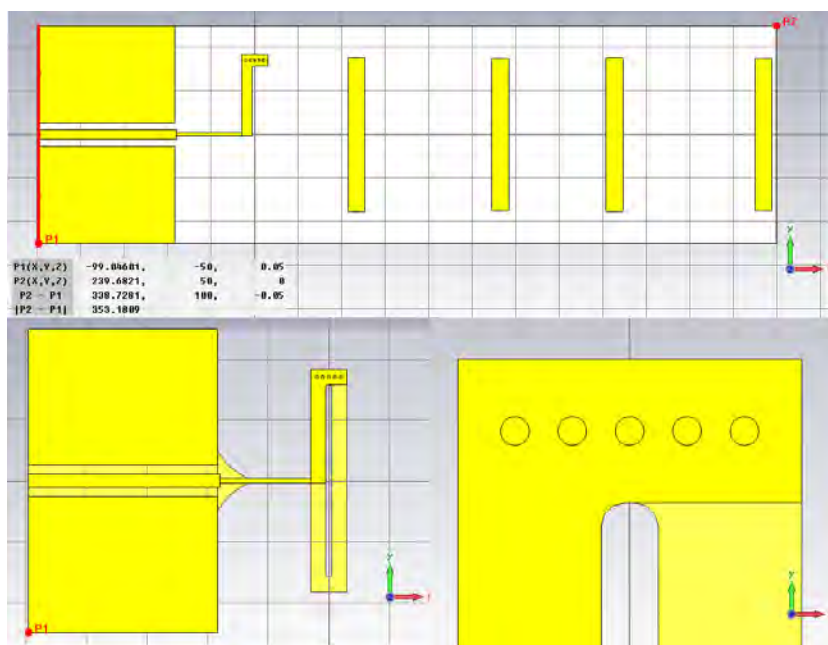
**Figura 6-35.:** Cálculo de impedancia para Guía de Onda coplanar (CPW) con plano de tierra. (Cálculo realizado en QUCS)



**Figura 6-36.:** Impedancia vista desde las líneas Coplanares para Antena con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW). (Simulación realizada en CST Microwave Studio)

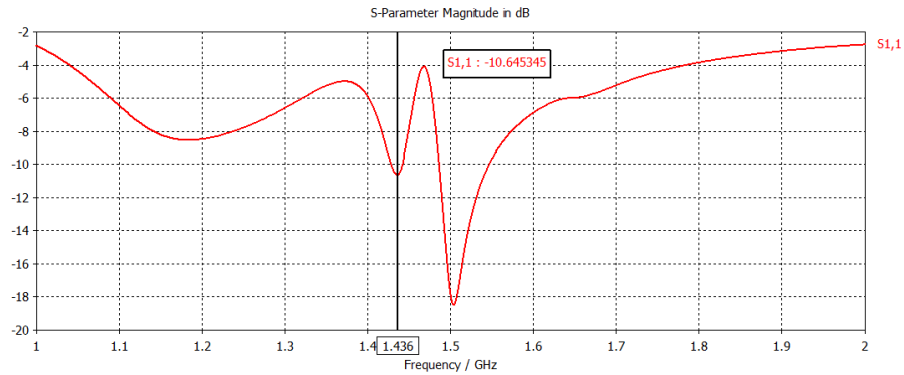


**Figura 6-37.:** Impedancia en el Puerto de entrada para Antena con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio)

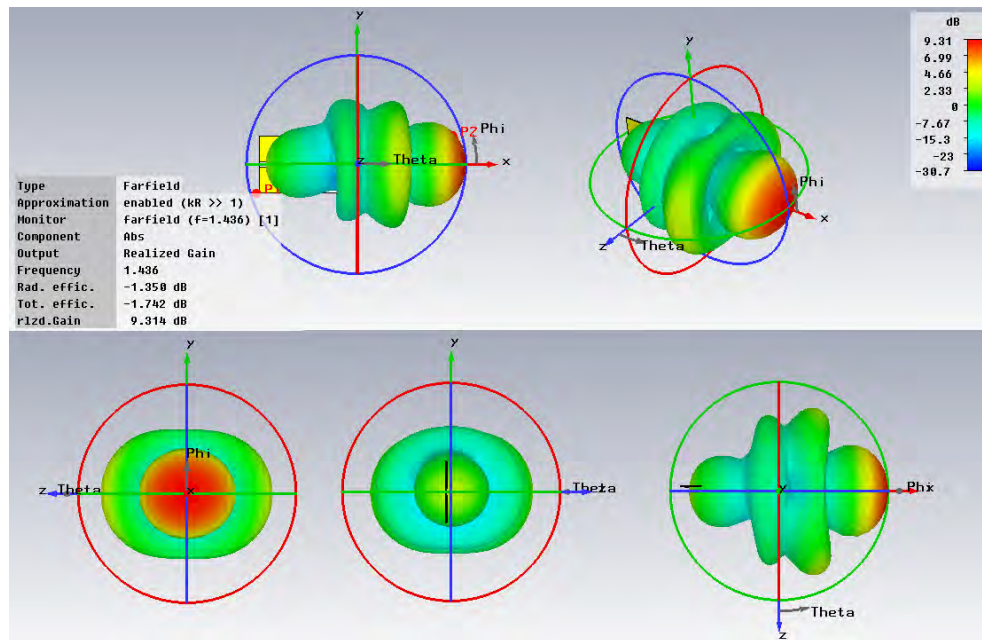


**Figura 6-38.:** Antena con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW). Arriba: Vista superior de Antena; Abajo: Vista Posterior y detalle de Via Holes en brazo de dipolo. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)

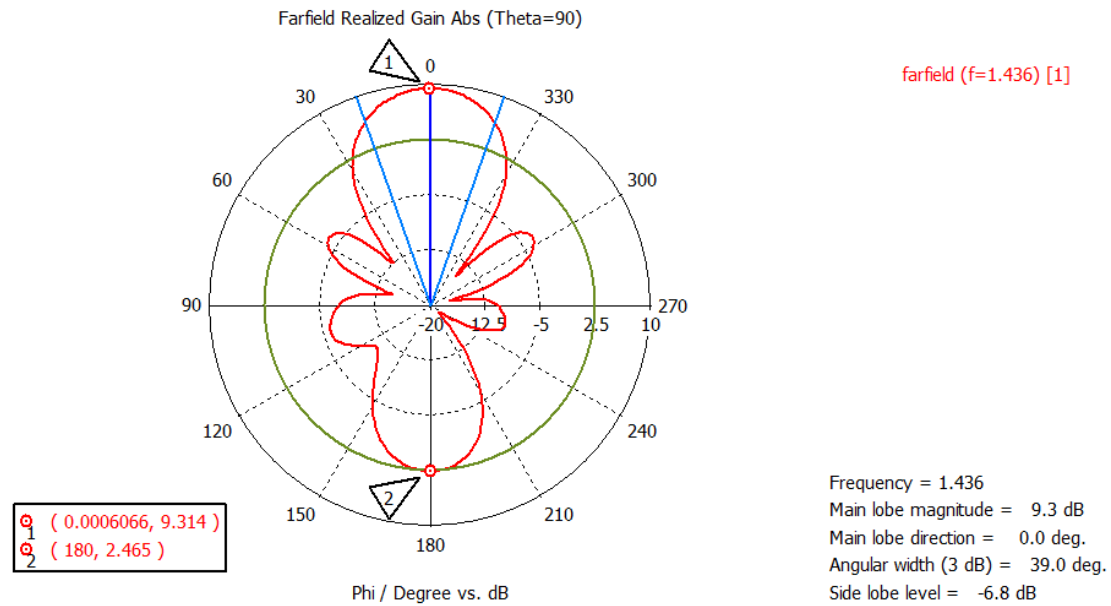




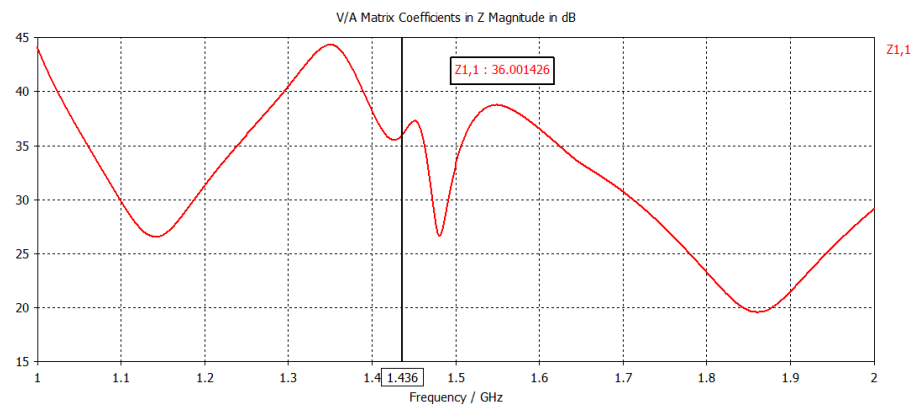
**Figura 6-39.:** Coeficiente de Reflexión de entrada para Antena con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



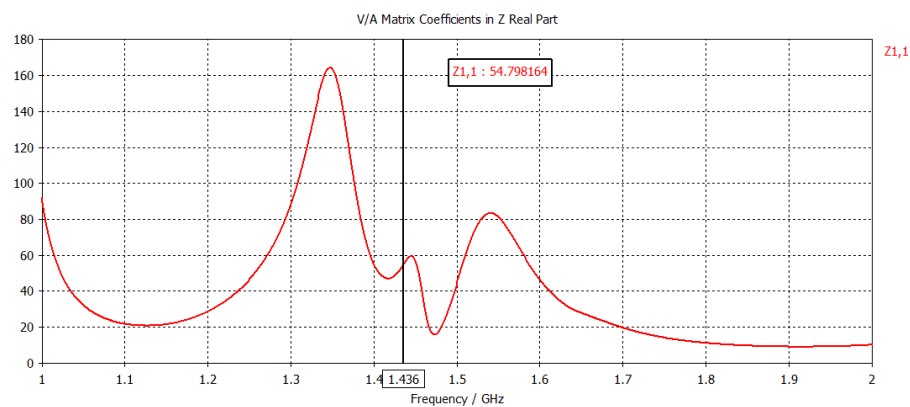
**Figura 6-40.:** Farfield para Antena con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



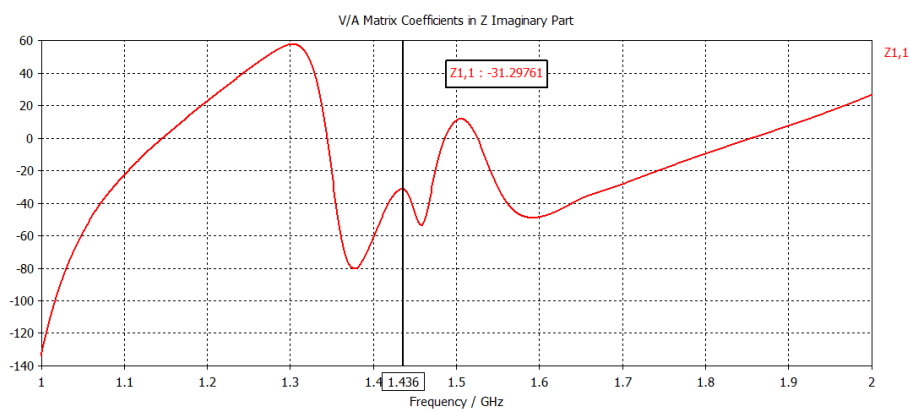
**Figura 6-41.:** Farfield para Antena con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



**Figura 6-42.:** Magnitud de Z para Antena con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



**Figura 6-43.:** Parte real de Z para Antena con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio)

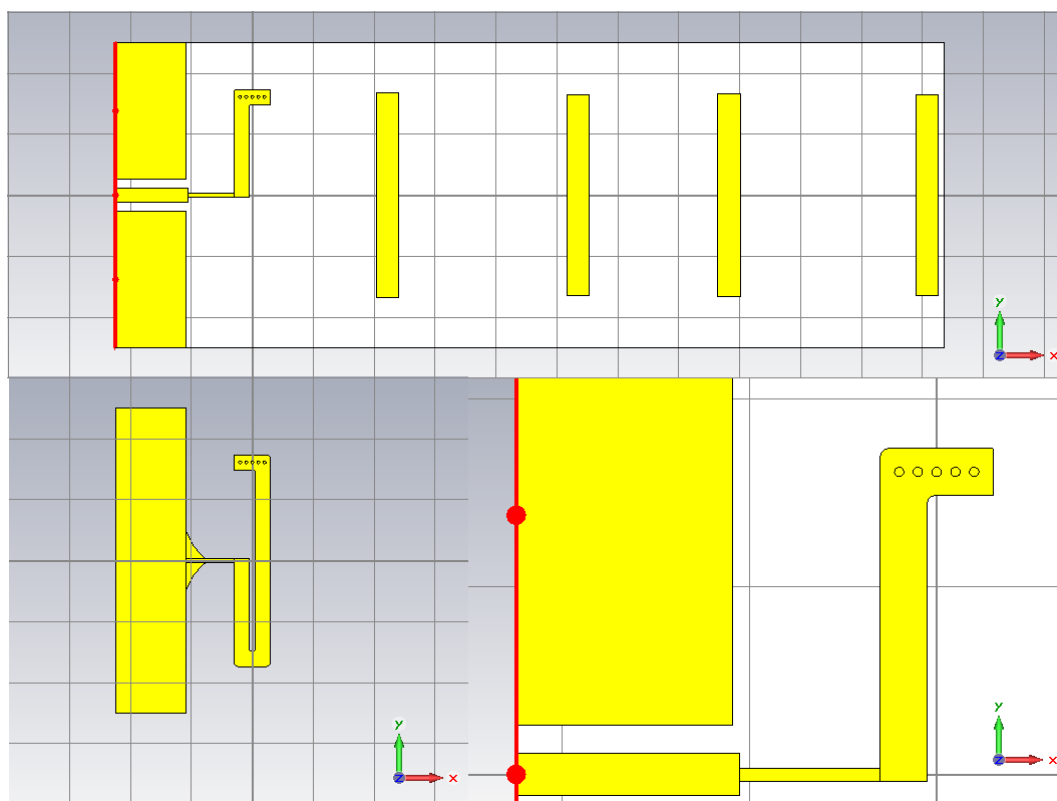


**Figura 6-44.:** Parte imaginaria de Z para Antena con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio)

### 6.2.5. Escalamiento de Antena con Modificación de Esquema de Alimentación

Debido a las restricciones de tamaño máximo de 30cm x 30cm que se pueden manejar en el laboratorio para fabricar las antenas, como último paso, para ajustar el diseño a estas dimensiones, se reduce el ancho del Reflector de  $\lambda_g/2 = 58.4495$  mm a  $\lambda_g/6 = 19.4832$  mm, y también se acorta la separación entre el reflector y el elemento energizado por un factor de 0.66, de 3.843 cm a 2.536 cm. Los parámetros del diseño final de la antena se pueden ver en la tabla 6-6. Además, se aumenta el ancho del reflector, de 7.25 cm a los 10cm de lámina que se emplearán finalmente.

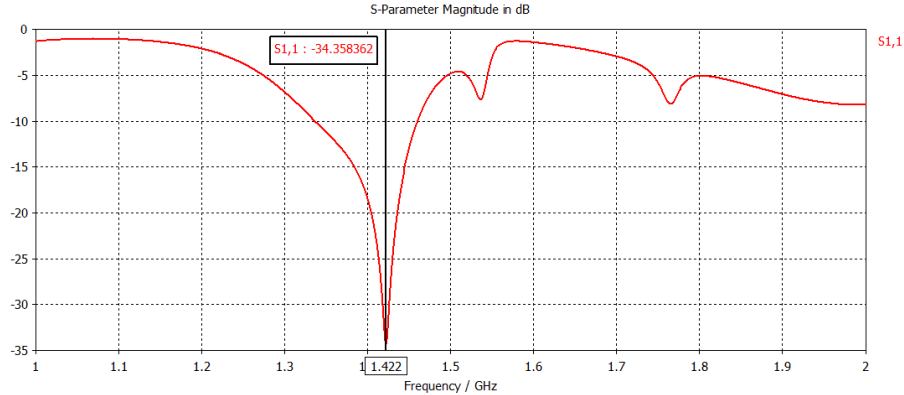
Con estos cambios, la antena presenta un coeficiente de reflexión de -34.358 dB sobre la frecuencia 1.422 GHz, con una ganancia realizada de 9.394, Front-to-back ratio de 18.928, Impedancia con parte real de  $47.59 \Omega$  y parte imaginaria de  $-0.184 \Omega$ . El diseño de la antena y los resultados de la correspondiente simulación se muestran en las figuras 6-45 a 6-50.



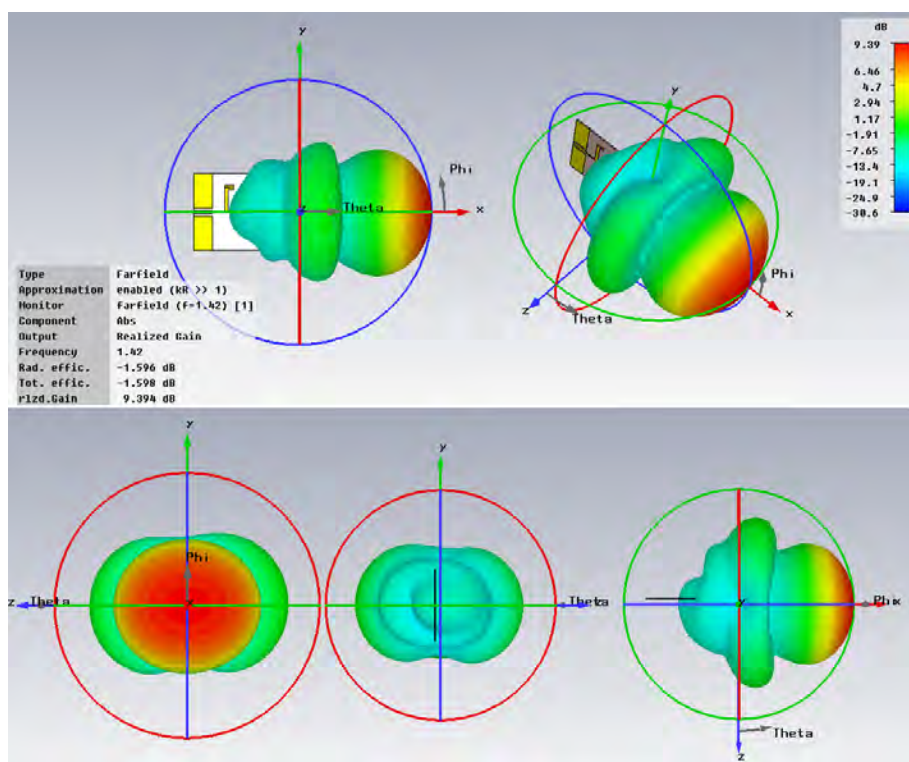
**Figura 6-45.:** Antena re-escalada con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW). Arriba: Top Layer. Abajo: Bottom Layer y Detalle de Via-Holes. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)

**Tabla 6-6.:** Dimensiones para Antena tipo Yagi-Uda re-escalada con Dipolo doblado y alimentación mediante CPW.

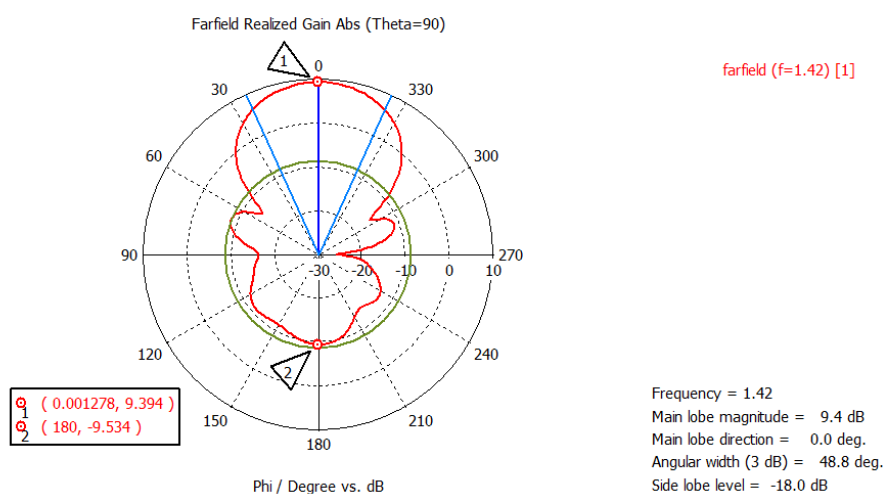
Longitud de Onda	$\lambda$ [mm]	211.1
Longitud de Onda Efectiva	$\lambda_g$ [mm]	116.899
Factor de Escalado	X	0.9125
Segundo Factor de Escalado	Y	0.843
Tercer Factor de Escalado	Y2	0.9466
Longitud de Reflector	R [mm]	100
Longitud de Elemento Energizado	E [mm]	$0.452 \lambda * X * Y * Y2 = 69.479$
Longitud de Director 1	D1 [mm]	$0.436 \lambda * X * Y * Y2 = 67.0196$
Longitud de Director 2	D2 [mm]	$0.430 \lambda * X * Y * Y2 = 66.0973$
Longitud de Director 3	D3 [mm]	$0.434 \lambda * X * Y * Y2 = 66.7121$
Longitud de Director 4	D4 [mm]	$0.430 \lambda * X * Y * Y2 = 66.0973$
Separación entre:		
Elemento Energizado y Reflector	$s_{21}$ [mm]	$0.25\lambda * X * Y * Y2 * 0.66 = 25.3629$
Elemento Energizado y Director 1	$s_{32}$ [mm]	$0.289\lambda * X * Y * Y2 = 44.4235$
Directores 1 y 2	$s_{43}$ [mm]	$0.406\lambda * X * Y * Y2 = 62.4081$
Directores 2 y 3	$s_{54}$ [mm]	$0.323\lambda * X * Y * Y2 = 49.6498$
Directores 3 y 4	$s_{65}$ [mm]	$0.422\lambda * X * Y * Y2 = 64.8676$
Ancho de Microcinta	$W_{strip}$ [mm]	$10 * X * Y * Y2 = 7.2816$
Ancho de Reflector	$R_W$ [mm]	$\lambda_g/6 = 19.48317$
Ancho de Dipolo	$W_{dip}$ [mm]	5
Gap entre Elemento Energizado	g [mm]	2
Gap entre Elementos de Dipolo	g2 [mm]	2
Espesor de Metal	t [mm]	0.05



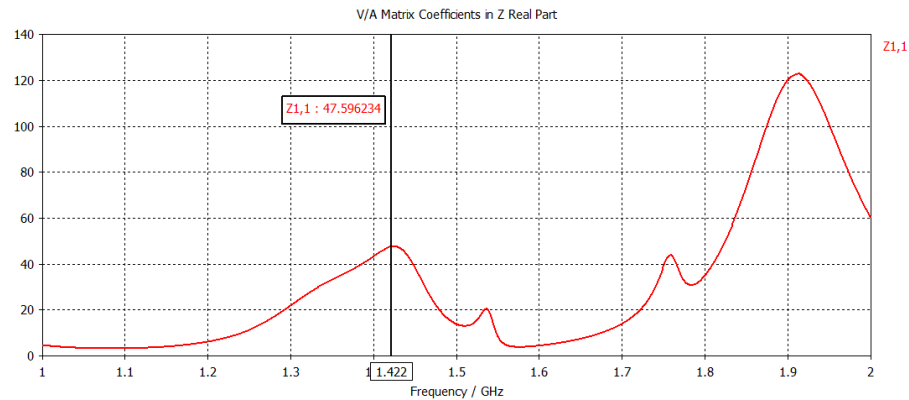
**Figura 6-46.:** Coeficiente de Reflexión de entrada para Antena re-escalada con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



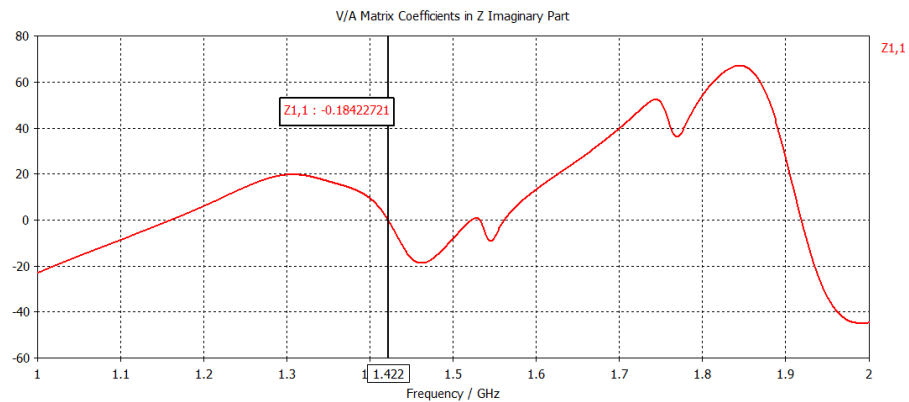
**Figura 6-47.:** Farfield para Antena re-escalada con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



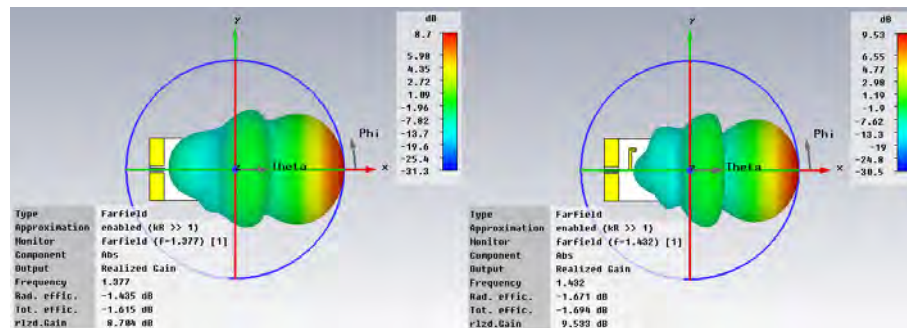
**Figura 6-48.:** Farfield para Antena re-escalada con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



**Figura 6-49.:** Parte Real de Z para Antena re-escalada con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



**Figura 6-50.:** Parte Imaginaria de Z para Antena re-escalada con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio)

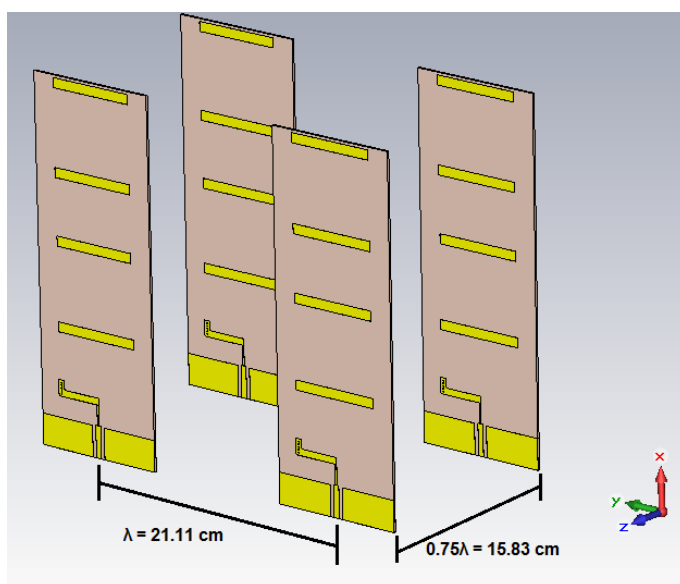


**Figura 6-51.:** Evaluación del Farfield en extremos del ancho de banda de interés para Antena re-escalada con Dipolo doblado alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio)

### 6.2.6. Arreglo de Antenas

Para el diseño final de cada una de las antenas del Radiointerferómetro, se plantea una configuración de arreglo de varios elementos idénticos. Esta configuración en arreglo se propone para aumentar el tamaño eléctrico de la antena sin necesidad de cambiar las dimensiones de los elementos que la conforman (Directores, Reflector y Elemento energizado), con el fin de mejorar las características de directividad de la antena, es decir, obtener una mayor ganancia y tener mayor potencia recibida por la antena (Balanis, 2005).

Para cada antena (E y W) del radiointerferómetro se propone un arreglo de 4 elementos idénticos en configuración 2x2, con una separación frontal entre elementos de  $0.75\lambda = 15.83\text{cm}$ , y una separación lateral de  $\lambda = 21.11\text{cm}$ . Cada uno de estos elementos serán la antena Yagi-Uda cuyos resultados de simulación se presentaron previamente. La configuración de este arreglo se presenta en la figura 6-52.



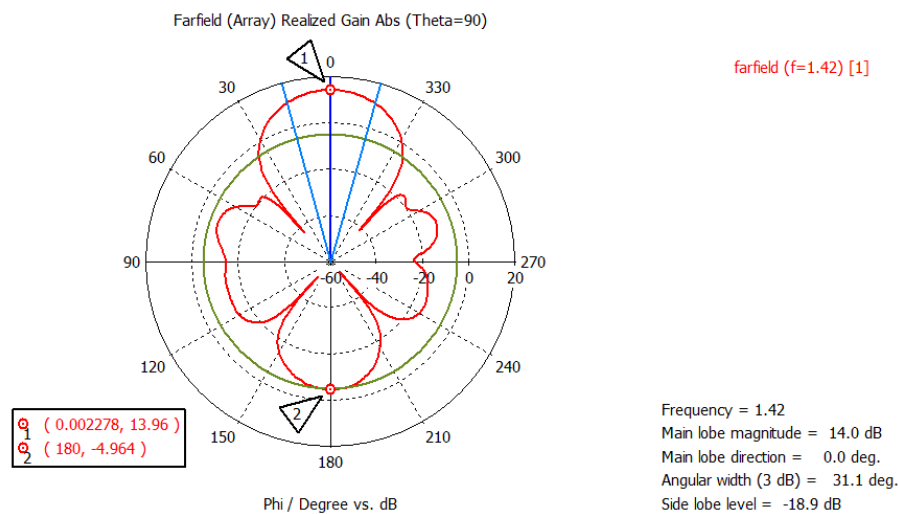
**Figura 6-52.:** Arreglo 2x2 de Antena Yagi-Uda alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio)

Los resultados de simulación obtenidos para cada arreglo de 2x2 y para el interferómetro completo se presentan en la tabla 6-7 y las figuras 6-53 a 6-55.

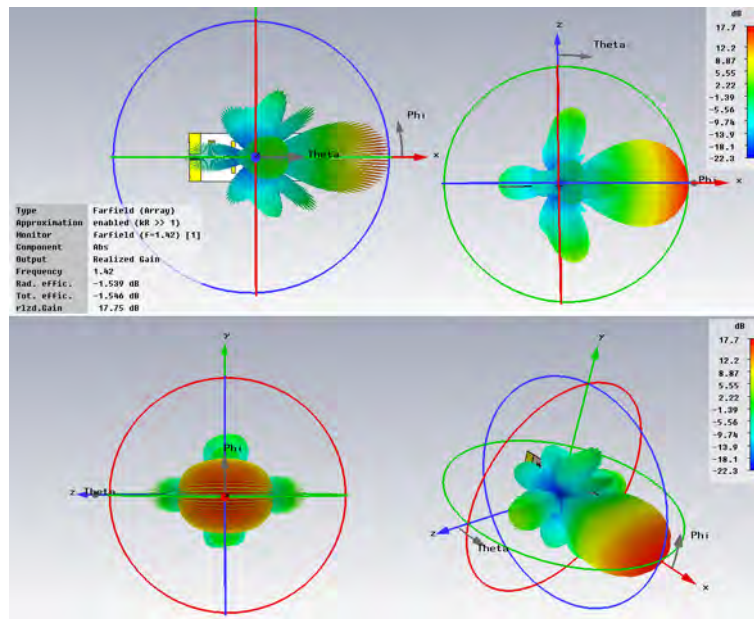


**Tabla 6-7.:** Resultados de Simulación para Antena tipo Yagi-Uda re-escalada con Dipolo doblado y alimentación mediante CPW, Sencilla, en Configuración de Arreglo 2x2 y en Arreglo de interferómetro Completo (4x2).

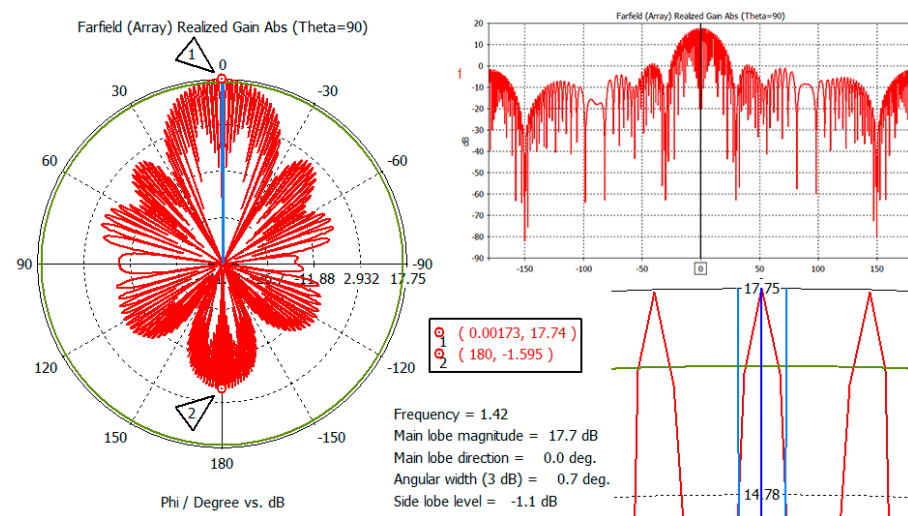
	Antena Sencilla	Arreglo 2x2	Interferómetro
Ganancia Realizada [dB]	9.394	13.96	17.75
Directividad [dBi]	10.99	15.56	19.29
Ganancia (IEEE) [dB]	9.397	13.97	17.75
Front-to-Back Ratio	18.928	18.924	19.392



**Figura 6-53.:** Farfield para Arreglo 2x2 de Antena Yagi-Uda alimentada mediante Guía de Onda coplanar (CPW) (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



**Figura 6-54.:** Farfield para Interferómetro Completo: 2 Arreglos 2x2 de Antena Yagi-Uda con un baseline de 8m (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



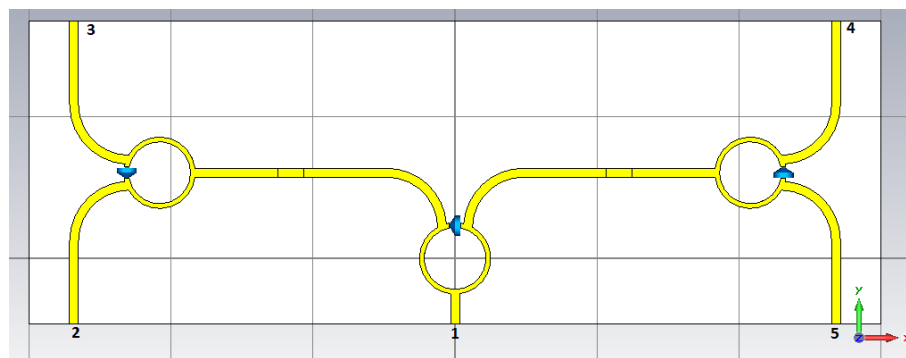
**Figura 6-55.:** Farfield para Interferómetro Completo: 2 Arreglos 2x2 de Antena Yagi-Uda con un baseline de 8m. Derecha: Vista Polar de Patrón - Ángulo Phi (Medida a lo largo del baseline del interferómetro). Izquierda, Arriba: Vista Cartesiana de Patrón. Izquierda, Abajo: Detalle del Lóbulo Principal del Patrón. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)

### 6.3. Divisor de Potencia Wilkinson

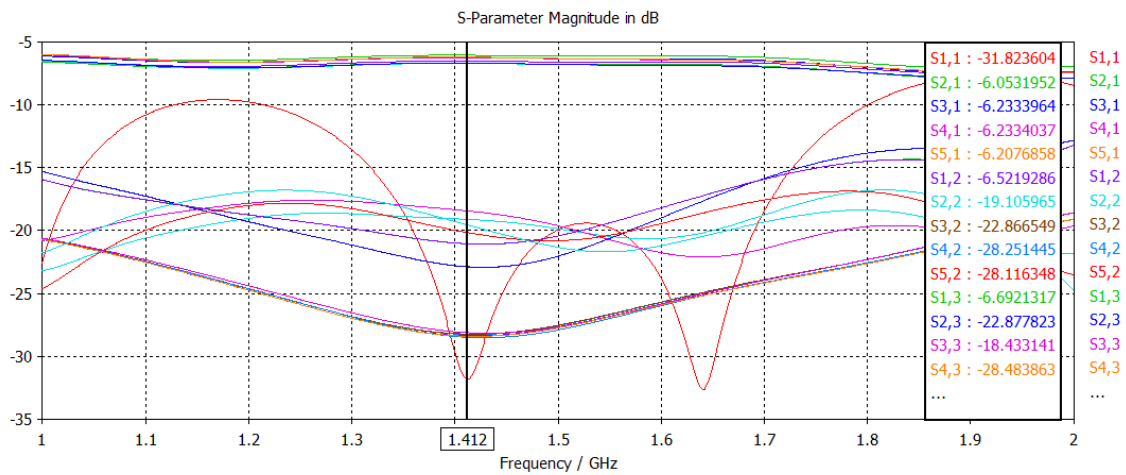
Para lograr obtener un buen acople de impedancias en la entrada de cada uno de los arreglos de antenas, se propone el diseño de un Divisor de Potencia Wilkinson operando como combi-  
nador, siguiendo los lineamientos previamente revisados (Pozar, 2012). El diseño realizado, los parámetros y resultados correspondientes se presentan en la tabla 6-8 y las figuras 6-56 a 6-58.

**Tabla 6-8.:** Dimensiones de Divisor de Potencia Wilkinson

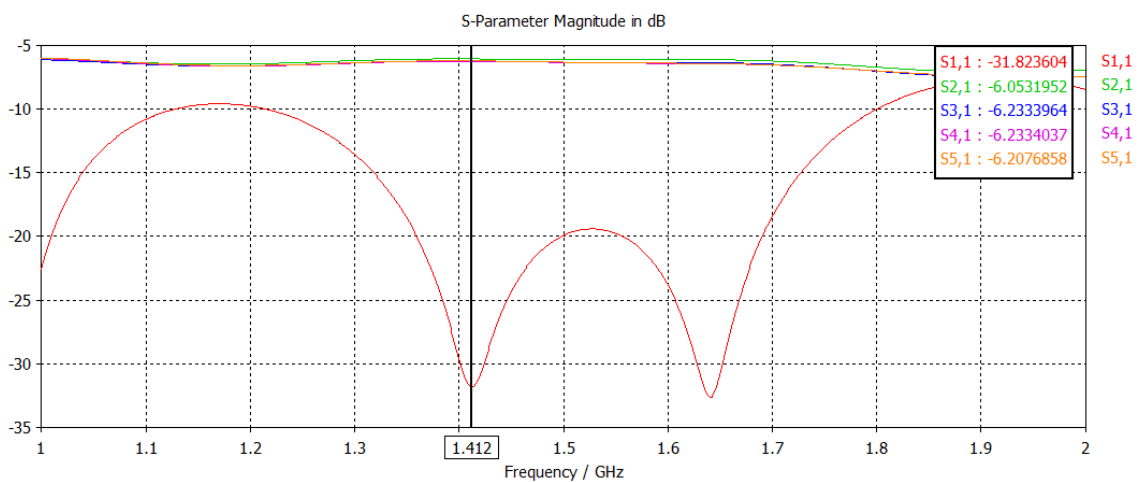
Longitud de Onda	$\lambda$ [mm]	211.1
Longitud de Onda Efectiva	$\lambda_g$ [mm]	116.899
Longitud de de Microcinta ( $50\Omega$ )	L50 [mm]	$\lambda_g/4 = 29.2248$
Longitud de de Microcinta ( $70.71\Omega$ )	L70 [mm]	$\lambda_g/4 = 29.2248$
Ancho de Microcinta ( $50\Omega$ )	W [mm]	3.1118
Ancho de Microcinta ( $70.71\Omega$ )	Wring [mm]	1.6548
Espesor de Sustrato	h [mm]	1.6
Espesor de Cobre	t [mm]	0.05
Gap entre Puertos de Salida	g [mm]	3.999
Perímetro Externo de Anillo	Po [mm]	78.8947
Radio Externo del Anillo	$r_o$ [mm]	12.5545



**Figura 6-56.:** Divisor de Potencia Wilkinson 4-1. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



**Figura 6-57.:** Parámetros de Dispersión para el Divisor de Potencia Wilkinson 4-1. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



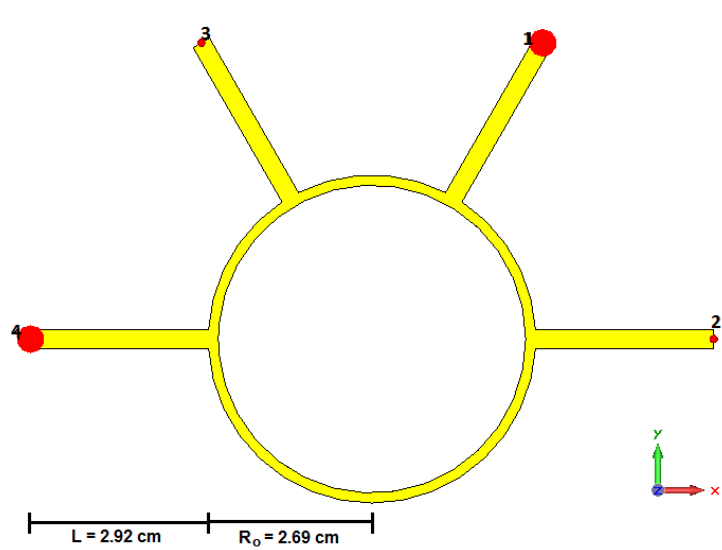
**Figura 6-58.:** Parámetros de Dispersión para el Divisor de Potencia Wilkinson 4-1. Puerto 1. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)

## 6.4. Rat-Race Coupler

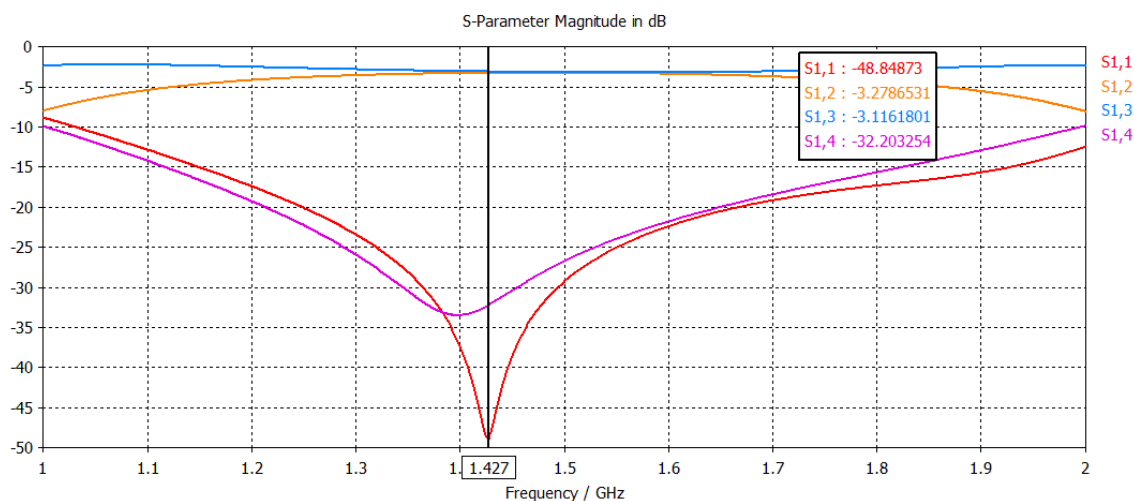
Con el fin de obtener las señales de suma y diferencia de las señales recibidas por los arreglos de antenas, se diseña un acoplador híbrido en anillo (o Rat Race), siguiendo el planteamiento y las reglas de diseño revisadas previamente (Pozar, 2012). En los puertos 2 y 3 se tendrán las señales de entrada de cada uno de los arreglos de antenas, y en los puertos de salida se tendrán las señales de suma y diferencia de las entradas. El diseño final del acoplador, sus parámetros y dimensiones, y resultados correspondientes se pueden ver en la tabla 6-9 y las figuras 6-59 a 6-63.

**Tabla 6-9.:** Dimensiones de Acoplador Híbrido en Anillo (Rat Race Coupler)

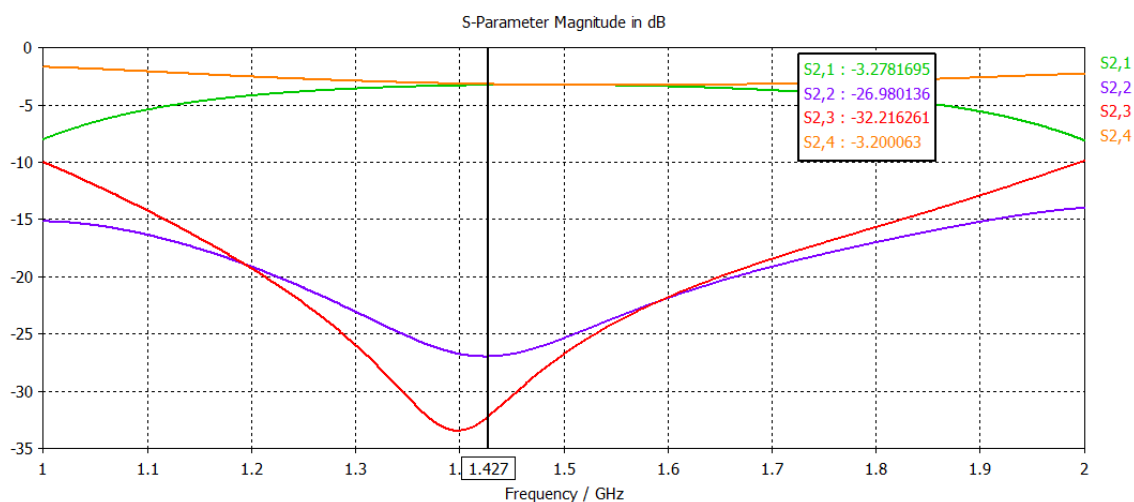
Longitud de Onda	$\lambda$ [mm]	211.1
Longitud de Onda Efectiva	$\lambda_g$ [mm]	116.899
Longitud de Microcinta	L [mm]	$\lambda_g/4 = 29.2248$
Ancho de Microcinta ( $50\Omega$ )	W [mm]	3.1118
Ancho de Microcinta ( $70.71\Omega$ )	Wring [mm]	1.6548
Espesor de Sustrato	h [mm]	1.6
Espesor de Cobre	t [mm]	0.05
Perímetro Externo de Anillo	Po [mm]	$6*\lambda_g/4 + 4*W = 187.7957$
Radio Externo del Anillo	$r_o$ [mm]	26.9267
Radio Interno del Anillo	$r_i$ [mm]	25.2719



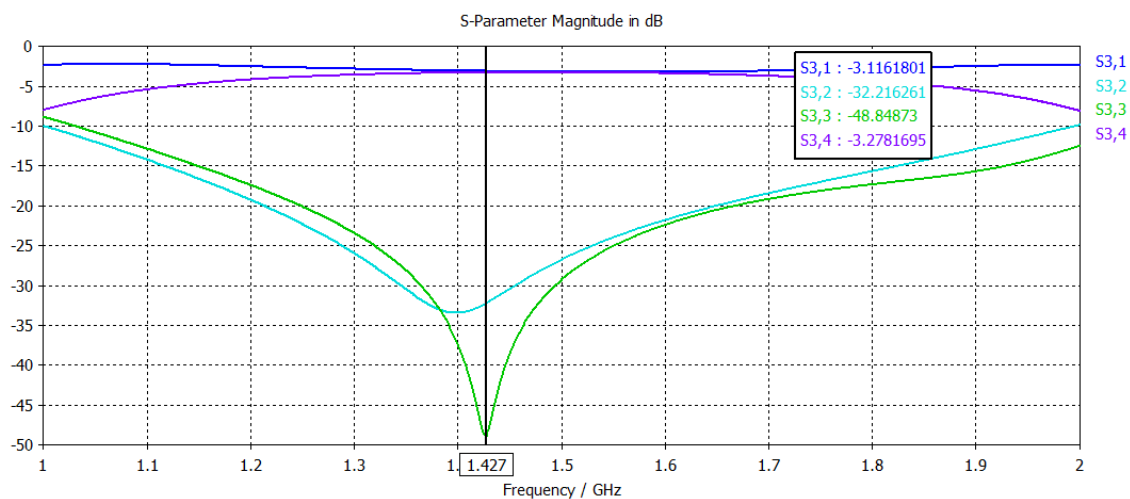
**Figura 6-59.:** Acoplador Híbrido en Anillo (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



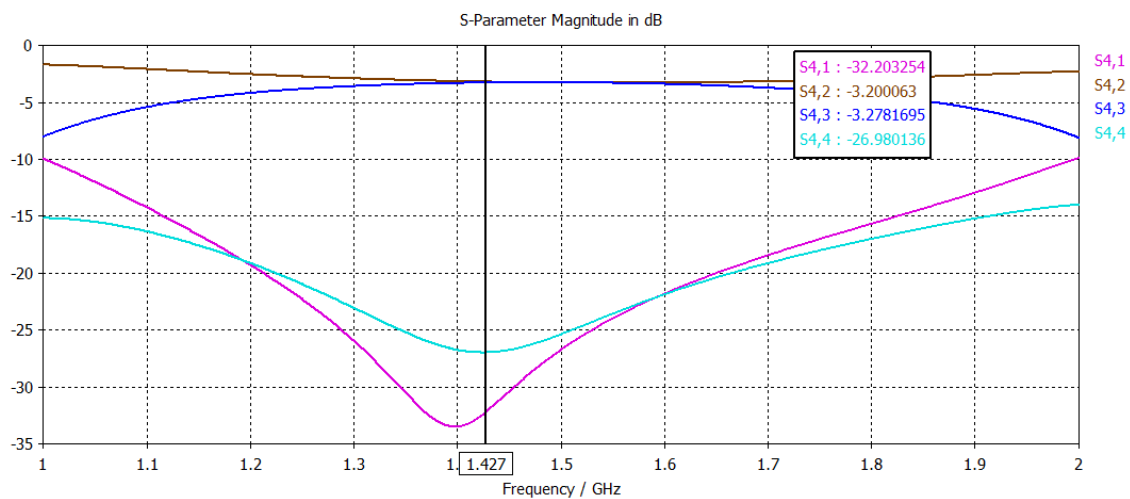
**Figura 6-60.:** Parametros de Dispersión para el Acoplador Híbrido en Anillo. Parámetros del Puerto 1. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



**Figura 6-61.:** Parametros de Dispersión para el Acoplador Híbrido en Anillo. Parámetros del Puerto 2. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)



**Figura 6-62.:** Parametros de Dispersión para el Acoplador Híbrido en Anillo. Parámetros del Puerto 3. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)

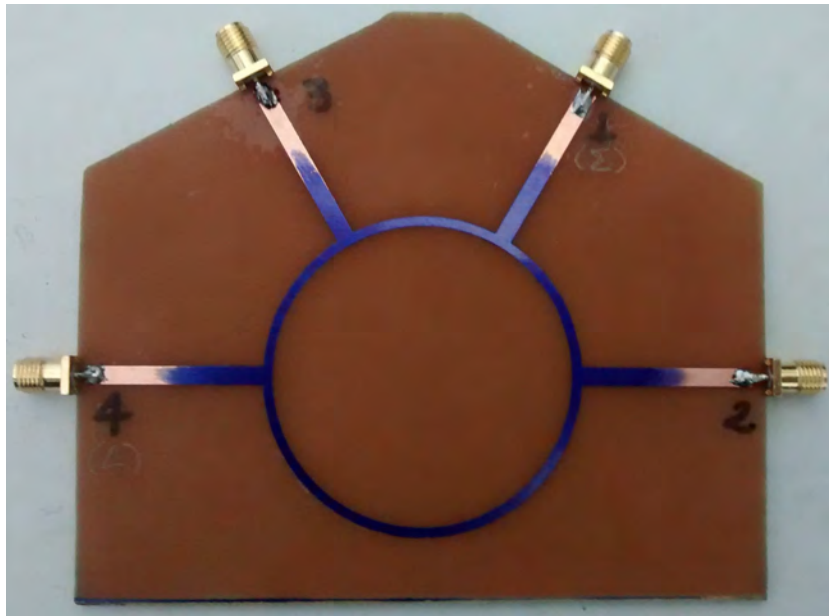


**Figura 6-63.:** Parametros de Dispersión para el Acoplador Híbrido en Anillo. Parámetros del Puerto 4. (Simulación realizada en CST Microwave Studio)

## 7. Implementación

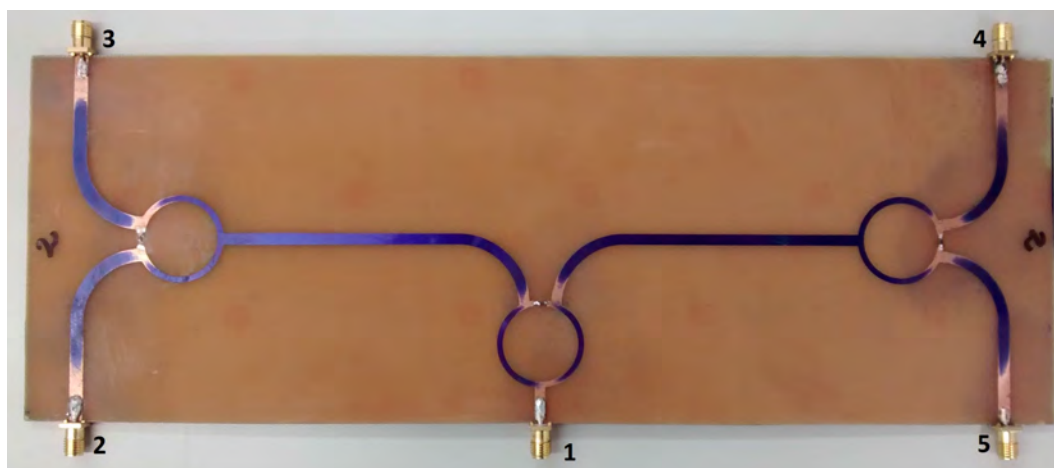
### 7.1. Fabricación

Los circuitos impresos para las 8 antenas tipo Yagi-Uda, los 2 divisores de potencia Wilkinson y el acoplador híbrido en anillo se fabrican mediante el proceso de fotorevelado y ataque con ácido. Sobre placas de fibra de vidrio FR-4 de 1.6mm con doble capa de cobre de  $50\mu\text{m}$ , se realiza un laminado con película fotosensible. Posteriormente se coloca sobre la placa una máscara en acetato realizada en fotoplotter, se realiza el proceso de insulación y revelado en cámara oscura, y finalmente ataque con ácido (Cloruro Férrico,  $\text{FeCl}_3$ ). Los circuitos fabricados se muestran en las figuras 7-1 a 7-4.



**Figura 7-1.:** Acoplador Híbrido en Anillo (Rat Race)





**Figura 7-2.:** Divisor de Potencia Wilkinson 4 a 1



**Figura 7-3.:** Antena Impresa tipo Yagi-Uda (Capa Superior)



**Figura 7-4.:** Antena Impresa tipo Yagi-Uda (Capa Posterior)

## 7.2. Validación Experimental

### 7.2.1. Antenas Yagi-Uda

En el laboratorio, con ayuda de un analizador de redes, se comprobó el funcionamiento de cada una de las antenas tipo Yagi-Uda fabricadas. Se obtuvo un coeficiente de reflexión, y ancho de banda muy cercano a lo visto en las simulaciones, como se presenta en la figura 7-5.



**Figura 7-5.:** Coeficiente de Reflexión de Entrada de la Antena tipo Yagi-Uda, visto en Analizador de Redes

### 7.2.2. Divisor de Potencia Wilkinson

Para la validación del divisor de potencia Wilkinson operando como combinador, con ayuda el analizador de redes se alimenta el puerto de entrada (Puerto 1), y en cada uno de los puertos de salida (Puertos 2 a 4) se conectan directamente las 4 antenas tipo Yagi-Uda (Conexión del arreglo 2x2). El resultado del coeficiente de reflexión en el puerto de entrada se puede ver en la figura 7-6.

Allí podemos ver que el circuito tiene todos los puertos de salida aislados con respecto al puerto de entrada, que se logra mediante la conexión de la resistencia de  $100\Omega$  para cada una de las bifurcaciones en el divisor 4-a-1 (Ver figura 7-2). Esto permite verificar la estabilidad a la configuración de arreglo 2x2 en caso de que se presentara un fallo de operación en alguna de las antenas.



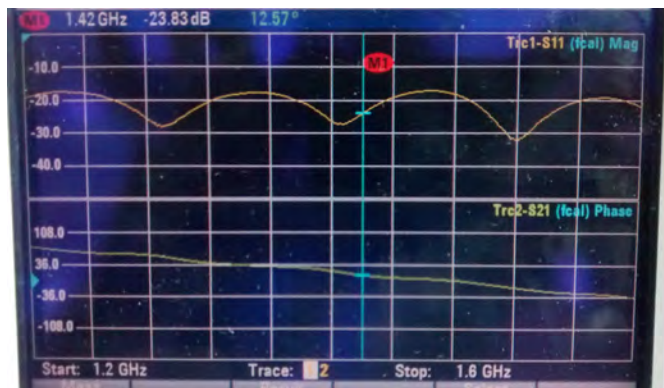
**Figura 7-6.:** Coeficiente de Reflexión en el puerto de Entrada del divisor de potencia Wilkinson, visto en Analizador de Redes. Prueba realizada con la conexión total del arreglo de antenas 2x2

### 7.2.3. Acoplador Rat-Race

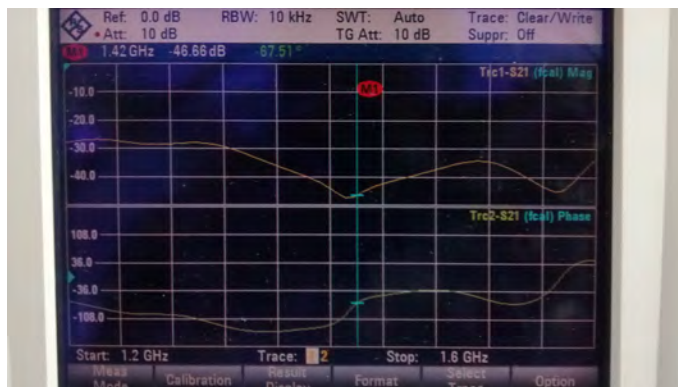
Para la validación del acoplador Suma-Diferencia, o Rat-Race, nuevamente con ayuda del analizador de redes, se alimentó el circuito por el puerto 2 (uno de los puertos de entrada) y se probó la transmisión hacia cada uno de los puertos de salida y el segundo puerto de entrada, uno a uno, mientras los 2 puertos restantes se encontraban con una terminación de carga acoplada. Los correspondientes parámetros de dispersión para cada uno de los puertos, con la señal de entrada colocada en el puerto 2, se pueden ver en las figuras 7-7 a 7-10. Podemos ver que al introducir la señal por el puerto 2, se presenta una reflexión baja desde los puertos de salida (1 y 4) y una reflexión alta desde el segundo puerto de entrada (3), es decir, se está transmitiendo toda la potencia adecuadamente de entrada a salida mientras el segundo puerto de entrada se encuentra aislado. Además, se puede ver en el parámetro  $S_{24}$  el cambio de fase necesario para obtener la señal diferencia en el puerto 4.



**Figura 7-7.:** Parámetro de Dispersión  $S_{21}$  para Acoplador Rat-Race visto en Analizador de Redes.



**Figura 7-8.:** Parámetro de Dispersión  $S_{22}$  para Acoplador Rat-Race visto en Analizador de Redes.



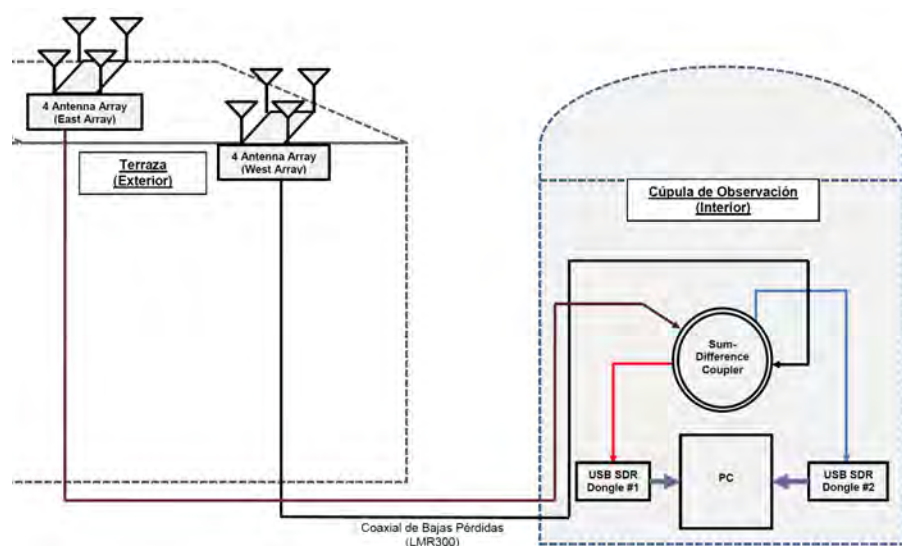
**Figura 7-9.:** Parámetro de Dispersión  $S_{23}$  para Acoplador Rat-Race visto en Analizador de Redes.



**Figura 7-10.:** Parámetro de Dispersión  $S_{24}$  para Acoplador Rat-Race visto en Analizador de Redes.

### 7.3. Instalación del Interferómetro

La instalación del Radiointerferómetro completo se realizó en el edificio del Observatorio Astronómico Nacional - Sede Campus, donde los arreglos de antenas con su respectivo divisor de potencia Wilkinson se colocaron en la terraza del edificio y el acoplador Suma-Diferencia junto con los módulos RTLSDR de recepción y el computador para realizar el procesamiento de señal se instalaron dentro de la cúpula de observación. La conexión entre cada arreglo de antenas y los puertos de entrada del acoplador Suma-Diferencia se realizó mediante cable coaxial de ultra bajas pérdidas (*Uktra Low-Loss Coaxial*) de referencia LMR300. La longitud de estos tramos de cable era de 16.8 m. Para los tramos cortos de conexión entre las antenas Yagi-Uda y los divisores de potencia Wilkinson, y entre el acoplador y los módulos RTLSDR se emplearon tramos de 10cm de cable coaxial de ultra bajas pérdidas de referencia LMR240. En la figura 7-11 podemos ver el diseño de la instalación final del dispositivo.

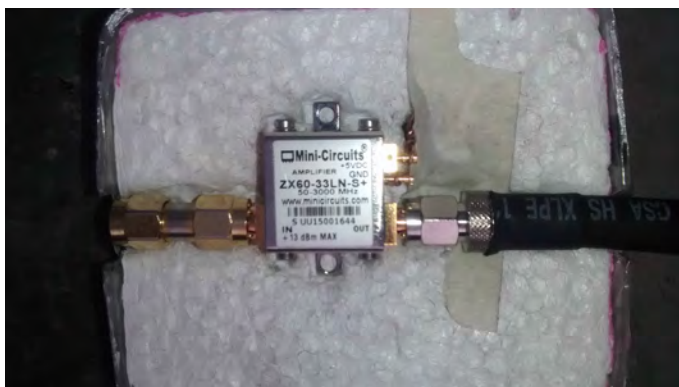


**Figura 7-11.:** Diagrama de bloques de la instalación completa para el Radiointerferómetro en el Observatorio Astronómico Nacional

Los arreglos de antenas se colocaron en un armazón de acrílico sobre una línea base Este-Oeste con separación de 8m. Para la instalación se realizó la alineación con ayuda de una brújula, y también teniendo en cuenta que la alineación del edificio se realizó en su construcción de forma magnética, es decir, se alineó con una brújula de precisión para construir las paredes laterales sobre una línea Norte-Sur. También, a cada uno de los arreglos se le conectó un amplificador de bajo ruido de referencia *Minicircuits ZX60-33LN+*, en un encapsulado para protegerlo de aumentos de temperatura, humedad y efectos varios debidos a estar expuesto a la intemperie. La instalación de los arreglos de antenas con los divisores de potencia Wilkinson y el acoplador Suma-Diferencia con los módulos de recepción RTLSDR



se muestran en las figuras 7-12 a 7-15.



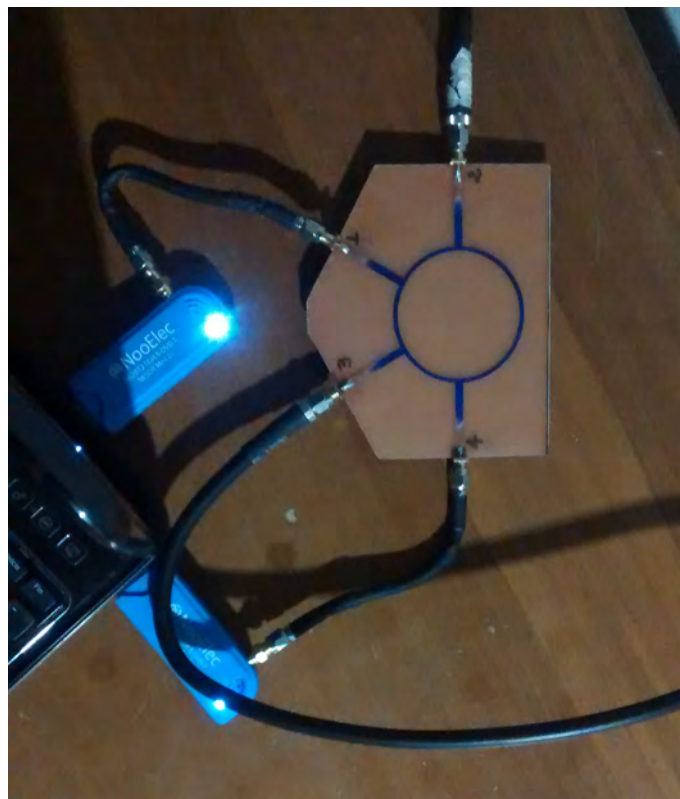
**Figura 7-12.:** Amplificador de Bajo Ruido (LNA) dentro del correspondiente encapsulado.



**Figura 7-13.:** Arreglos de antenas 2x2 implementados con su correspondiente divisor de potencia Wilkinson operando como combinador. Izquierda: Arreglo Este. Derecha: Arreglo Oeste.



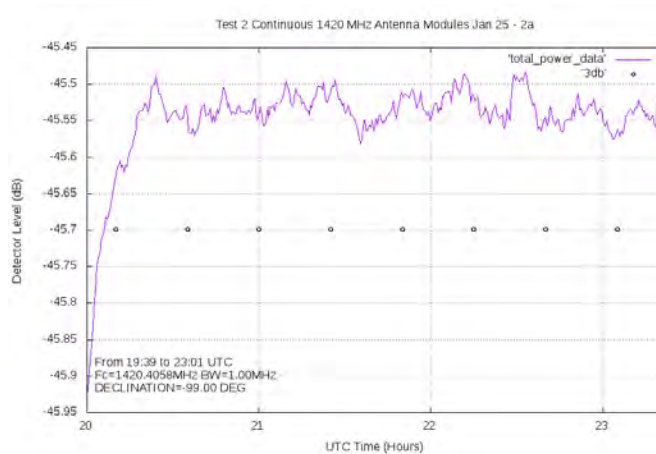
**Figura 7-14.:** Montaje de los Arreglos de antenas 2x2 para el Radiointerferómetro. Observatorio Astronómico Nacional



**Figura 7-15.:** Conexión del Acoplador Suma-Diferencia a las señales provenientes de cada antena (Puertos 2 y 3) y a los módulos de recepción RTLSDR (Puertos 1 y 4).

## 8. Resultados

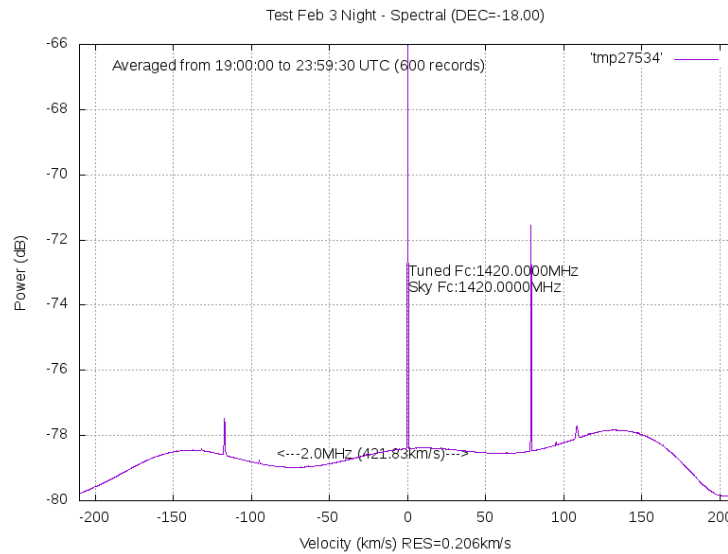
Luego de la implementación y verificación de la orientación y correcto funcionamiento de cada uno de los arreglos por separado, se realizaron pruebas del dispositivo completo durante varias horas, inicialmente sin amplificador de bajo ruido. Algunos de los resultados obtenidos para esta serie de pruebas, en forma espectral y continua se muestran en las figuras 8-1 a 8-2). Para estas pruebas sin la conexión del amplificador de bajo ruido se observó que los resultados obtenidos era principalmente señal de ruido, ya que no se vio un cambio de potencia significativo para un intervalo de tiempo mayor a 3 horas. Además, al revisar el perfil espectral de los datos obtenidos, se presentó un pico muy angosto ubicado sobre la frecuencia central de observación, que estaba dado por la señal DC del oscilador de los módulos de recepción RTLSDR al sintonizarlos sobre dicha frecuencia. Estos resultados se extrajeron y graficaron directamente con las herramientas de post-procesamiento incluidas en la plataforma “simple\_ra” empleada para la recolección y visualización de datos.



**Figura 8-1.:** Operación de Interferómetro: Enero 25 entre 19:39 y 23:01 UTC (14:39 a 18:01 Hora Local GMT -5). Modo Continuo. Datos recolectados sin LNA.

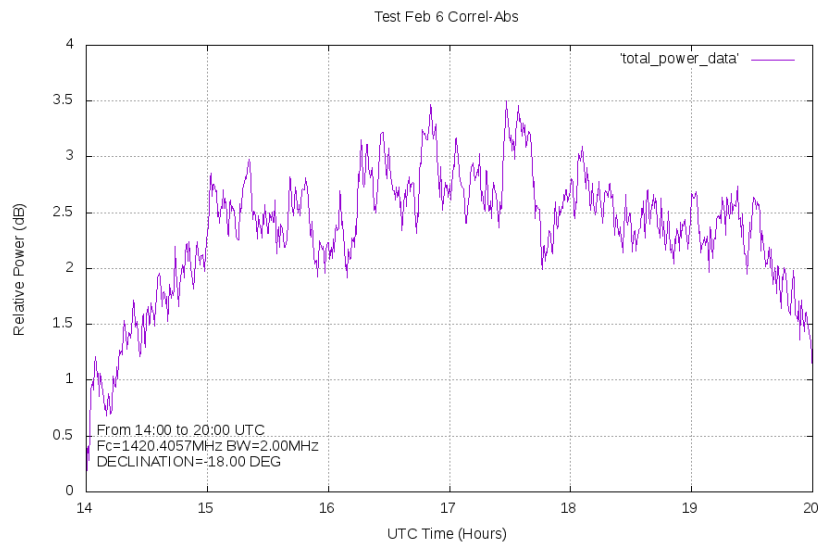
Posteriormente se conectó el amplificador de bajo ruido a cada una de las ramas del interferómetro, justo en el punto de entrada del divisor de potencia Wilkinson, de modo que se lograra amplificar la señal desde el punto de máxima potencia recibida. Con esta configuración se realizaron pruebas de tránsitos más largos (6, 12, 24 y 48 horas). Algunos de los resultados obtenidos se muestran en las figuras 8-3 a 8-7. Estos resultados se extrajeron y graficaron directamente con las herramientas de post-procesamiento incluidas en la plata-



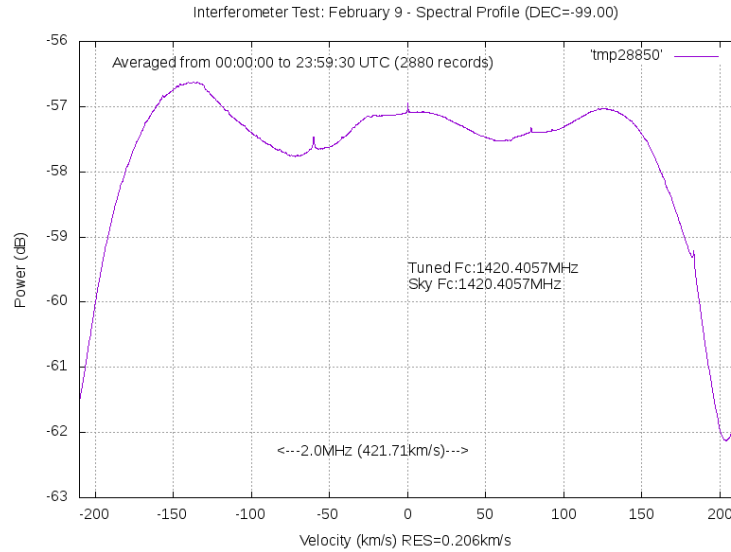


**Figura 8-2.:** Operación de Interferómetro: Febrero 2 entre 19:00 y 23:59 UTC (14:00 a 18:59 Hora Local GMT -5). Perfil Espectral. Datos recolectados sin LNA.

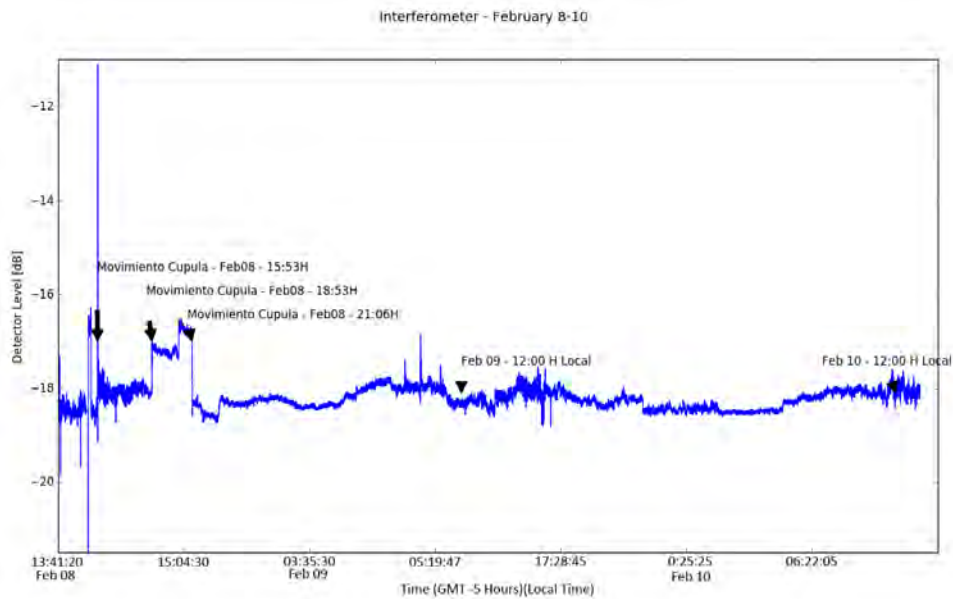
forma “simple\_ra” empleada para la recolección y visualización de datos, así como mediante código en Python.



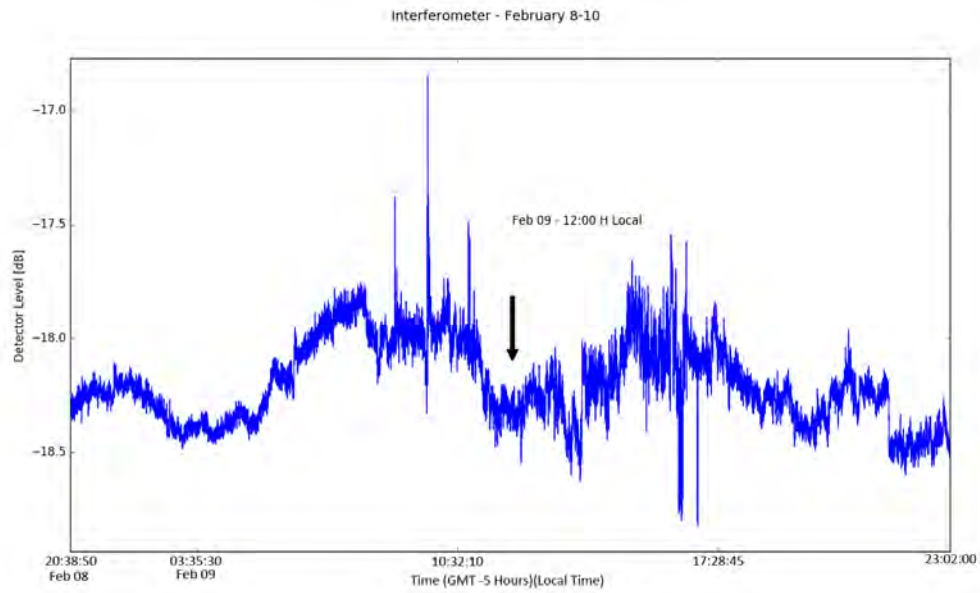
**Figura 8-3.:** Operación de Interferómetro: Febrero 6 entre 14:00 y 20:00 UTC (09:00 a 15:00 Hora Local GMT -5). Modo Continuo. Datos recolectados con LNA.



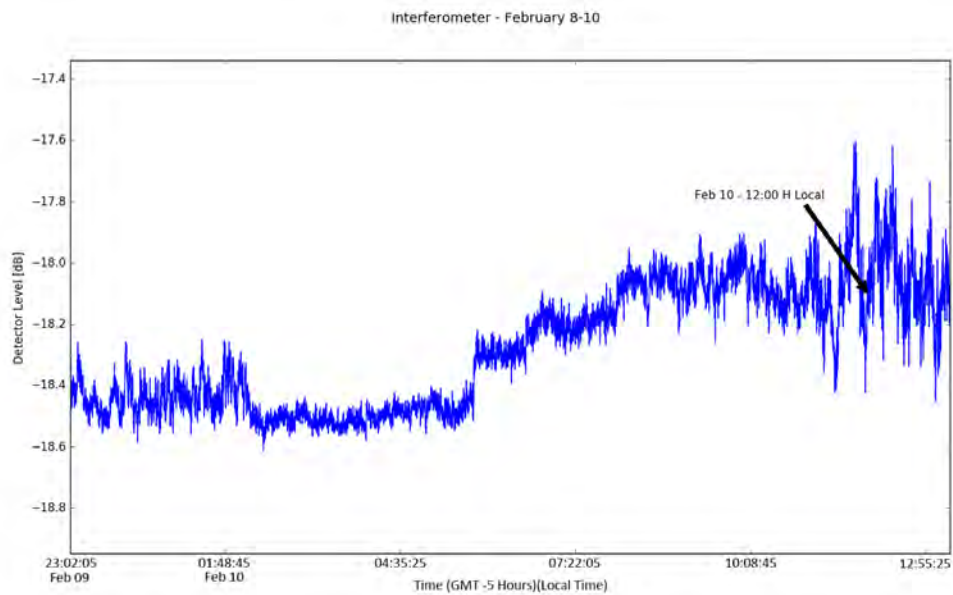
**Figura 8-4.:** Operación de Interferómetro: Febrero 9 entre 00:00 y 23:59 UTC (Febrero 8, 19:00 a Febrero 9, 18:59 Hora Local GMT -5). Perfil Espectral. Datos recolectados con LNA.



**Figura 8-5.:** Operación de Interferómetro: Febrero 8 entre 13:41 y Febrero 10, 13:20 Hora Local (GMT -5). Modo continuo. Datos recolectados con LNA.



**Figura 8-6.:** Operación de Interferómetro: Detalle para Intervalo entre Febrero 8, 23:38 y Febrero 09, 23:02 Hora Local (GMT -5). Modo continuo. Datos recolectados con LNA.

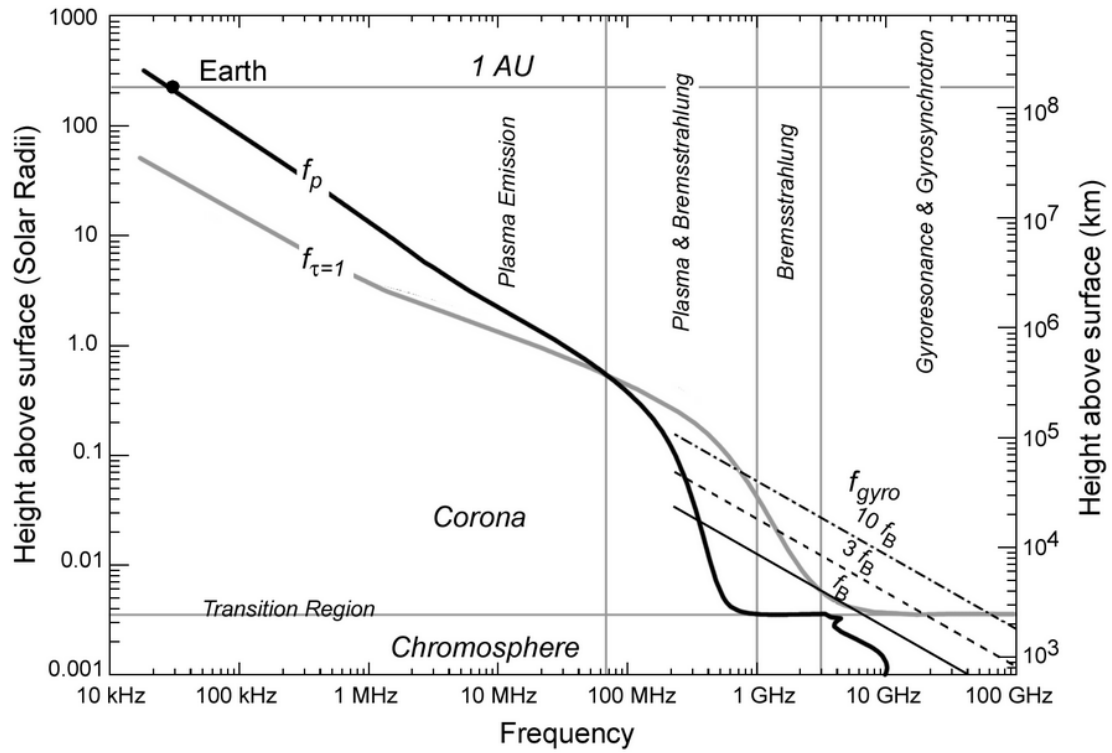


**Figura 8-7.:** Operación de Interferómetro: Detalle para Intervalo entre Febrero 9, 23:02 y Febrero 10, 13:20 Hora Local (GMT -5). Modo continuo. Datos recolectados con LNA.

Podemos ver en la figura **8-3** que se logró el proceso de correlación con el dispositivo y se encuentra un aumento de potencia recibida durante el transcurso del día. Al observar los resultados obtenidos tanto en modo continuo como en modo de perfil espectral, se evidenció que la variación en la señal era exclusivamente térmica, a excepción de los picos por interferencia causada por el movimiento de la cúpula (Figura **8-5**), y que estas variaciones se presentaban únicamente durante el día (6:00 a 18:00 GMT-5). Esto, en conjunto con la ausencia un pico definido en la frecuencia central de observación para el perfil espectral de los resultados (Figura **8-4**), nos permitió determinar que la detección que se realizó con el radiointerferómetro no era de una emisión de línea de Hidrógeno neutro, sino una emisión continua térmica proveniente de la Corona Solar (Emisión Térmica Coronal).

Además, también se logra ver que al medio día, donde se espera que la potencia recibida sea máxima y, por tanto, se detecte con el lóbulo máximo del Radiointerferómetro, se observa un valle en vez de un pico en la curva obtenida. Este efecto se debe a ,la interferencia producida por reflexiones en las 2 cúpulas del observatorio y en la lámina de la que se constituye el piso de la terraza donde se realizó la instalación del dispositivo. Esto, sumado a que el Sol, en su tránsito, al medio día no se encontraba directamente en el zenit, hacia donde apuntan los arreglos de antenas, sino que tiene una inclinación respecto al zenit. Es decir, el sol estaba transitando alrededor de 20 grados por debajo del lóbulo máximo de cada arreglo de antenas (que como se vio previamente en simulaciones, tiene un ancho de haz a mitad de potencia, HPBW, de  $31^\circ$ ) y por tanto del lóbulo del radiointerferómetro completo.

Teniendo en cuenta nuestra frecuencia de operación y los resultados obtenidos con el interferómetro vemos que la Emisión Térmica Coronal detectada es producida por un mecanismo de emisión conocido como ***Bremsstrahlung***, o radiación de frenado (Figura **8-8**). Este tipo de radiación es emitida cuando un electrón libre es deflectado por un ion, pero el ion no captura el electrón. Generalmente, este es un tipo de radiación emitida cuando electrones de alta energía son acelerados. Este tipo de radiación también se conoce como radiación “libre-libre” debido a que se produce por una partícula en estado libre antes y después de la deflexión que produce la emisión. (RHESSI; Holman, 2008).



**Figura 8-8.:** El tipo de mecanismo de emisión que domina a diferentes frecuencias en la atmósfera solar está dado por la curva más alta. Las curvas están basadas en la dependencia de diferentes mecanismos de emisión en los parámetros de temperatura, densidad y fuerza del campo magnético en el plasma. La gráfica cubre 7 órdenes de magnitud en frecuencia y en altitud en la atmósfera solar. (Gary, 2014). Para nuestra frecuencia de 1.42GHz, la emisión dominante está dada sobre la corona por la curva  $f_{\tau=1}$ .

## 9. Conclusiones

Como se mencionó anteriormente, al realizar la correspondiente verificación de los resultados, se vio que la constitución del piso de la terraza (lámina de hierro) donde se instaló el radiointerferómetro afectó la cantidad de potencia recibida por cada uno de los arreglos de antenas. La interferencia también se presentó por la reflexión en las dos cúpulas de observación, pero su efecto era menor que el producido por la lámina del suelo. La realización de nuevas pruebas con los arreglos reorientados y elevados a una altura mayor (no incluidos en este documento) permitieron ver un aumento, aunque pequeño, en la potencia recibida por cada uno de los arreglos de antenas. Además, se debe perfeccionar la forma de orientación de los arreglos de antenas, con una mayor precisión en el apuntamiento hacia la fuente, para lograr observar el máximo de potencia recibida de la fuente sobre el lóbulo principal del arreglo interferométrico.

También se observó que el efecto principal e interferometría se logró satisfactoriamente, aunque la operación del interferómetro como radiotelescopio no se alcanzó. Para esto, se ve la necesidad de implementar una etapa específica de filtrado previo a la etapa de amplificación en cada uno de los brazos del radiointerferómetro, además de la ya mencionada elevación de los arreglos.

Finalmente, el objetivo principal de este proyecto se logró, detectando el tránsito del Sol en una emisión de 1420MHz. Si bien no se obtuvo lo esperado con una emisión de la línea espectral de Hidrógeno neutro, ya que el Sol no emite línea HI, la detección realizada fue de una emisión continua térmica proveniente de la Corona del Sol.

### 9.1. Desarrollo Futuro

Para un mejoramiento del proyecto en estudios posteriores se propone el realizar un soporte o trípode para cada uno de los arreglos de antenas que permita elevarlos y apuntarlos directamente a la fuente a observar, sea el Sol o alguna otra fuente que tenga algún tipo de emisión en 1420MHz, como Cassiopeia A o las nubes de hidrógeno para mapear los brazos de la Vía Láctea.

---

Se propone también una modificación a una línea base de separación entre antenas (baseline) mayor, así como el implementar un eje adicional al radiointerferómetro, para lograr tener un radiointerferómetro de 4 elementos con una resolución angular de observación mucho mayor.

También, como punto final, se propone implementar a cada arreglo algún tipo de motor que permita al radiointerferómetro realizar seguimiento de la fuente observada durante intervalos largos de tiempo.

# Bibliografía

ALMA. “ALMA Newsletter N°7 – January 2011”. 2011.

ALSAGER, Ahmed Fatthi. “Design and Analysis of Microstrip Patch Antenna Arrays”. School of Engineering, University College of Borås. 2011.

ÁLVAREZ, Eduardo Manuel; DELLER, Adam. “Radio Astronomy at the Backyard: The Construction of a 11.7 GHz Radio Telescope and a 1420 MHz Phased Array Interferometer”. Observatorio Los Algarrobos, Salto, Uruguay. 2007.

ARAQUE QUIJANO, Javier Leonardo. “Printed Antennas: Rectangular Patch Antenna Analysis and Design”. Transmission Lines and Antennas (Class Notes). 2013.

ARNOLD, S. “Getting Started in Radioastronomy. Begginer Projects for the Amateur”. The Patrick Moore Practical Astronomy Series. Springer-Verlag. 2014.

BALANIS, Constantine A. “Antenna Theory: Analysis and Design”. Third Edition. Wiley-Interscience. 2005.

BARRON, W. R.; CLIVER, E. W.; CRONIN, J. P.; GUIDICE, D.A. “Handbook Of Geophysics and the Space Environment”. Chapter 11. Solar Radio Emission.

BESSER, Les; GILMORE, Rowan. “Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems”. Volume I: Passive Circuits and Systems. Artech House. 2003.

CHUNG, Chui Man; XUE, Quan; YUNG, Edward K.N. “Small Hybrid Rat-race Coupler”. Department of Electronic Engineering. City University of Hong Kong. 2009.

CONDON, J. J.; RANSOM, S. M. Essential Radio Astronomy (ERA) Online Course.

EAST, Peter W. “Building a 1420 MHz Interdigital Passband Filter”. 2014.

EAST, Peter W. “Low Cost Hydrogen Line Radio Telescope for  $\mathcal{L}160$  using the RTL SDR”. 2013.



EAST, Peter W. “Low Cost Hydrogen Line Radio Telescope using the RTL SDR - Phase 2”. 2014.

EAST, Peter W. “Low Cost Hydrogen Line Radio Telescope using the RTL SDR - Phase 3”. 2014.

ELLIOT, Robert S. “Antenna Theory and Design”. Revised Edition. IEEE Press - Wiley-Interscience. 2003.

FIELDS, David E.; ROGERS, Alan E. E.; PRATAP, Preethi; SCHUTE, Phillip. “Undergraduate Laboratory Experiments in Ku-Band Radio Astronomy: A Very Small Radio Telescope Interferometer”. Tamke Allan Observatory. 2008.

GARY, Dale E. “Radio Astronomy: Lecture #10: Solar Radio Emission I”. Physics 728, Radio Astronomy Course. 2014 .

GHOSH, Chandan Kumar; PARUI, Susanta Kumar. “Design and Study of a 2x2 Microstrip Patch Antenna Array for WLAN/MIMO Application”. 2009.

GURU PARSAD, G.; VARDHARAJAN, S.; RAVISHEKAR, T.; LEELA RANI, D. “Design, Analysis and Study of 2x2 Rectangular Microstrip Antenna Array At 430 MHz for Wind Profiler RADAR”. International Journal of Computer Applications & Information Technology. Vol. 1, No.1. July 2012.

HOLMAN, Gordon D. “Overview Of Solar Flares”. Reuven Ramaty High Energy Solar Spectroscopic Imager (RHESSI). 2008.

KHRAISAT, Yahya S. H. “Design of 4 Elements Rectangular Microstrip Patch Antenna with High Gain for 2.4 GHz Applications”. Electrical and Electronics Department. Al-Balqa’ Applied University/Al-Huson University College, Irbid, Jordan. 2012.

KUNDU, Mukul R. “Solar Radio Astronomy”. Interscience Publishers. 1965.

LAUFER, Carl. “The Hobbyist’s Guide to RTL-SDR: Really Cheap Software Defined Radio”. 2012.

LEECH, Marcus. “A 21cm Radio Telescope for the Cost-Conscious”. 2013.

LEECH, Marcus. “simple.ra. A collection of tools for amateur radio astronomy observa-

tions". 2014.

LIU, Yaqi; XIE, Shuguo; HAO, Xuchun; ZHAO, Longfei; CHEN, Xi. "A developed phase differences interpolation algorithm in the correlative interferometer". 2012.

MILLIGAN, Thomas A. "Modern Antenna Design". Second Edition. IEEE Press - Wiley-Interscience. 2005.

MORGAN, David. "Experiments with a Software Defined Radio Telescope". 2011.

MORGAN, David. "Measurement and Analysis of Neutral Hydrogen Velocities across and along the Galactic Plane". 2012.

POZAR, David M. "Microwave Engineering". Fourth Edition. John Wiley & Sons, Inc. 2012.

PRAJAPATI, Santosh Kumar; DHUBKARYA D. C. "2x2 Microstrip Antenna Array Design for Bandwidth Enhancement Using four arm Spiral Electromagnetic Band Gap (EBG) Structure". International Journal of Advanced Research in Electronics and Communication Engineering (IJARECE). Volume 4, Issue 12. December 2015.

ROGER, Roger S.; COSTAIN, Carman H.; LACEY, David; LANDECKER, Thomas L.; BOWERS, Fritz K. "A Supersynthesis Radio Telescope for Neutral Hydrogen Spectroscopy at the Dominion Radio Astrophysical Observatory". Proceedings of the IEEE. Vol. 61. No 9. September 1973.

RYLE, M. "A new radio interferometer and its application to the observation of weak radio stars". 1952.

SASAO, Tetsuo; FLETCHER, André B. "Introduction to VLBI Systems. Lecture Notes for KVN Students". Version 2. 2006.

SCHELLENBERG, Walter. HB9AJG. "Some Measurements on DVB-T Dongles with E4000 and R820T Tuners: Image Rejection, Internal Signals, Sensitivity, Overload, 1dB Compression, Intermodulation". 2013.

SINHA, Satya Prakash ; KUMAR, Mukesh; GUPTA, Jolis. "Design Of 2x2 Shaped Rectangular Micro strip Array Antenna For GSM Application". International Journal of Scientific & Engineering Research. Volume 6, Issue 5. May 2015.

TAPPING, Ken. "A Correlation Interferometer for 408 MHz". 2001.

TAPPING, Ken. “Antenna Calibration using the 10.7cm Solar Flux”.

TAPPING, Ken; LEECH, Marcus. “RTLSDR-based, Software Defined Radio Alternative to Switched Radiometers for Continuum Radio Astronomy”. 2014.

THOMPSON, A. Richard.; MORAN, James M.; SWENSON George W. Jr. “Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy”. Second Edition. Wiley-VCH.

WALLACE, Richard; DUNBAR, Steve. “2.4 GHz Yagi PCB Antenna”. Application Note DN034. Texas Instruments. Revision SWRA350. October 14, 2010.

WILSON, Thomas L.; ROHLFS, Kristen; HÜTTEMEISTER, Susanne. “Tools of Radio Astronomy”. Sixth Edition. Springer-Verlag. 2013.

ZHANG, Yan. “Patch Antenna for 1420MHz Radio Telescope”. School of Information Science, Computer and Electrical Engineering. Halmstad University. Sweden. 2007.

## A. Anexo: “coplanarStripsAnalysis” .

### Código para el cálculo de pares de líneas coplanares acopladas

```
%[Zc,epsreff] = coplanarStripsAnalysis(s1,s2,g,h,epsr)
%
% Analysis of the asymmetrical coplanar strips configuration, from:
%
% % These are the formulas found in "Transmission Line Design Handbook" by Drukuj Wadell,
% 1991, pag 85, with the correction of a plus sign in the equation for epsreff.
%
% INPUTS:
%   s1, s2: width of strips
%   g:   gap width
%   h:   substrate thickness
%   epsr: substrate dielectric constant
%
% OUTPUTS:
%   Zc: Characteristic impedance
%   epsreff: effective dielectric constant
%
% (c) Javier Araque, September 2016

function [Zc,epsreff] = coplanarStripsAnalysis(w1,w2,s,h,epsr)

Kfun = @(k) ellipke(k^2); %use ellipke, which takes as argument M=k^2

b = w2+s;
d = w1+s;
k = sqrt(s/b*(1+b/d-s/d)); %(3.4.7.3)

l1 = 0.5*pi*(2*w2/h+s/h); %3.4.7.6
l2 = 0.5*pi*s/h;%3.4.7.7
```

---

```
l3 = 0.5*pi*(2*w1/h+s/h);%3.4.7.8

t1 = (exp(l1)-1)/(exp(l1)+1);%3.4.7.5
t2 = (exp(l2)-1)/(exp(l2)+1);%3.4.7.5
t3 = (exp(l3)-1)/(exp(l3)+1);%3.4.7.5

k1 = sqrt((t1-t2)*(t3-t2)/((t1+t2)*(t3+t2))); %3.4.7.4

k1p = sqrt(1-k1.^2);
kp = sqrt(1-k.^2);

epsreff = 1+0.5*(epsr-1).*Kfun(k1).*Kfun(k)./(Kfun(k1p).*Kfun(kp));
Zc = 0.5*(120*pi)*(Kfun(k)./(Kfun(kp)))./sqrt(epsreff);
```