



Benemérita Universidad Autónoma de Puebla

Facultad de Ciencias de la Electrónica

“Arreglo de dos alimentadores tipo espiral truncado en
aplicaciones de radioastronomía”

Tesis presentada a la

Facultad de Ciencias de la Electrónica

por

Juan Carlos García Santos

asesorado por

Dra. Susana Sánchez Urrieta

Dr. José Eduardo Mendoza Torres

Puebla, Pue., México.
Enero 2014.

“Esta investigación fue realizada con apoyo del Consejo de Ciencia y Tecnología del Estado de Puebla”

Agradecimientos

Si alguien ha notado el esfuerzo, dedicación, corajes, alegrías y tristezas es mi familia y principalmente mi mamá y papá. Personas de pocas palabras pero de gran entendimiento, actitud y sentimiento. De ellos he aprendido la mayoría de lo que soy y de lo que seré, es por ese motivo que este pequeño fragmento está dedicado a ellos.

Agradezco a la Doctora Susana Sánchez Urrieta y al Doctor José Eduardo Mendoza Torres por todo el apoyo, conocimiento y comprensión que me brindaron durante la elaboración de la presente. Fue un tiempo muy grato y de grandes enseñanzas que seguramente fructificarán en el futuro.

Agradezco al INAOE por haberme prestado sus instalaciones para realizar las pruebas necesarias en la elaboración de esta tesis y al grupo de trabajo del RT5.

También quisiera agradecer al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada (CICESE) y al Doctor José Luis Medina Monroy, quien me brindo un poco de su tiempo y su gran disposición para realizar algunas de las mediciones presentadas en esta tesis, además de compartirme su conocimiento y ampliar mi panorama.

En seguida tengo que agradecer a mis hermanas y hermano con quienes he aprendido a convivir y disfrutar de la vida, creando un entorno de total apoyo y confianza.

Agradezco a Edgar Colín por haberme instruido al iniciar esta tesis y también por ayudarme a hacer algunas de las mediciones aquí presentadas.

Gracias Lupita por ayudarme con la elaboración de este documento.

Afortunadamente la vida me ha permitido conocer a grandes personas que se han convertido en mis amigos y amigas. No quisiera omitir a nadie ni crear un orden, pero es necesario nombrarlos. Gracias: Robert, Ale, Goyri, Bere, Kike y Dianis, ya que de alguna forma estuvieron, están y estarán aquí. Gracias Fany por haberme permitido conocerte, por enseñarme un adjetivo nuevo para las horas y por cambiar parte de ellas.

Si alguien no hubiese nombrado y fue parte de esto, espero así se lo haya hecho sentir en el tiempo que nos conocimos, convivimos o colaboramos.

¡Gracias!

Índice general

	III
Agradecimientos	v
Introducción	XIII
1. Introducción a la ingeniería de microondas	1
1.1. Líneas de Transmisión	1
1.2. Parámetros S	7
1.3. Líneas de transmisión en microcinta	8
1.4. Doblez en microcinta	11
1.5. Acoplador Híbrido de 180°	11
2. Fundamentos de antenas.	15
2.1. Antena	15
2.2. Parámetros de antena	16
2.2.1. Patrón de radiación	16
2.2.2. Ganancia	18
2.2.3. Polarización	19
2.2.4. Temperatura de ruido de una antena	21
2.2.5. Figura de ruido	22
2.2.6. Ancho de banda	22
2.3. Tipos de antena	23
2.3.1. El dipolo de media longitud de onda	23
2.3.2. Antena helicoidal	24
2.3.3. Antenas de corneta	25
2.3.4. Antenas planas	25
2.4. Arreglos de antenas	28
3. Arreglo de dos alimentadores para detección de polarización circular.	31
3.1. Alimentador de parche rectangular.	31
3.2. Alimentador tipo espiral truncado	35

3.3. Acoplador híbrido de 180°	42
3.4. Par de alimentadores	46
3.5. Arreglo de alimentadores	49
4. Conclusiones	55
A.	63

Índice de figuras

1.1.	Circuito equivalente a una línea de transmisión.	2
1.2.	Circuito equivalente para un transformador de un cuarto de onda. . .	6
1.3.	Línea de microstrip o microcinta.	8
1.4.	Doblez en la línea de microcinta.	11
1.5.	Circuitos Híbridos.	12
1.6.	Acoplador híbrido de 180°.	12
2.1.	Circuito equivalente a una antena.	16
2.2.	Patrón de radiación.	17
2.3.	Patrón de radiación: a) rectangular, b) radial.	18
2.4.	Tipos de polarización. a) Polarización elíptica, b) polarización circular, c) polarización lineal.	20
2.5.	Dipolo de media longitud de onda y patrón de radiación del dipolo . .	24
2.6.	Antena tipo hélice para comunicación espacial en VHF	24
2.7.	Tipos de corneta: a) piramidal, b) rectangular, c) circular, d) exponencial	25
2.8.	Antena microstrip y patrón de radiación. a) campo eléctrico. b) campo magnético	26
2.9.	Modelo de línea de transmisión para una antena microstrip	27
2.10.	Tipos de radiación en un arreglo de antenas, a) broadside y b) end-fire.	29
3.1.	Alimentador de parche	33
3.2.	Simulador HFSS	33
3.3.	Parámetro S_{11} del alimentador de parche, obtenido en simulación . .	34
3.4.	Patrón de radiación del alimentador de parche	34
3.5.	Patrón de radiación omnidireccional en 3D	35
3.6.	Parámetro S_{11} medido en el VNA del alimentador de parche	36
3.7.	Alimentador tipo espiral truncado	36
3.8.	Parámetro S_{11} obtenido en simulación del alimentador tipo espiral truncado.	37
3.9.	Parámetro S_{11} obtenido con el VNA del alimentador tipo espiral truncado	38
3.10.	Razón Axial del alimentador tipo espiral truncado	39

3.11. Patrón de radiación del alimentador tipo espiral truncado	39
3.12. Patrón de radiación del alimentador tipo espiral truncado, medido experimentalmente	40
3.13. Ganancia del alimentador tipo espiral truncado	41
3.14. Acoplador híbrido de 180°	42
3.15. Comparación de las imagenes 3.14 y 1.6	43
3.16. Parámetros S del acoplador híbrido	44
3.17. Desfase entre el parámetro S_{12} y S_{13}	44
3.18. Medición de los parámetros S del acoplador hibrido de 180°	45
3.19. Parámetros S del acoplador híbrido	45
3.20. Fase del parámetro S_{12} y S_{13} (experimental)	46
3.21. Par de alimentadores	47
3.22. Parámetro S_{11} del par de alimentadores	47
3.23. Patrón de radiación del par de alimentadores, obtenido en simulación	48
3.24. Patrón de radiación del par de alimentadores medido experimentalmente	48
3.25. Razón axial del par de alimentadores	49
3.26. Arreglo de dos alimentadores tipo espiral truncado con acoplador híbrido	50
3.27. Arreglo de antenas tipo espiral truncado para detección de polariza- ción circular	51
3.28. Parámetro S_{11} y S_{22} del arreglo de alimentadores, a) simulación, b) experimental	51
3.29. Patrón de radiación obtenido en simulación del arreglo de alimentadores	52
3.30. Medición del patrón de radiación del arreglo de alimentadores	53

Índice de tablas

1.	Bandas de frecuencias y su designación.	XIII
3.1.	Dimensiones del parche y alimentación.	32
3.2.	Valores de impedancias para el acoplador híbrido	43

Introducción

El espectro electromagnético correspondiente al rango de las microondas se localiza entre 300 MHz y 300 GHz[1]. Algunas de las bandas de frecuencias para el rango de microondas se muestran en la Tabla 1. Esta región contiene propiedades únicas que le permiten a las señales de microondas propagarse largas distancias a través de la atmosfera. Es en ese sentido, que los sistemas de microondas han tenido un gran impacto en la sociedad y sus aplicaciones son diversas, ejemplo de ello son los sistemas de comunicación inalámbricos (destacando la telefonía celular y televisión vía satélite), radares, información climática y algunas áreas de la investigación, como la radioastronomía.

Designación	Rango de frecuencias
Banda L	1-2 GHz
Banda S	2-4 GHz
Banda C	4-8 GHz
Banda X	8-12 GHz
Banda Ku	12-18 GHz
Banda K	18-26 GHz
Banda Ka	26-40 GHz
Banda U	40-60 GHz
Banda E	60-90 GHz
Banda F	90-140 GHz

Tabla 1: Bandas de frecuencias y su designación.

La radioastronomía es una rama de la astronomía que estudia los objetos celestes y los fenómenos astrofísicos midiendo su emisión de radiación electromagnética en la región de radio del espectro electromagnético. En el rango de las microondas que comprende hasta los 30 GHz, uno de los objetos que más se estudia es el sol [2], ya que a estas frecuencias se pueden conocer características sobre su composición y de su actividad [2, 3]. Las observaciones de objetos cósmicos a través de la ventana de radio son relativamente recientes. Las primeras observaciones radioastronómicas fueron realizadas en 1932 por Karl G. Jansky en los Bell Telephone Laboratories en Homedell, New Jersey, al detectar un ruido continuo procedente de la dirección del

centro galáctico [4].

En el área de la radioastronomía se requiere estudiar señales polarizadas, en particular circularmente, debido a que permiten identificar el mecanismo de emisión y estimar el campo magnético en el objeto celeste emisor (Gary and Hurford 1989)[5], como en el caso del Sol, el cual es uno de los objetivos de estudio con el radio telescopio RT5 [6]. En el Sol ocurren diversos fenómenos que emiten ondas de radio, ejemplo de éstos son las ráfagas solares, las cuales se observan en una gran variedad de frecuencias [5]. La emisión en radio es particularmente importante porque se considera que está directamente relacionada con el disparo inicial de las ráfagas solares [7], el cual se cree que es debido a la reconexión magnética (Gordovsky et al., 2013) [8], por tal motivo, se requiere identificar los mecanismos involucrados en las ráfagas. Debido a que la emisión recibida en la Tierra puede ser causada por diversos mecanismos, es necesario tener información adicional, dentro de la que se puede considerar la polarización de la señal.

La detección de polarización circular se puede hacer de dos maneras:

- * Captando directamente polarización circular.
- * Captando polarización lineal y después procesando dicha señal para recuperar la polarización circular incidente.

La primera opción puede realizarse utilizando alimentadores que detecten directamente polarización circular [9, 10]. Se le llama alimentador a una antena que se ubica en el punto focal de una superficie parabólica [11]. Esto, debido a que, cuando el sistema transmite, el alimentador radia hacia la superficie parabólica.

Actualmente en la literatura existen algunos diseños de alimentadores para detectar polarización circular, sin embargo están formadas por dos o más capas [12, 13], lo cual se traduce en un incremento de costos y dificultad para implementarlos. También se tiene la posibilidad de generar polarización circular mediante polarizaciones lineales (horizontal y vertical) y cuyas señales son procesadas para finalmente recuperar la polarización deseada, no obstante esto genera un error que se produce al procesar la señal, ya que si se procesa computacionalmente se debe discretizar [14].

Por otro lado, en los radiotelescopios, se suelen utilizar alimentadores en una frecuencia específica [11]. Para observar en otra frecuencia es necesario utilizar otro alimentador, lo que implica cambios mecánicos y cierto tiempo de ejecución; al utilizar elementos con anchos de banda extensos se evitan estos inconvenientes. Por lo anterior es necesario el diseño de un alimentador que detecte directamente polarización circular y que lo haga en un ancho de banda extenso.

Con la finalidad de realizar observaciones en un ancho de banda extenso, registrando polarización circular, se plantea diseñar y construir un arreglo de dos alimentadores tipo espiral truncado y un acoplador híbrido de 180° de cuatro puertos [15][16], todo esto realizado con tecnología microstrip [17]. Para llevar a cabo lo anterior, se tienen los siguientes objetivos.

Objetivos

Objetivo General

Construir un arreglo de alimentadores tipo espiral truncado, utilizando tecnología microstrip, para detección de polarización circular.

Objetivos Particulares

1. Diseñar e implementar un alimentador de parche para polarización lineal.
2. Diseñar e implementar un alimentador para polarización circular.
3. Diseñar e implementar un acoplador híbrido de 180° .
4. Diseñar e implementar dos alimentadores para polarización circular.
5. Integrar el arreglo con dos alimentadores y el acoplador híbrido de 180° .
6. Publicar resultados en un congreso a nivel nacional.

Organización de la tesis.

Esta tesis se compone de cuatro capítulos, los cuales se describen a continuación.

En el capítulo 1 se aborda el tema de líneas de transmisión en general y posteriormente líneas de transmisión en microcinta, además se describen los parámetros S los cuales son utilizados para caracterizar al acoplador híbrido de 180° y del cual también se hace una descripción.

En el capítulo 2 se presenta la teoría básica en el estudio de antenas. Se describen diferentes tipos de ellas y las figuras de mérito que se utilizan para caracterizar su funcionamiento.

En el capítulo 3 se describe la metodología desarrollada para el diseño, simulación e implementación del arreglo de dos alimentadores tipo espiral truncado con acoplador híbrido de 180° . En esta sección también se presentan los resultados que se obtuvieron de las simulaciones y mediciones hechas a cada elemento implementado.

Finalmente, en el capítulo 4 se presentan las conclusiones y el trabajo futuro.

Capítulo 1

Introducción a la ingeniería de microondas

En este capítulo se presenta la teoría básica sobre líneas de microcinta y los parámetros involucrados en su diseño. Además se describen los parámetros “S” y se aborda el tema de los llamados acopladores híbridos, y en particular se describe el híbrido de 180°.

1.1. Líneas de Transmisión

La diferencia entre la teoría de circuitos y las líneas de transmisión es el tamaño eléctrico. En el análisis de circuitos se asume que las dimensiones físicas de la red son mucho más pequeñas que la longitud de onda eléctrica, mientras que en las líneas de transmisión el tamaño de la red es una fracción de la longitud de onda. Los voltajes y las corrientes de una línea de transmisión pueden variar en cada punto.

Para la propagación de ondas TEM (Transversales Electromagnéticas) las líneas de transmisión siempre cuentan con dos conductores, por lo cual frecuentemente se representan por dos líneas, donde cada pequeña parte de la línea, de longitud Δz puede ser modelada mediante el circuito que se muestra en la figura 1.1 [1], en la cual **R** **L** **G** y **C** están definidas para cada unidad de longitud de la manera siguiente:

R = Resistencia en serie por unidad de longitud, para ambos conductores, en unidades de ohms por metro ($\frac{\Omega}{m}$).

L = Inductancia en serie por unidad de longitud para ambos conductores, en

unidades de henries por metro ($\frac{H}{m}$).

\mathbf{G} = Conductancia en paralelo por unidad de longitud, en unidades de Simmens por metro ($\frac{S}{m}$).

\mathbf{C} = Capacitancia en paralelo por unidad de longitud, en unidades de Faradios por metro ($\frac{F}{m}$).

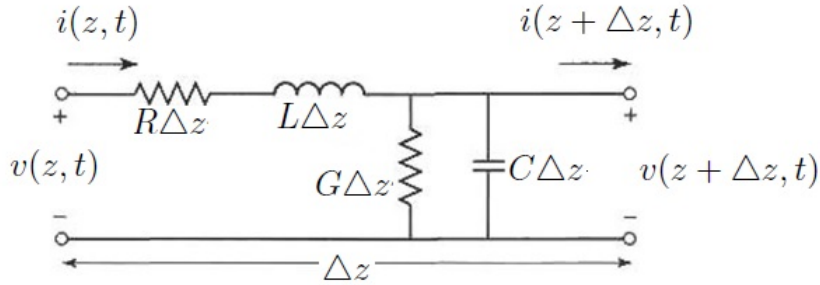


Figura 1.1: Circuito equivalente a una línea de transmisión.

La inductancia en serie \mathbf{L} representa la inductancia total de los dos conductores y la capacitancia en serie \mathbf{C} se debe a la proximidad de los dos conductores. La resistencia en serie \mathbf{R} se produce por la conductividad finita de los dos conductores y la conductancia \mathbf{G} es debida a la perdida por dieléctrico del material contenido entre los dos conductores, por lo tanto \mathbf{R} y \mathbf{G} representan perdidas. Una longitud finita de una línea de transmisión puede ser vista como varias secciones en cascada de la figura 1.1.

Si se le aplica ley de voltajes de Kirchhoff al circuito de la figura 1.1 resulta:

$$v(z, t) - R\Delta z i(z, t) - L\Delta z \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (1.1)$$

y aplicando la ley de corrientes de Kirchhoff el resultado es:

$$i(z, t) - G\Delta z v(z + \Delta z, t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} - i(z + \Delta z, t) = 0 \quad (1.2)$$

dividiendo 1.1 y 1.2 por $\Delta z \rightarrow 0$ se obtiene las siguientes ecuaciones:

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -Ri(z, t) - L \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (1.3)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -Gv(z, t) - C \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad (1.4)$$

Las ecuaciones 1.3 y 1.4 son conocidas como las “Ecuaciones del telegrafista” [1], las cuales se pueden representar mediante fasores de la siguiente manera:

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z) \quad (1.5)$$

$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z) \quad (1.6)$$

Al resolver 1.5 y 1.6 se generan ecuaciones de onda para $I(z)$ y $V(z)$:

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma^2V(z) = 0 \quad (1.7)$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma^2I(z) = 0 \quad (1.8)$$

donde:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (1.9)$$

α es la constante de propagación y es función de la frecuencia. El factor α es el coeficiente de atenuación y representa la energía que la línea entrega al medio y es disipada en forma de calor (efecto Joule), mientras que el término β es la constante de fase y define la velocidad de la propagación de onda, la cual se determina de la siguiente manera:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (1.10)$$

donde v_p es la velocidad de propagación de la onda. Las soluciones para 1.7 y 1.8 se encuentran mediante las siguientes ecuaciones:

$$V(z) = V_0^+ \exp(-\gamma z) + V_0^- \exp(\gamma z) \quad (1.11)$$

$$I(z) = V_0^+ \exp(-\gamma z) - V_0^- \exp(\gamma z) \quad (1.12)$$

el término $\exp(-\gamma z)$ representa la propagación de onda en la dirección positiva de z y el término $\exp(\gamma z)$ representa la propagación de onda en la dirección negativa de z . Sustituyendo la ecuación 1.5 en 1.11 se tiene la siguiente expresión para la corriente:

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} [V_0^+ \exp(-\alpha z) + V_0^- \exp(\alpha z)] \quad (1.13)$$

Con las ecuaciones 1.12 y 1.13 se determina la impedancia característica, que es la razón entre el voltaje y la corriente en todo punto de la línea de transmisión, por lo tanto:

$$Z_0 = \frac{V}{I} = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (1.14)$$

Si se considera $R = G = 0$, porque idealmente el conductor de la línea no presenta resistencia y el dieléctrico no presenta conductancia, la ecuación que determina la constante de propagación es:

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{LC} \quad (1.15)$$

La constante de fase en este caso es:

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad (1.16)$$

El coeficiente de atenuación es:

$$\alpha = 0$$

La velocidad de propagación es:

$$v_{pi} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.17)$$

Y la impedancia característica se reduce a:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1.18)$$

El coeficiente de reflexión es un parámetro a considerar al tratar líneas de transmisión ya que mide la cantidad de energía que una línea puede entregar a la carga que se le conecta. Cuando la línea y la carga tienen una impedancia de igual valor, hay una máxima transferencia de potencia. Al excitar la línea, una onda incide en la carga y tiene la forma $V_0^+ \exp(-j\beta z)$, si la línea está terminada con una carga de impedancia Z_L donde $Z_L \neq Z_0$ entonces existirá una onda reflejada, por el desacople de impedancias, de esta manera no toda la energía se transmitirá hacia la carga; para solucionar esto, la razón voltaje-corriente deber ser igual a Z_L . La impedancia de la carga en términos de voltajes y corrientes es:

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0 \quad (1.19)$$

donde 1.19 es el resultado de evaluar 1.11 y 1.12 con $z = 0$, que es el punto inicial de la línea. Resolviendo para V_0^- :

$$V_0^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} V_0^+ \quad (1.20)$$

Finalmente el coeficiente de reflexión es la razón del voltaje reflejado V_0^- entre el voltaje incidente V_0^+ y nos permite definir qué porcentaje de la energía incidente se está reflejando; matemáticamente se expresa mediante la siguiente ecuación:

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (1.21)$$

Este coeficiente se relaciona con la pérdida por retorno, que surge al estar desacoplada la línea de la carga en términos de impedancias. Esta cantidad se expresa

en dB mediante:

$$RL = -20 \log |\Gamma| [dB] \quad (1.22)$$

Si la carga esta acoplada ($\Gamma = 0$) la potencia transferida será máxima, en contraste cuando $\Gamma = \pm 1$, la potencia no se transfiere hacia la carga y toda la energía es reflejada hacia la fuente que la genera, además la onda reflejada estará en fase o con un desfase de 180° dependiendo del signo del coeficiente de reflexión.

En algunas ocasiones es inevitable el desacoplo de impedancias, no obstante existen algunos métodos para solucionarlo, uno de ellos son los “stub”, los cuales se diseñan como circuito abierto o cerrado, dependiendo de la aplicación y facilidad de implementación. Una de las características más sobresalientes de los stubs, es que logran un acoplamiento en un ancho de banda mayor al que se puede obtener con otras técnicas, como por ejemplo el transformador de un cuarto de onda.

El transformador de un cuarto de onda es capaz de acoplar la impedancia en un ancho de banda limitado en frecuencia, ya que se calcula la impedancia del transformador a una frecuencia específica y sus dimensiones son diferentes para otros valores de frecuencia; el análisis para dicho transformador se puede encontrar en [1]. La impedancia del transformador se determina mediante la siguiente ecuación:

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (1.23)$$

y físicamente se representa por el circuito de la figura 1.3.

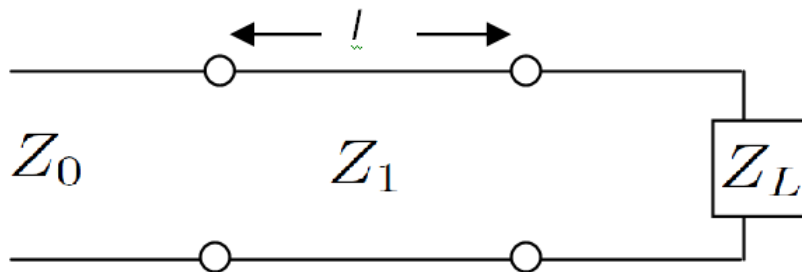


Figura 1.2: Circuito equivalente para un transformador de un cuarto de onda.

Con Z_L real, Z_0 la impedancia característica de la línea y Z_1 es el fragmento que

se está añadiendo para el acoplamiento.

1.2. Parámetros S

Para caracterizar una red de 2 puertos se pueden utilizar los parámetros de impedancia (Z), de admitancia (Y), híbridos (H), de transmisión (T) y de transmisión inversa ($ABCD$) [18]. Sin embargo, la teoría indica que para generar estos parámetros uno de los puertos debe satisfacer la condición de corto circuito y el otro puerto la de circuito abierto, al aumentar la frecuencia, las condiciones anteriores no se pueden satisfacer, ya que un circuito abierto se comporta como un capacitor y un corto circuito como un inductor. Por lo tanto, existen los parámetros S, que se determinan en base a mediciones de la reflexión y transmisión de una onda electromagnética en cada puerto de la red.

Los parámetros S describen la respuesta a las señales de entrada en cada puerto de una red de N puertos y se pueden medir directamente con un analizador de redes vectoriales [1].

Considerando una red de N puertos, siendo V_n^+ la amplitud de la onda de voltaje incidente en el puerto n , y V_n^- la amplitud de la onda de voltaje reflejada, la matriz S se define como:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

Y un elemento específico de la matriz se define como:

$$S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} \Big|_{V_k^+=0 \text{ para } k \neq j} \quad (1.25)$$

de tal manera que S_{ii} es el coeficiente de reflexión visto desde el puerto i cuando los demás puertos están terminados con cargas acopladas y S_{ij} es el coeficiente de transmisión del puerto j al puerto i cuando los demás puertos están terminados con cargas acopladas.

En la medición de antenas, el parámetro S_{11} representa cuanta energía se refleja

de la antena hacia el puerto, en el diseño de éstas se requiere que el parámetro S_{11} esté por debajo de los $-10dB$ en la banda de frecuencias de operación, de esta manera se estaría asegurando que el 90 % de la energía se radia hacia el espacio. Lo anterior se verifica con la expresión 1.26 que es la definición de decibeles:

$$P_{dB} = 10 \log(|P|) \quad (1.26)$$

Al despejar P de 1.26 y sustituir $P_{dB} = -10dB$ el resultado que se obtiene es:

$$P = 10^{-1} = 0,1 \quad (1.27)$$

Si consideramos que $P = \frac{P_{salida}}{P_{entrada}}$ y teniendo en cuenta que el parámetro S_{11} representa la reflexión en el puerto 1, la ecuación 1.27 indica que 0.1 o 10 % de la energía suministrada se está reflejando y por consiguiente el 90 % restante está siendo radiada por la antena.

1.3. Líneas de transmisión en microcinta

La línea de microcinta o microstrip es una de las más populares ya que puede ser fabricada por un proceso fotolitográfico y se integra fácilmente con otros dispositivos, pasivos o activos, de microondas. La geometría de una línea de microstrip se muestra en la figura 1.3.

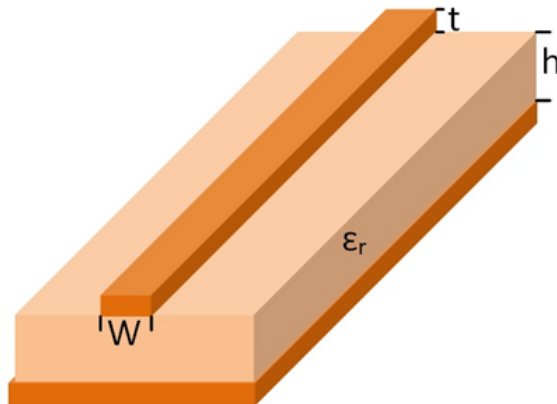


Figura 1.3: Línea de microstrip o microcinta.

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN A LA INGENIERIA DE MICROONDAS
1.3. LINEAS DE TRANSMISIÓN EN MICROCINTA

El sustrato tiene una permitividad relativa “ ϵ_r'' ”, una altura “ h ” y una línea conductora de ancho “ W ” en la parte superior. En la parte inferior contiene un plano conductor al que se le llama “tierra”.

En la microcinta existen distintos modos transversales electromagnéticos (TEM) debido a que el conductor de la parte superior no está rodeado por el mismo dieléctrico haciendo que la velocidad de fase del modo TEM sea:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (1.28)$$

la cual es diferente a la velocidad en el aire (c), que sería el caso en el que la línea de microcinta no tuviera un dieléctrico entre los conductores. No obstante los diferentes modos transversales electromagnéticos de orden superior no son dominantes y entonces al modo fundamental se le considera como quasi-TEM y se le puede aplicar la teoría vista en las secciones anteriores.

Una línea de transmisión de microcinta puede ser analizada por diversos métodos y aproximaciones, en este trabajo se utilizan las ecuaciones 1.29-1.33 que son ampliamente utilizadas en el diseño de líneas de microcinta. La constante dieléctrica efectiva de una línea de microcinta está dada aproximadamente por:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \quad (1.29)$$

establecidas las dimensiones de la línea de microcinta, la impedancia característica está determinada por:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\epsilon_r} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) & si \quad \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right) \right]}} & si \quad \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (1.30)$$

Si los datos que se tienen son la impedancia característica y la constante dieléctrica, entonces:

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A)-2} & \text{si } \frac{W}{h} \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} [B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} (\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r})] & \text{si } \frac{W}{h} \geq 2 \end{cases} \quad (1.31)$$

donde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} (0,232 + \frac{0,11}{\epsilon_r}) \quad (1.32)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.33)$$

La atenuación de la línea de microcinta se debe a las pérdidas del dieléctrico y las del conductor. La expresión para la atenuación debida al dieléctrico es:

$$\alpha_d = \frac{k_0 \epsilon_e (\epsilon_e - 1) \tan \delta}{2\sqrt{\epsilon_e} (\epsilon_e - 1)} [Np/m] \quad (1.34)$$

donde k_0 es la velocidad de propagación y $\tan \delta$ es el factor de pérdidas del dieléctrico, mismo que es proporcionado por el fabricante. Las unidades son Nepers por metro.

La atenuación del conductor está dada por:

$$\alpha_c = \frac{R_s}{W Z_0} [Np/m] \quad (1.35)$$

siendo R_s la resistividad del conductor que se determina por la siguiente ecuación:

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}} \quad (1.36)$$

Para la mayoría de substratos utilizados en las líneas microstrip, las pérdidas debidas al conductor son más significativas que las pérdidas por dieléctrico [1].

1.4. Dobleza en microcinta

En el diseño de circuitos en microcinta, con frecuencia es necesario hacer algunos dobleces en el conductor superior. Un doblez de 90° puede causar que una gran parte de la señal se refleje a lo largo de la línea de transmisión con dirección hacia la fuente, transmitiendo así, sólo una parte de la señal. Un doblez abrupto se comporta como una capacitancia en paralelo entre el plano de tierra y el doblez de la línea. Al formar un inglete (ángulo de 45°) se reduce la capacitancia. Una ecuación para un óptimo inglete es la siguiente [19]:

$$M = 100 \frac{x}{d} \% = (52 + 65 \exp(\frac{-27w}{20h})) \% \quad (1.37)$$

con $0,25 \leq W/h \leq 2,75$ y con $2,5 \leq \epsilon_r \leq 25$. En la figura 1.4 se observan gráficamente estos parámetros.

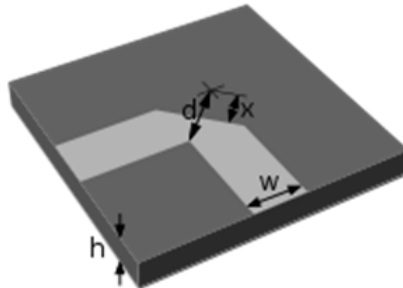


Figura 1.4: Dobleza en la línea de microcinta.

1.5. Acoplador Híbrido de 180°

Se denomina circuito híbrido a un acoplador de 3 dB. Los circuitos híbridos son de amplio uso en todo tipo de sistemas. Actualmente se utilizan en el rango de radiofrecuencias, desde algunos cientos de kilohertz hasta 5GHz. Dentro de las aplicaciones más frecuentes está el diseño de circuitos balanceados y la alimentación de antenas. Consisten en la combinación de dos híbridos de forma que cada uno de ellos opera con la mitad de la potencia, permitiendo además eliminar armónicos y reflexiones no deseadas. Se basan en estructuras resonantes y transformadores de un cuarto de longitud de onda [20].

En la figura 1.5 se presentan tres tipos de híbridos.

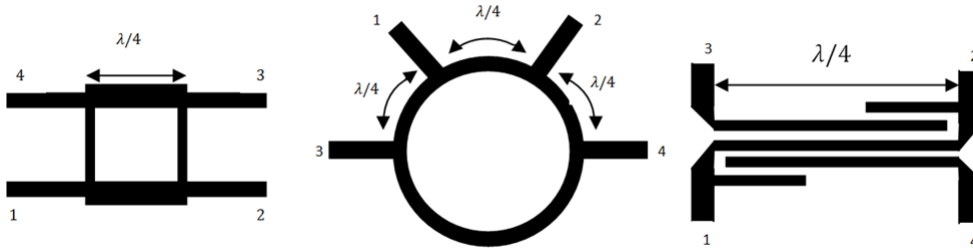


Figura 1.5: Circuitos Híbridos.

El primero es llamado híbrido branch line y está formado por dos secciones de línea de un cuarto de longitud de onda conectadas por otras secciones similares. El segundo es el híbrido en anillo o Rat race, está formado por una circunferencia que tiene conectados cuatro puertos separados una fracción de la longitud de onda. El análisis correspondiente a este híbrido se presenta en [1]. Finalmente, el tercer híbrido es llamado híbrido de Lange y está formado por líneas de microcinta de tamaño igual a un cuarto de la longitud de onda [20].

El híbrido de 180° es una red de cuatro puertos con un desfase de 180° entre dos de sus puertos de salida y puede tener la forma del híbrido en anillo o alguna modificación de éste [16]. De acuerdo a la figura 1.6, una señal aplicada al puerto 1 del acoplador, se dividirá en dos componentes en fase en los puertos 2 y 3, mientras que el puerto 4 estará aislado. Si ahora la entrada se aplica al puerto 4, se dividirá en dos componentes con una diferencia de fase de 180° en los puertos 2 y 3 mientras que el puerto 1 estará aislado.

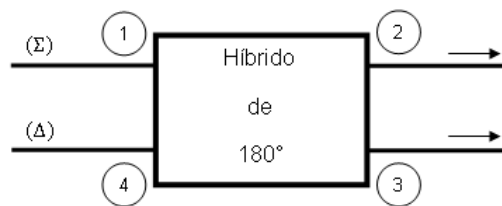


Figura 1.6: Acoplador híbrido de 180°.

Si se aplican señales de entrada al puerto 2 y 3, la suma de las entradas se obtendrá en el puerto 1 mientras que la diferencia en el puerto 4, de tal manera que los puertos 1 y 4 son llamados como puerto de suma y diferencia, respectivamente. La matriz de dispersión para un híbrido ideal de 3 dB y 180° es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-j}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.38)$$

cuya matriz es simétrica y unitaria [1].

Capítulo 2

Fundamentos de antenas.

En este capítulo se presenta la teoría básica de una antena, comenzando por una definición. Se tratan los parámetros utilizados en la caracterización de antenas y finalmente se describen algunos tipos de antenas.

2.1. Antena

La definición de la IEEE para una antena es: “un recurso para radiar o recibir ondas de radio” [17]. La antena es el dispositivo entre el espacio libre y el transmisor o receptor, que transforma las ondas electromagnéticas en voltaje o viceversa.

En la figura 2.1 se muestra un circuito equivalente para una antena [17].

En la figura 2.1 la fuente se representa por un generador ideal V_s , la línea de transmisión por una impedancia Z_c y la antena por una impedancia Z_A que es la suma de tres impedancias en serie, es decir, $Z_A = R_L + R_r + X_A$. La impedancia de carga R_L representa las pérdidas debidas al conductor y al dieléctrico. A R_r se le llama “resistencia de radiación” y es una resistencia ficticia que se utiliza para justificar la potencia que es radiada hacia el espacio. La reactancia X_A representa la parte imaginaria de la radiación (potencia reactiva) [16]. Idealmente se espera que toda la potencia generada por la fuente se transmita a la resistencia de radiación, pero esto no se logra debido a las pérdidas intrínsecas por conducción y por dieléctrico de la línea de transmisión, además del acoplamiento de impedancias, de tal manera que se generan dos tipos de ondas viajando en direcciones opuestas: las que se transmiten de la fuente hacia la carga y las que son reflejadas y van en dirección contraria

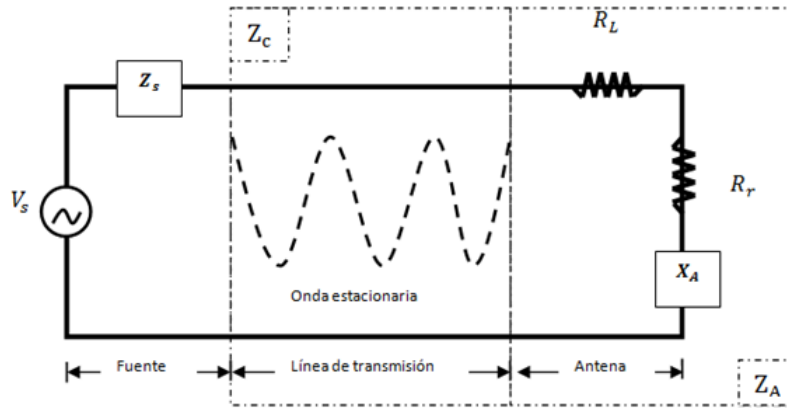


Figura 2.1: Circuito equivalente a una antena.

a las primeras. Estas ondas que van en direcciones opuestas generan interferencia constructiva o destructiva y finalmente se convierten en ondas estacionarias. Por lo tanto, las ondas estacionarias son indeseables y se busca reducir las.

En la antena se pueden reducir las pérdidas haciendo un acoplamiento entre la impedancia de la línea y de la antena, con esto último también se reducen las ondas estacionarias.

En algunas aplicaciones inalámbricas, como telefonía celular, enlaces satelitales, entre otras, usualmente se requiere optimizar la radiación de energía en algunas direcciones y suprimirla en otras, de tal manera que la antena también debe funcionar como un dispositivo direccional. Un buen diseño de antena puede mejorar el rendimiento del sistema y hacerlo menos complejo.

2.2. Parámetros de antena

En esta parte se describirán algunos de los parámetros utilizados en el estudio de antenas, los cuales permiten describir las características de radiación o recepción de una antena.

2.2.1. Patrón de radiación

El patrón de radiación de una antena indica la variación del campo eléctrico y magnético o de la potencia en función de las coordenadas espaciales [21]. El patrón

de potencia es una gráfica de la potencia recibida en torno a un radio constante y el patrón de campos representa la variación espacial del campo eléctrico y magnético en torno a un radio constante.

El espacio alrededor de una antena se divide en tres regiones:

1. Campo cercano.
2. Zona de Fresnel
3. Campo lejano o zona de Fraunhofer.

Al considerar a D_m como la dimensión más larga de la antena y a λ como la longitud onda, la región de campo cercano queda acotada en una distancia $R < 0,62\sqrt{\frac{D_m^2}{\lambda}}$, la zona de Fresnel se acota en una distancia $0,62\sqrt{\frac{D_m^2}{\lambda}} \leq R < \frac{2D_m^2}{\lambda}$ y la zona de Fraunhofer se acota de $R = \frac{2D_m^2}{\lambda}$ hasta infinito. En la figura 2.2 se puede observar el patrón de radiación y las coordenadas esféricas que lo comprenden.

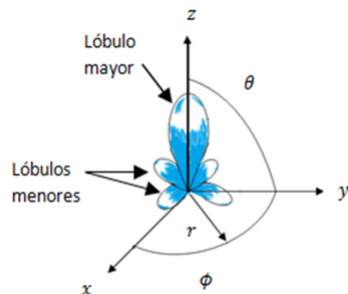


Figura 2.2: Patrón de radiación.

El patrón de radiación también se puede visualizar en una gráfica de dos dimensiones y puede ser rectangular o radial, como lo muestra la figura 2.3.

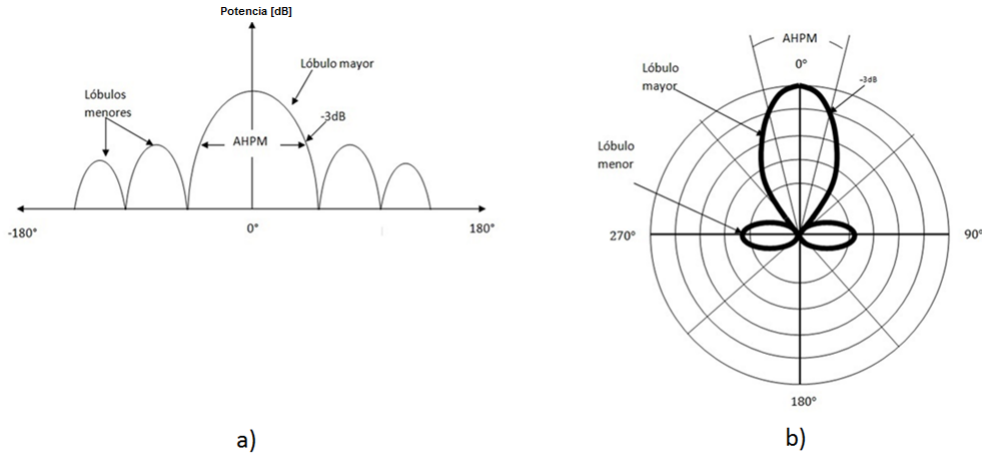


Figura 2.3: Patrón de radiación: a) rectangular, b) radial.

En la figura 2.3 se observa el ancho de haz a potencia media (AHPM, por sus siglas en inglés Half Power Beam Width) en -3dB, además se aprecian los lóbulos menores y el lóbulo mayor.

2.2.2. Ganancia

La ganancia de una antena se define como la razón de la intensidad de radiación en una dirección dada entre la intensidad de radiación que se obtendría si la potencia de la antena se radiará isotrópicamente [17]. Matemáticamente la ganancia se expresa como:

$$G = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_0} \quad (2.1)$$

donde $U(\theta, \phi)$ es la intensidad de radiación y representa la potencia radiada por unida de ángulo solido. P_0 es la potencia a la entrada de la antena. La ganancia es una cantidad adimensional que se expresa en decibeles. La directividad está basada en la potencia radiada mientras que la ganancia en la potencia de entrada. La ganancia y directividad se relacionan mediante la siguiente ecuación:

$$G = \eta_e D_r \quad (2.2)$$

donde η_e es la eficiencia de la antena y es la razón de la potencia de salida entre

la potencia de entrada.

2.2.3. Polarización

La polarización de una onda es la figura que describe la punta del vector del campo eléctrico \vec{E} en función del tiempo. Si la figura que describe el vector del campo eléctrico es una línea recta, la polarización es lineal, si la figura que se forma es un círculo la polarización es circular y finalmente si se forma una elipse la polarización es elíptica.

La polarización circular puede ser de dos formas: polarización circular a mano derecha (Right Hand Circular Polarization, RHCP) o polarización circular a mano izquierda (Left Hand Circular Polarization, LHCP) y están relacionadas con el sentido de las manecillas del reloj, de tal manera que la RHCP se toma como la rotación del vector de campo eléctrico en sentido de las manecillas del reloj y LHCP en el sentido contrario.

Ya que el campo eléctrico y magnético solo tiene componentes ortogonales a la dirección de propagación, si se considera que la onda plana se propaga a lo largo del eje z , el campo eléctrico esta descrito por la siguiente ecuación:

$$\vec{E} = E_x \hat{a}_x + E_y \hat{a}_y \quad (2.3)$$

la ecuación anterior no tiene componentes de campo eléctrico en z , lo cual está representado por la ausencia de la letra \hat{a}_z . Las componentes del campo eléctrico en dirección x e y están representadas por \hat{a}_x y \hat{a}_y mientras que la magnitud por E_x y E_y . La onda plana que describe al campo tiene la forma siguiente:

$$\vec{E} = E_{x0} \cos(\omega t - kx + \phi_x) \hat{a}_x + E_{y0} \cos(\omega t - ky + \phi_y) \hat{a}_y \quad (2.4)$$

con E_{x0} y E_{y0} constantes y siendo la magnitud del campo, ϕ_x y ϕ_y son las fases y k es el número de onda. Si $\phi = \phi_x = \phi_y = 0$ ó $\phi = \phi_x = \phi_y = \pi$ las ecuaciones 2.3 y 2.4 se transforman en:

$$E_y = \pm \frac{E_{y0}}{E_{x0}} E_x \quad (2.5)$$

la ecuación 2.5 describe la polarización lineal, donde los signos \pm corresponden a un valor de fase igual a 0 y π respectivamente.

Si ahora se tiene que $\phi = \phi_x = \phi_y = \frac{\pi}{2}$ y $\frac{E_{y0}}{E_{x0}} = 1$, es decir la magnitud del campo eléctrico en las dos direcciones es la misma, la ecuación 3.4 se transforma en:

$$E_x^2 + E_y^2 = 1 \quad (2.6)$$

esta última ecuación describe a la polarización circular[22].

Para el caso de la elipse se hace la misma consideración en las fases, pero ahora la amplitud del campo eléctrico se considera de un valor diferente. En la figura 2.4 se pueden observar los distintos tipos de polarización.

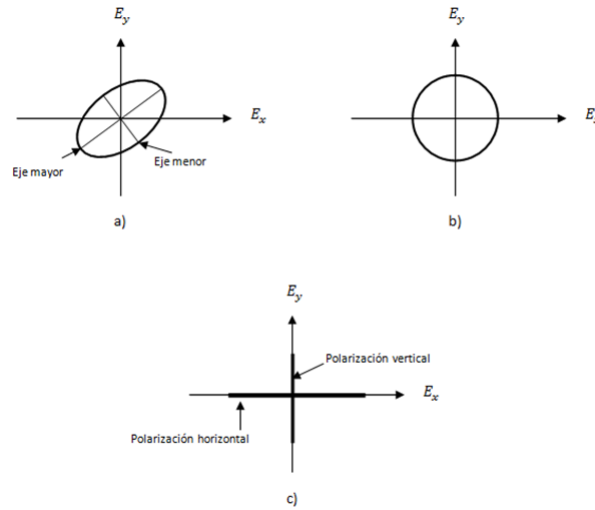


Figura 2.4: Tipos de polarización. a) Polarización elíptica, b) polarización circular, c) polarización lineal.

Como se mencionó antes, la propagación de la onda se da sobre el eje z y en la figura 2.3 este eje estaría apuntando hacia afuera de esta página, de tal manera que las figuras que se ven en los incisos, representan la forma que dibuja el vector al propagarse la onda, es decir, la polarización. En el inciso c), se observa que la polarización lineal puede ser vertical u horizontal.

La calidad de la polarización circular se determina mediante la Razón Axial (RA), la que se calcula mediante la relación que hay entre el eje mayor y el eje menor de un campo polarizado elípticamente (figura 2.3 inciso a). Para una polarización circular, las componentes del campo eléctrico forman un círculo y la razón entre los ejes es 1,

ya que tienen la misma magnitud. En dB la RA se determina mediante la siguiente ecuación [23]:

$$RA = 20 \log_{10} \frac{E_x}{E_y} \quad (2.7)$$

donde E_x y E_y son las magnitudes de las componentes del campo eléctrico. En la implementación de antenas, se tiene una convención para la RA , la cual debe estar por debajo de 3dB para la frecuencia o rango de frecuencias que se quieran determinar cómo polarización circular [17], en cuestión de magnitudes 3dB representa una razón de 1.41.

2.2.4. Temperatura de ruido de una antena

La temperatura de antena hace referencia a una potencia equivalente que se produce por el movimiento aleatorio de los electrones en dispositivos pasivos como resistores o líneas de transmisión. Es equivalente a la temperatura que un resistor requiere para producir la misma potencia de ruido que la antena percibe debido al ambiente. Para calcular la temperatura de antena se utiliza la siguiente ecuación [21]:

$$T_A = \eta T_b + (1 - \eta) T_p \quad (2.8)$$

donde η es la eficiencia de la antena, T_p es la temperatura física de la antena y T_b es la temperatura de brillo y es la de un cuerpo negro cuya intensidad de radiación en cierto intervalo de frecuencias sea el mismo que el de la fuente observada y se determina con la siguiente expresión [21]:

$$T_b = \frac{\lambda^2 I}{2k_b} \quad (2.9)$$

con λ la longitud de onda, I el brillo que se toma de la función que define el cuerpo negro a esa frecuencia y k_b la constante de Boltzman. Para una antena sin pérdidas, en la que la ganancia es igual a la directividad, la potencia de ruido se determina mediante la siguiente ecuación [24]:

$$P_{ruido} = k_b T_A \Delta f \quad (2.10)$$

donde k_b es la constante de Boltzman ($1,38 \times 10^{-23} J/^\circ K$), T_A es la temperatura de antena y Δf es el ancho de banda.

2.2.5. Figura de ruido

La figura de ruido de un dispositivo o de una red, se define como la razón entre los cocientes señal-a-ruido en las terminales de un generador y la señal-a-ruido en las terminales de salida de la red acoplada al generador de la señal, en la siguiente ecuación se define la figura de ruido [24]:

$$F = 1 + \frac{T}{T_0} \quad (2.11)$$

donde

$T_0 = 290^\circ K$ y T es la temperatura del sistema y está definida por la siguiente ecuación:

$$T = \frac{P_{\text{ruido-salida}}}{k\Delta fG} \quad (2.12)$$

por ejemplo, si el sistema constara de un amplificador de ganancia, entonces T es la potencia de ruido a la salida del amplificador, dividida por el producto de la constante de Boltzman, el ancho de banda y la ganancia del amplificador. Este concepto se puede extender a un sistema de más etapas conectadas en cascada.

2.2.6. Ancho de banda

El ancho de banda de una antena es el rango de frecuencias en el cual el funcionamiento de la antena, respecto a algunas características, como ganancia, polarización, patrón de radiación entre otras, cumple con cierta especificación; por ejemplo la polarización circular tiene un ancho de banda determinado por la razón axial, la cual debe estar por debajo de 3 dB.

El ancho de banda se puede especificar como la relación entre el margen de frecuencias en que se cumplen las especificaciones y la frecuencia central mediante la siguiente relación:

$$BW(\%) = \frac{f_s - f_i}{f_c} 100 \quad (2.13)$$

donde: BW = ancho de banda fraccional.

f_s = frecuencia superior.

f_i = frecuencia inferior.

f_c = frecuencia central.

Se dice que una antena es de banda ancha si $f_s/f_i = 2$ [25].

2.3. Tipos de antena

Existen muchos tipos de antenas ya que una sola no puede satisfacer todas las especificaciones de transmisión o recepción y cada una de ellas cuenta con características propias. En esta sección se presentan diferentes tipos de antenas.

2.3.1. El dipolo de media longitud de onda

Una de las antenas más comunes en la recepción de señales de televisión y radio comercial es el dipolo de media longitud de onda. El valor de su resistencia de radiación es cercano a la impedancia característica de algunas líneas de transmisión (50 o 75-ohms) y por lo tanto el acoplamiento se simplifica. En la figura 2.5 inciso a), se muestra un dipolo de media longitud de onda, el cual consiste en un hilo recto conductor de longitud $\frac{\lambda}{2}$, que se alimenta con un generador en su centro mediante dos corrientes en sentidos contrarios, por lo que el campo no se cancela y genera un patrón omnidireccional. En este caso el radio del hilo conductor es mucho menor a λ .

En el inciso b) se muestra un corte transversal del patrón de radiación, el dipolo se encuentra sobre el eje z y está alimentado en su centro.

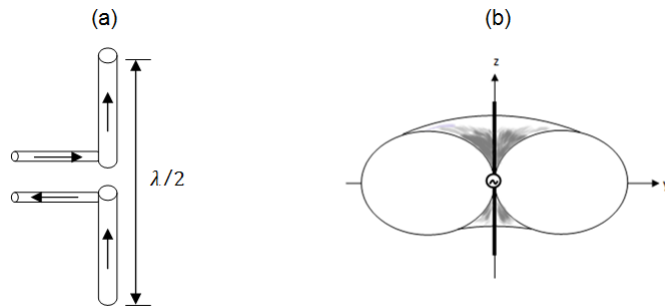


Figura 2.5: Dipolo de media longitud de onda y patrón de radiación del dipolo

2.3.2. Antena helicoidal

Una antena helicoidal o tipo hélice se muestra en la figura 2.6, donde se puede observar que una hélice es el resultado de bobinar un hilo conductor en forma cilíndrica. Los parámetros geométricos de diseño de una hélice son: su diámetro, la separación entre dos vueltas o paso de la hélice, el número de vueltas, el diámetro del hilo y el sentido del bobinado (derecha o izquierda). En función de las dimensiones de la hélice existen dos modos básicos de funcionamiento: el modo normal y el modo axial. En el modo normal el máximo de radiación se produce en la dirección normal al eje de la hélice y en el modo axial el máximo de radiación se encuentra en la dirección del eje de la hélice. En el primer modo la longitud total del hilo es menor a λ , si la hélice tiene N vueltas la condición para que radie en modo normal es $NL \ll \lambda$ [26]. En modo normal el diámetro de la hélice es muy pequeño en comparación a λ y en modo axial el diámetro de la hélice es de una λ .



Figura 2.6: Antena tipo hélice para comunicación espacial en VHF

Una aplicación de las antenas helicoidales ha sido la transmisión y recepción de las señales de control y telemetría de satélites artificiales, las cuales se transmiten

en las bandas de VHF y UHF [26].

2.3.3. Antenas de corneta

Las antenas de corneta son ampliamente utilizadas en aplicaciones de radio astronomía y seguimiento de satélites [17]. Pueden ser de diferentes formas, como las que se muestran en la figura 2.7.

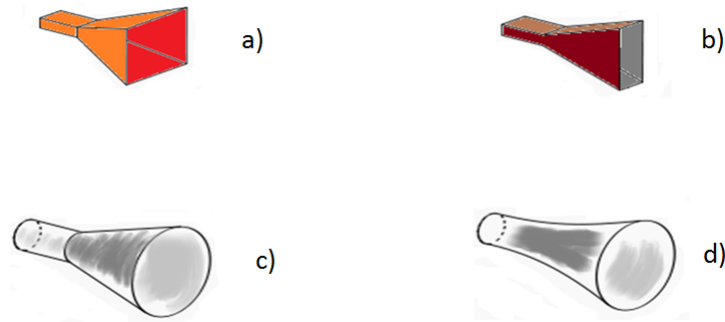


Figura 2.7: Tipos de corneta: a) piramidal, b) rectangular, c) circular, d) exponencial

La directividad en una antena tipo corneta se determina por la ecuación 2.14:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_e \quad (2.14)$$

con A_e la apertura de la antena y λ la longitud de onda.

2.3.4. Antenas planas

Dentro de las antenas planas se pueden incluir las antenas de parche, microstrip o microcinta, de hueco, antenas de platos suspendidos, monopolos enrollados, entre otras.

Las antenas microstrip consisten en un parche metálico dispuesto sobre un sustrato dieléctrico colocado encima de un plano metálico. La estructura de esta antena se muestra en la figura 2.8. El parche puede ser de distintas formas, las más comunes son rectangulares y circulares con dimensiones del orden de media longitud de onda.

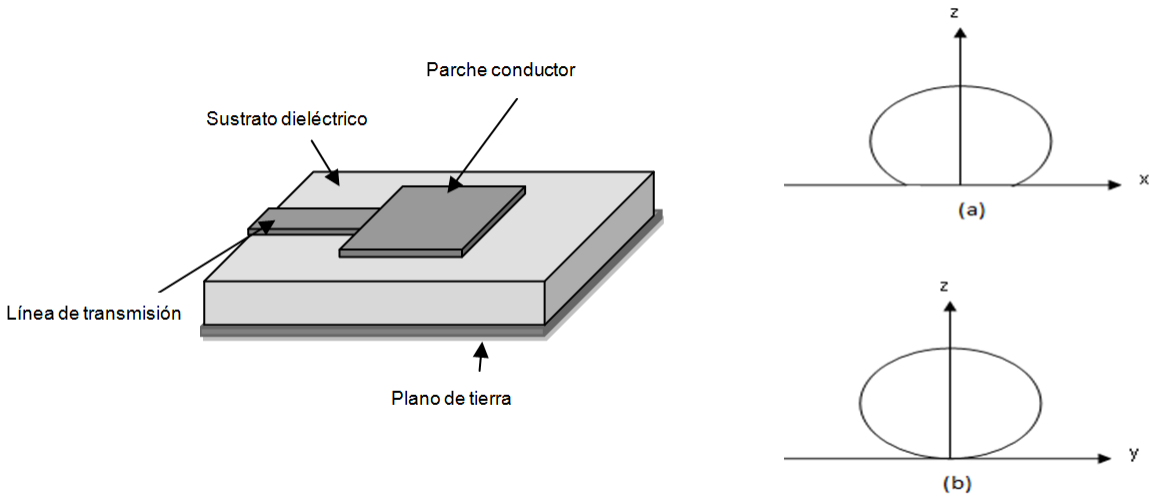


Figura 2.8: Antena microstrip y patrón de radiación. a) campo eléctrico. b) campo magnético

Las antenas de microstrip son utilizadas en muchas aplicaciones, por ejemplo: sistemas de radar, GPS, comunicaciones móviles, aeronáutica, satélites, misiles, etc [17]. Estas antenas son de fácil instalación al ser compactas, de bajo perfil (espesores menores a $0,003\lambda$), de fácil integración a circuitos integrados en placas impresas y versátiles, ya que sus parámetros como impedancia, polarización, patrón de radiación y frecuencia central, pueden ser modificados al cambiar la forma de alimentación (proximidad, microcinta o coaxial, entre otras) del dispositivo. Sus principales limitaciones son su estrecho ancho de banda (menor a 35 %) y la baja potencia que pueden soportar, debido a la naturaleza de los sustratos con que se elaboran.

En una antena microstrip existen 4 tipos de ondas [17]:

Ondas espaciales. Son aquellas radiadas hacia el espacio libre, es decir, desde un ángulo de 0° hasta 180° respecto al plano que contiene a la antena. Disminuye su amplitud respecto a la distancia, debido a la interacción con el medio. **Ondas superficiales.** Son aquellas confinadas en el dieléctrico, se forman por reflexiones entre el conductor y el plano de tierra. Generan pérdidas al utilizar potencia de la señal útil.

Ondas de fuga. Proviene de las ondas superficiales. Se producen una vez que la onda confinada en el dieléctrico es reflejada por el plano de tierra hacia la línea conductora, punto en el cual una parte de la onda es nuevamente reflejada hacia el plano de tierra y la otra se “fug” hacia el espacio libre.

Ondas guiadas. Se encuentran propagándose entre el plano de tierra y el conductor

y suelen utilizarse para hacer guías de onda o líneas de transmisión.

Los métodos más populares para alimentar una antena de parche son la línea de microcinta, coaxial, por apertura y por proximidad. Cuando se alimenta a través de una línea de microcinta, se utiliza un transformador de impedancias, ya que en general la impedancia del parche es diferente a 75 o 50 ohms.

Para analizar este tipo de antenas existen muchos métodos, sin embargo, los más importantes son el modelo de la línea de transmisión, el de cavidad y el de onda completa. En esta parte se explicará la antena de microstrip con parche rectangular utilizando el modelo de línea de transmisión ya que permite entender el funcionamiento de las antenas planas. Con este método, la antena se modela como dos ranuras que están separadas una distancia L , lo que se puede apreciar en la figura 2.9.

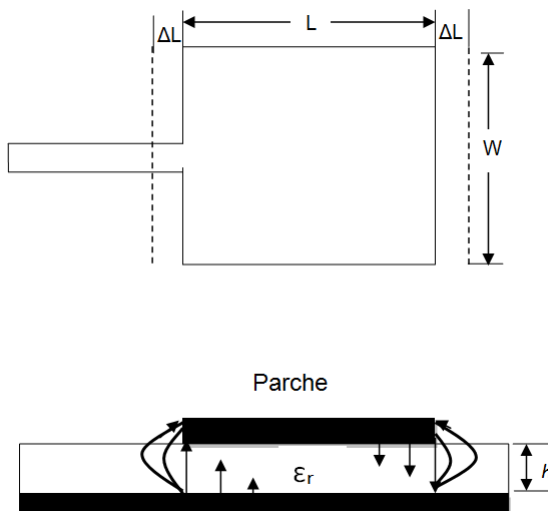


Figura 2.9: Modelo de línea de transmisión para una antena microstrip

Las dimensiones del rectángulo son:

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (2.15)$$

con f_r la frecuencia de resonancia,

$$\Delta L = \frac{(0,412h(\epsilon_{reff} + 0,3))(\frac{W}{h} + 0,12)}{(\epsilon_{reff} - 0,258)(\frac{W}{h} + 0,8)} \quad (2.16)$$

$$\varepsilon_{ref} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.17)$$

$$W = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad (2.18)$$

donde μ_0 es la permeabilidad magnética en el vacío, ε_0 la permitividad eléctrica en el vacío, v_0 la velocidad de la onda en el medio utilizado para la fabricación de la antena y f_r la frecuencia de resonancia de la antena, la cual es la frecuencia a la cual se diseña la antena para que opere bajo cierta condición [18].

También se pueden calcular las dimensiones del parche con las siguientes ecuaciones:

$$L < \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.19)$$

$$W = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.20)$$

$$Z_0 = \frac{Z_0 h}{W\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.21)$$

Z_c es la impedancia característica de la antena y λ_0 la longitud de onda en el espacio libre [21]. En la práctica las ecuaciones 2.19-2.21 son de gran utilidad en el diseño de antenas de microstrip de parche rectangular, ya que son más simples que las ecuaciones 2.15-2.18.

2.4. Arreglos de antenas

Se obtienen al agrupar dos o más antenas, con el fin de modificar algunos de sus parámetros, principalmente: aumento de la directividad en cierta región y supresión en otras, mayor campo de visión y para dirigir el haz de manera electrónica.

La clasificación de arreglos en función de la dirección de radiación o recepción puede ser de dos tipos: broadside y end-fire, los cuales se muestran en la figura 2.10.

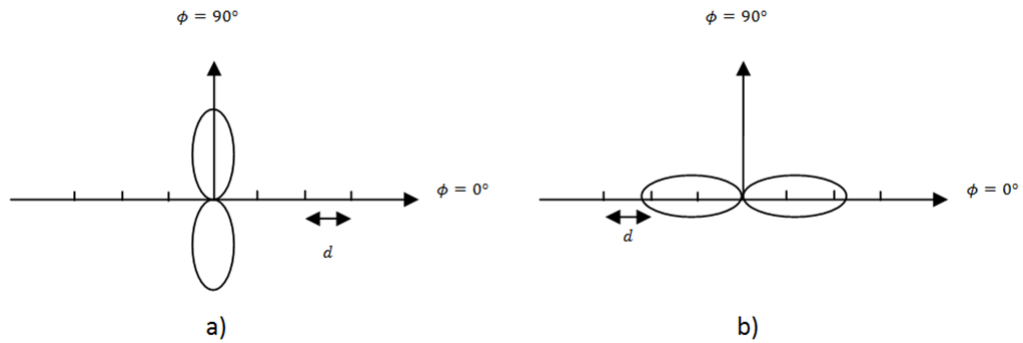


Figura 2.10: Tipos de radiación en un arreglo de antenas, a) broadside y b) end-fire.

En broadside la dirección del campo es paralela a la normal del arreglo y en end-fire la dirección es paralela al arreglo. En la figura 2.10 ϕ es el ángulo formado por el plano del arreglo y la dirección del campo eléctrico radiado o recibido, mientras que d es la distancia entre las antenas.

Capítulo 3

Arreglo de dos alimentadores para detección de polarización circular.

En el presente capítulo se muestra el desarrollo para el diseño y la implementación de un alimentador capaz de detectar polarización circular en sus dos modalidades, derecha e izquierda. Los alimentadores se diseñaron en base a los que se tienen reportados en [15], además se hicieron las modificaciones pertinentes para operar en la banda de frecuencias localizada entre 2 y 3 Ghz.

Con la finalidad de detectar polarización circular en sus dos modalidades, se integro el acoplador híbrido de 180° y un par de alimentadores, para formar un arreglo, con el cual se puede obtener información de las dos polarizaciones simultáneamente. El acoplador híbrido de 180° esta reportado en [16] y es de donde se tomaron los parámetros para el diseño y la posterior implementación.

3.1. Alimentador de parche rectangular.

Con el fin de incursionar en el diseño de alimentadores planos, este proceso se inició con uno de parche rectangular, ya que dentro del grupo de estos alimentadores, el de parche rectangular es el básico y con él se pueden describir algunos de los parámetros que se utilizan para caracterizar el funcionamiento de un alimentador. Dentro de estos parámetros se encuentran: la frecuencia de operación, el ancho de banda y el patrón de radiación, entre otros. Por lo anterior, en esta sección se describe el procedimiento que se utilizó para diseñar e implementar un alimentador de parche rectangular.

CAPÍTULO 3. ARREGLO DE DOS ALIMENTADORES PARA DETECCIÓN DE POLARIZACIÓN CIRCULAR.

3.1. ALIMENTADOR DE PARCHE RECTANGULAR.

Para determinar las dimensiones del alimentador se utilizaron las ecuaciones 2.19-2.21, teniendo en cuenta que el sustrato utilizado es ROGERS4003C [27], cuya constante dieléctrica es de 3,55 y con un espesor de 1,524mm, además, la frecuencia de operación que se selecciono fue 2,4 GHz, por lo tanto:

$$L < \frac{\frac{3 \times 10^8}{2,4 \times 10^9}}{2\sqrt{3,55}} L < 0,033 \text{mm} \quad (3.1)$$

$$W < \frac{\frac{3 \times 10^8}{2,4 \times 10^9}}{\sqrt{3,55}} L < 0,066 \text{mm} \quad (3.2)$$

La alimentación se hizo mediante una línea de microcinta para lo cual se utilizaron las ecuaciones 1.29-1.33, mediante las cuales se calculó el ancho de la línea para una impedancia de 50Ohms y se utilizó un transformador de impedancias descrito por la ecuación 1.23. Las dimensiones del parche y del transformador de impedancias se muestran en la tabla 3.1. La figura 3.1 muestra la forma y dimensiones del alimentador de parche, donde L_1 y L_2 conforman el transformador de impedancias.

Parámetro	Dimensión	Impedancia
Largo	33 mm	
Ancho	33 mm	
Alimentación		
L_1		
Largo	15 mm	39 Ohms
Ancho	4.84 mm	
L_2		
Largo	24.05 mm	106 Ohms
Ancho	0.72 mm	

Tabla 3.1: Dimensiones del parche y alimentación.

Una vez determinadas las dimensiones, se simuló el funcionamiento del alimentador en el software HFSS®, ya que se dispone de este programa de computo en el INAOE. En la figura 3.2 se puede visualizar la interfaz de dicho software. Del lado izquierdo se tiene un menú (rectángulo punteado), en el que se encuentran las especificaciones de la simulación, como lo son: propiedades de los materiales de la estructura dibujada, excitaciones (puertos), frecuencia para la cual el software hace el análisis, entre otros. En la guía de usuario se describe el uso del simulador y sus características [28].

CAPÍTULO 3. ARREGLO DE DOS ALIMENTADORES PARA DETECCIÓN DE POLARIZACIÓN CIRCULAR.

3.1. ALIMENTADOR DE PARCHE RECTANGULAR.

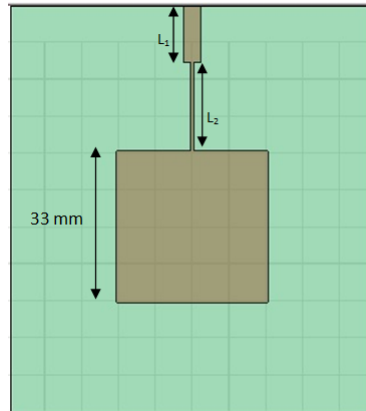


Figura 3.1: Alimentador de parche

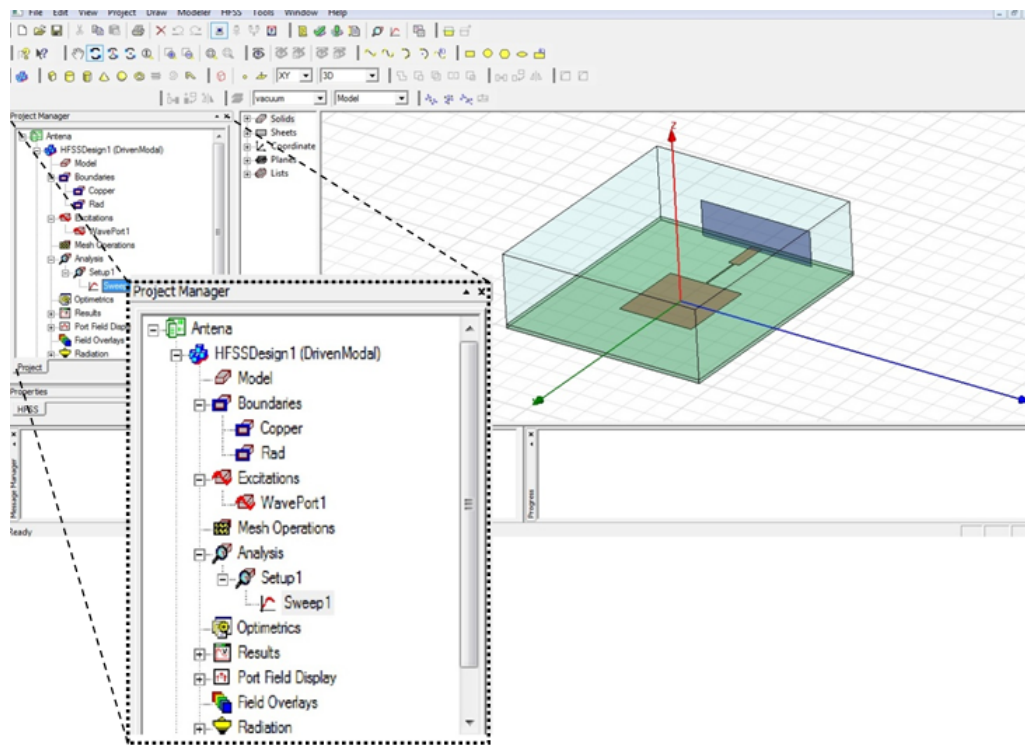


Figura 3.2: Simulador HFSS

En la simulación del alimentador de parche se obtuvo la gráfica correspondiente al parámetro S_{11} (figura 3.3), el cual indica la reflexión que hay en el puerto del alimentador. En nuestro caso se requiere que S_{11} este por debajo de $-10dB$ en la frecuencia de operación, lo que significa que el 90 % de la energía se radia hacia el espacio (ecuación 1.27).

**CAPÍTULO 3. ARREGLO DE DOS ALIMENTADORES PARA DETECCIÓN DE
POLARIZACIÓN CIRCULAR.
3.1. ALIMENTADOR DE PARCHE RECTANGULAR.**

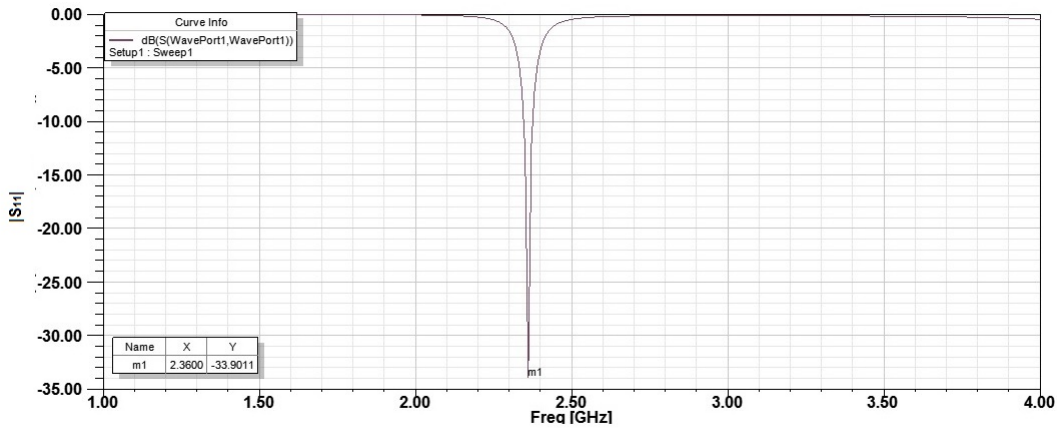


Figura 3.3: Parámetro S_{11} del alimentador de parche, obtenido en simulación

El marcador “m1” de la figura 3.3 muestra que en $2,36GHz$ el parámetro S_{11} tiene un valor de $-33dB$, lo cual cumple con el criterio de $-10dB$. El patrón de radiación se muestra en las figuras 3.4 y 3.5. El primero es un patrón bidimensional y el segundo es tridimensional. Con el primero podemos obtener la ganancia máxima e identificar lóbulos secundarios.

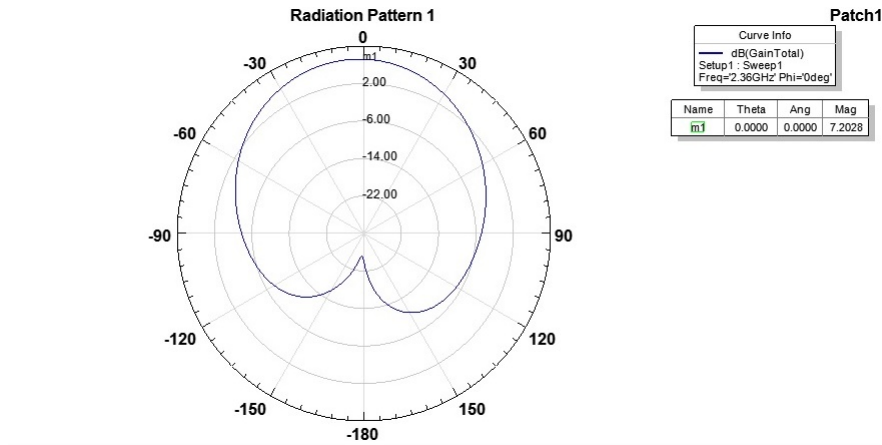


Figura 3.4: Patrón de radiación del alimentador de parche

En el alimentador de parche rectangular idealmente no se tiene radiación por debajo del plano de tierra, sin embargo al tener un plano de tierra finito hay una porción de la energía que se radia entre 90° y -90° (figura 3.4) y es en este rango donde se encuentra la parte inferior del alimentador. La figura 3.5 es el patrón de radiación del alimentador de parche en tres dimensiones. El color rojo señala las partes en las que el patrón tiene una mayor ganancia. Este tipo de patrón se utiliza

**CAPÍTULO 3. ARREGLO DE DOS ALIMENTADORES PARA DETECCIÓN DE
POLARIZACIÓN CIRCULAR.**
3.2. ALIMENTADOR TIPO ESPIRAL TRUNCADO

en aplicaciones donde es necesario cubrir una gran área ya que la energía se radia de igual forma en todas direcciones.

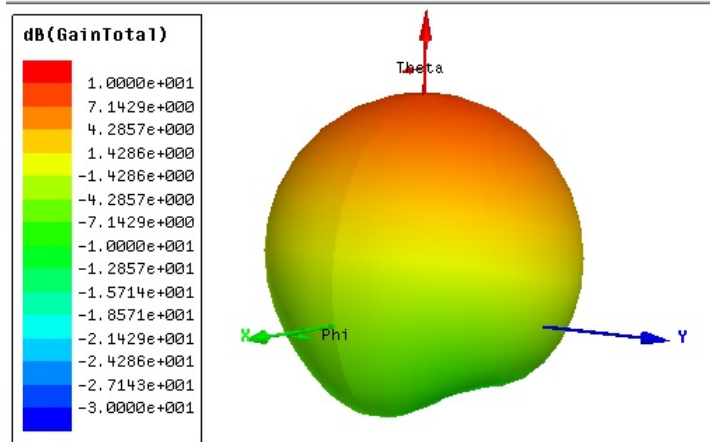


Figura 3.5: Patrón de radiación omnidireccional en 3D

Para la implementación, se utilizó el archivo con terminación .DFX que el software HFSS genera, el cual contiene las formas previamente creadas. Posteriormente se realizó el PCB (printed board circuit), el cual se alimenta a través de un conector SMA. Este tipo de conectores se utilizó en todos los alimentadores y arreglo de este trabajo. Para la medición del parámetro S_{11} se utilizó el analizador vectorial de redes (Vector Network Analyzer, VNA) Wiltron modelo 360B [29] y cables tipo K que son compatibles con los conectores SMA. La calibración del VNA fue la estándar full two port calibration que se carga directamente al equipo, además se utilizaron los dispositivos de prueba short, open y thru (red en corto circuito, red abierta y red conectada, respectivamente). En la figura 3.6 se muestra el resultado de la medición en el VNA del parámetro S_{11} .

En la figura 3.6 se puede observar que en la frecuencia de $2,37GHz$ el parámetro S_{11} está por debajo de $-10dB$. El ancho de banda fraccional por debajo de $-10dB$ es de $0,8\%$ y se calculó con 2.13.

3.2. Alimentador tipo espiral truncado

Algunos diseños y métodos de alimentación hacen que un alimentador sea capaz de detectar o transmitir polarización circular [30] [31]. En la presente se trabajó en base a la geometría reportada en [13], la cual está formada por dos curvas descritas

**CAPÍTULO 3. ARREGLO DE DOS ALIMENTADORES PARA DETECCIÓN DE
POLARIZACIÓN CIRCULAR.**
3.2. ALIMENTADOR TIPO ESPIRAL TRUNCADO

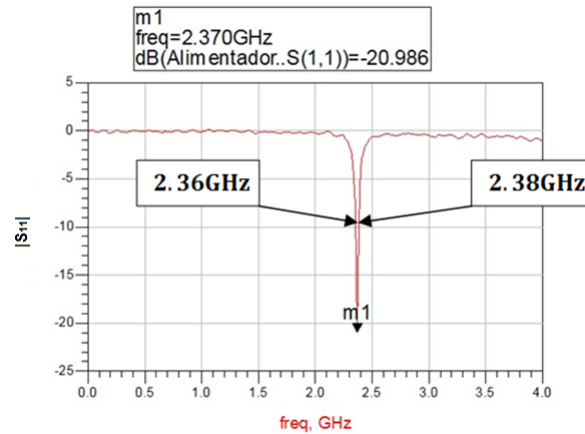


Figura 3.6: Parámetro S_{11} medido en el VNA del alimentador de parche

por las ecuaciones 3.3 y 3.4, las cuales generan la forma de la figura 3.7:

$$C_0(t) = \frac{D}{2} \exp(-at) \tag{3.3}$$

$$C_1(t) = \left(\frac{D}{2} - r\right) \exp(-bt) \tag{3.4}$$

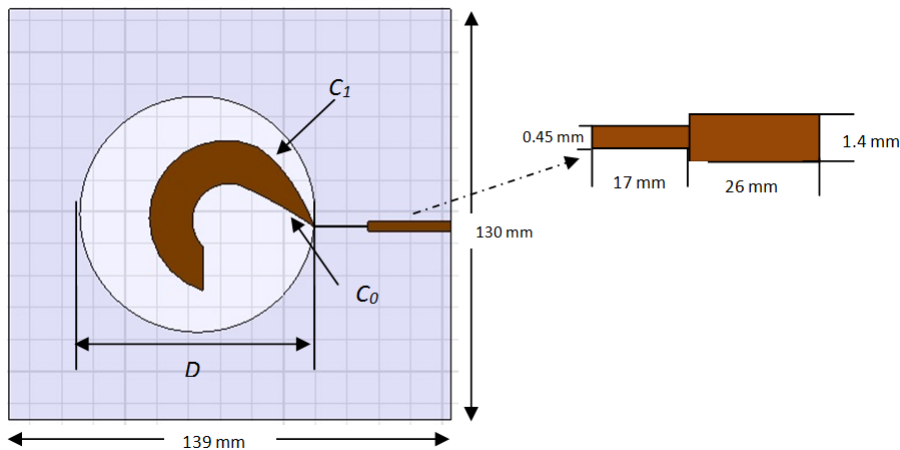


Figura 3.7: Alimentador tipo espiral truncado

con $D \approx 0,6\lambda_0$ [13]. La constante r en la ecuación 3.4 crea una separación entre las curvas C_1 y C_0 , además este parámetro determina el primer segmento de la alimentación, en este caso el primer rectángulo del lado derecho de la figura 3.7, el cual mide $0,45\text{mm}$ en uno de sus lados. En cuanto al argumento en la exponencial

CAPÍTULO 3. ARREGLO DE DOS ALIMENTADORES PARA DETECCIÓN DE POLARIZACIÓN CIRCULAR.

3.2. ALIMENTADOR TIPO ESPIRAL TRUNCADO

de la ecuación 3.4 se tiene que $b = a + d$, por lo tanto la curvatura es distinta en comparación con la ecuación 3.3, debido al valor d . Los valores de r, a, b y d se tomaron de [13]. Para este alimentador los cálculos que se realizaron de la longitud de onda y del diámetro del círculo para una frecuencia de $2,5GHz$ son los siguientes:

$$\lambda_0 = \frac{3 \times 10^8}{2,5 \times 10^9} = 125mm \quad (3.5)$$

$$D \approx 0,6\lambda_0 = 72mm \quad (3.6)$$

se utilizó: $D = 70mm$, $r = 0,45mm$, $a = 0,2$ y $b = 0,7$, ya que en simulación, con estos valores se obtuvieron los resultados requeridos, es decir un ancho de banda de $1GHz$ localizado entre 2 y $3GHz$ y con la razón axial menor a $3dB$ en este mismo rango.

El alimentador de la figura 3.7 tiene una apertura en el plano de tierra (círculo de diámetro D), lo cual disminuye las ondas superficiales generadas en el substrato y que representan pérdidas [17]. Otra de sus características es que dependiendo de la orientación de la espiral es posible detectar un tipo de polarización circular, derecha o izquierda, lo cual es imperativo destacar, puesto que en radioastronomía es necesario tener información sobre la polarización de los fenómenos que se estén analizando. Una vez determinadas las dimensiones del alimentador se procedió a simular el funcionamiento y se obtuvo el parámetro S_{11} que se muestra en la siguiente figura:

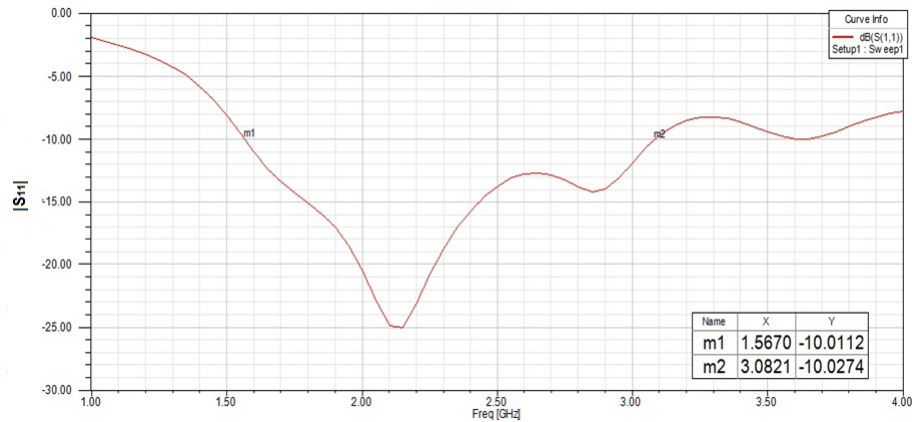


Figura 3.8: Parámetro S_{11} obtenido en simulación del alimentador tipo espiral truncado.

donde podemos ver que los marcadores m1 y m2 señalan el rango de frecuencias en el cual el parámetro S_{11} está por debajo de $-10dB$. Con los valores indicados en

CAPÍTULO 3. ARREGLO DE DOS ALIMENTADORES PARA DETECCIÓN DE POLARIZACIÓN CIRCULAR.

3.2. ALIMENTADOR TIPO ESPIRAL TRUNCADO

m_1 y m_2 y con la ecuación 2.13, se calculó el ancho de banda fraccional, obteniendo el siguiente resultado:

$$BW(\%) = \frac{(3,08 - 1,5)GHz}{2,5GHz} 100\% = 64,8 \quad (3.7)$$

En la figura 3.9 se muestra el parámetro S_{11} obtenido experimentalmente.

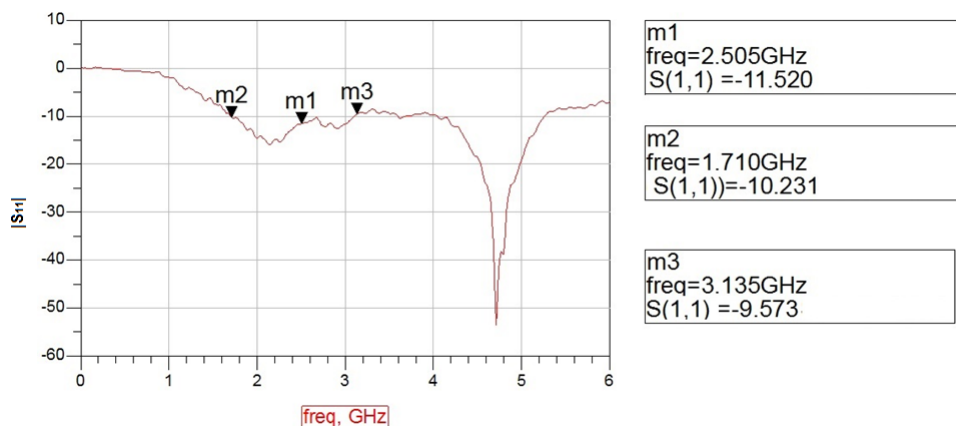


Figura 3.9: Parámetro S_{11} obtenido con el VNA del alimentador tipo espiral truncado

En la figura 3.9 los marcadores m_2 y m_3 muestran el rango de frecuencias que cumplen con el criterio de $-10dB$. El ancho de banda fraccional obtenido con valores experimentales es del 56 %.

En la figura 3.10, los marcadores m_1 y m_3 indican que en el rango de frecuencias localizado entre $1,65$ y $3,05GHz$ la RA del alimentador tipo espiral truncado se encuentra por debajo de $3dB$.

Por lo tanto el alimentador propuesto opera en el rango de frecuencias entre $1,65$ y $3,05GHz$ bajo el criterio de $-10dB$ y detecta polarización circular en la misma banda de frecuencias bajo la convención de $3dB$. Es necesario que el alimentador cumpla ambos criterios ($-10dB$ en la misma banda en la que la RA esté por debajo de $3dB$), de no ser así, se estaría captando un tipo de polarización diferente a la circular.

El patrón de radiación obtenido en simulación, para la frecuencia de $2,5GHz$, del alimentador tipo espiral truncado se muestra en la figura 3.11.

La línea solida se genera cuando se capta una onda con polarización circular derecha mientras que la línea punteada corresponde a polarización circular izquierda.

**CAPÍTULO 3. ARREGLO DE DOS ALIMENTADORES PARA DETECCIÓN DE
POLARIZACIÓN CIRCULAR.**
3.2. ALIMENTADOR TIPO ESPIRAL TRUNCADO

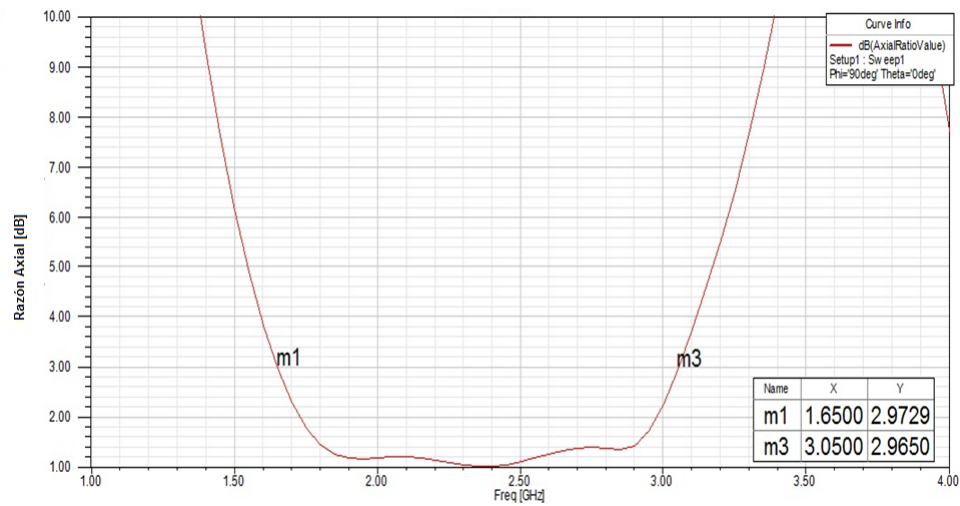


Figura 3.10: Razón Axial del alimentador tipo espiral truncado

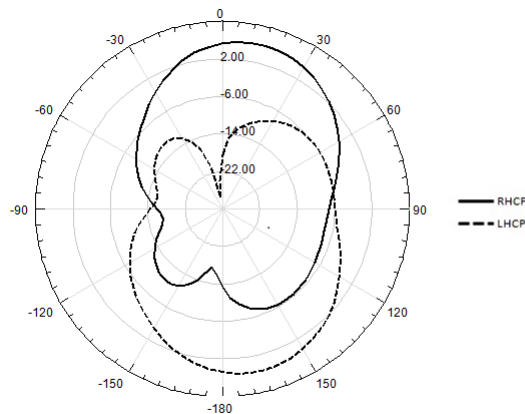


Figura 3.11: Patrón de radiación del alimentador tipo espiral truncado

De tal manera que los patrones son opuestos para cada tipo de polarización y el alimentador es capaz de discriminar una de ellas dependiendo de la posición en que se encuentre la espiral.

Para la medición del patrón de radiación se utilizó la cámara anecoica que se encuentra en el INAOE, la cual opera mediante el principio de la Jaula de Faraday. Es una sala diseñada para absorber las reflexiones de ondas electromagnéticas producidas en las superficies (piso, techo y paredes), además la cámara se encuentra aislada del exterior de cualquier influencia externa y de esta manera simula condiciones de espacio libre.

En la figura 3.12 se muestra el patrón de radiación medido en la cámara anecoica.

**CAPÍTULO 3. ARREGLO DE DOS ALIMENTADORES PARA DETECCIÓN DE
POLARIZACIÓN CIRCULAR.**
3.2. ALIMENTADOR TIPO ESPIRAL TRUNCADO

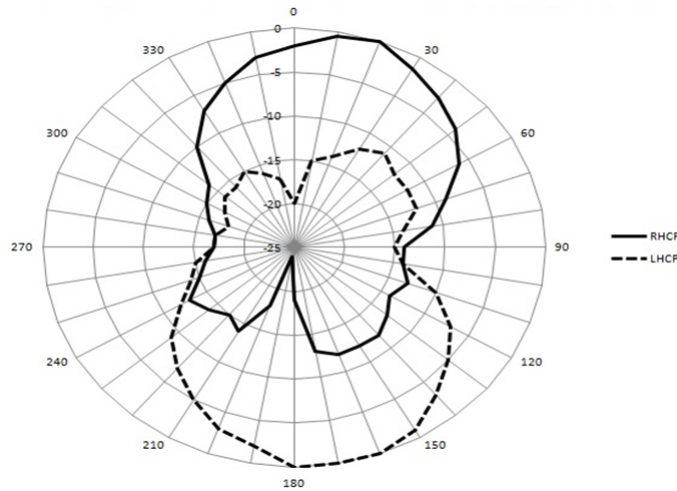


Figura 3.12: Patrón de radiación del alimentador tipo espiral truncado, medido experimentalmente

Para generar el patrón de la figura 3.12 se eligió la frecuencia de $2,5GHz$. En la cámara anecoica, se colocó una antena con polarización circular encargada de ser la señal transmisora; después a la mitad de la cámara, en un plano paralelo se colocó el alimentador tipo espiral truncado. Para graficar el patrón se giró el alimentador en pasos de 10° y se midió la potencia recibida con ayuda de un analizador de espectros. De igual manera que en simulación, si una onda polarizada circularmente hacia la derecha incide sobre el alimentador, se genera el patrón descrito por la línea sólida; el patrón de la línea punteada se obtiene una vez que el alimentador se encuentra rotado 180° y la espiral tiene una posición opuesta a la inicial, con lo cual se capta polarización circular izquierda.

Figura de ruido

Para la obtención de la figura de ruido se utilizó la ecuación 2.10 con la cual se calculó la potencia de ruido del alimentador, donde: $T_A = 155^\circ K$, $k = 1,38 \times 10^{-23} J/^\circ K$ y $\Delta f = 1,5GHz$, por lo tanto:

$$P_{ruidoantena} = kT_A\Delta f = 3,20 \times 10^{-12} W \quad (3.8)$$

Con la ecuación 2.12 se calcula la temperatura del alimentador, cuya ganancia se muestra en la figura 3.13. Los marcadores m1 y m2 resaltan el ancho de banda en el que el alimentador opera y donde la ganancia tiene el valor de $4,1dB$; el máximo de ganancia lo representa el marcador m2 con $5,5dB$. Para determinar la ganancia que se utilizó en la ecuación se hizo un promedio de los valores localizados en la frecuencia superior e inferior del ancho de banda, es decir:

**CAPÍTULO 3. ARREGLO DE DOS ALIMENTADORES PARA DETECCIÓN DE
POLARIZACIÓN CIRCULAR.**
3.2. ALIMENTADOR TIPO ESPIRAL TRUNCADO

$$G = \frac{G_{m3} + G_{m2}}{2} = \frac{5,5 + 2,1}{2} = 3,8dB = 2,39 \quad (3.9)$$

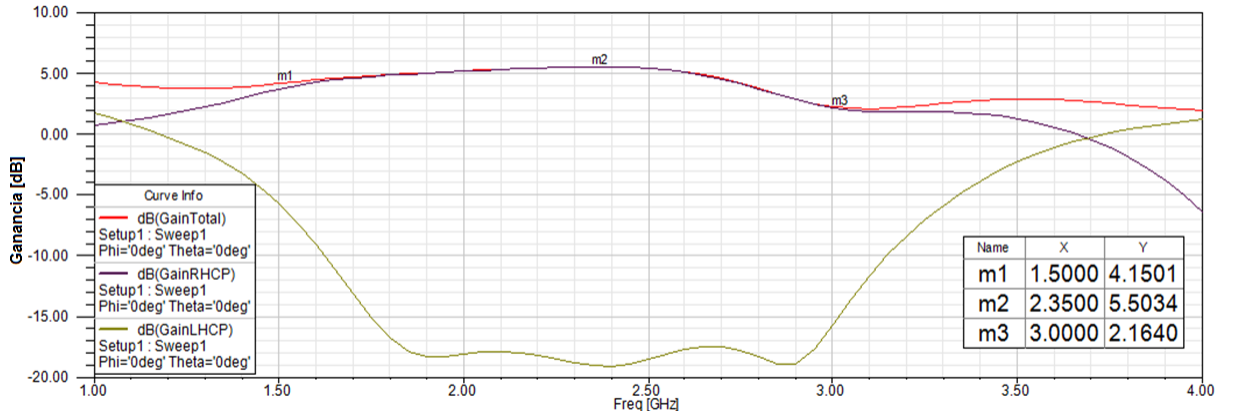


Figura 3.13: Ganancia del alimentador tipo espiral truncado

con lo que la temperatura del alimentador, de acuerdo a la ecuación 2.10 es:

$$T = \frac{3,20 \times 10^{-12} W}{(1,38 \times 10^{-23} \frac{J}{\circ K})(1,5 GHz)(2,39)} = 64,44^{\circ} K \quad (3.10)$$

Finalmente, con la ecuación 2.11 se obtiene la figura de ruido a como sigue:

$$F = 1 + \frac{64,44^{\circ} K}{290^{\circ} K} = 1,22 \quad (3.11)$$

Y en decibeles:

$$F_{dB} = 10 \log_{10} 1,22 = 0,86 dB \quad (3.12)$$

Si consideramos a la figura de ruido como el cociente de la potencia de ruido en las terminales del alimentador entre la potencia de ruido que se generaría si el dispositivo no introdujera ruido, entonces se tiene un incremento del 22 %.

3.3. Acoplador híbrido de 180°

Los híbridos convencionales tienen un ancho de banda limitado pero al utilizar secciones adicionales se puede incrementar [1], tal es el caso del híbrido de la figura 3.14, el cual consiste en dos híbridos “Rat-Race” en cascada y esta reportado en [16].

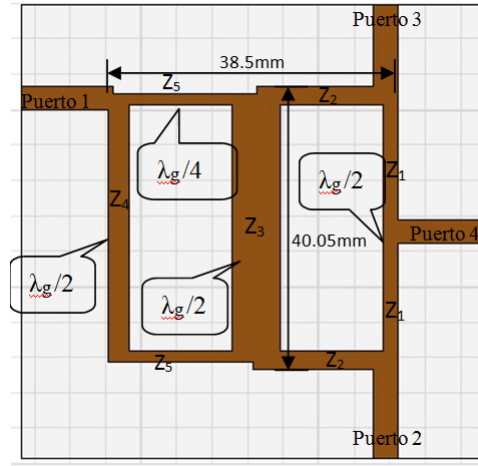


Figura 3.14: Acoplador híbrido de 180°

Se observa en la figura 3.14 que el acoplador híbrido consta de tres secciones verticales (Z_4, Z_3 y Z_1) con longitud $\frac{\lambda_g}{2}$ y de cuatro horizontales (Z_2 y Z_5) de $\frac{\lambda_g}{4}$, donde λ_g representa la longitud de onda guiada y se obtiene mediante la siguiente ecuación:

$$\lambda_g = \frac{c}{f_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.13)$$

con c la velocidad de la luz, f_0 la frecuencia de operación del híbrido y ϵ_r la constante dieléctrica del material. En este caso la longitud de onda guiada es:

$$\lambda_g = 63,82mm \quad (3.14)$$

Para el diseño del acoplador híbrido se tomaron los valores de impedancias reportados en [16]. En la tabla 3.2 se muestran las impedancias de las líneas que conforman el acoplador, las cuales fueron determinadas para una frecuencia de $2,5GHz$, una constante dieléctrica del substrato igual a 3,55 y un espesor del substrato igual a

**CAPÍTULO 3. ARREGLO DE DOS ALIMENTADORES PARA DETECCIÓN DE
POLARIZACIÓN CIRCULAR.**
3.3. ACOPLADOR HÍBRIDO DE 180°

1,524mm. Los cálculos se pueden hacer con la ecuación 1.8 usando la herramienta: “Microstrip Line Calculato” [32], como se hizo en este trabajo.

No. de impedancia	Valor	Largo (en milímetros)	Ancho (en milímetros)
Z_1	66,1 Ω	15,95	2,1
Z_2	56,7 Ω	15,95	2,7
Z_3	30,8 Ω	31,91	6,7
Z_4	52,9 Ω	31,91	3
Z_5	74,1 Ω	15,95	1,65
Z_{puerto}	50 Ω	15,95	3,4

Tabla 3.2: Valores de impedancias para el acoplador híbrido

En la tabla 3.2 Z_{puerto} es la impedancia que tienen los cuatro puertos del acoplador híbrido, dos de los cuales se utilizaron para interconectar los alimentadores y los otros dos se tomaron como las salidas del arreglo.

Como las figuras 3.14 y 1.6 representan al acoplador híbrido de 180°, entonces se esperaría que

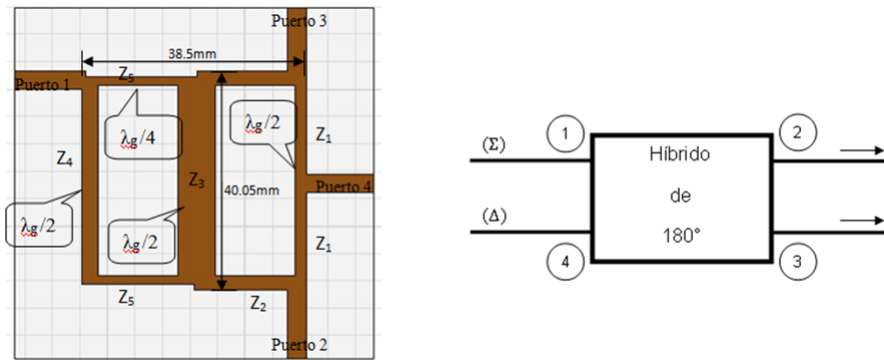


Figura 3.15: Comparación de las imágenes 3.14 y 1.6

al conectar los alimentadores en los puertos 2 y 3 se obtenga la suma y diferencia de las señales por los puertos 1 y 4, respectivamente.

Ya que el acoplador híbrido es una red de 4 puertos, la matriz de parámetros S que lo describe es de tamaño 4×4 , no obstante, al ser una red pasiva algunos de estos parámetros son recíprocos[1] y por lo tanto sólo algunos de ellos se necesitan graficar. En la figura 3.16 se muestran los parámetros S_{11} como $(dB(St(P1, P1)))$, S_{12} como $(dB(St(P1, P2)))$, S_{13} como $(dB(St(P1, P3)))$ y S_{14} como $(dB(St(P1, P4)))$.

**CAPÍTULO 3. ARREGLO DE DOS ALIMENTADORES PARA DETECCIÓN DE
POLARIZACIÓN CIRCULAR.**
3.3. ACOPLADOR HÍBRIDO DE 180°

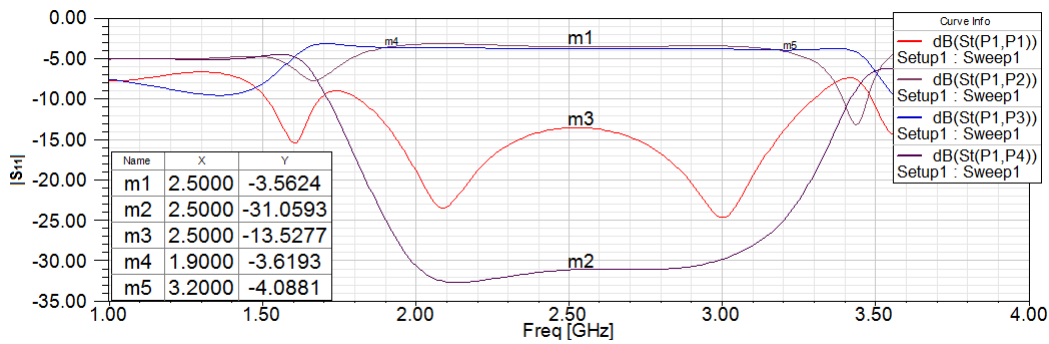


Figura 3.16: Parámetros S del acoplador híbrido

En la figura 3.16 el marcador m1 muestra que la transmisión del puerto 2 a 1 (S_{12}) y del puerto 3 a 1 (S_{13}) es de -3.5 dB. El ancho de banda fraccional está indicado por los marcadores m4 y m5 y en este caso es del 52 %. El parámetro S_{14} en 2,5GHz tiene el valor de -31.05 (marcador m2) y se considera que no hay transmisión del puerto 1 al 4, porque de ser así S_{14} tendría que ser igual a 0dB o en magnitud igual a 1; en base a esto también puede decirse que el puerto está aislado al no existir transmisión.

En la figura 3.17 se muestra el desfase que hay en el puerto 2 y 3 respecto al puerto 1, el cual debe ser de 180°. Este desfase se obtiene al restar el valor en grados del parámetro S_{13} (marcador m2) del S_{12} (marcador m1), por lo tanto:

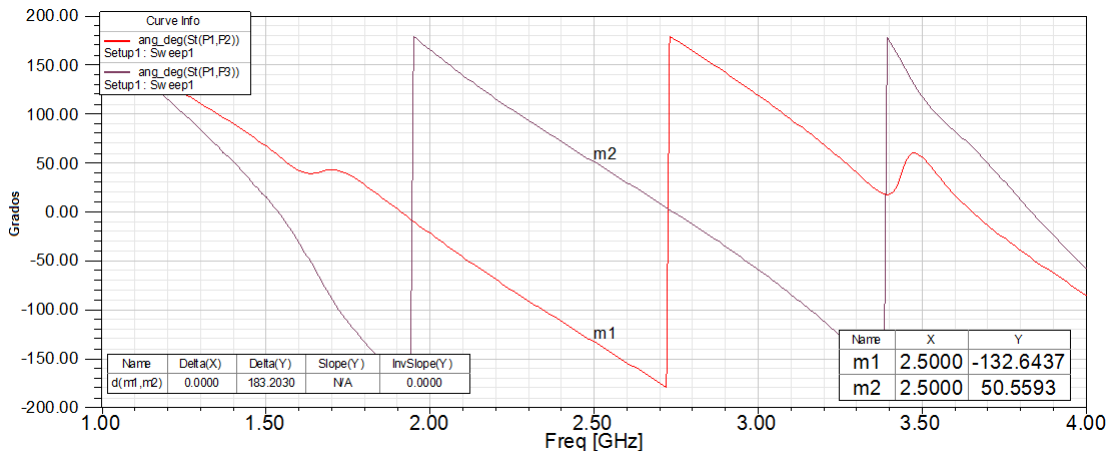


Figura 3.17: Desfase entre el parámetro S_{12} y S_{13}

$$S_{13} - S_{12} = 50,55^\circ - (-132,64)^\circ = 183,20^\circ \quad (3.15)$$

La medición de los parámetros S del acoplador híbrido se hizo en el VNA Hewlett 8510, ya que era el único VNA disponible al momento de la medición. Se utilizó la

**CAPÍTULO 3. ARREGLO DE DOS ALIMENTADORES PARA DETECCIÓN DE
POLARIZACIÓN CIRCULAR.**
3.3. ACOPLADOR HÍBRIDO DE 180°

técnica de calibración total (SOLT) que consiste en utilizar los dispositivos de prueba: Short, Open, Load y Thru. La medición de los parámetros S se hizo colocando cargas de 50Ω (ya que todos los puertos tienen este valor de impedancia) en dos puertos del híbrido y los otros dos puertos fueron conectados al VNA. Por ejemplo para medir el parámetro S_{12} , a los puertos 3 y 4 se les coloca la carga y los puertos 1 y 2 se conectan al VNA.

El mismo procedimiento se utilizó para medir los demás puertos del híbrido. La figura 3.18 es una fotografía de la medición del acoplador híbrido y del instrumento utilizado.



Figura 3.18: Medición de los parámetros S del acoplador híbrido de 180°

Los parámetros S medidos experimentalmente en el VNA se muestran en la figura 3.19.

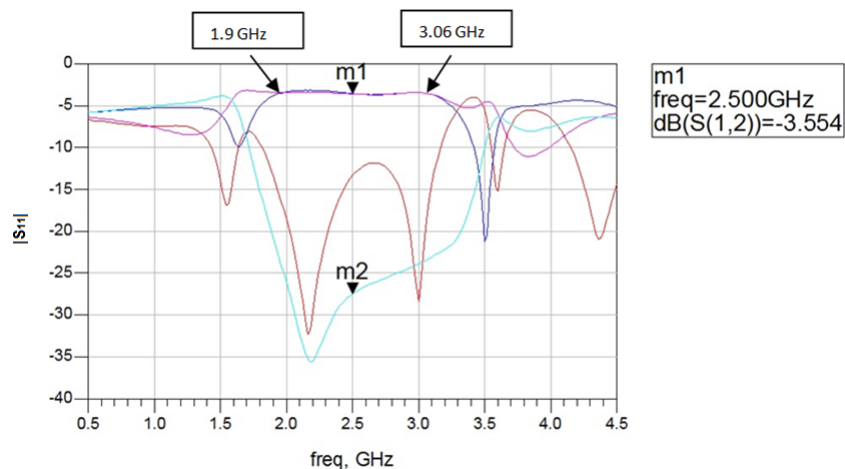


Figura 3.19: Parámetros S del acoplador híbrido

CAPÍTULO 3. ARREGLO DE DOS ALIMENTADORES PARA DETECCIÓN DE POLARIZACIÓN CIRCULAR.
3.4. PAR DE ALIMENTADORES

El marcador m1 en la figura 3.19 indica que el parámetro S_{12} tiene un valor de -3.55dB , el cual es un valor aproximado al valor obtenido en simulación que fue de -3.56dB . Los marcadores en 1.9 y 3.06 GHz indican que el ancho de banda fraccional es del 46.4% .

En la figura 3.20 los marcadores m1 y m2 denotan la diferencia de fase de los puertos 2 y 3 respecto al 1 en la frecuencia de $2,5\text{GHz}$, es decir:

$$S_{13} - S_{12} = 157,3^\circ - (-23,55)^\circ = 180,85^\circ \quad (3.16)$$

en simulación se obtuvo una diferencia de fase de 183dB y por lo tanto el funcionamiento es mejor en la implementación ya que el valor obtenido es más cercano a 180° .

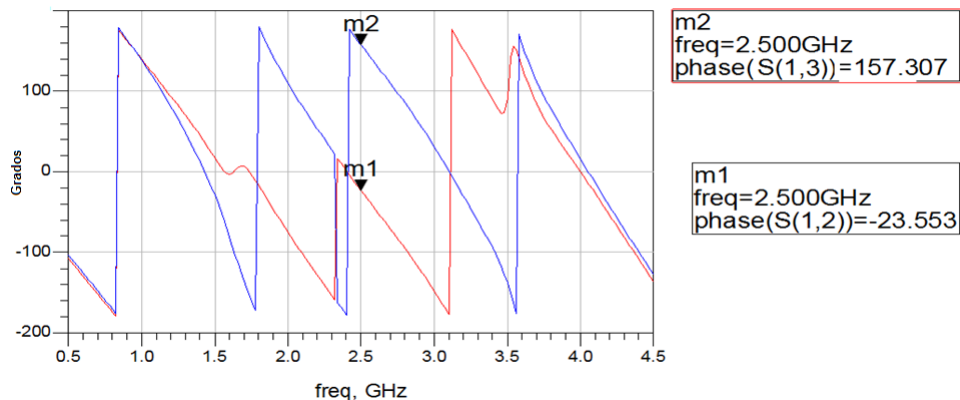


Figura 3.20: Fase del parámetro S_{12} y S_{13} (experimental)

3.4. Par de alimentadores

Una vez que los elementos del arreglo han sido diseñados e implementados, es necesario integrarlos, para lo cual se hizo un paso intermedio, el cual consistió en analizar el funcionamiento de un par de alimentadores antes de unirlos al acoplador híbrido. El par de alimentadores se muestran en la figura 3.21 .

La orientación de la espiral debe ser opuesta entre cada alimentador para poder captar un tipo de polarización circular, lo cual se puede ver en la figura 3.22. Al simular este prototipo, se obtuvieron las gráficas correspondientes al parámetro S_{11} , el patrón de radiación y la RA , con la finalidad de verificar que el funcionamiento del alimentador por separado y en conjunto sea el mismo.

**CAPÍTULO 3. ARREGLO DE DOS ALIMENTADORES PARA DETECCIÓN DE
POLARIZACIÓN CIRCULAR.**
3.4. PAR DE ALIMENTADORES

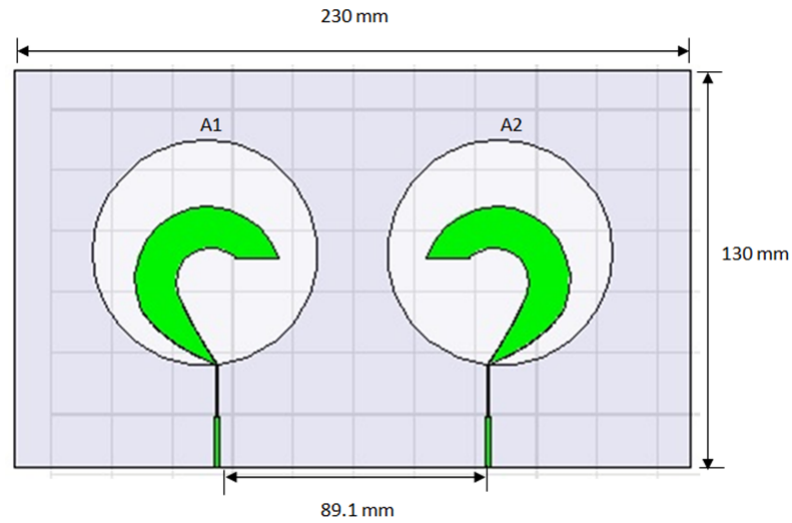


Figura 3.21: Par de alimentadores

El parámetro S_{11} del par de alimentadores se muestra en la figura 3.22.

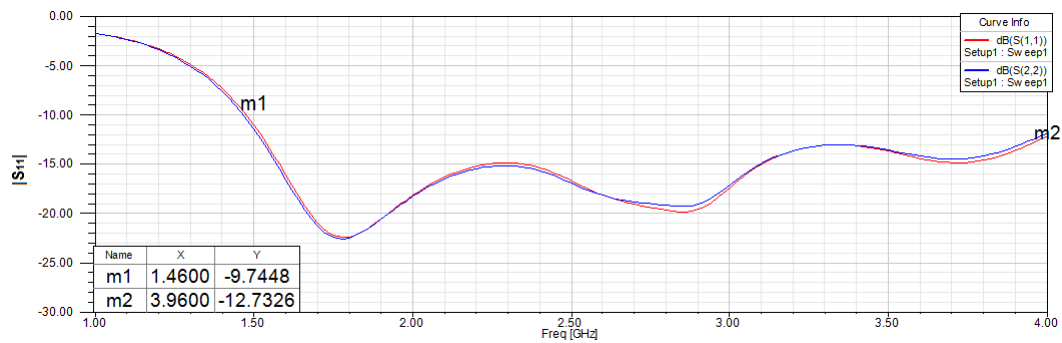


Figura 3.22: Parámetro S_{11} del par de alimentadores

donde los marcadores m1 y m2 denotan el intervalo de frecuencias en el que el parámetro S_{11} por debajo de $-10dB$ y podemos ver que se cumple el criterio establecido en el rango de frecuencias localizado entre 2 y 3Ghz.

En la figura 3.23 se observa el patrón de radiación bidimensional del par de alimentadores.

El marcador m1 indica la ganancia debida a la polarización circular izquierda y el marcador m3 la ganancia de la polarización circular derecha. Si una onda con LHCP incidiera sobre los alimentadores el A1 la captaría mientras que el A2 tendría una ganancia denotada por m2 e igual a $-16,64dB$, lo que permitiría discernir el tipo de polarización circular. De la misma manera sucedería con una onda RHCP,

CAPÍTULO 3. ARREGLO DE DOS ALIMENTADORES PARA DETECCIÓN DE POLARIZACIÓN CIRCULAR.
3.4. PAR DE ALIMENTADORES

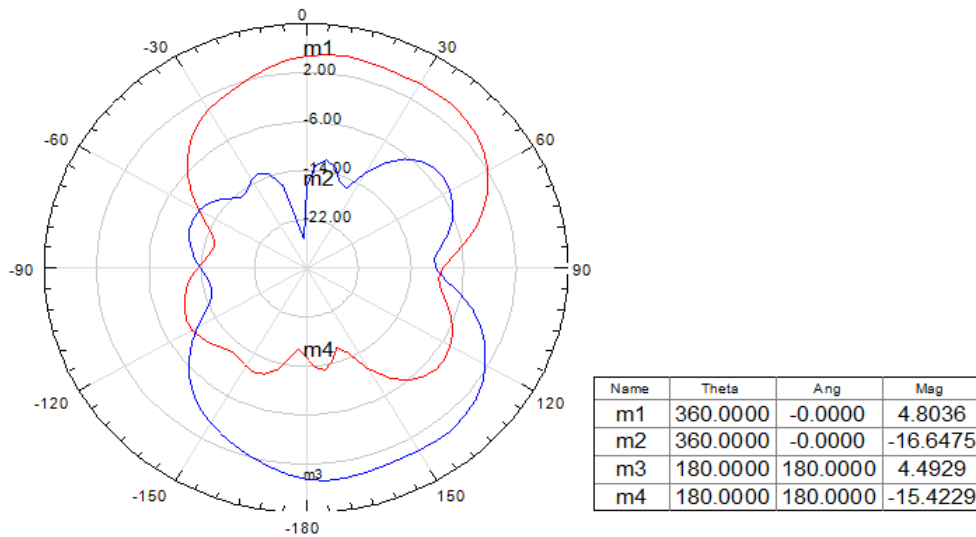


Figura 3.23: Patrón de radiación del par de alimentadores, obtenido en simulación

pero ahora entraría en función el alimentador A2.

El patrón de radiación de la figura 3.24 corresponde a la medición experimental, donde se puede observar que el máximo para el alimentador A1 se localiza entre 0° y 15° mientras que para el alimentador A2 está entre 180° y 190° , con este resultado es posible discernir sobre el tipo de polarización circular.

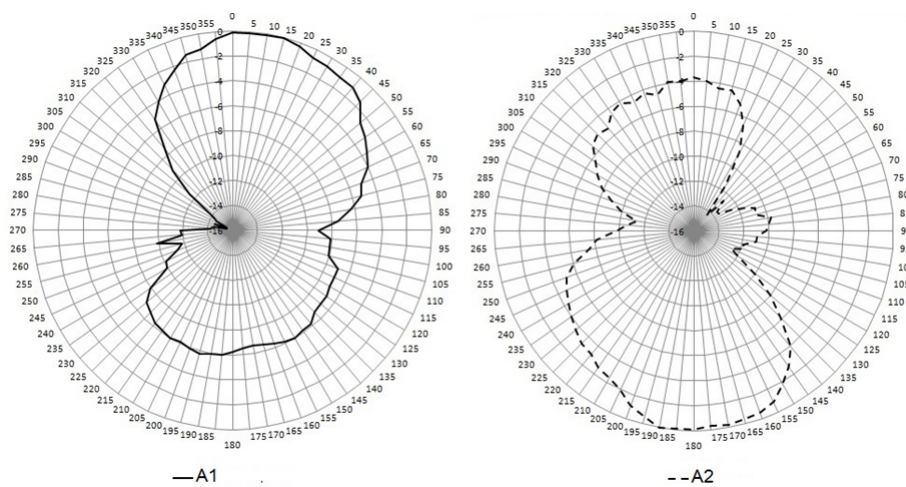


Figura 3.24: Patrón de radiación del par de alimentadores medido experimentalmente

Con el fin de probar que los alimentadores detectan polarización circular es necesario revisar la RA, la cual se detalla en la figura 3.25.

**CAPÍTULO 3. ARREGLO DE DOS ALIMENTADORES PARA DETECCIÓN DE
POLARIZACIÓN CIRCULAR.**
3.5. ARREGLO DE ALIMENTADORES

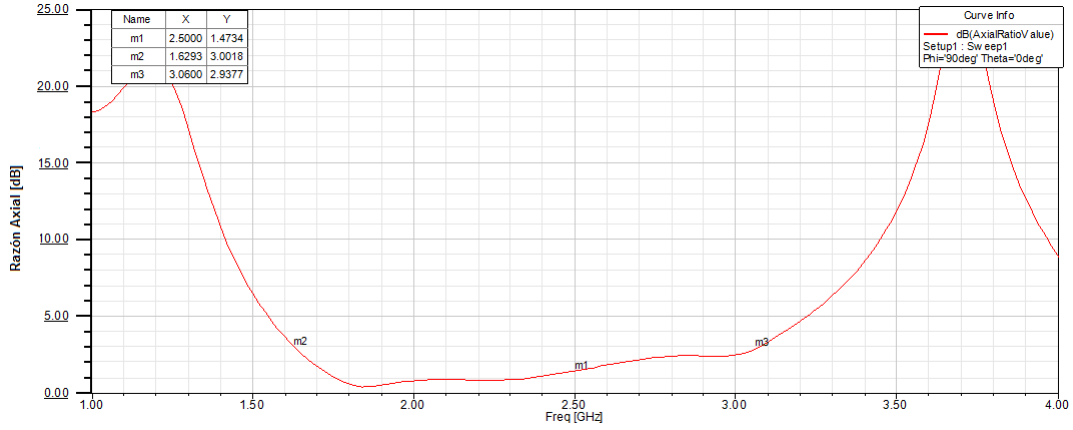


Figura 3.25: Razón axial del par de alimentadores

En la figura 3.25 los marcadores m2 y m3 indican que la razón axial permanece por debajo de $3dB$ entre $1,6$ y $3,06GHz$ y esto verifica la detección de polarización circular.

3.5. Arreglo de alimentadores

Hasta aquí se han presentado los elementos que conforman el arreglo, para integrarlos se crearon líneas de microcinta y se utilizaron algunos dobleces para interconectar el par de alimentadores con el acoplador híbrido. Los dobleces están descritos por la ecuación 1.37 y las líneas tienen el mismo ancho que los puertos del acoplador híbrido, ya que se requiere tener la misma impedancia (50 ohms). En la figura 3.26 se presenta la forma y dimensiones del arreglo, donde el puerto 4 del acoplador híbrido corresponde al puerto 2 del arreglo.

Las líneas de microcinta que aparecen la figura 3.26 se realizaron en el sustrato ROGERS4003C de espesor $h = 1,524mm$. Para una frecuencia de $2,5GHz$ la línea tiene un ancho (W) de $3,4mm$ y por lo tanto al despejar “d” de la ecuación 1.37 se tiene:

$$d = \frac{100x}{52 + 65 \exp\left(\frac{-27W}{20h}\right)} \quad (3.17)$$

de la expresión anterior el único valor desconocido es x y de acuerdo a la figura 1.4 representa la distancia del doblez a un punto propuesto, en este caso $x = 1,8mm$, de tal manera que:

$$d = \frac{100(1,8)}{52 + 65 \exp\left(\frac{-27(3,4mm)}{20(1,524mm)}\right)} = 3,3mm \quad (3.18)$$

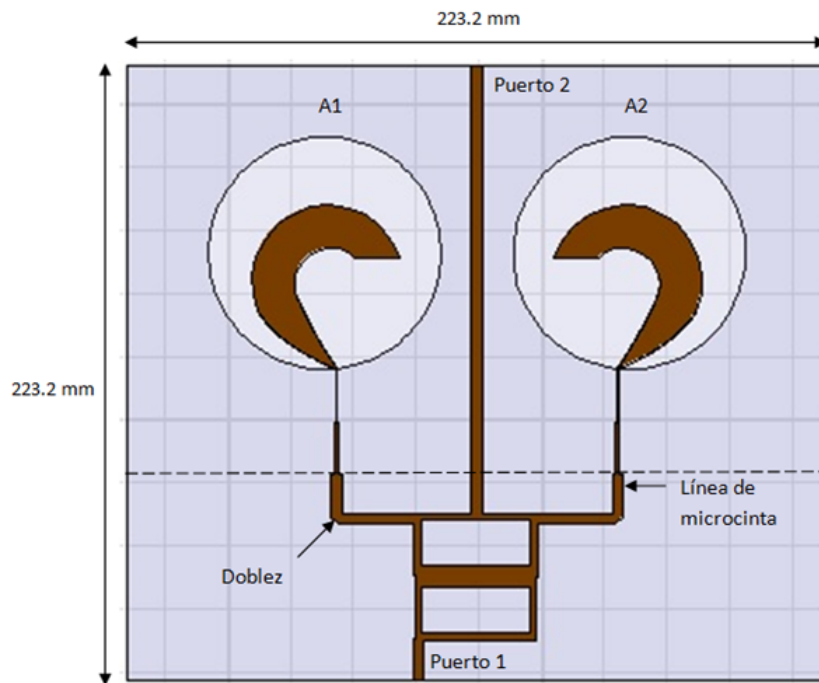


Figura 3.26: Arreglo de dos alimentadores tipo espiral truncado con acoplador híbrido

La figura 3.27 es una imagen del prototipo, en la cual podemos ver a los alimentadores A1 y A2 colocados en sentidos opuestos y conectados a los puertos 3 y 4 del acoplador híbrido.

**CAPÍTULO 3. ARREGLO DE DOS ALIMENTADORES PARA DETECCIÓN DE
POLARIZACIÓN CIRCULAR.**
3.5. ARREGLO DE ALIMENTADORES

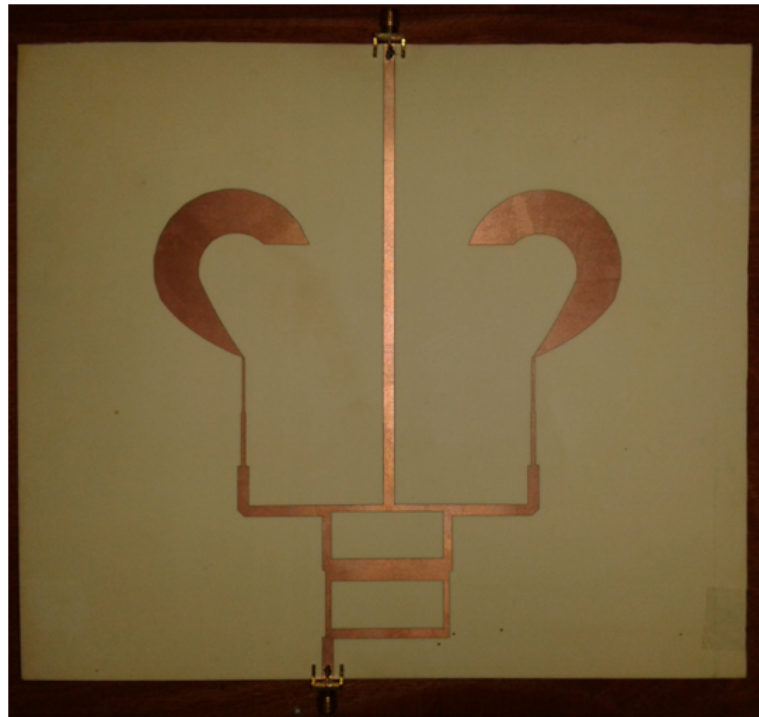


Figura 3.27: Arreglo de antenas tipo espiral truncado para detección de polarización circular

En la figura 3.28 se muestran los parámetros S_{11} y S_{22} del arreglo.

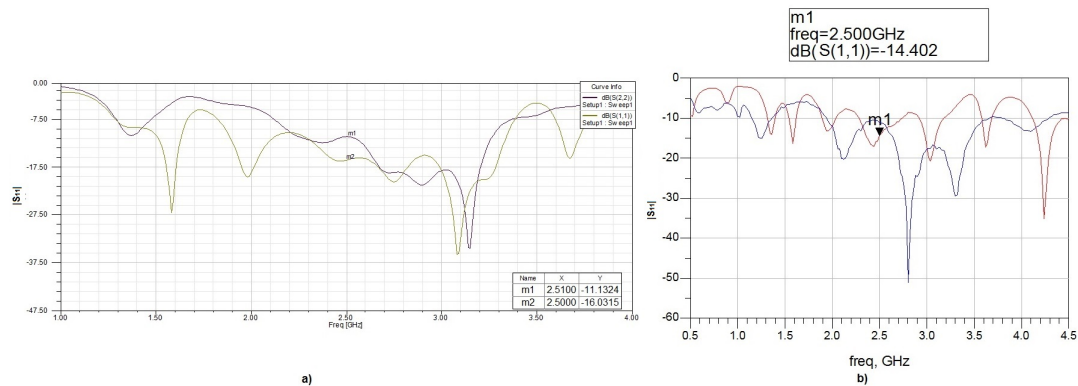


Figura 3.28: Parámetro S_{11} y S_{22} del arreglo de alimentadores, a) simulación, b) experimental

Los marcadores m1 y m2 de la figura 3.28 a) muestran que los parámetros S_{11} y S_{22} obtenidos por simulación tienen un valor por debajo de $-10dB$ en $2,5GHz$, por ejemplo el de S_{11} es $-16,03dB$ y este resultado es similar a $-13,52dB$ que fue lo que se obtuvo al medir el acoplador híbrido, la diferencia se debe a que el arreglo incorpora el par de alimentadores en los puertos 2 y 3 en vez de tener cargas de 50 ohms, como se hizo en la medición. En el inciso b) de la figura 3.28 el marcador m1

**CAPÍTULO 3. ARREGLO DE DOS ALIMENTADORES PARA DETECCIÓN DE
POLARIZACIÓN CIRCULAR.**
3.5. ARREGLO DE ALIMENTADORES

muestra que el parametro S_{11} obtenido en simulación tiene un valor de $-14,402dB$, el cual es un valor cercano al obtenido en simulación ($-16,03dB$).

La siguiente medición que se hizo con el arreglo de alimentadores, fue la del patrón de radiación. En la figura 3.29 se muestra el patrón obtenido en la simulación.

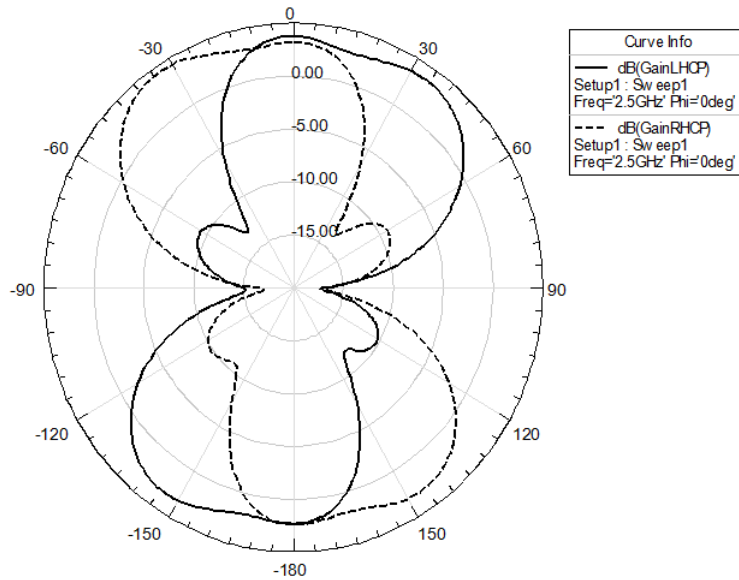


Figura 3.29: Patrón de radiación obtenido en simulación del arreglo de alimentadores

En la figura 3.29 se observa que la polarización circular a la izquierda y derecha se captan de igual manera en θ igual a 0° , es decir, cuando el arreglo tiene una posición en un plano paralelo a la antena transmisora; de igual forma sucede si el arreglo se encuentra rotado 180° . En θ diferente a 0° y 180° , es posible captar un tipo de polarización circular por sobre la otra. Aproximadamente en $30^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$ y en $-150^\circ \leq \theta \leq -120^\circ$ la polarización circular a la izquierda predomina mientras que para $-30^\circ \leq \theta \leq -60^\circ$ y $120^\circ \leq \theta \leq 150^\circ$ es predominante la polarización circular a la derecha. En 90° y -90° el arreglo está posicionado perpendicularmente a la antena del transmisor, por lo cual los alimentadores no captan la señal transmitida.

Para generar el patrón de la figura 3.30, en la cámara anecoica se colocó una antena con polarización circular izquierda en el transmisor y se hizo el barrido de 0° a 360° , de esta manera se obtuvo la línea sólida, la cual corresponde a polarización circular izquierda del arreglo. Después se cambió la antena del transmisor por una con polarización circular derecha y se obtuvo el patrón descrito por la línea punteada.

De la figura 3.30, al comparar con el resultado obtenido en simulación 3.29, cuando $\theta = 0^\circ$ el arreglo tiene una posición paralela al alimentador en el transmisor,

CAPÍTULO 3. ARREGLO DE DOS ALIMENTADORES PARA DETECCIÓN DE
POLARIZACIÓN CIRCULAR.
3.5. ARREGLO DE ALIMENTADORES

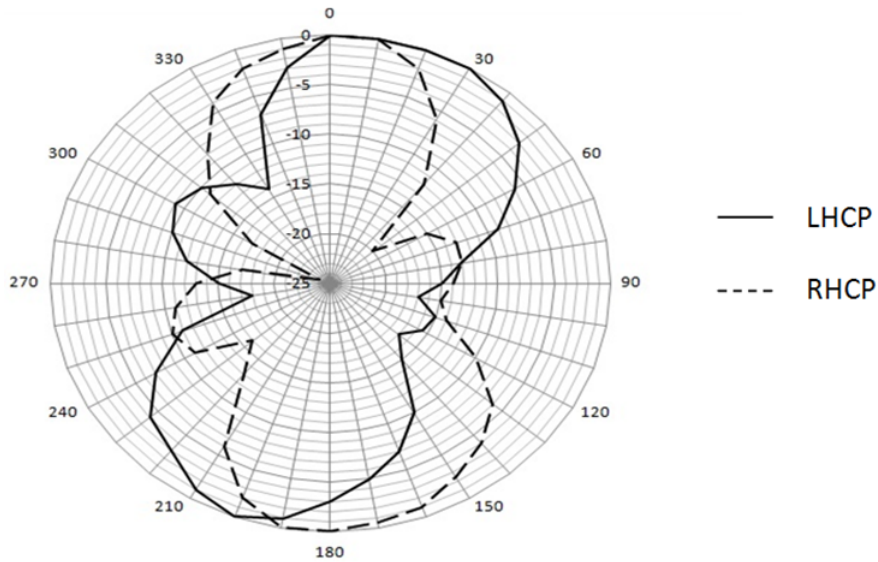


Figura 3.30: Medición del patrón de radiación del arreglo de alimentadores

por lo que las dos polarizaciones se captan con la mayor intensidad en este punto. Si nos ubicamos entre los intervalos: $30^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$ y en $210^\circ \leq \theta \leq 240^\circ$ la polarización que predomina es circular a la izquierda y para $-30^\circ \leq \theta \leq -60^\circ$ y $120^\circ \leq \theta \leq 150^\circ$ la polarización circular a la derecha es predominante.

Capítulo 4

Conclusiones

En esta sección se muestra un resumen de resultados y posteriormente las conclusiones y trabajo futuro de la tesis.

Resumen de resultados.

- * Se diseñó e implementó un alimentador de parche rectangular con una frecuencia central de 2.37 GHz y con un ancho de banda de 20 MHz.
- * Se comprobó su funcionamiento al simular y después medir el parámetro S_{11} obteniendo los valores para la frecuencia central de 2,36GHz y 2,37GHz respectivamente.
- * Se diseñó e implementó un alimentador tipo espiral truncado, el cual detecta polarización circular y tiene un ancho de banda fraccional del 56 % localizado entre 1,65 y 3,05GHz.
- * Se comprobó su funcionamiento al simular y después medir el parámetro S_{11} obteniendo un ancho de banda fraccional del 64 % localizado entre 1,5 GHz y 3,08GHz, mientras que experimentalmente se obtuvo un ancho de banda fraccional del 56 % entre 1,65GHz y 3,05GHz.
- * Se obtuvo el patrón de radiación del alimentador en la cámara anecoica, mediante el cual se comprobó la detección de polarización circular izquierda y derecha.
- * Se obtuvo la figura de ruido del alimentador, cuyo valor es de 0,89dB.
- * Se diseñó e implementó un acoplador híbrido de 180°, con una frecuencia central de 2,5GHz y un ancho de banda fraccional de 46,4 %.

- * Se comprobó su funcionamiento al simular y medir los parámetros S, obteniendo en simulación un ancho de banda fraccional de 52 % y experimental de 46,4 %.
- * Se diseñaron e implementaron dos alimentadores tipo espiral truncado. Los resultados en simulación señalan que el ancho de banda y la razón axial cumplen las características para detección de polarización circular. La razón axial se localiza por debajo de $3dB$ en el rango de frecuencias localizado entre 2 y $3GHz$ mientras que el parámetro S_{11} tiene un valor menor a $-10dB$ entre 2 y $3GHz$.
- * Se diseñó e implementó un arreglo de dos alimentadores tipo espiral truncado con un acoplador híbrido de 180° , el cual opera en la banda de frecuencias localizada entre 2 y $3GHz$ y tiene un ancho de banda fraccional del 40 %.
- * Se comprobó su funcionamiento al simular y medir los parámetros S y patrón de radiación en la frecuencia de $2,5GHz$. Con este prototipo se puede discernir sobre el tipo de polarización circular que se esa captando.
- * Se publicaron los resultados de este trabajo en el congreso de Congreso de Instrumentación SOMI XXVII, llevado a cabo en Culiacán, Sinaloa, del 29 al 31 de Octubre de 2012.

Conclusiones

En base a los objetivos planteados al inicio de este trabajo de tesis se obtuvo:

- * Un alimentador de parche.
- * Un alimentador para polarización circular.
- * Un acoplador híbrido de 180°
- * Un par de alimentadores para polarización circular.
- * Un arreglo de dos alimentadores con acoplador híbrido de 180° .
- * Una publicación en un congreso a nivel nacional.

Con todo lo anterior, se obtuvo un prototipo de dos alimentadores tipo espiral truncado para detección de polarización circular, el cual puede tener aplicaciones para radioastronomía.

Trabajo futuro

La experiencia reportada en este trabajo de tesis y el prototipo obtenido pueden servir de base para:

Diseñar y armar un front-end con la finalidad de hacer observaciones del sol en la antena parabólica situada en el INAOE.

Modificar el puerto 2 del arreglo para hacer la conexión mediante un cable coaxial y de esta manera eliminar la línea de microcinta localizada entre los alimentadores, todo esto con el fin de eliminar efectos no deseados en las mediciones.

Realizar observaciones del Sol en la banda de frecuencias localizada entre 2 y 3 GHz, con las cuales poder comparar las mediciones y hacer el análisis correspondiente para cada tipo de polarización circular.

Bibliografía

- [1] David M Pozar. *Microwave engineering*. Wiley. com, 2009.
- [2] D.E. Gary M. Stahli and G.J Hurford. High resolution microwave spectra of solar burst. *Solar Physcjs*, 120, 1989.
- [3] H. Oja M. Poutanen H. Karttunen, P. Kroger and K.J. Donner. *Fundamental Astronomy*, volume 5ta. Ed. Springer, 2007.
- [4] AG Pacholczyk. *Radioastrofísica: procesos no térmicos en fuentes galácticas y extragalácticas*. Editorial Reverte, 1979.
- [5] D.E. Gary and G. J. Hurford. *ApJ*, 339, (1115), 1989.
- [6] Radiotelescopio de 5 metros. In <http://xilonen.inaoep.mx/rt5/>.
- [7] Vilmer N Kontar E. P. Reid, H. A. S. *Astron. astrophys.* 529, (66), 2011.
- [8] Browning P. K Kontar E. P Bian N. H Gordovskyy, M. *Solar physics.* 284(489), 2013.
- [9] Fan Yang and Yahya Rhamat-Sammi. A reconfigurable patch antenna using switchable slots for circular polarization diversity.
- [10] Dong LI Yuhui ZHANG Hengbo LI, Jianzhou LI. High-gain circular polarization antenna for small satellite data link application.
- [11] John Daniel Kraus, Martti Tiuri, Antti V Räisänen, and Thomas D Carr. *Radio astronomy*, volume 69. Cygnus-Quasar Books Powell, Ohio, 1986.
- [12] H. Lee. Desing of circular polarized microstrip aperture coupled patch antenna for 5.8ghz ism band. pages 220–223. APMC, 2001.
- [13] K.L. Lau and K. M. Luk. A wideband circularly polarized l-probe coupled patch antenna for dual-band operation. In *Region 10 TENCON*. IEEE, 2005.
- [14] Alan S Willsky and S Hamid Nawab. *Señales y sistemas*. Prentice-Hall Hispanoamericana-México-1994-2.^ª 1996.

- [15] Kuo-Fong Hung and Yi-Cheng Lin. Novel broadband circularly polarized cavity-backed aperture antenna with traveling wave excitation. In *TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, volume 58. IEEE, 2010.
- [16] Ala Sharaiha Mathieu Caillet, Michel Clenet and Yahia M. M. Antar. Miniaturized broadband (3db) 90 and 180 power splitters for gps,gnss anti-jam systems.
- [17] Constantine A Balanis. *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & Sons, 2012.
- [18] Roberto S Murphy Arteaga. *Teoría electromagnética*. 2001.
- [19] R. J. P. Douville and D. S. James. Experimental study of symmetric microstrip bends and their compensation.
- [20] José Miguel Miranda Pantoja. *Ingeniería de microondas: técnicas experimentales*. Pearson Educación, 2002.
- [21] John D Kraus and Ronald J Marhefka. *Antenna for all applications*. Upper Saddle River, NJ: McGraw Hill, 2002.
- [22] Christos G Christodoulou and Parveen F Wahid. *Fundamentals of Antennas: concepts and applications*, volume 50. SPIE Press, 2001.
- [23] Hubregt J Visser. *Array and phased array antenna basics*. John Wiley & Sons, 2006.
- [24] Serge Drabowitch, A Papiernik, HD Griffiths, J Encinas, and Bradford L Smith. *Modern antennas*. Springer, 2005.
- [25] Warren L Stutzman and William A Davis. *Antenna theory*. Wiley Online Library, 1998.
- [26] Angel Cardama Aznar, Lluís Jofre Roca, Juan Manuel Rius Casals, Jordi Romeu Robert, and Sebastián Blanch Boris. *Antenas*. Edicions UPC, Edicions de la Universitat Politècnica de Catalunya, 1998.
- [27] Substrato rogers4003c. In <http://www.rogerscorp.com/documents/726/acm/RO4000-Laminates—Data-sheet.pdf>.
- [28] Hfss users guide. In <http://www1.ansys.com/customer/content/content/HFSSUser—Guide.pdf>.
- [29] Vector network analyzer, wiltron modelo 360b. In <http://www.teknetelectronics.com/DataSheet/WILTRON/WILTR360series53741.pdf>.
- [30] S.K.A. Rahim M.I. Sabran. A single band dual-fed circular polarization microstrip antenna for rfid application. *Wireless Communication Centre*.

- [31] K.L. Lau and K.M. Luk. Novel wide-band circularly polarized patch antenna base on l-probe and aperture-coupling techniques. *Transactions on antennas and propagation*, 53(1), January 2005.
- [32] Microstrip line calculator [en línea]. In *http : //www1.sphere.ne.jp/ilab/ilab/tool/msline_e.htm*.

Apéndice A



SOMI XXVII

Congreso de Instrumentación

Culiacán, Sinaloa, del 29 al 31 de octubre de 2012

El Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico
de la Universidad Nacional Autónoma de México y
el Instituto Tecnológico de Culiacán

Otorgan la presente

CONSTANCIA

a: Juan Carlos García Santos, Edgar Colín Beltran, Susana Sánchez Urrieta

Por haber presentado en el SOMI XXVII Congreso de Instrumentación su trabajo:

ARREGLO DE ANTENAS PARA DETECCIÓN DE POLARIZACIÓN CIRCULAR

Dr. José Manuel Saniger Blesa

PRESIDENTE DEL COMITÉ ORGANIZADOR

