ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

COMPARACIÓN DE DOS ARREGLOS DE ANTENAS TIPO MIMO MASIVO USANDO ADVANCED DESIGN SYSTEM (ADS)

TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

JORGE FABRICIO HIDALGO YÁNEZ

DIRECTOR: PABLO ANÍBAL LUPERA MORILLO

Quito, Noviembre 2020

AVAL

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Jorge Fabricio Hidalgo Yánez, bajo mi supervisión.

PhD. Pablo Aníbal Lupera Morillo
DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DECLARACIÓN DE AUTORIA

Yo, Jorge Fabricio Hidalgo Yánez, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

A través de la presente declaración dejo constancia de que la Escuela Politécnica Nacional podrá hacer uso del presente trabajo según los términos estipulados en la Ley, Reglamentos y Normas vigentes.

_____

Jorge Fabricio Hidalgo Yánez

DEDICATORIA

A mis padres, sin ellos nada de lo que he logrado en la vida habría sido posible, a su responsabilidad, paciencia y comprensión.

AGRADECIMIENTO

A mis padres, por su sacrificio, esfuerzo, tiempo y paciencia, sin ellos de mi lado habría sido imposible culminar esta carrera.

Al Dr. Pablo Lupera por creer en mí y compartir su conocimiento. Por sus clases y su responsabilidad, por la valoración al esfuerzo que cada estudiante realiza.

A cada persona que formó parte de este camino, construido con ardua dedicación y mucho esfuerzo. Al tiempo, en ocasiones aliado en ocasiones verdugo, a veces las barreras no significan rapidez sino resistencia. A mi paciencia, entereza e inteligencia, apremiantes virtudes para cumplir este objetivo. A la fortuna de nacer en un hogar con recursos para sustentar mi educación y con ella hacer un mundo más equitativo. A quienes hicieron de mi instancia en la universidad un pasaje divertido de mi vida, a la mano solidaria de los compañer@s en cada fin de semestre, en cada madrugada.

A cada uno de los amigos y amigas que eran aliento cuando el cansancio y el hartazgo se apoderaban de uno. Y a quienes que con sus lecciones me introdujeron a la vida. Gracias a ambos grupos he logrado construir parte de mi ser.

ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL I
DECLARACIÓN DE AUTORIA II
DEDICATORIA III
AGRADECIMIENTO IV
ÍNDICE DE CONTENIDO V
RESUMEN VIII
ABSTRACT IX
1. INTRODUCCIÓN 1
1.1 PREGUNTA DE INVESTIGACIÓN 2
1.2 OBJETIVO GENERAL 2
1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS 2
1.4 ALCANCE 3
1.5 MARCO TEORICO 4
1.5.1 Mimo y mimo masivo 4
1.5.1.1 Definición y características relevantes de MIMO 4
1.5.1.2 Definición de MIMO MASIVO 9
1.5.1.3 Características relevantes de MIMO MASIVO 12
1.5.1.4 Diferencia entre MIMO y MIMO MASIVO 14
1.5.2 Arreglo de antenas 15
1.5.2.1 Definición de una antena 15
1.5.2.2 Definición de un arreglo de antenas 16
1.5.2.3 Tipos de arreglos 17
1.5.3 Antenas Microstrip 19
1.5.3.1 Definición de una antena tipo microstrip 19
1.5.3.2 Historia de las antenas microstrip 21
1.5.3.3 Tipos de antenas microstrip 22
1.5.3.4 Sustrato de las antenas microstrip 24
1.5.3.5 Tipos de ondas en antenas microstrip 27
1.5.3.6 Métodos de alimentación 30
1.5.4 Parámetros de radiación 32
1.5.4.1 Impedancia de entrada 32
1.5.4.2 Ancho de banda 33
1.5.4.3 Coeficiente de reflexión 34

1.5.4.4 VSWR 34
1.5.4.5 Directividad 36
1.5.4.6 Ganancia 36
1.5.4.7 Lóbulos de radiación 38
1.5.4.8 Parámetros de dispersión 39
1.5.5 Correlación y acoplamiento mutuo en un arreglo de antenas. 40
2. METODOLOGÍA 41
2.1 Sustrato seleccionado 42
2.2 Arreglo de 16 elementos rectangulares 43
2.2.1 Cálculo de dimensiones de un único elemento radiante 43
2.2.2 Cálculo de la impedancia del parche 46
2.2.3 Cálculo de las dimensiones de la línea de transmisión 47
2.2.4 Cálculo de la impedancia de la línea de transmisión 50
2.2.5 Simulación del elemento radiante rectangular 52
2.2.6 Simulación del arreglo de 16 antenas con elementos rectangulares 59
2.3 Arreglo de 16 elementos con forma de E 69
2.3.1 Diseño y modelos del único elemento rectangular en forma de E 69
2.3.2 Simulación del único elemento radiante en forma de E 76
2.3.3 Simulación del arreglo de 16 antenas con elementos en forma de E 78
3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN 85
3.1 RESULTADOS DEL ANÁLISIS DE UN ELEMENTO ÚNICO RECTANGULAR 86
3.1.1 Pérdidas por retorno y frecuencia de operación 86
3.1.2 Ancho de banda 86
3.1.3 Impedancia de acoplamiento 87
3.1.4 VSWR 87
3.1.5 Ganancia 88
3.1.6 Directividad 89
3.1.7 Eficiencia de radiación 89
3.1.8 Lóbulos de radiación 90
3.1.9 Polarización 90
3.2 RESULTADOS DE UN ÚNICO ELEMENTO EN FORMA DE E 90
3.2.1 Pérdidas por retorno y frecuencia de operación 91
3.2.2 Ancho de banda 91
3.2.3 Impedancia de acoplamiento 91
3.2.4 VSWR 92
3.2.5 Ganancia 92

3.2.6 Directividad 93
3.2.7 Eficiencia de radiación 93
3.2.8 Lóbulos de radiación 94
3.2.9 Polarización 94
3.3 RESULTADOS DEL ARREGLO DE 16 ELEMENTOS RECTANGULARES 94
3.3.1 Parámetros de radiación por cada elemento del arreglo 95
3.3.2 Parámetros de radiación para todo el arreglo de elementos rectangulares 105
3.4 RESULTADOS DEL ARREGLO DE 16 ELEMENTOS EN FORMA DE E 107
3.4.1 Parámetros de radiación por cada elemento del arreglo 107
3.4.2 Parámetros de radiación para todo el arreglo de elementos en forma de E 118
3.5 DISCUSIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS 121
4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES 142
4.1 CONCLUSIONES 142
4.2 RECOMENDACIONES 146
5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS 147
ANEXOS 151

RESUMEN

En este trabajo se presenta el diseño, simulación y comparación de dos arreglos de antenas microstrip basados en el concepto de MIMO MASSIVO para la frecuencia de 1,85 GHz. Los elementos del primer arreglo tienen forma rectangular, y los elementos del segundo arreglo presentan forma física de una letra E.

El capítulo 1 contiene la pregunta de investigación, objetivos generales específicos y el alcance de este trabajo, directrices que encausan esta investigación. Se describen características de la tecnología mimo masivo. Se tratan conceptos teóricos acerca de las antenas microstrip y los principales parámetros eléctricos y de radiación. Se puntualizan aspectos del acoplamiento mutuo entre elementos.

El capítulo 2 contiene la metodología de diseño para ambos arreglos: con elementos rectangulares y con forma de E. Para comenzar se realizan los diseños de un único elemento rectangular y un único elemento en forma de E, posteriormente se presentan diferentes modelos para ambos arreglos. En este capítulo también se desarrollan las simulaciones realizadas en ADS para los 4 diseños. Las pérdidas por retorno y la impedancia de entrada se presentan y posteriormente se analizan y mencionan las principales características eléctricas y de radiación de los arreglos.

En el capítulo 3 se presentan las simulaciones realizadas en ADS para los 4 diseños, de esto se incluyen los parámetros de radiación que fueron propuestos en el alcance de este proyecto para ser analizados y discutidos. Se realiza un análisis especial del acoplamiento mutuo entre elementos a través de los parámetros S.

Finalmente, en el capítulo 4 se presentan las conclusiones que responden a los objetivos y alcance de este trabajo; como también, se plantean recomendaciones y futuros trabajos.

PALABRAS CLAVE: mimo masivo, ADS, acoplamiento mutuo, arreglo de antenas, parche rectangular, antena E, microstrip (tecnología impresa),

ABSTRACT

This work presents the design, simulation and comparison of two microstrip antenna arrays based on the MIMO MASSIVO concept for the frequency of 1.85 GHz.

The elements of the first array are rectangular in shape, and the elements of the second array are physically shaped like a letter E.

Chapter 1 contains the research question, specific general objectives and the scope of this work, guidelines that guide this research. Features of the MIMO MASSIVO technology are described. Theoretical concepts about microstrip antennas and the main electrical and radiation parameters are discussed. Aspects of the mutual coupling between elements are specified.

Chapter 2 contains the design methodology for both arrays. The designs of a single rectangular element and a single E-shaped element are made, later on models for both arrangements are presented. The simulations performed in ADS for the 4 designs are also presented. Return losses and input impedance are presented in this chapter, later on the most optimal models are chosen.

In chapter 3, the simulations carried out in ADS for the 4 designs are presented, all the radiation parameters described in the scope of this project are presented, to be analyzed and discussed. A special analysis of the mutual coupling between elements is carried out through the S parameters.

Finally, in chapter 4 the conclusions that respond to the objectives and scope of this work are presented. How, in addition, recommendations are made in future works.

KEYWORDS: massive mimo, ADS, antennas array, rectangular patch, E-shaped antenna, microstrip (printed technology), mutual coupling.

1. INTRODUCCIÓN

El 13 de septiembre del 2019 en el marco del evento de difusión de la política gubernamental Ecuador Digital, organizado por el Ministerio de Telecomunicaciones (MINTEL), CONECEL presentó las primeras pruebas de tecnología 5G y sus aplicaciones en Guayaquil.

Para la implementación de 5G en el Ecuador es necesario avanzar en varios aspectos técnicos, entre ellos la infraestructura de las radio bases, las cuales difieren de las tecnologías anteriores. Una parte de la radio base es la antena o arreglo de antenas, las cuales deben ser las adecuadas para que compaginen con el estándar 5G.

En este sentido surge el concepto de MIMO MASIVO que consiste en estructuras con un elevado número de antenas, que se perfila como candidato para solventar las necesidades de 5G, tales como aumento en la capacidad, eficiencia espectral y velocidad de datos.

Por esto, se requieren estudios como el que proponemos, para comprender el funcionamiento de este tipo de tecnología. Los resultados de este trabajo de titulación además se utilizarán en el proyecto de investigación PIS18-06: "*Evaluación del sistema MASSIVE MIMO para la detección del ángulo de llegada de señales incidentes en redes de comunicación móvil*", ya que en la fase inicial del proyecto se necesita determinar qué arreglo de antena, tipo MIMO MASIVO, presenta mejores características para ser implementado; la implementación es competencia del proyecto de investigación PIS18-06.

Se conoce que en un arreglo de antenas aparece el efecto de acoplamiento mutuo causado por la agrupación de elementos, efecto poco deseado, ya que generalmente se considera que tiene un impacto negativo en el desempeño de las antenas al interior del arreglo. Mediante la medición de los parámetros S, se busca comprender este efecto en cada uno de los elementos de un arreglo masivo y determinar còmo la geometría, distancias y disposición de elementos ayudan a mitigar este efecto.

En este contexto, a través de simulaciones realizadas en el software Advanced Design System se investiga como la geometría de los elementos en un arreglo MIMO MASIVO influyen en los parámetros eléctricos y de radiación, tales como: ancho de banda, VSWR, impedancia, directividad, ganancia, eficiencia de radiación, patrones de radiación y los efectos de acoplamiento mutuo.

1.1 PREGUNTA DE INVESTIGACIÓN

¿Un arreglo de antenas, basado en el concepto de MIMO MASIVO, cuyos elementos presentan forma de E, es de mayor utilidad para el proyecto de investigación, que un arreglo de antenas basado en el concepto de MIMO MASIVO cuyos elementos presentan geometría rectangular?

1.2 OBJETIVO GENERAL

Simular y comparar dos arreglos del tipo MIMO MASIVO con dos diferentes formas de elemento radiante de antenas microstrip para la frecuencia 1.85 GHz.

1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Describir los fundamentos teóricos acerca de las antenas, la tecnología MIMO MASIVO y el concepto de acoplamiento mutuo en agrupaciones de antenas.
- Diseñar un arreglo de antenas microstrip basado en el concepto de MIMO MASIVO cuyos elementos presenten forma rectangular para la frecuencia 1,85 GHz.
- Diseñar un arreglo de antenas microstrip tipo MIMO MASIVO, cuyos elementos presenten forma de E para la frecuencia 1,85 GHz.
- Simular y comparar los dos arreglos de antenas, en lo que respecta a los parámetros eléctricos, de radiación y acoplamiento mutuo utilizando el software Advanced Design System(ADS) de KEYSIGHT.

1.4 ALCANCE

En este trabajo se propone diseñar, simular y comparar dos arreglos de antenas microstrip basados en el concepto de MIMO MASSIVO para la frecuencia de 1,85 GHz.

Los elementos del primer arreglo de antenas tendrán forma rectangular, en tanto que, para los elementos del segundo arreglo se buscará realizar modificaciones de tal forma que presenten forma física de una letra E.

La geometría rectangular del primer arreglo, es una geometría típica en diseño de antenas tipo microstrip, lo que permite contrastar los resultados de la simulación con estudios anteriores, además, al ser una geometría típica permite su comparación con otros elementos radiantes que presenten geometrías novedosas, tales como la propuesta para los elementos radiantes del segundo arreglo, con cuya geometría se espera mejoras en el rendimiento del arreglo.

Se describirán las principales características eléctricas y de radiación de las antenas y se profundizara en el efecto de acoplamiento mutuo en base a los parámetros S.

Para la simulación de ambos arreglos se utilizará el software Advanced Design System(ADS) de KEYSIGHT. Del arreglo se obtendrán los parámetros eléctricos y de radiación, tales como: ancho de banda, VSWR, impedancia, directividad, ganancia, eficiencia de radiación, patrones de radiación de todo el arreglo de antenas, como además del acoplamiento mutuo entre los elementos del arreglo, a través de los parámetros Sij.

Inicialmente se obtendrán los parámetros de un solo elemento de cada arreglo y posteriormente se simularán cuando se tienen todos los elementos en los arreglos.

Basados en estos resultados, se presentarán las características de cada arreglo para que sean analizadas en el proyecto de investigación "*Evaluación del sistema MASSIVE MIMO para la detección del ángulo de llegada de señales incidentes en redes de comunicación móvil*", y se seleccione el sistema de antenas adecuado para la aplicación.

Estos arreglos de antenas están basados en el concepto de MIMO MASSIVO que implica la utilización de una gran cantidad de antenas. Los arreglos MIMO MASIVO son caracterizados por decenas de antenas, por lo que, en este trabajo se realizarán dos arreglos, cada uno constará de dieciséis elementos.

En este trabajo se propone diseñar, simular y comparar entre un arreglo de antenas basados en el concepto de MIMO MASIVO con elementos en forma rectangular y un arreglo de antenas con elementos en forma de E para la frecuencia de 1,85 GHz.

Este trabajo no presenta producto final demostrable.

1.5 MARCO TEORICO

1.5.1 Mimo y mimo masivo

MIMO (Multiple Input Multiple Ouput) es una tecnología para sistemas de comunicaciones inalámbricas, la idea básica es colocar varias antenas en el lado del transmisor y en el lado del receptor, manteniendo bajos niveles de correlación entre canales [1].

Por otra parte, MIMO MASIVO, utiliza el mismo principio que MIMO, masificando el número de antenas, con la finalidad de mejorar las características de transmisión del sistema.

1.5.1.1 Definición y características relevantes de MIMO

Al igual que ha sucedido con diversas tecnologías e invenciones, es difícil precisar con exactitud el origen de la tecnología MIMO, sin embargo, en 1987 Jack Winters señala que para dos arreglos con M elementos cada uno, pueden existir hasta M canales independientes con un mismo ancho de banda [2]. Por otro lado en 1998, dos de los fundadores de Clarity Wireless Inc. V.K. Jones y Gregory Raleigh presentan su trabajo *CHANNEL ESTIMATION FOR WIRELESS OFDM SYSTEMS* [3] el cual aborda el modelo de canal MIMO.

MIMO es una tecnología, que busca cumplir dos objetivos, incrementar las tasas de transmisión, es decir, el aumento de la capacidad del canal, o minimizar la probabilidad de error del sistema, es decir, agregar redundancia al canal [1].

Para el cumplimiento de uno u otro objetivo, se abstraen ideas de las antenas inteligentes (arreglos de antenas) [4]. varias antenas en el lado del transmisor y receptor, sin la necesidad de aumentar el espectro, procurando mantener baja correlación entre canales.

MIMO aprovecha el fenómeno de multipath, este se concibe como la descomposición de una señal que viaja desde el transmisor al receptor, en múltiples copias. Esta descomposición se produce, al chocar la señal con objetos inmersos en el canal inalámbrico, o por fenómenos de reflexión o scattering. [5].

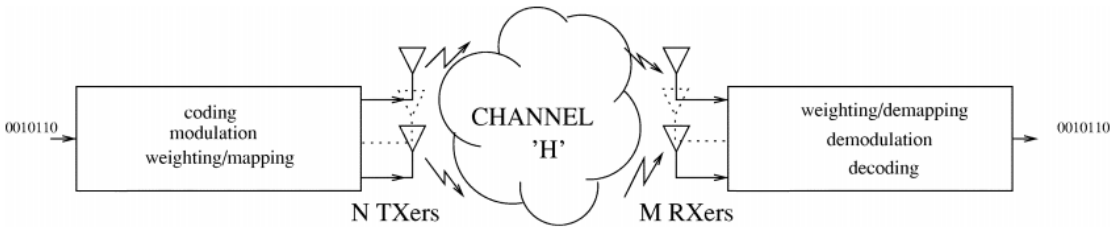


Figura 1.1. Diagrama de un sistema de transmisión MIMO [4].

Como se observa en la figura 1.1 se tendrán N antenas en el transmisor y M antenas en el lado del receptor. Cada elemento (antena) en el lado del transmisor, se relacionará con cada elemento (antena) en el lado del receptor, a través de una matriz H, la cual contiene las ganancias de canal entre antenas transmisoras y receptoras [1].

$$H= \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1M_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R 1} & \cdots & h_{M_R\, M_T} \end{bmatrix} \tag{1.1}$$

La ecuación 1.1 muestra la matriz H, la cual contiene la relación de los elementos en el lado del transmisor vs los elementos del receptor, entendiéndose además que h_{ij} también representa la ganancia del canal.

Para lograr los dos objetivos de MIMO, se utilizan técnicas de diversidad espacial[1], como de multiplexacion espacial[2]; Las cuales, minimizarán la probabilidad de error o elevarán la capacidad del canal respectivamente [1].

Si el objetivo es elevar la capacidad del canal, se utilizan técnicas de multiplexación espacial, donde múltiples flujos son transmitidos independientemente por las múltiples antenas. Las *N* antenas en el transmisor, enviarán la señal original dividida en *N* flujos, hacia las *M* antenas en el lado del receptor.

[1] Técnica utilizada por antenas inteligentes donde en presencia de fading aleatorio causado por multipath la probabilidad de perdida de señal se desvanece exponencialmente con el número de antenas des correlacionadas utilizadas

[2] Técnica donde múltiples flujos de datos independientes son transmitidos simultáneamente por múltiples antenas de transmisión, incrementando la velocidad de transmisión.

Si en este envió de señales, los canales son no correlacionados[3] y se procura una distribución equitativa de potencia, la capacidad vendrá dada por la siguiente ecuación [4]:

$$C_{EP} = log_2 [\det(I_M + \frac{\rho}{N} HH^*)] \quad (1.2)$$

Donde C_{EP}, es la capacidad en términos de igual potencia no correlacionada, I_M es la matriz identidad de orden M, ρ es la relación señal a ruido, N es el número de fuentes no correlacionadas, H es la matriz que describe el estado del canal y H* es la matriz H aplicada el operador Hermitiano[4]

Se ha demostrado en [4]. que bajo estas condiciones, la capacidad crece linealmente con m= min(M, N).

Por otro lado, si los canales son correlacionados, se considera una matriz de correlación Q. Para este caso, la ecuación de la capacidad, viene dada por [1]:

$$C = log_2 [\det(I_M + HQH^*)] \quad (1.3)$$

Para ambos casos, el transmisor podría tener cierto conocimiento a priori del estado del canal, esto se puede lograr, a través de técnicas de feedback[5] y ciertas manipulaciones matemáticas. Para lo cual, se considera [1]:

$$r = Hs + n \quad (1.4)$$

Donde r es el vector de la señal recibida, H es la matriz que modela el canal, s es el vector de la señal transmitida y n es el vector de ruido.

[3] Canales independientes entre sí para la transmisión simultánea de datos.

[4] No confundir con la matriz Hermitiana, el operador Hermitiano implica realizar en la matriz la transpuesta y posterior aplicar la conjugada.

[5] Técnica donde el receptor proporciona al transmisor información sobre el estado del canal.

Además, es posible descomponer los canales MIMO en canales SISO (Single Input Single Output) paralelos, para lo cual la matriz H es descompuesta en sus únicos valores, SVD[6] (Single Value Descomposition) [4]:

$$H = UDV^* \tag{1.5}$$

Donde U es una matriz unitaria, D es una matriz diagonal de elementos ordenados en magnitud, y V* es una matriz unitaria a la que se le ha aplicado el operador hermitiano.

Mediante esta descomposición la ecuación 1.4 puede ser rescrita [1]:

$$r' = Ds' + n' \tag{1.6}$$

Donde:

$$r' = U^* r \tag{1.7}$$

$$s' = V^* s \tag{1.8}$$

$$n' = U^* n \tag{1.9}$$

[6] La Single Value Descomposition de una matriz es la factorización de la mima en tres productos de matrices.

La ecuación 1.6 se representa el sistema como canales equivalentes paralelos SISO con potencias de señal dadas por los valores propios:

$$\lambda_1, \lambda_2, \dots \dots \dots \lambda_m,$$

Mediante los valores propios, la capacidad se obtiene con la siguiente fórmula [4]:

$$C_{EP} = \sum_{i=1}^{m} log_2(1 + \frac{\rho}{N}\lambda_i) \tag{1.10}$$

Bajo esta condición, la potencia se distribuye entre las antenas de manera inequitativa, otorgándole mejores valores de potencia a los canales que ofrecen las mejores condiciones, maximizando la capacidad del canal.

Por otro lado, cuando no es de interés mejorar la capacidad del canal, sino más bien, conseguir un sistema más robusto ante errores de transmisión, se deben emplear técnicas de diversidad.

Para una ganancia de diversidad *d*, implica que en la región más alta de SNR, la probabilidad de error *Pe* decae a la siguiente tasa:

$$\frac{1}{SNR^d} \tag{1.11}$$

La máxima ganancia de diversidad *dmax* es el número total de caminos independientes que existe entre el transmisor y receptor [1].

Para una sistema $(M_R\ , M_T)$ el número total de caminos es $M_R\ M_T$

$$1 \leq d \leq d_{max} = M_R\ M_T \tag{1.12}$$

Por lo que, al tener caminos independientes, la probabilidad que todos los caminos fallen simultáneamente es menor, siempre y cuando se tengan d caminos independientes, entonces la Pe vendrá dada por [1]:

$$P_e \; \alpha \; \frac{1}{SNR^d} \tag{1.13}$$

Además, si el objetivo es tener redundancia en el canal, los *n* flujos deben codificarse conjuntamente, para este propósito, se utilizan técnicas como STCs (Spice Time Coding) [4]. En donde, un codificador de espacio tiempo, genera símbolos iguales al número de antenas transmisoras, cuando los símbolos sean decodificados en el lado del receptor, la ganancia de diversidad se maximiza, en consecuencia, se obtiene una mayor redundancia.

Estos codificadores espacio tiempo, pueden ser clasificados como: STBC[7] (Space-Time block Codes) o STTC[8] (Space-Time Trellis Codes) [4].

1.5.1.2 Definición de MIMO MASIVO

El término MIMO MASIVO es utilizado para referirse a la introducción de un gran número de antenas en transmisión, en recepción o en ambas. Algunos investigadores sostienen, que un sistema es considerado como MIMO MASIVO si existen decenas o centenas de antenas en el lado del transmisor y en el lado del receptor [6] [7]. Otros mencionan que un sistema MIMO MASIVO es cualquier configuración MIMO más elevada que en el LTE actual (8x8) [8], otros, definen a MIMO MASIVO en base a la relación de usuarios activos con antenas disponibles [8].

Para cualquiera de las definiciones, el objetivo general de MIMO MASIVO es elevar las características de transmisión y radiación, así como disminuir la probabilidad de error. Como ya se ha mencionado, MIMO satisface estos objetivos, sin embargo, la interrogante es ¿Se pueden mejorar las características que un sistema MIMO ofrece? Y la respuesta es sí, a través de MIMO multi usuario, categoría en la cual MIMO MASIVO entra, como su tecnología última y más eficiente. [9].

[7] Técnica utilizada para transmitir múltiples copias de una cadena de datos utilizando algunas antenas, utilizando un procesamiento lineal simple en el receptor se logra decodificar los datos para mejorar su confiabilidad.

[8] Son un tipo de códigos de espacio tiempo utilizados en el lado del receptor para decodificar las múltiples copias redundantes de la señal que envía el transmisor

Utilizando un elevado número de antenas, se puede alcanzar una mayor eficiencia espectral, alrededor de 100 b / s / Hz [6]. como, además, las interferencias pueden llegar a ser muy bajas debido a las altas ganancias de beamforming.

Figura 1.2. Arreglo de antenas microstrip MIMO MASIVO en una BTS. [10]

Se trata de aprovechar todos los beneficios que ofrece MIMO, pero a grandes escalas, tal como se observa en la figura 1.2, donde se han introducido muchas antenas microstrip en un arreglo, esto facilitará el desarrollo de redes de nueva generación de banda ancha, las cuales deben brindar eficiencia energética y espectral, y garantizar el desarrollo de redes robustas con respecto a su estabilidad electromagnética.

MIMO MASIVO aprovecha las condiciones de la multiplexación espacial tanto en el enlace ascendente y descendente para mejorar las condiciones de transmisión. En un sistema MIMO es beneficioso conocer a priori las características del canal con la finalidad de que sea posible codificar adecuadamente las señales transmitidas. Para lograr el conocimiento del canal, en el enlace ascendente, los grandes grupos de antenas repartidas en el lado del receptor, envían señales piloto, estas señales, les serán de utilidad al transmisor para estimar la respuesta del canal a cada una de las antenas en recepción. Por otro lado, el conocimiento del canal en el enlace descendente, es algo más complejo, por ejemplo, para sistemas convencionales basados en MIMO, como LTE [7], la estimación del canal se realiza en base a ciertos pesos distribuidos a las señales enviadas, estas señales son enviadas en forma de señales piloto a recepción, en donde se estimará la respuesta del canal en base a la cuantificación y asignación de pesos a cada una, posteriormente, se retroalimentan hacia el transmisor.

Sin embargo, el esquema de estimación de canal para enlace descendente en MIMO MASIVO no es posible, debido a que las señales piloto deben ser ortogonales entre sí, lograr esta ortogonalidad en este tipo de sistemas implica un excesivo uso de recursos en tiempo y frecuencia, debido a la gran cantidad de antenas utilizadas, en MIMO MASIVO, evidentemente, MIMO MASIVO utilizará muchos más recursos que un sistema MIMO convencional [7].Por otro lado, en recepción el número de estimaciones de canal también se verá afectado por el incremento de antenas, implicado esto también, en un aumento desmesurado de recursos, en comparación con sistemas convencionales MIMO.

Existen algunas propuestas, para solventar estas limitaciones, la más adecuada, implica operar en modo TDD y esperar una reciprocidad entre enlaces ascendentes y descendentes, o en su defecto, para algunos casos, la solución más factible sería operar en modo FDD [11].

Para operar en modo TDD, la estimación de canal está limitada por el tiempo, debe ser ejecutada de manera rápida, antes que los movimientos de los usuarios cambien los estados del canal [9], por esta razón, como se observa en la figura 1.13 se utiliza un único slot[9] para la estimación y la transmisión de señales piloto, tomando en cuenta que la duración del slot será calculada en función de que el movimiento del usuario no sobrepase una fracción de longitud de onda. [9]

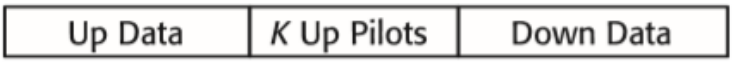


Figura 1.3. Estructura de un SLOT para sistemas MIMO MASIVO modo TDD [9]

Los usuarios transmiten señales piloto ortogonales de duración $\tau_v \geq k$, donde τ_v es la duración de los pilotos y k es el número de usuarios, de tal manera que los pilotos serán transmitidos en un intervalo de Nyquist [9], que se describe a continuación.

[9] En un sistema MIMO MASIVO, tanto las secuencias de entrenamiento como la transmisión de datos tienen lugar en un slot cuya duración se elige de modo que nadie se mueva más de una fracción de una longitud de onda dentro del slot.

Para sistemas OFDM un intervalo de símbolo equivale a $T_s = \frac{1}{14}\ ms$, un intervalo de transmisión equivale a $T_u = \frac{1}{15}\ ms$ y un intervalo de guarda $\frac{1}{14*15}\ ms$, razón por la cual un intervalo de Nyquist se expresa como: [9].

$$\frac{T_u}{T_g} = 14\ tonos \qquad (1.14)$$

En una duración de slot T_{slot} hay $\frac{T_{slot}}{T_s}$ símbolos OFDM, Se define la duración de la muestra de un slot como el número de símbolos OFDM multiplicados por la duración de un tono del intervalo de Nyquist [9]:

$$T = \frac{T_{slot} * T_u}{T_g * T_g} \qquad (1.15)$$

La ecuación (1.15) representa el número de veces que se podría utilizar el canal en cada intervalo de Nyquist en cada slot [9], esto evidencia, que para slots de duración más cortos, la movilidad será más amplia, lo que implicaría un mayor requerimiento de estimaciones de canal. Sin embargo, se debe considerar el espacio en cada slot para la transmisión de datos, razón por la cual, solamente se debe utilizar la mitad de slot para estimación [9].

Debido a la limitación de disponibilidad de la información de estado de canal, se puede aproximar la información de estado de canal a un SNR alto si el error de estimación de canal disminuye al menos tan rápido como el inverso de SNR [11]. Bajo el caso en que en el enlace descendente las secuencias de entrenamiento y la retroalimentación de estimación de canal utilizan un número de dimensiones de tiempo-frecuencia de canal por bloque de coherencia de canal al menos como el número de antenas en la estación base para sistemas FDD [11].

1.5.1.3 Características relevantes de MIMO MASIVO

MIMO MASIVO, posee ciertas características que hacen de esta tecnología, una de las mejores opciones para implementarlas en redes de nueva generación, por ejemplo, con MIMO MASIVO se pueden llegar a tener capacidades diez veces más grandes que los sistemas tradicionales, a su vez se puede aumentar en la misma magnitud la eficiencia de radiación [7].El aumento en la capacidad y la mejora en la eficiencia espectral de radiación se debe a la disponibilidad de un

mayor número de antenas y a las ya conocidas técnicas de multiplexacion espacial utilizadas en los sistemas MIMO. Las estaciones base pueden adecuar la señal, de tal manera que, los frentes de onda emitidos en conjunto, por todas las antenas, se sumen constructivamente direccionados a las antenas receptoras, o que las señales se sumen destructivamente en cualquier otro lugar, a este procedimiento se lo conoce como superposición coherente de frentes de onda [7].

Con la implementación de la tecnología MIMO MASIVO se reducen los requerimientos de linealidad[10] y precisión para cada amplificador del sistema de potencia [7], debido a la acción combinada de la gran cantidad de antenas, las señales se combinan en el aire y fenómenos como el ruido y desvanecimiento son promediados y pueden ser estimados y contrarrestados, en consecuencia, se pueden reemplazar los amplificadores ultra lineales de alta potencia, por amplificadores de bajo costo, con potencias de salida en el orden de los mili-watios [7]. Además la disponibilidad de un gran número de antenas provoca que el sistema ofrezca mayores excedentes de grados de libertad[11], estos pueden ser utilizados para estimaciones precisas de señal en el receptor. Por otro lado, cada antena transmite señales de envolvente[12] casi constante [12] lo que permite desechar amplificadores de alto costo ya que no se exigen requerimientos de linealidad. Una contundente mejora en la eficiencia energética, se traduce en requerimientos de menores potencias de RF de salida [7],razón por la cual, las radio bases de un sistema MIMO MASIVO consumirán menores cantidades de energía, facilitando el uso de alimentaciones de energía eólica o solar.

Otra característica importante hace referencia a la reducción de la latencia. En sistemas inalámbricos tradicionales el desvanecimiento que sufre la señal transmitida en ciertas zonas, influye directamente en latencias poco deseables[13], en sistemas MIMO MASIVO los valores de latencia, no tienen una influencia

[10] Propiedad que implica realizar la amplificación de la señal de manera íntegra, sin alterar su forma de onda.

[11] Los grados de libertad se refieren a la flexibilidad de la matriz de antenas de una estación base para dirigir los haces de radiación, MIMO MASIVO provee grados de libertad adicionales debido al gran número de antenas, estos grados adicionales pueden reducir el consumo interno de energía.

[12] Una envolvente se define como la captura continua de los picos de amplitud de una señal portadora.

[13] Componentes de frecuencia de una señal toman diferentes tiempos para llegar, sufriendo diferentes atenuaciones, causados especialmente por el desvanecimiento selectivo de frecuencia

directa debido al desvanecimiento [7], principalmente por los altos niveles de beamforming que la tecnología presenta y que permiten alcanzar un direccionamiento preciso de las señales transmitidas hacia el receptor reduciendo el impacto de las múltiples trayectorias y por tanto una consecuente reducción de los desvanecimientos.

1.5.1.4 Diferencia entre MIMO y MIMO MASIVO

La tecnología MIMO ha sido empleada en redes de tercera y cuarta generación (3G) y (4G) y en tecnologías como HSPA+ [13], LTE entre otras, obteniendo resultados favorables en cuanto a confiabilidad del canal e incremento de la capacidad, sin embargo, para el gran salto a redes 5G, con velocidades prometedoras en el orden de los Gbps, se requiere de un incremento en la capacidad del canal, que MIMO MASIVO puede ofrecer.

La diferencia sustancial entre ambas tecnologías es el número de antenas utilizadas en cada estación base, como ya se mencionó en la sección anterior, esto implicará un incremento en la capacidad a través de la multiplexación espacial, además, las potencias en el enlace ascendente se reforzarán con respecto a sistemas MIMO convencionales, esto se debe principalmente a la técnica de estimación de canal utilizada [14] en tanto que, el ruido y la interferencia no aumentan. Sin embargo, el uso de señales piloto para la estimación de canal, implicará una reutilización de estas en diferentes celdas, ya que están limitadas por los tiempos de coherencia, consecuentemente se genera un efecto denominado contaminación del piloto, lo cual abarca problemas en torno a la calidad de estimación de canal y a la correlación de canales [9]. Para este escenario, se han planteado varias soluciones, entre ellas, clasificar a los pilotos por su nivel de interferencia, dándoles a los usuarios con más bajas calidades de canal, los pilotos con menor interferencia. [15]

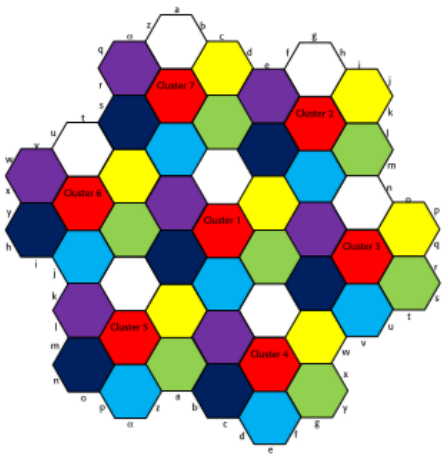


Figura 1.4 Formación de clúster: medida para mitigar la contaminación piloto. [9]

Para evitar la contaminación piloto se pueden agrupar celdas que utilicen el mismo piloto, en la figura 1.4 se forman clúster de 7 celdas, cada clúster asigna secuencias piloto mutuamente ortogonales a todos los usuarios [9] la celda principal está rodeada por dos anillos concéntricos de celdas no contaminantes, la contaminación piloto se da en seis celdas en el tercer anillo.

La implementación de sistemas MIMO MASIVO implica una mayor complejidad a nivel físico que los sistemas MIMO, sin embargo, a largo plazo, esto se traduce como mayor seguridad ante interferencias maliciosas, además, la utilización de haces estrechos[14] y ortogonalidad entre canales[15], hace de MIMO MASIVO una tecnología más robusta que MIMO [13].

1.5.2 Arreglo de antenas

1.5.2.1 Definición de una antena

Una antena se conceptualiza como un elemento que puede irradiar y recibir energía electromagnética [16] de manera eficiente, ciertos materiales pueden ser empleados[16], aunque el metal es el elemento de construcción que predomina en el mercado, otra

[14] Los haces estrechos mejoran la capacidad al reducir la interferencia y extienden la cobertura al aumentar la ganancia de la antena, La transmisión con un haz ancho causará reflejos más fuertes en los objetos a los lados alrededor del receptor, mientras que un haz estrecho causará reflejos más fuertes de los objetos detrás del receptor.

[15] Se puede garantizar la ortogonalidad entre canales, es decir, independencias entre los mismos, a través de diversas manipulaciones matemáticas en la matriz H.

[16] Materiales cerámicos, cobre, oro, conductores en general pueden ser empleados para construir una antena.

concepción acertada es la de considerar a una antena como un transductor, que transforma señales eléctricas en electromagnéticas y viceversa.

En el mercado, dependiendo de los parámetros de radiación requeridos, se pueden encontrar una diversidad de antenas: antenas tipo Yaggi, antenas parabólicas, antenas dipolo, antenas fractales, antenas microstrip, o antenas panel como se observa en la figura 1.5 etc.

Figura 1.5. Antena para sistemas móviles [17]

1.5.2.2 Definición de un arreglo de antenas

Para diversas aplicaciones, el uso de una sola antena no satisface de manera eficiente los requerimientos de un sistema, por lo general se evidencian problemas por ganancias muy limitadas, o los patrones de radiación son insuficientes para ofertar cobertura de radiación. Ante estos problemas, surge la idea de agrupar un determinado número de antenas para poder mejorar las características que ofrecería una sola antena. Esta agrupación de antenas es conocida como arreglo de antenas.

Para establecer una definición formal, se puede decir, que un arreglo de antenas consta de más de un elemento radiante, los cuales se colocan de una manera específica en el espacio para potenciar las características de radiación que una sola antena lograría. El campo radiado total se obtiene mediante la suma vectorial de los campos de cada elemento del arreglo, esto hace posible que las dimensiones de la antena individual se modifiquen [16]

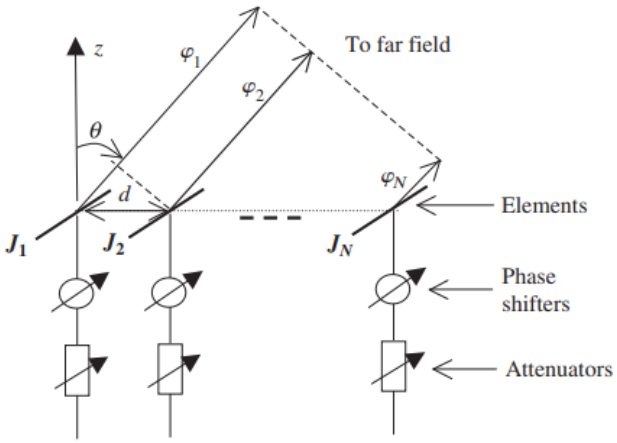


Figura 1.6 Arreglo de antenas de N elementos [16].

1.5.2.3 Tipos de arreglos

La disposición de los elementos dentro del arreglo, determina el tipo de arreglo, el más popular, es el arreglo isotrópico lineal. El campo irradiado para un arreglo isotrópico lineal de N elementos, viene dado por:

$$E_{ia} = E_{ie}\ A_F \tag{1.16}$$

Donde E_{ie} es la radiación de campo lejano y A_F es denominado el factor de arreglo, el mismo que viene determinado por:

$$A_F = \sum_{n=1}^{N} A_n e^{j\,\varphi_n} \tag{1.17}$$

Donde A_n es la amplitud y φ_n es la fase relativa a una referencia común, como se observa en la figura 1.6 .

Si el espacio entre elementos es una constante *d,* la amplitud A_n es la misma para todos los elementos pero la excitación de corriente de fase φ es progresiva entre cada elemento, el arreglo se denomina arreglo uniforme [16].

Además, para un A_F normalizado, en función de θ [16]:

$$A_F = \frac{1}{N}\left[\frac{\sin(N\,¥/2)}{\sin(¥/2)}\right] \tag{1.18}$$

Donde ¥ es la diferencia de fase entre dos elementos consecutivos, y en este caso la unidad de A_F son dBs, como de θ grados.

En θ=0º se producirá el lóbulo principal, para otros valores de θ se pueden producir lóbulos secundarios, los cuales son indeseables, estos pueden aparecer si se cumple que d ≥ λ, por lo que, si se desea evitar su aparición, la separación entre elementos deberán ser menores a una longitud de onda [16].

La máxima radiación, se puede controlar variando φ y λ, ya que, se producirá la máxima radiación, cuando ¥=0 , de tal manera que: [16]

$$\beta d sin\theta + \varphi = 0 \qquad (1.19)$$

Considerando que:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \qquad (1.20)$$

Al despejar θ, se obtendrá:

$$\theta = -sin^{-1}\left(\frac{\lambda\varphi}{2\pi d}\right) \qquad (1.21)$$

Por lo que, cambiando la fase o la longitud de onda, se puede controlar la dirección de máxima radiación, esta posibilidad hace que estos arreglos, se definan como arreglos en fases o arreglos inteligentes.

Si el máximo lóbulo de radiación se dirige en θ=0º el arreglo es de tipo broadside, por otro lado si θ=90º el arreglo entra en la categoría end-fire, lo que implicaría que, si se trata de un arreglo broadside $\varphi = 0$ y si el arreglo es end-fire $\varphi = \pm 2\pi d/\lambda$, estos valores permitirán controlar el espacio entre elementos d, a una frecuencia dada [16].

Este último dato, es naturalmente importante, ya que, si la condición mostrada en la ecuación 1.22 se cumple, un arreglo de tipo broadside producirá dos lóbulos principales simétricos, mientras que, un arreglo de tipo end-fire generará un solo lóbulo principal. [16].

$$d \leq \frac{\lambda}{2}\left(1 - \frac{1}{2N}\right) \qquad (1.22)$$

Sin embargo, los arreglos de tipo end-fire presentan limitaciones en cuanto a directividad, para solventar este problema, se intenta que el lóbulo principal sea más estrecho, es decir, más directivo. Los arreglos end-fire que cumplen con esta condición, se conocen como arreglos Hansen-Woodyard [16] Para que el haz sea mucho más estrecho la longitud del arreglo debe ser más grande que una longitud de onda. Para estos arreglos, la directividad viene dada por [16]:

$$D \approx 7.28 \frac{Nd}{\lambda} \qquad (1.23)$$

Lo que significa un incremento de 2.6 dB con respecto a un arreglo end-fire normal. [16]

Cualesquiera de estos tipos de arreglos pueden ser empleados para montar un sistema MIMO MASIVO, dependiendo de los requerimientos y características de las aplicaciones a emplear, sin embargo, como ya se manifestó, en secciones anteriores, MIMO MASIVO basa su tecnología en los tipos de arreglos inteligentes. Debido a la gran cantidad de antenas, muchas veces implementadas en equipos móviles, o en estaciones base, el espacio puede ser un factor limitante para MIMO MASIVO, razón por la cual, en su gran mayoría, se utilizan antenas microstrip agrupadas en arreglos de antenas inteligentes.

1.5.3 Antenas Microstrip

1.5.3.1 Definición de una antena tipo microstrip

Una antena microstrip está constituida por una estructura conductora, en la mayoría de casos este conductor es cobre, un sustrato y en algunos casos un plano de tierra, estas antenas se caracterizan por su adecuada direccionalidad, pues, gran parte de la potencia radiada se enfoca en una sola dirección [18]. Además, poseen la ventaja de ser antenas diminutas, ideales para ser empleadas en tecnologías como MIMO y MIMO MASIVO.

Los elementos que conforman la antena, se disponen en capas conductoras metálicas paralelas, en medio de estas placas, se ubica un sustrato dieléctrico, el cual, dependiendo del material empleado, aportará de una u otra forma a las características de radiación de la antena, como se observa en la figura 1.7 una de las placas puede actuar como plano de tierra, mientras que las otras capas son los parches por donde se distribuirán las corrientes electromagnéticas [19].

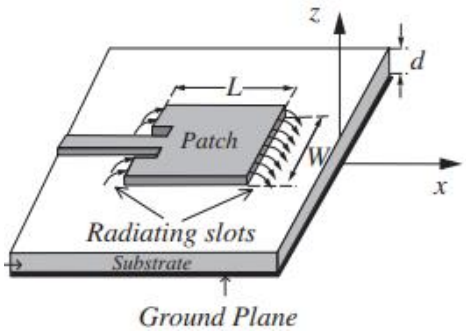


Figura 1.7. Antena microstrip y sus líneas de campo electromagnético [16]

Como se ha mencionado, una de las ventajas de estas antenas es la posibilidad de ser introducidos en equipos pequeños, no representan una carga adicional en cuanto al peso de los mismos, debido a la ligereza de las capas conductoras y del sustrato, además, se pueden adaptar a diferentes tipos de superficies. La potencialidad que ofrecen las antenas microstrip en cuanto a miniaturización puede ser aprovechada para la producción en masa, esto sumado a modernas tecnologías de circuitos impresos implica una reducción de costos de producción. Las antenas microstrip son versátiles en términos de impedancia de entrada, patrones de radiación, polarización y frecuencia de resonancia [16].Físicamente, son ideales para trabajar a grandes frecuencias, ya que las dimensiones de la antena guardan una relación inversamente proporcional con la frecuencia.

Sin embargo, la ventaja en cuanto a dimensiones físicas, se transforma en una desventaja si hablamos en términos de potencia, el hecho de poseer pequeñas dimensiones implica limitaciones al trabajar en altas potencias, por lo que, estas antenas pueden ser solamente utilizadas cuando se trate de sistemas de baja potencia de radiación. Además, ofrecen angostos anchos de banda por naturaleza, sin embargo, existen técnicas para mejorar el ancho de banda en antenas microstrip. Por otro lado, las pérdidas son considerables, lo que implica una reducción de eficiencia de la antena.

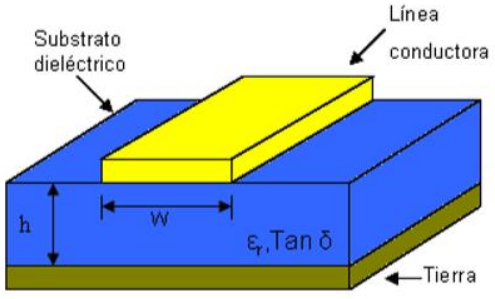


Figura 1.8 Estructura de una antena microstrip [18].

Como se observa en la figura 1.8 una antena microstrip está constituida por un parche conductor de ancho *w,* longitud *L*, y grosor *t*, que se ubica sobre una capa de sustrato dieléctrico *h*, el sustrato puede ser de diversos materiales, tema que se abordará más adelante. Bajo el sustrato se ubica un plano de tierra, el cual puede ser una placa conductora de diferentes dimensiones o simplemente aire.

El grosor t del parche conductor debe ser muy delgado, mucho menor que una longitud de onda en el espacio libre [18].

Las características del sustrato serán tratadas más adelante en este capítulo, además el cálculo de las dimensiones del parche conductor será abordado en el capítulo 2.

1.5.3.2 Historia de las antenas microstrip

El concepto microstrip aparece alrededor de 1950, en esos años este concepto era relacionado con las líneas microstrip, un poco de años más tarde, se realiza lo que es considerado como la primera publicación sobre antenas microstrip, titulado: “Microstrip microwave antenna” por Deschamps y Sichak [20]y posteriormente en 1955, se publica “Flat Aerial for Ultra High Frecuencies” por Gutton y Boissinot [21].

Sin embargo, ninguna de estas dos publicaciones presenta los esquemas de antenas microstrip que conocemos hoy en día, más bien, se hacía referencia de microstrip a las líneas de transmisión microstrip. Es aproximadamente veinte años después, donde se realizan publicaciones acerca de las primeras implementaciones prácticas de antenas microstrip, esto no significa necesariamente que no se haya realizado investigación en torno a las antenas microstrip en veinte años, sino que posiblemente no fueron publicadas en la comunidad científica, además las características de los sustratos fueron mejorando con el paso de los años [20].

Como se aprecia en la figura 1.9, en la década de los años 80, existió una producción acelerada de artículos científicos relacionados con antenas microstrip, principalmente por el desarrollo de las tecnologías de antenas de circuito impreso. En estos años se publica el primer libro de antenas microstrip de Bahl y Bhartia [22]. Los temas que abordaban papers, journals, tesis y libros principalmente giraban en torno a incrementos de ancho de banda, mejoras en impedancias, polarizaciones circulares y arreglos.

A partir de los años 90, muchas aplicaciones de antenas microstrip han sido desarrolladas, por ejemplo, sistemas de antenas microstrip en radio bases, además, se desarrollaron métodos de análisis como el método de elementos finitos, en

consecuencia, y con el desarrollo de la informática, aparecieron softwares para la simulación de antenas microstrip [20],como: HFSS, ADS, IE3D etc

Hace aproximadamente 20 años, se investigan técnicas para mejorar la eficiencia y la ganancia especialmente en arreglos, como además técnicas de miniaturización, y aplicaciones MIMO.

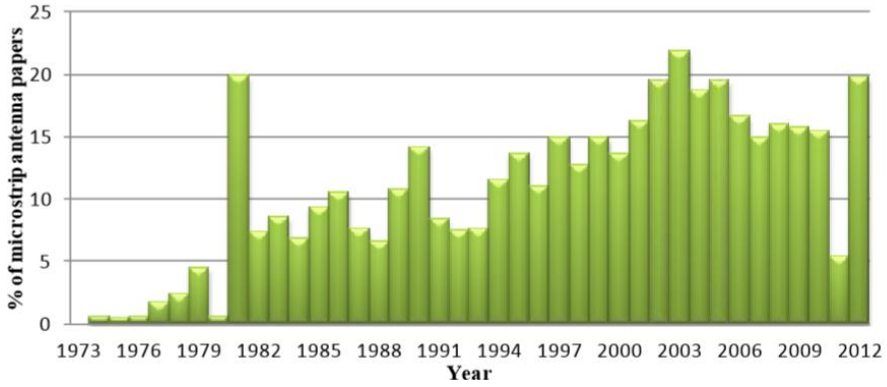


Figura 1.9. Porcentaje de papers acerca de antenas microstrip publicados desde 1973 hasta 2012 en las actas de IEEE de antenas y propagación [23].

1.5.3.3 Tipos de antenas microstrip

Las antenas microstrip pueden ser clasificadas principalmente por la forma geométrica que presentan, así, tal como se observa en la figura 1.10 existen varias formas, rectangular, circular, elípticas, cuadradas, triangulares etc. Incluso es posible realizar modificaciones a estas antenas para mejorar ciertos parámetros eléctricos y de radiación.

Dependiendo de la forma geométrica se pueden obtener ganancias entre 3 y 7 dBi [24].

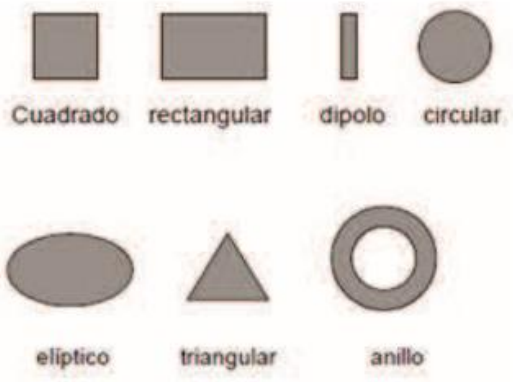


Figura 1.10 Típicas formas de una antena microstrip [18].

Debido a sus características de radiación y la simplicidad de su diseño, las antenas microstrip con forma rectangular son las más utilizadas [16]. Usualmente la longitud *L* del parche esta entre $\frac{\lambda_o}{3}$ y $\frac{\lambda_o}{2}$ y el ancho *W* es menor que λ_o considerando que el ancho no debe ser muy pequeño, ya que actuaría como una línea de transmisión microstrip [16]. OJO

Sin embargo, con la finalidad de mejorar el ancho de banda, la ganancia, la eficiencia y otros parámetros de radiación, se realizan modificaciones a las antenas rectangulares [25], estas modificaciones básicamente son inserciones en el parche, segmentaciones o divisiones en slots del parche rectangular, por ejemplo, [25] en la literatura se muestran como diferentes parámetros de radiación mejoran con una antena microstrip que presentan forma física de E y H.

Las antenas microstrip rectangulares presentan un ancho de banda entre el 2 y el 5 % de su frecuencia de operación [24], este valor puede mejorar sustancialmente realizando modificaciones en la antena, esto debido principalmente a la ruta que toma la corriente.

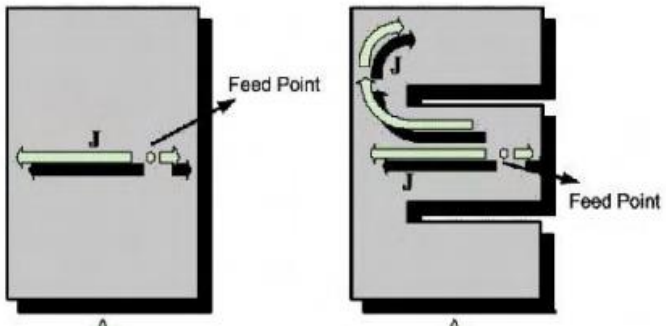


Figura 1.11 Distribución de corriente en a) un parche rectangular b) un parche que presenta forma de E [26]

Una antena microstrip rectangular puede ser representado como un circuito resonante LC, los valores de inductancia y capacitancia estarán determinados por las rutas que sigue la corriente [26], evidentemente, existirá un cambio de ruta cuando se realicen segmentaciones en el parche, como se evidencia en la figura 1.10 (b), este cambio de ruta implicará un incremento en la inductancia lo que provocará una segunda frecuencia de resonancia que se acopla con la primera, resultando en un incremento en el ancho de banda [26].

Cualquier tipo de antena está compuesta por un plano de tierra, un plano de tierra infinito es la condición ideal para una antena, sin embargo, en la práctica, el plano de tierra debe ser lo más pequeño posible, esto principalmente porque la radiación de la antena es generada por el campo de franjas entre el parche y el plano de tierra [16].

1.5.3.4 Sustrato de las antenas microstrip

El sustrato es un elemento de las antenas microstrip, el cual actúa como soporte para la placa conductora, como además establece un espacio aislante entre el parche y el plano de tierra. El sustrato se obtiene de diversos materiales dieléctricos, según el dieléctrico empleado, la antena microstrip presentará mejores o peores características de radiación, dependiendo de la aplicación deseada.

En la figura 1.8 se presenta la composición de una antena microstrip, el sustrato está identificado con el color azul, este debe poseer un grosor *h* mucho menor a la longitud de onda $h \ll \lambda_o$, el grosor del sustrato tiene un impacto directo en la frecuencia de resonancia, por tanto en el ancho de banda, además, sustratos de elevados grosores inciden negativamente en el dieléctrico generando pérdidas en el mismo [27].

Otra característica del sustrato es su constante dieléctrica ε_r, que oscila entre 2.2 y 12, [16], se conoce que sustratos de baja constante dieléctrica ofrecen mejores características de eficiencia para la antena, aunque las dimensiones de la misma pueden aumentar [27],es por eso que se debe hacer un análisis previo a la construcción de la antena, dependiendo de la aplicación en la cual será empleada. Para el diseño de una antena microstrip se debe llegar a un acuerdo entre eficiencia y tamaño físico de la antena microstrip.

Tabla 1.1. Algunos sustratos comunes para antenas microstrip a 10 GHz [16].

Sustrato	$\boldsymbol{\varepsilon_r}$	**Tangente de pérdidas**
Aluminio $(Al_2\ O_3)$	9.8	0.0004
Zafiro $(Al_2\ O_3)$	9.4 y 10.8	0.0004
Epoxy Fibra de vidrio (FR4)	4.43 @ 1GHz	0.01
FR2	4.5 @ 1 MHz	0.025
GaAs	13	0.0006
PTFE (Teflón)	2.1	0.0004
Cuarzo $(Si\ O_2)$	3.8	0.0004
RT/Duroid 5870	2.33	0.0012
RT/Duroid 5880	2.22	0.0009
RT/Duroid 6006	6.15	0.0019
RT/Duroid 6010	10.2	0.0023

En la tabla 1.1. se presentan algunos tipos de sustrato basados en el material dieléctrico de los cuales están compuestos, además, se presentan los valores para cada uno de la constante dieléctrica y la tangente de pérdidas para cada uno, características, que, como ya se mencionó, tendrán una influencia en el desempeño de la antena microstrip.

Los conceptos de constante dieléctrica y tangente de pérdidas están relacionados estrechamente con el campo eléctrico. El campo eléctrico es definido como la fuerza por unidad de carga. El campo eléctrico ***E*** creado por un único punto de carga a cierta distancia r, viene dado por la fórmula [16]:

$$\boldsymbol{E} = \frac{\boldsymbol{F}}{Q} = \frac{Q}{4\pi\boldsymbol{\varepsilon} r^2}\boldsymbol{r'} \quad (V/m) \qquad (1.24)$$

Donde:

F es la fuerza eléctrica dada por la ley de Coulomb;

r' es un vector unitario a lo largo de la dirección r

ε es la permisividad eléctrica también llamada constante dieléctrica del material, en el espacio libre toma el valor de [16]:

$$\varepsilon_0 = 8.85410\ x\ 10^{-12} \qquad F/m \qquad (1.25)$$

La multiplicación entre la constante dieléctrica y el campo eléctrico, resulta en la densidad de flujo eléctrico ***D***, esta representa cuanto flujo eléctrico atraviesa una unidad de área, y viene dada por la siguiente fórmula [16]:

$$\boldsymbol{D} = \varepsilon\mathbf{E} = \varepsilon_r\,\varepsilon_0\,\boldsymbol{E} \qquad (C/m^2) \qquad (1.26)$$

Donde $\varepsilon_r = \varepsilon/\varepsilon_0$ is la permitividad relativa o también llamada constante dieléctrica relativa, si el material es isotrópico ε es una cantidad escalar, caso contrario ε es un número complejo, además si ε es un numero complejo, esto implica que los materiales tendrán algunas perdidas, por lo que la permitividad compleja, puede ser escrita como [16]:

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \qquad (1.27)$$

Donde:

ε': Es la pérdida de energía de un material expuesto a un campo eléctrico externo,

ε'': Es la cantidad de energía retenida en el material,

La relación entre la parte real e imaginaria puede observarse en la figura 1.12, la misma viene definida por [16]:

$$Tan\ \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \qquad (1.28)$$

Esta relación es la llamada tangente de pérdidas, representa las pérdidas del material, es adimensional y depende de la frecuencia y la temperatura del material [16].

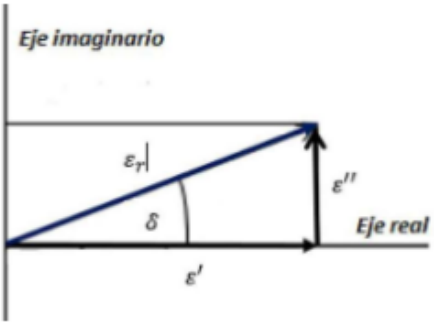


Figura 1.12. Relación vectorial de la constante dieléctrica ε_r *[28].*

La elección del sustrato es fundamental en el establecimiento de las características de radiación deseadas, evidentemente, esto dependerá de la aplicación en la cual la antena microstrip vaya a ser empleada. A los sustratos los distinguen el tipo de material por el cual están conformados, y esto también, determinará su constante dieléctrica y sus pérdidas. Por ejemplo, sustratos de materiales cerámicos son adecuados para microondas, debido a que pueden alcanzar pequeñas dimensiones, en la tabla 1.1 figura el sustrato de óxido de aluminio, este es un típico ejemplo de sustrato basado en material cerámico, los cuales ofrecen bajas pérdidas, son estables, muy resistentes, pero difíciles de manipular, además su costo de producción es relativamente bajo [16].En esta misma línea, los sustratos de zafiro son típicamente usados, estos ofrecen bajas pérdidas, incluso, mucho más bajas que sustratos compuestos de aluminio, sin embargo, sus

costos de producción son excesivamente caros, formado por un único cristal y de características anisotrópicas[17] [16].

Por su composición, otros son considerados como sustratos semiconductores, son ejemplos, aquellos basados en silicio como se aprecia en la tabla 1.1. En cambio, los sustratos de arseniuro de galio, en particular, ofrecen bajas pérdidas, pero su costo es representativo, estos sustratos son ampliamente utilizados para MMIC (monolithic microwave integred circuit) [16].

En la tabla 1.1 además, se muestran las características de un sustrato compuesto de teflón, este por ejemplo forma parte de los sustratos sintéticos, compuestos por materiales como polietileno o poliolefina. Los sustratos basados en teflón ofrecen bajas pérdidas, baja permitividad, costos medianos y debido a sus bajas constantes dieléctricas son altamente eficientes, sin embargo, son de blanda consistencia, y sus propiedades pueden variar en función de la temperatura [27].

En la tabla 1.1 se listan otros sustratos, por ejemplo los de la serie RT/Duroid, estos presentan medianas pérdidas, sus costos de producción son bajos y su constante dieléctrica es mediana, lo que implica una relativa baja eficiencia en sus características de radiación [16].

Un tratamiento especial merece, el sustrato de fibra de vidrio FR4 (Epoxy), sustrato con el que se realizarán las simulaciones de los arreglos de antenas microstrip en este trabajo. Un sustrato basado en FR4 ofrece relativamente altas pérdidas, pero son muy fáciles de encontrar en el mercado, pues, trabajan bien con PCB (Printed Circuit Board) y son económicos, presentan un alto desempeño a frecuencias cercanas a 2 GHz [16]. Las simulaciones de este trabajo, son realizadas a una frecuencia de 1.85 GHz, razón por la cual el sustrato de FR4 fue escogido.

1.5.3.5 Tipos de ondas en antenas microstrip

La interacción entre el parche conductor y el sustrato genera ciertas ondas, que, se clasifican en base a la dirección de transmisión.

Así, por ejemplo, existen ondas denominadas espaciales [19], estas, se propagan con un ángulo de elevación entre 0º y 180º tomando como referencia el parche conductor, tal como se muestra en la figura 1.13. Estas ondas se propagan en el espacio, en

[17] Material cuyos valores son diferentes en distintas direcciones, por lo general las propiedades, en estos materiales, no son simétricas a ningún plano o eje.

consecuencia, mientras recorran mayor distancia, se irán atenuando, son de alta importancia en antenas microstrip.

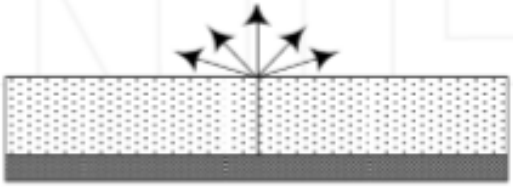


Figura 1.13. Ondas espaciales sobre una superficie microstrip [29].

Cuando las ondas impactan directamente en el plano de tierra sucede una reflexión, si esta se produce de manera instantánea, la onda sufre una fragmentación, una parte de la onda se reflejará nuevamente, mientras que la otra, se propaga en el espacio (fuera del sustrato), siendo esta última denominada onda de fuga. Como se observa en la figura 1.14 el proceso de reflexión puede repetirse una y otra vez de extremo a extremo dentro del sustrato, hasta finalmente desaparecer [30]. Estas ondas son aprovechadas para incrementar la ganancia, mediante la aplicación de antenas microstrip [24].

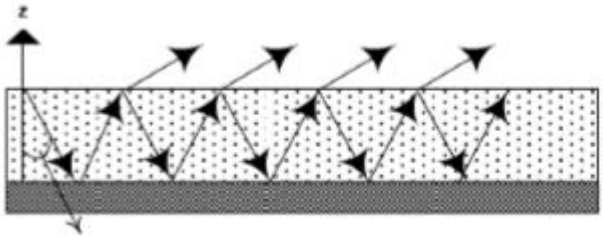


Figura 1.14 Ondas de fuga [29].

Otros tipos de ondas que se producen en una antena microstrip, son las ondas superficiales, estas son indeseables, pues, repercuten negativamente en el acoplamiento de impedancia. Como se observa en la figura 1.15 estas ondas se encuentran en el sustrato y rozan ligeramente en el plano de tierra, provocando reflexión total [19], esto implica una reducción de la eficiencia de la antena.

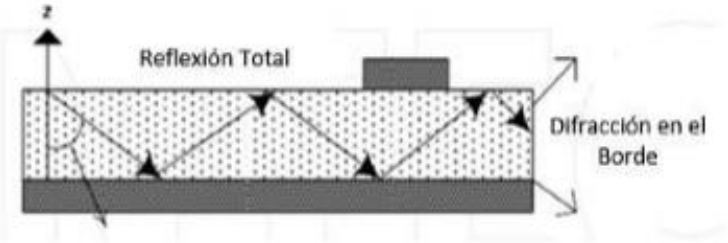


Figura 1.15. Ondas superficiales [29].

Existen otros tipos de onda, aquellas que se trasladan entre capas metálicas, tal cual se observa en la figura 1.16. Estas toman el nombre de ondas guía, en antenas microstrip, estas ondas se evidencian cuando la parte superior del sustrato se ha metalizado [30] la onda guía viajará entre la parte metalizada y el plano de tierra, esto implica reflexión al interior del sustrato, sin embargo, debe existir un ángulo de incidencia específico para que se produzcan estas ondas. Por su naturaleza, estas ondas no son utilizadas en antenas.

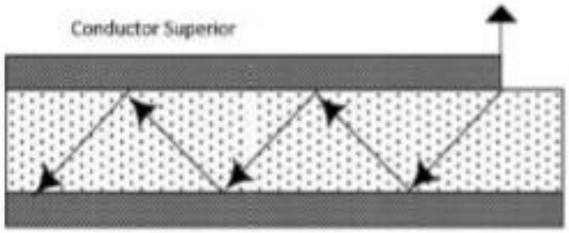


Figura 1.16 Ondas guiadas [29].

La tabla 1.2 muestra una comparación entre los cuatro tipos de ondas que se producen en una antena microstrip.

Tabla 1.2 Comparación de los tipos de onda en microstrip [30].

	Ondas Guiadas	**Ondas radiadas**		**Ondas superficiales**
		Ondas espaciales	**Ondas de fuga**	
Angulo de tansmisión[18]	$\Theta = \theta_1, \theta_2 \ldots . \theta_n$	$0 < \Theta < \frac{\pi}{2}$	$sen^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{\varepsilon r}}\right) < \Theta < \pi$	$\frac{\pi}{2} < \Theta < sen^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{\varepsilon r}}\right)$
Condiciones físicas	Sustrato delgado de alta permitividad	Sustrato grueso de baja permitividad	Interface entre dieléctricos	Sustrato grueso de alta permitividad
Propagación	Modos discretos de propagacion	Radiación	Radiación radiada y reflejada	Reflexión
Aplicaciones	Líneas y circuitos	Antenas	Aumentar el tamaño de la antena	Arreglos y fibra óptica
Efecto	Conducción de la onda	Fugas espurias	Radiación	Acoplamientos espurios

[18] Ángulo con el que la onda se dirige al plano de tierra o su ángulo de elevación.

1.5.3.6 Métodos de alimentación

Existen diversos métodos de alimentación para antenas microstrip, en función de la aplicación, espacio y parámetros de radiación requeridos.

Con una línea microstrip se puede alimentar una antena, dicha línea puede ser impresa conjuntamente con la antena microstrip, ya que es una delgada línea conductora que conecta el parche conductor con la fuente de alimentación. Esta línea conductora tiene una impedancia característica, Z_o, la cual debe ser debidamente acoplada con la impedancia del parche conductor, se detallará más a fondo este proceso, cuando se explique el diseño de la antena microstrip en el capítulo 2.

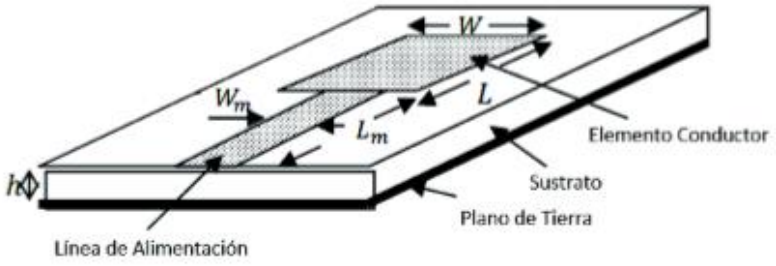


Figura 1.17 Antena microstrip alimentado por línea microstrip [31].

En la figura 1.17 se aprecia como la línea microstrip se conecta en un borde a la antena microstrip, sin embargo, para mejorar el acoplamiento se puede conectar la antena microstrip con la línea mediante inserciones [19], tal como se ilustra en la figura 1.18.

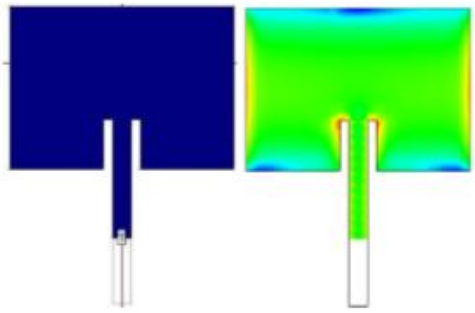


Figura 1.18 Antenas microstrip alimentada por inserciones con línea microstrip [32].

Otra manera de alimentar una antena microstrip es mediante cable coaxial [19]. Como se observa en la figura 1.19 el conductor interno del cable coaxial atraviesa el sustrato para conectarse con el parche, conductor, mientras que el conductor externo del cable,

se conecta con el plano de tierra. Este método de alimentación es utilizado para tener un adecuado acoplamiento, ya que, el conductor interno del cable coaxial, puede ser colocado en cualquier punto del parche conductor, evidentemente se lo colocará en donde se encuentre el acoplamiento óptimo, sin embargo, si el sustrato tiene un alto grosor podría traer complicaciones.

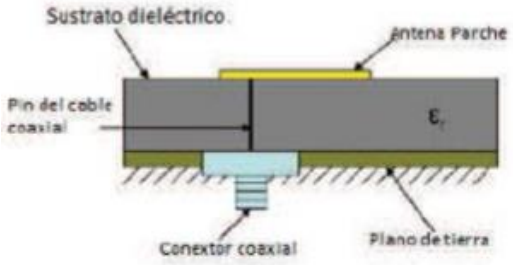


Figura 1.19 Antena microstrip alimentada por cable coaxial [33].

Por otro lado, se puede alimentar una antena sin la necesidad de que haya contacto entre el parche y la línea microstrip, este método es denominado alimentación por proximidad [30]. Como se observa en la figura 1.20, se coloca la línea de alimentación microstrip entre dos sustratos, arriba del sustrato superior se encontrará el parche, en tanto que, por debajo del sustrato inferior se encontrará el plano de tierra, de esta manera el acoplamiento es electromagnético. El sustrato superior recibe el nombre de sustrato radiador, este debe ser más grueso y de menor permitividad que el sustrato inferior que recibe el nombre de sustrato de alimentación.

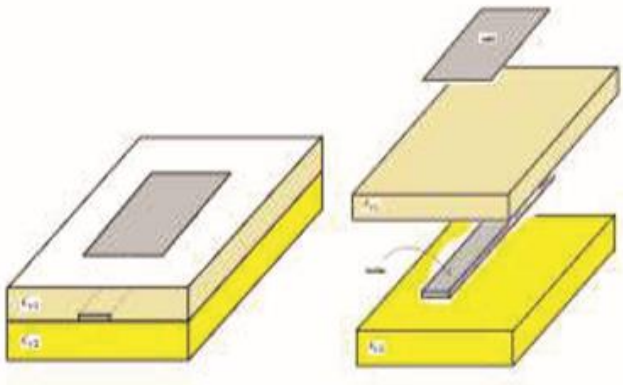


Figura 1.20. Alimentación por proximidad [34].

En la figura 1.20 el sustrato radiador toma el color café claro, mientras que el sustrato de alimentación toma el color amarillo.

Un último tipo de alimentación, es aquel que se da por apertura [24]. Como se observa en la figura 1.21 se emplean dos sustratos, ambos son separados por un plano de tierra, el mismo que tiene una abertura cuyas dimensiones y ubicación dependerán de la impedancia y del acoplamiento de la antena. Esto permitirá la independencia del tipo de alimentación y del elemento radiante, además, la posición del plano de tierra implicará una mínima radiación en dirección contraria a la dirección de la antena, por lo que, las interferencias y polarizaciones cruzadas, son mínimas [35]. Finalmente, por debajo del segundo sustrato se encuentra una línea de alimentación microstrip. La principal desventaja de este mecanismo de alimentación es el bajo ancho de banda que ofrece [35].

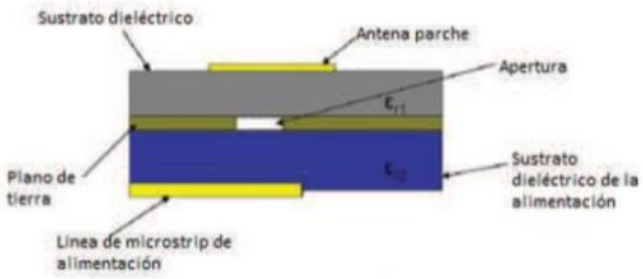


Figura 1.21. Antena microstrip alimentada por el método de apertura [35].

1.5.4 Parámetros de radiación

1.5.4.1 Impedancia de entrada

La impedancia de entrada de una antena es la relación entre el voltaje y la corriente en sus terminales, esta se representa en la siguiente ecuación:

$$Z_a = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_a + j\,X_a \qquad (1.29)$$

Donde V_{in} es el voltaje de entrada y I_{in} es la corriente de entrada. Con fines ilustrativos, la impedancia de entrada se la puede visualizar como un circuito sencillo.

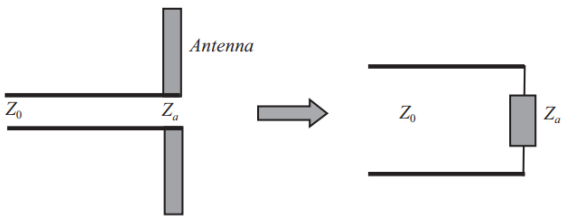


Figura 1.22 Circuito equivalente de la impedancia de entrada para una antena [16].

Tal como se observa en la ecuación 1.28, la impedancia de entrada tendrá dos componentes; R_a que representa la parte real y X_a que representa la parte imaginaria. Esta parte real R_a a su vez estará conformada por dos componentes, una parte netamente resistiva y otra de pérdidas.

$$R_a = R_r + R_L \quad (1.30)$$

R_r representa la resistencia de radiación, y R_L la resistencia de pérdidas en la antena. Si se expresa la resistencia en función de la potencia, se obtendría:

$$\frac{P_a}{I^2} = \frac{P_r}{I^2} + \frac{P_L}{I^2} \quad (1.31)$$

Donde, evidentemente, las corrientes se cancelarían, obteniendo:

$$P_a = P_r + P_L \quad (1.32)$$

Donde P_a es la potencia entregada a la antena, la cual se compone de una P_r que es la potencia radiada modelada a través de la resistencia radiada R_r y P_L que es la potencia disipada modelada a través de una resistencia de pérdidas R_L, estas pérdidas obedecen a las pérdidas en el conductor y a las pérdidas del material dieléctrico.

Normalmente las antenas están conectadas a una línea de transmisión con una impedancia característica de 50 o 75 Ω, razón por la cual, se desea que las antenas tengan los mismos valores de impedancia de entrada, si esto se cumple se acuña el término de acoplamiento.

1.5.4.2 Ancho de banda

El ancho de banda se define como la porción del espectro electromagnético en donde la antena puede recibir o radiar energía, viene expresada por la siguiente ecuación:

$$BW = f_{max} - f_{min} \quad (1.33)$$

Donde, f_{max} es la frecuencia máxima y f_{min} es la frecuencia mínima, ambas son los límites del ancho de banda.

Además, existe una frecuencia central f_c, la cual se ubica en la mitad del ancho de banda, y es considera como la frecuencia de resonancia.

Muchos de los parámetros están en función de f_c, de hecho, las características eléctricas y de radiación deben ser constantes alrededor de este valor para tener un trabajo óptimo de la antena, por lo tanto, es importante elegir los parámetros correctos cuando se considere el ancho de banda [16].

1.5.4.3 Coeficiente de reflexión

El coeficiente de reflexión se puede utilizar para conocer el estado de acoplamiento de una antena, ya que la antena es básicamente una carga conectada a una línea de transmisión. El coeficiente de reflexión, las pérdidas de retorno y el VSWR que describiremos más adelante, están estrechamente ligados [16].

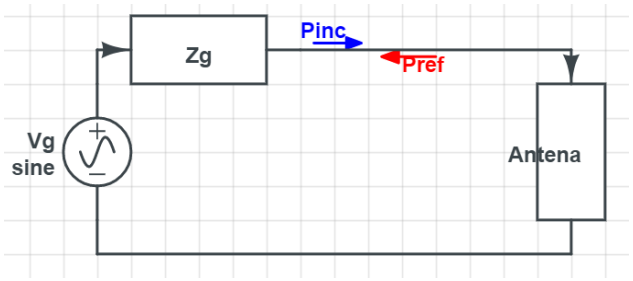


Figura 1.23 Acoplamiento de una antena visto desde el punto de vista de un circuito

Como se observa en la figura 1.23, la antena puede ser representada como una carga en un circuito eléctrico, la antena no se acoplará exactamente al generador, esto implica que al existir una potencia incidente P_{inc} se producirá una potencia reflejada P_{ref}, la cual podría ser baja o considerable.

Este desacoplamiento también indica que existirá un voltaje incidente V_{inc} y un voltaje reflejado V_{ref}, la suma de ambos implica un patrón de onda estacionaria y la relación de los voltajes de onda estacionaria es el coeficiente de reflexión de voltaje, tal como se expresa en la siguiente ecuación:

$$\rho_v = \frac{V_{ref}}{V_{inc}} \qquad (1.34)$$

Sin embargo, la gráfica del voltaje de onda estacionaria, será una sinusoide, cuyos máximos y mínimos están relacionados con el coeficiente de reflexión.

$$V_{max} = V_{inc}\,(1 + \rho_v\,) \qquad (1.35)$$

$$V_{min} = V_{inc}\,(1 - \rho_v\,) \qquad (1.36)$$

1.5.4.4 VSWR

VSWR es el acrónimo de Voltage Standing Wave Ratio, y es la relación del voltaje máximo y voltaje mínimo del patrón de la onda estacionaria, es decir:

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} \quad (1.37)$$

Si las ecuaciones 1.34 y 1.35 son remplazadas en 1.36, se obtendrá el VSWR en función del coeficiente de reflexión de voltaje, expresado como:

$$VSWR = \frac{1 + |\rho_v|}{1 - |\rho_v|} \quad (1.38)$$

La ecuación 1.37 indica que el VSWR al igual que el coeficiente de reflexión de voltaje, es utilizado para juzgar el acoplamiento de una antena.

Las especificaciones comúnmente requeridas para una antena señalan que se debe tener un VSWR<2, aunque dependen de la aplicación requerida, por ejemplo, para antenas de telefonía móvil se especifica un VSWR < 3 [16].

Además, en la figura 1.24 se expone la relación entre el VSWR y el ancho de banda de la antena.

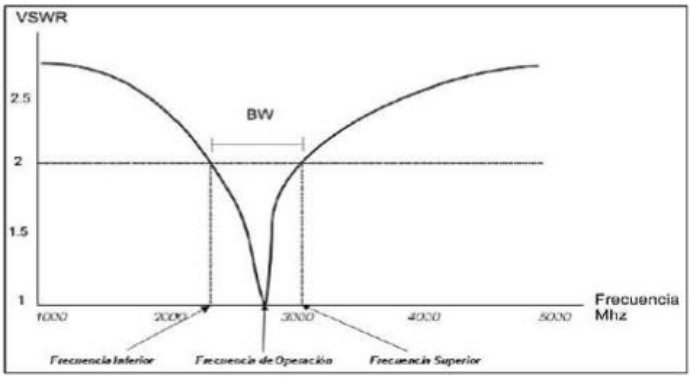


Figura 1.24 Relación entre el VSWR y el ancho de banda alrededor de la frecuencia de operación [36].

De la figura 1.24 se concluye que el ancho de banda útil para una antena se encuentra por debajo del valor de VSWR igual a 2. Por lo que, se deduce:

$$VSWR = \frac{1 + |\rho_v|}{1 - |\rho_v\,|} \leq 2 \quad (1.39)$$

Si se expresa el coeficiente de reflexión de voltaje ρ_v en función del coeficiente de reflexión de potencia ρ se tendrá que $\rho_v = \sqrt{\rho}$, al remplazar esta igualdad en la ecuación 1.39 y su posterior resolución, se obtiene:

$$\rho \leq \frac{1}{9} \quad (1.40)$$

Si en ambos lados de la inecuación se aplican logaritmos base diez y se multiplica por diez, se obtiene que:

$$10\log\ (\rho)\ \leq\ -9.54\ dB \qquad (1.41)$$

La expresión de la izquierda de la ecuación coincide con la definición de pérdidas de retorno [16].Lo que implica que, el ancho de banda de una antena debe coincidir con valores menores o iguales de -10 dB de pérdidas de retorno.

Sintetizando, entonces, una antena obtiene la mayor energía de incidencia, cuando existe un acoplamiento entre línea de transmisión y antena, valores de pérdidas de retorno menores a -10 dB, es decir, VSWR igual o menor a 2, lo que garantiza este acoplamiento.

1.5.4.5 Directividad

La directividad se define como una medida de la concentración de potencia radiada en una dirección en particular [16].Si consideramos la densidad de potencia por unidad de ángulo sólido *U* como:

$$U = \frac{P_t}{4\pi} \qquad (1.42)$$

Donde P_t representa la potencia total radiada en W, y U viene expresada en W/unidad de ángulo sólido.

La directividad también se puede definir como la relación entre la densidad de potencia de ángulo sólido en la dirección de máxima radiación y la densidad de potencia por unidad de ángulo sólido radiada por un elemento isotrópico, matemáticamente se expresa de este modo:

$$D = \frac{U}{U_i} = \frac{4\pi\ U}{P_t} \qquad (1.43)$$

Evidentemente en la ecuación 1.42 se observa que la directividad es un parámetro adimensional, sin embargo, se lo puede expresar en dB_i.

Físicamente, la directividad se acuña como la concentración de potencia en una determinada dirección [19].

1.5.4.6 Ganancia

La ganancia y directividad no son los mismos conceptos, sin embargo, están estrechamente relacionados, la ganancia es definida como la relación de la intensidad

de radiación en una dirección dada y la potencia total de entrada aceptada por la antena dividida para 4π [16], matemáticamente se la puede expresar de este modo:

$$G = \frac{4\pi\, U}{P_{in}} \qquad (1.44)$$

Donde nuevamente U es la densidad de potencia por unidad de ángulo sólido y P_{in} es la potencia entregada a la antena en W.

Cabe resaltar que la potencia de entrada puede ser diferente a la potencia total entregada a la antena, pues la potencia de entrada o potencia entregada a la antena, será el resultado de la potencia total o la potencia radiada más la potencia de pérdidas.

Solamente, si la potencia de pérdidas tiende a cero, es decir, son muy pequeñas, la potencia entregada a la antena coincidirá con la potencia radiada.

Como se mencionó, la directividad y la ganancia son conceptos diferentes, pero que guardan relación, si la ecuación 1.43 es multiplicada por un factor $\frac{P_t}{P_t}$ entonces, obtendremos la siguiente ecuación:

$$G = \frac{P_t}{P_{in}} * D \qquad (1.45)$$

Por lo que, en concepto, la ganancia y la directividad únicamente serán coincidentes si la potencia entregada a la antena y la potencia radiada son iguales, es decir, la potencia de pérdidas tiende a cero.

A pesar de que por la ecuación 1.43, la ganancia es adimensional, comúnmente se la expresa en dBi. Una antena tipo parche puede presentar ganancias entre 3 y 7 dBi. [35]

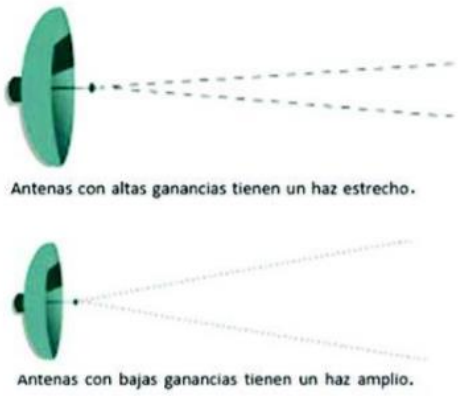


Figura 1.25 Interpretación del tipo de haz en función de la ganancia [19].

Como se detalla en la ecuación 1.44, la ganancia y la directividad guardan una relación directamente proporcional, esto se observa de mejor manera en la figura 1.25 donde se ilustra una antena con una elevada ganancia, en consecuencia, una mayor directividad (haz estrecho), en oposición, se presenta, además, una antena con baja ganancia, por lo que la antena presentará una baja directividad (haz amplio).

De la ecuación 1.44 también se puede desprender un segundo concepto, si $\frac{P_t}{P_{in}}$ lo consideramos como un factor n_e, entonces la ecuación 1.44 puede ser expresada como:

$$G = n_e * D \qquad (1.46)$$

Donde n_e es llamado factor de eficiencia de radiación de la antena y es la relación entre la potencia entregada a la antena y la potencia radiada.

1.5.4.7 Lóbulos de radiación

El patrón de radiación es una gráfica de la potencia radiada en función del ángulo a una distancia fija [16].

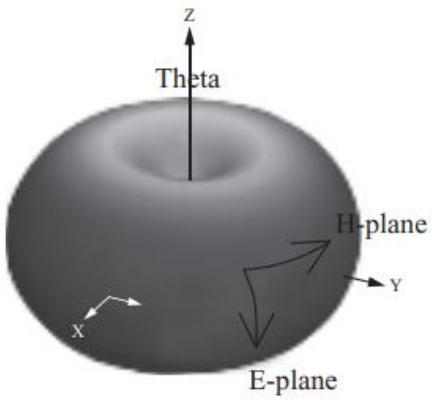


Figura 1.26 Patrón de radiación en 3D para un elemento de corriente [16].

En la figura 1.26 se ilustra el patrón de radiación en 3D para un elemento de corriente, se puede apreciar la distribución del campo irradiado en función de los ángulos Φ y θ en el espacio, sin embargo, en la práctica resulta complejo medir este patrón en 3D, por ello y debido a las características simétricas que presentan la mayoría de antenas, estas mediciones se hacen en dos planos, el plano E y el plano H.

El plano E obedece al plano del campo eléctrico **E,** en tanto que el plano H se refiere al plano del campo magnético **H.** Además, el patrón del plano E es el campo E_θ medido en

función de θ cuando Φ y la distancia son fijos [16], en tanto que el patrón del plano H es el campo E_θ medido en función de Φ cuando θ y la distancia son fijos.

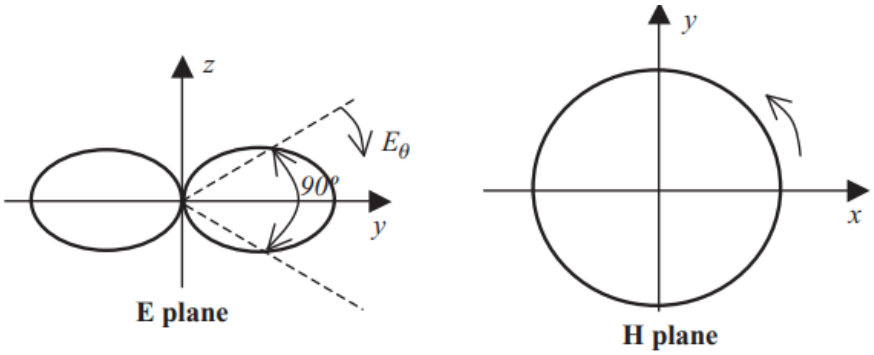


Figura 1.27 Patrones de radiación en el plano E y en el plano H para un elemento de corriente [16].

La figura 1.27 muestra el patrón de radiación en el plano E para un ángulo Φ = 0 y el patrón de radiación del plano H para un ángulo $\theta = \frac{\pi}{2}$, el plano H como se observa, presenta un patrón omnidireccional, característica deseable para las antenas [16].

Al hablar de patrón de radiación, hace referencia al campo eléctrico y campo magnético, este patrón es útil especialmente para tener una visión general de la radiación.

1.5.4.8 Parámetros de dispersión

Los conceptos de coeficiente de reflexión y transmisión pueden extenderse para el análisis de redes.

Figura 1.28 Ejemplo de red de dos puertos [16].

La figura 1.28 ilustra un problema de red de dos puertos, en donde a_1 y b_1 son la entrada y salida respectivamente del puerto 1, en tanto que, a_2 y b_2 son la entrada y salida respectiva del puerto 2, esta red es caracterizada bajo los parámetros S.

$$|S| = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (1.47)$$

Siendo,

- S_{11} Coeficiente de reflexión del puerto 1
- S_{12} Coeficiente de transmisión o ganancia del puerto 2 al puerto 1

- S_{21} Coeficiente de transmisión o ganancia del puerto 1 al puerto 2
- S_{22} Coeficiente de reflexión del puerto 2

Estos conceptos son aplicados a las antenas, pues, un sistema de antenas transmisión – recepción, puede ser visto como una red de 2 puertos [16].

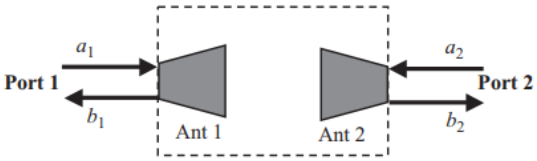


Figura 1.29 Equivalencia de una red de 2 puertos con un sistema de antenas transmisor-receptor. [16]

S_{11} y S_{22} representarían los coeficientes de reflexión para cada antena, los cuales indican el acoplamiento, mientras que, S_{12} y S_{21} son los coeficientes de transmisión para cada antena, por lo que, para este caso S_{12} y S_{21} en dB adopta la concepción de acoplamiento mutuo entre ambas antenas [37].

1.5.5 Correlación y acoplamiento mutuo en un arreglo de antenas.

El acoplamiento es una característica que aparece cuando dos o más antenas son colocadas una cerca a la otra, es decir, en un arreglo de antenas. La cantidad de acoplamiento depende de: [38].

- Las características de radiación,
- Separación entre elementos,
- Orientación relativa de los elementos,

Mientras más cercana se encuentre una antena de otra, más grande será la cantidad de acoplamiento.

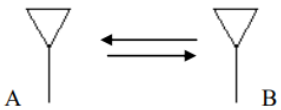


Figura 1.30 Mecanismo de acoplamiento mutuo [38].

En la figura 1.30 se puede observar cómo se produce el acoplamiento entre dos antenas relativamente cercanas, la antena A esta alimentada por una fuente y radía energía,

esta radiación alcanzará y excitará a B. Por su parte, en este proceso la antena A también recibirá la energía emitida por B, y se repetirá el ciclo.

El acoplamiento es un criterio a tomar en cuenta en sistemas MIMO y MIMO MASIVO, debido a la cantidad de antenas y la separación entre estas, en este trabajo se intentará mitigar el acoplamiento mutuo a través de la variación de separación entre los elementos del arreglo, como, además, con base en [37] se utilizará alimentación ortogonal entre antenas.

El acoplamiento mutuo entre antenas se puede evaluar a través del parámetro S_{ij}. Si $S_{ij} < -15\ dB$ implica que el acoplamiento es bajo por lo que se considera a las antenas casi independientes una de otra [37].

Finalmente, se puede evaluar la correlación entre antenas, a través del coeficiente de correlación, el cual, a su vez utiliza los valores de los parámetros S. La fórmula general del coeficiente de correlación usando parámetros S está dado por: [39].

$$\rho(i,j,N) = \frac{|\sum_{n=1}^{N} S_{i,n}^{*}\ S_{n,j}^{*}\ - \sum_{n=1}^{N} L_{ij}^{n}\ |^2}{\prod_{k=(i,j)}[1 - \sum_{n=1}^{N} S_{k,n}^{*}\ S_{n,k}\ - \sum_{n=1}^{N} L_{kk}^{n}\ ]} \qquad (1.48)$$

Donde ρ representa el coeficiente de correlación entre dos antenas, *i y j* son las antenas entre las cuales se medirá el coeficiente de correlación , *N* es el número total de antenas en el arreglo, *L* es la potencia de pérdidas.

2. METODOLOGÍA

Una vez establecidos los aspectos teóricos que respaldan este trabajo, en este capítulo se abordarán aspectos en cuanto a los procesos de diseño de las dos antenas patrón y sus arreglos propuestos para una frecuencia de resonancia de 1.85 GHz. Se establece, además, que el tipo de sustrato utilizado para la simulación es el FR4.

Los diseños obtenidos con tecnología microstrip son simulados mediante el software Advanced Design System ADS. En muchos casos mediante simulaciones se realizaron modificaciones a los diseños originales, obteniendo los resultados más óptimos posibles para posteriormente ser analizados.

Debido a que la antena en forma rectangular presenta mayor facilidad en torno a la realización de cálculos de diseño, el trabajo comienza por esta antena, posteriormente se realiza el diseño teórico y experimental del arreglo de antenas que presentan forma

rectangular, tomando en cuenta las distancias y disposición de los elementos del arreglo para su análisis. Finalmente, repitiendo el mismo proceso, se diseñan la antena en forma de E y el arreglo.

En el caso de la antena rectangular, se determina si es necesario la utilización de una línea de transmisión, esto, en cuyo caso la impedancia obtenida en el parche no sea cercana a los 50 Ω, en el caso de que el parche per se no cumple con la frecuencia de resonancia deseada de 1.85 GHz.

El parche rectangular cuyas dimensiones se obtuvieron mediante los cálculos de diseño sirvió de base para diseñar la antena en forma de E, para tal propósito, al parche rectangular se introdujeron dos slots de dimensiones conseguidas mediante varias simulaciones.

Las simulaciones realizadas también fueron útiles para determinar el punto de alimentación en donde la antena cumplía con los requerimientos de frecuencia de operación e impedancia de entrada, proceso diferente se desarrolló en el parche rectangular, donde el punto de alimentación se estableció en el borde del mismo.

Posteriormente, la antena en forma de E se coloca en un arreglo de 16 elementos, tomando en cuenta las distancias y disposición de los elementos del arreglo para su análisis. Además, en este arreglo se aplicó el concepto de alimentación ortogonal entre elementos para mitigar el acoplamiento mutuo.

2.1 Sustrato seleccionado

Como se mencionó en el capítulo uno, un sustrato basado en FR4 ofrece relativamente altas pérdidas, pero se encuentra fácilmente en el mercado nacional, son económicos y se los puede utilizar a frecuencias cercanas a 2 GHz.

Se dispone de este sustrato en el laboratorio de la Escuela Politécnica Nacional, razón por la cual, este sustrato ha sido escogido, además es potencialmente útil debido a la frecuencia de operación de 1.85 GHz, que se requiere para este trabajo.

En la tabla 2.1 se especifican las características del sustrato FR4 utilizado en la simulación [35]:

Tabla 2. 1 Características del sustrato FR4.

	Constante dieléctrica	**Grosor (mm)**	**Tangente de pérdidas**	**Ancho de banda**	**Eficiencia**
FR-4	4.4	1.5	0.018	Media	Alta

2.2 Arreglo de 16 elementos rectangulares

En primer lugar, se procede al diseño de dimensiones y simulación de un único elemento radiante.

2.2.1 Cálculo de dimensiones de un único elemento radiante

Debido a las magnitudes finitas de la longitud *L* y ancho *W* se produce un efecto de borde [27], donde las líneas de campo se disponen a lo largo de los bordes del extremo del parche, la cantidad de líneas de campo dependerán del grosor del sustrato, como además de las dimensiones físicas del parche [27].

Debido al efecto de borde, eléctricamente el parche se percibe más grande que sus dimensiones físicas, tal como se observa en la figura 2.1

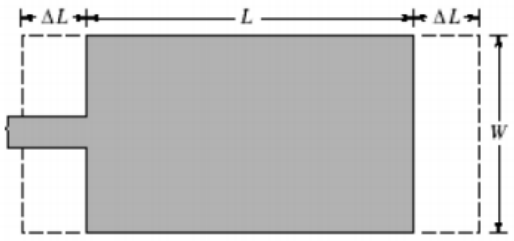


Figura 2.1 Dimensiones del parche a calcular [35]

El efecto de borde produce una ampliación de la longitud *L,* esta ampliación ΔL viene dada por [16]:

$$\Delta \mathrm{L} = 0.412\ \mathrm{h}\ \frac{\left(\varepsilon_{reff}\ + 0.3\right)\left(\frac{w}{h} + 0.264\right)}{\left(\varepsilon_{reff} - 0.258\right)\ \left(\frac{w}{h} + 0.8\right)} \qquad (2.1)$$

Donde:

W = ancho del parche

h = grosor del sustrato

ε_{reff} = Permitividad efectiva relativa

La permitividad efectiva relativa es una expresión empírica y es una función de la propiedad del material y la relación $\frac{h}{w}$, esta viene expresada por la fórmula [16]:

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\left(\sqrt{1 + 12\left(\frac{h}{w}\right)}\right)} \qquad (2.2)$$

Donde:

ε_r = constante dieléctrico

Este par de ecuaciones serán utilizadas posteriormente para el cálculo de las dimensiones del parche.

Se procede a calcular el ancho *W* del parche que viene dado por fórmula [16]:

$$W = \frac{c}{2f\sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}}} \qquad (2.3)$$

Donde:

c= 3x10^8 m/s; velocidad de la luz.

h= 1.5 mm; grosor del sustrato dieléctrico.

f= 1.85 GHz; frecuencia de operación.

ε_r = 4.6; Constante dieléctrica.

La constante dieléctrica típica del sustrato FR4 es de 4.4 [30] y su espesor de 1.5 mm, se utiliza para efectos de cálculos el valor de 4.6 que viene por defecto en Advanced Design System ADS, este diferimiento no tiene mayor impacto en el cálculo de las dimensiones del parche.

$$W = \frac{3\text{x}10^8\ m/s}{2 * (1.85\ GHz)\sqrt{\frac{4.6 + 1}{2}}}$$

W= 48.5 mm

Una vez obtenido el ancho del parche, se procede a calcular la longitud *L* del parche mediante la fórmula [16]:

$$L = L_{eff} - 2\,\Delta\text{L} \qquad (2.4)$$

Donde:

L_{eff} = Longitud efectiva del parche

La longitud efectiva del parche, viene expresada por [30]:

$$L_{eff} = \frac{c}{2\,f\,\sqrt{\varepsilon_{reff}}} \qquad (2.5)$$

Como se observa en la ecuación 2.5, es necesario calcular la permitividad efectiva relativa expresada en la ecuación 2.2.

$$\varepsilon_{reff} = \frac{4.6 + 1}{2} + \frac{4.6 - 1}{2\left(\sqrt{1 + 12\left(\frac{1.5\ mm}{48.5\ mm}\right)}\right)}$$

ε_{reff} = 4.3370

Con lo que:

$$L_{eff} = \frac{3\text{x}10^8\ \text{m/s}}{2\ (1.85\ GHz)\sqrt{4.3370}}$$

L_{eff} = 38.9 mm

Ahora, se procede a calcular ΔL mediante la ecuación 2.1:

$$\Delta\text{L} = 0.412\ (1.5\ \text{mm})\ \frac{(4.3370 + 0.3)\left(\frac{48.5\ mm}{1.5\ mm} + 0.264\right)}{(4.3370 - 0.258)\left(\frac{48.5\ mm}{1.5\ mm} + 0.8\right)}$$

ΔL = 0.6911 mm

Remplazando los valores de L_{eff} y ΔL en la ecuación 2.4 se obtiene:

$$L = 38.9\,mm - 2\,(0.6911\ \text{mm})$$

$$L = 37.6\ \text{mm}$$

La tabla 2.2 recaba los valores calculados para el parche rectangular.

Tabla 2. 2 Valores calculados para el diseño del parche rectangular

ε_{reff}	L_{eff}*(mm)*	*ΔL (mm)*	*W(mm)*	*L(mm)*
4.3370	38.9	0.6911	48.5	37.6

2.2.2 Cálculo de la impedancia del parche

Una vez calculadas las dimensiones físicas del parche, se requiere verificar si teóricamente el parche cumple con la impedancia de entrada que, para este trabajo, se la fijó en aproximadamente 50 Ω.

La impedancia típica en el borde de un parche rectangular varía entre 100 y 400 Ω [16], aproximadamente, la impedancia en el borde del parche viene dada por la siguiente expresión [16]:

$$Z_a \approx 90\,\frac{\varepsilon_r{}^2}{\varepsilon_r - 1}\,(\frac{L}{W})^2 \qquad (2.6)$$

Por lo que, remplazando los valores de *L y W* calculados anteriormente en la ecuación 2.6, se obtendría el siguiente valor de impedancia del parche.

$$Z_a \approx 90\,\frac{(4.6)^2}{4.6 - 1}\,(\frac{37.6}{48.5})^2$$

$$Z_a \approx 317.71\,\Omega$$

El ancho del parche *W* controla los valores de impedancia del parche [27], de la ecuación 2.6 se infiere que un aumento en el valor de *W* reduciría la impedancia, sin embargo, se requeriría de un parche muy ancho para lograr una impedancia de 50 Ω, lo que influiría también en la frecuencia de resonancia de la antena.

En tal virtud, se diseña una línea de transmisión para lograr acoplar el parche a una impedancia aproximada a los 50 Ω.

2.2.3 Cálculo de las dimensiones de la línea de transmisión

Al interior de la antena las líneas de campos se distribuirán como se indica en la figura

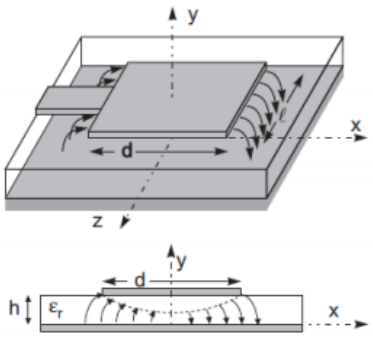


Figura 2. 2 Distribución de las líneas de campo en el interior de la antena [40]

En este caso, la distancia *d* es aproximadamente $\frac{\lambda}{2}$ en el interior del dieléctrico [35].La estructura puede ser modelada como una cavidad encerrada horizontalmente por el parche y el plano a tierra y verticalmente por 4 ranuras[19] donde existirá radiación [35]. Las ranuras pueden ser modeladas como corrientes magnéticas. Si se descomponen las líneas de campo se obtienen componentes en x' y en y'. Las componentes en y' están en contrafase en $x = \frac{d}{2}$ por lo que estas se cancelan [40].

Una línea microstrip puede verse como dos láminas separadas una distancia *d* dispuestas hacia el eje z, como se observa en la figura 2.3. Si se supone un conductor infinito, se obtendrán dos corrientes magnéticas distanciadas a $\frac{\lambda}{2}$ [40].

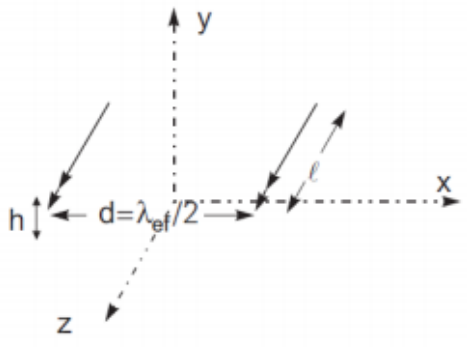


Figura 2. 3 Esquema Electromagnético [40].

[19] Estas ranuras son las 4 paredes verticales que cierran la cavidad

Tanto el campo eléctrico como el campo magnético están contenidos dentro del plano transversal, sin embargo, la mitad de la onda viaja por el espacio libre, la cual es más rápida que la otra mitad de onda que viaja en el interior del sustrato, por lo que se considera a este campo como cuasi-TEM, [16] tal como se observa en la figura 2.4

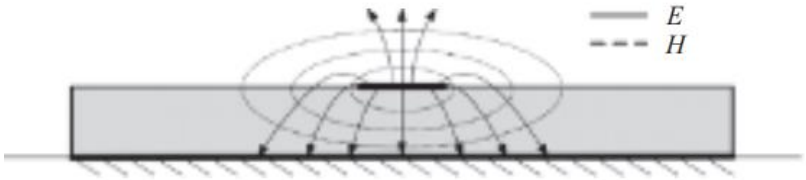


Figura 2. 4 Distribución de campo en una línea microstrip [16]

Por las razones anteriormente expuestas, se diseñará la longitud de la línea microstrip tomando en cuenta la separación de media longitud de onda, siendo considerada desde el centro del parche hasta el extremo de la línea de alimentación.

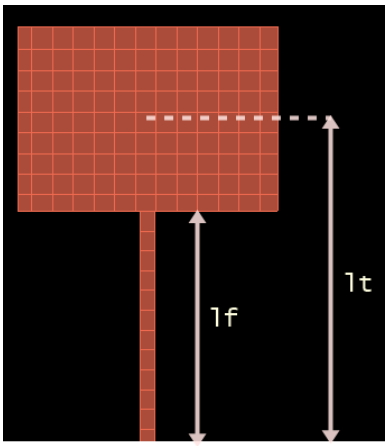


Figura 2. 5 Longitud línea de alimentación

En la figura 2.5 se observa que l_t equivale a media longitud de onda, como se plantea en la siguiente ecuación:

$$l_t = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2\,f} \qquad (2.7)$$

$$l_t = \frac{3\text{x}10^8\ \text{m/s}}{2 * (1.85\ Ghz)}$$

$$l_t = 81.1\ \text{mm}$$

Una vez calculado el valor de media longitud de onda, se procede a calcular la longitud de la línea de transmisión, mediante la ecuación:

$$l_f = \ l_t - \frac{l}{2} \qquad (2.8)$$

$$l_f = \ 81.1\ mm - \frac{37.6\ mm}{2}$$

$$l_f = 62.3 \text{ mm}$$

Para calcular el ancho de la línea de transmisión W_f se consideran dos escenarios:

- Si $\frac{W_f}{h} < 1$, entonces el ancho de la línea de transmisión se determinará mediante la siguiente ecuación [16]:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\left(\frac{8\,h}{W_f} + \frac{W_f}{4\,h}\right) \qquad (2.9)$$

- Si $\frac{W_f}{h} > 1$, en este caso el ancho de la línea de transmisión se determinará mediante la siguiente ecuación [16]:

$$Z_0 = \frac{120\,\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}\left(\frac{W_f}{h} + 1.393 + 0.667\ \ln\left(\frac{W_f}{h} + 1.44\right)\right)} \qquad (2.10)$$

Se debe tomar en cuenta que la impedancia Z_0, es la impedancia característica de 50 Ω, no se debe confundir con la impedancia neta de la línea de transmisión o la impedancia de acoplamiento entre la línea y el parche, que será calculada más adelante.

Mediante un script realizado en Matlab, adjuntado en el anexo B, se calculan todas las dimensiones de este trabajo, se ha establecido que para una impedancia de 50 Ω el valor de W_f es aproximadamente 2 mm.

Este valor, se encuentra teóricamente en concordancia con el criterio de Wheeler, el cual especifica que el ancho de la línea de alimentación debe tener una dimensión mucho menor al parche [18].

En una línea de transmisión, cuanto mayor sea la relación $\frac{W_f}{h}$, menor será la impedancia característica, además mientras más grande sea la permitividad, la impedancia

característica de la línea es menor [16]. La línea más delgada que se puede grabar es del orden de 0.1 mm, obteniendo impedancias entre 90 y 120 Ω [16]; impedancias de menores valores se determinan por el ancho de la línea que no debe ser comparable a una longitud de onda [16].

La tabla 2.3 muestra los valores calculados para la línea de transmisión:

Tabla 2. 3 Dimensiones calculadas para la línea de transmisión

h(mm)	***W_f (mm)***	***l_f (mm)***
1.5	2	62.3

2.2.4 Cálculo de la impedancia de la línea de transmisión

La antena diseñada se puede tratar como un sistema que consta de dos partes: el parche y la línea de transmisión. Los 50 Ω deben presentarse en la entrada de la línea de transmisión, es decir, esta representa la impedancia del sistema en total. Como se calculó anteriormente, el parche por si solo tendrá una impedancia, y de la misma manera, la línea de transmisión tiene su propio valor de impedancia.

La impedancia requerida de la línea de transmisión viene dada por la siguiente fórmula:

$$z_f = \sqrt{z_a * z_0} \qquad (2.11)$$

Que en nuestro caso toma el siguiente valor:

$$z_f = \sqrt{317.71\ \Omega * 50\ \Omega}$$

$$z_f = 126.036\ \Omega$$

ADS ofrece una herramienta para calcular las dimensiones de una línea de transmisión en función de parámetros como el grosor del sustrato, la frecuencia de operación, la impedancia de la línea de transmisión, etc. A esta herramienta se la conoce como *"LineCalc".*

Para acceder a LineCalc se debe recurrir al entorno schematic y a la opción tools, tal como se indica en la figura 2.6:

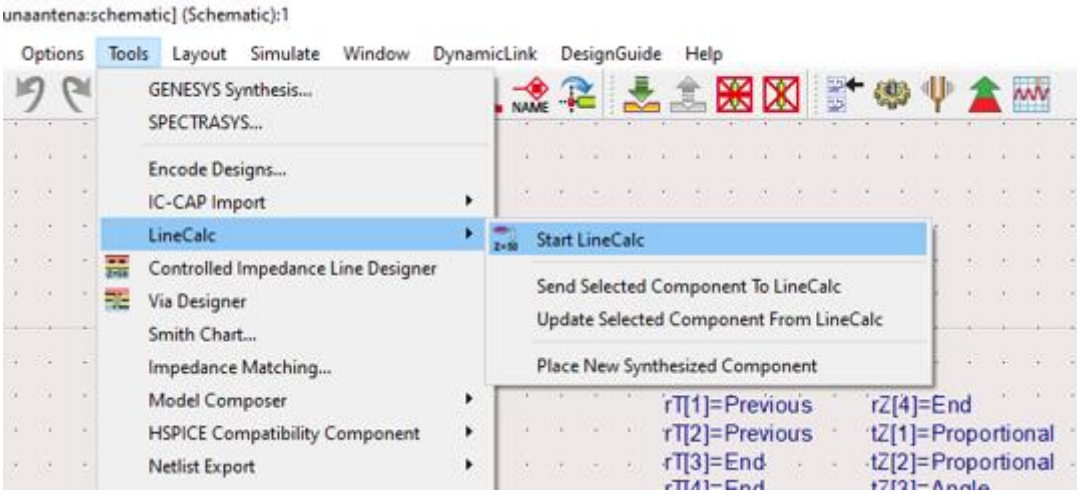


Figura 2. 6 Herramienta LineCalc en ADS

La figura 2.7 muestra los parámetros ingresados y las dimensiones calculadas según lineCalc para la línea de trasmisión.

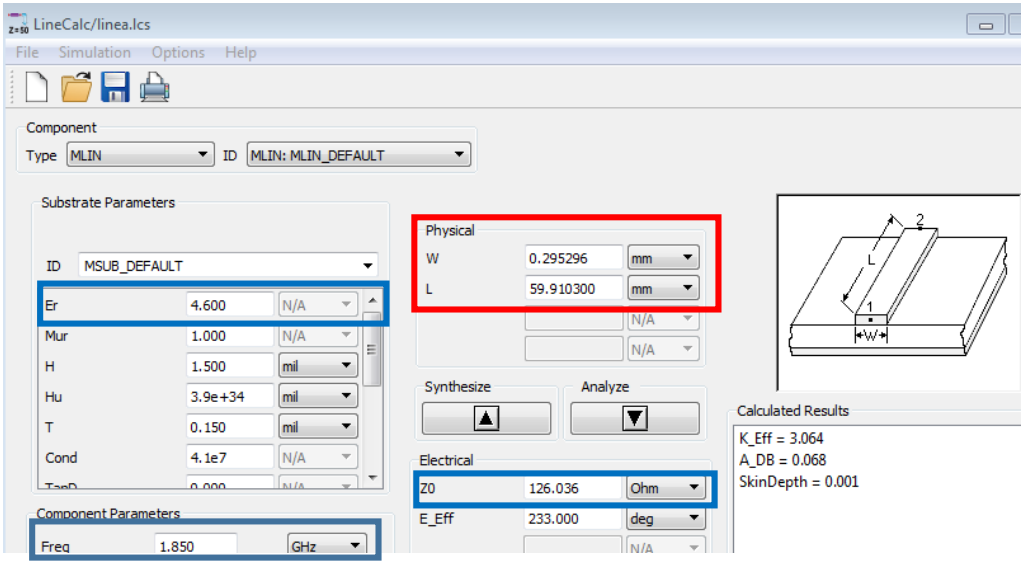


Figura 2. 7 Dimensiones calculadas para la línea de transmisión mediante LineCalc

En la figura 2.7 se pueden observar en recuadro azul, los valores ingresados para el cálculo de la línea de transmisión: la frecuencia de operación, el grosor del sustrato y el valor de la impedancia de la línea de transmisión que fue calculada anteriormente. Por otro lado, en el recuadro rojo se observan las dimensiones calculadas por la herramienta, como se aprecia el valor de la longitud de la línea corresponde a 59.91 mm, el cual es un valor cercano a los 62.3 mm que fueron obtenidos anteriormente mediante cálculos teóricos. El ancho de la línea tiene un valor de 0.29 mm, sin embargo, este es un valor sumamente pequeño, apoyados en el criterio de Wheeler [18] para la

simulación se utilizará el valor calculado teóricamente, ya que sigue siendo un valor muy pequeño en comparación a las dimensiones del parche.

2.2.5 Simulación del elemento radiante rectangular

Se ha diseñado en primer lugar, un único elemento radiante. Se busca que este elemento radiante cumpla con al menos las características de frecuencia de operación e impedancia para proceder a diseñar el arreglo de 16 elementos.

Para los propósitos de la simulación se utiliza el software Advanced Design System ADS versión 2016.01, el cual se encuentra disponible en el laboratorio de Alta Frecuencia de la Escuela Politécnica Nacional.

ADS es un software de diseño electrónico producido por Keysight EEsof EDA, útil para diseños en ambientes de radio frecuencia. Es un simulador electromagnético basado en el método de los momentos de onda completa para el análisis y optimización de estructuras planas y 3D en un entorno dieléctrico multicapa [41]. Los resultados simulados incluyen parámetros S, Y y Z, VSWR, circuitos equivalentes RLC, estimaciones de campo cercano y lejano, diagramas y lóbulos de radiación, distribución de corrientes electromagnéticas, etc. [41].

ADS ofrece dos entornos: Schematic y layout, principalmente en este trabajo se utilizará este último para los propósitos de diseño, simulación de las antenas y los arreglos de tipo microstrip en este trabajo.

Figura 2. 8 Entorno de trabajo layout en ADS

En la figura 2.8 se muestra el entorno de trabajo, donde se desarrollará este trabajo, en un recuadro rojo se pueden observar 3 elementos útiles para la realización de diseños, en orden y de izquierda a derecha:

- Em Simulation Settings: Se configura diferentes parámetros para la simulación de los parámetros S de la antena a diseñar.
- Substrate Editor: Interfaz útil para diseñar y editar el sustrato a utilizar como además el material o materiales que componen al sustrato
- Port Editor: Interfaz para editar los puertos de alimentación de la antena o antenas a diseñar.

La construcción de las antenas se las realiza mediante la opción de *bondwires*, estas son una especie de varillas, con las cuales se pueden ir delimitando y formando a la antena, como se observa en la figura 2.9:

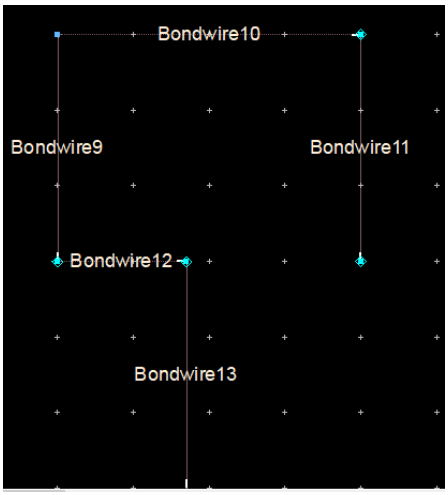


Figura 2. 9 Antena rectangular en proceso de construcción mediante bondwires en ADS

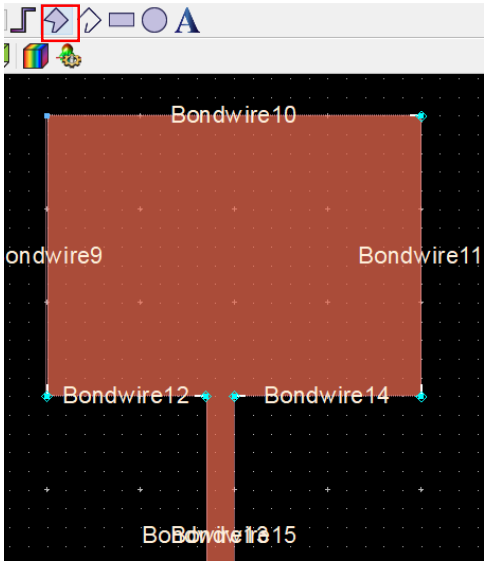


Figura 2. 10 Formación del parche mediante polígonos

El material del parche se lo forma mediante la opción de *crear polígonos* la cual, se resalta en recuadro rojo en la figura 2.10, donde, básicamente se unen los vértices de

los bondwires para formar la capa de material de cobre que en la práctica representa al material conductor de la antena en una microstrip.

Como se mencionó anteriormente, el sustrato utilizado es el FR4, la antena será simulada en un ambiente aire – FR4- aire, debido a que la antena no posee plano de tierra.

La opción *substrate editor* presenta las opciones de diversos materiales y dimensiones para la conformación del ambiente de simulación, en las figuras 2.11y 2.12 se muestran con mayor detalle este proceso.

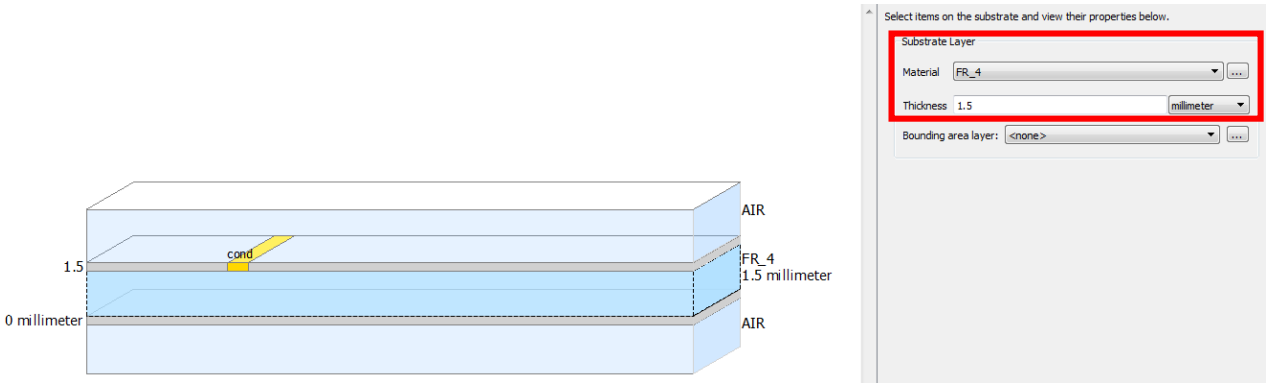


Figura 2. 11 Sustrato FR4 y características para el elemento radiante rectangular

La figura 2.11 muestra el ambiente aire- FR4- aire con el que está diseñado el parche rectangular, se puede apreciar además la configuración del sustrato, en el recuadro rojo se aprecia el material FR4 y el grosor del sustrato *h* de 1.5 mm.

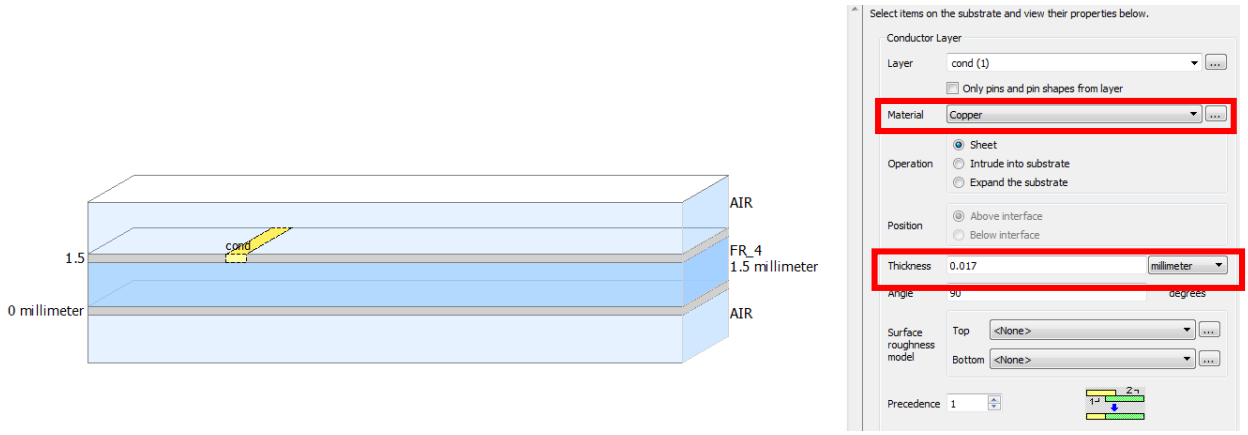


Figura 2. 12 Características del conductor

La figura 2.12 muestra las características del conductor, para este trabajo se configuró el tipo de material empleado: cobre, como además el grosor de este cuyo valor se establece en los 0.017 mm.

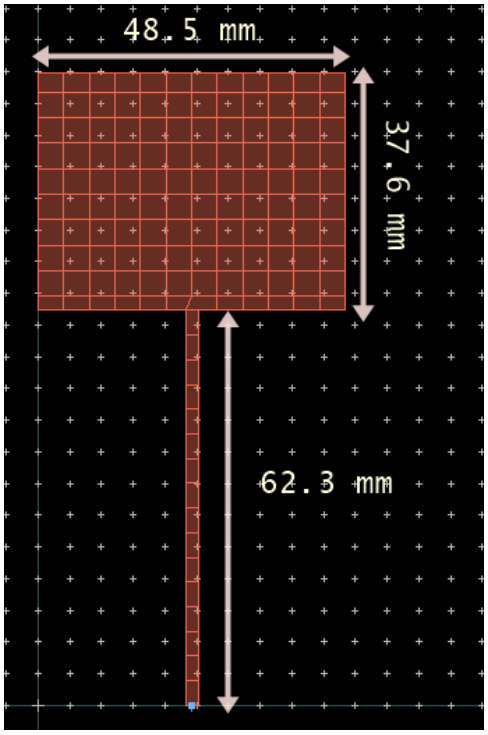


Figura 2. 13 Antena diseñada en Advanced Design System

La figura 2.13 muestra la antena diseñada en ADS con las dimensiones que anteriormente fueron calculadas, por motivos de apreciación no figura el ancho de la línea de alimentación, sin embargo, se recalca que su dimensión es de 2 mm.

Además, el puerto de alimentación se ha colocado en el centro del borde inferior de la línea de alimentación.

La simulación se ha realizado para observar resultados en un rango de 1 a 3 GHz, ya que es de particular interés los resultados alrededor de 1.85 GHz donde se ha definido la frecuencia de operación.

Una vez obtenidos los resultados de la simulación en cuanto a su frecuencia de operación e impedancia se determinan si los cálculos propuestos en el proceso de diseño se ajustan a la simulación o si estos necesitan un reajuste.

Las figuras 2.14 y 2.15 presentan los primeros resultados de la simulación, en la figura 2.14 se observa que la antena diseñada se encuentra en el rango de frecuencia desde los 1.843 GHz a los 1.997 GHZ, evidentemente la frecuencia de operación buscada se encuentra en este rango, por lo que en términos de frecuencia esta antena sería aceptable.

Sin embargo, en la figura 2.15 los valores de impedancia no satisfacen a las condiciones establecidas, por lo que se debe proceder a realizar un reajuste en el diseño.

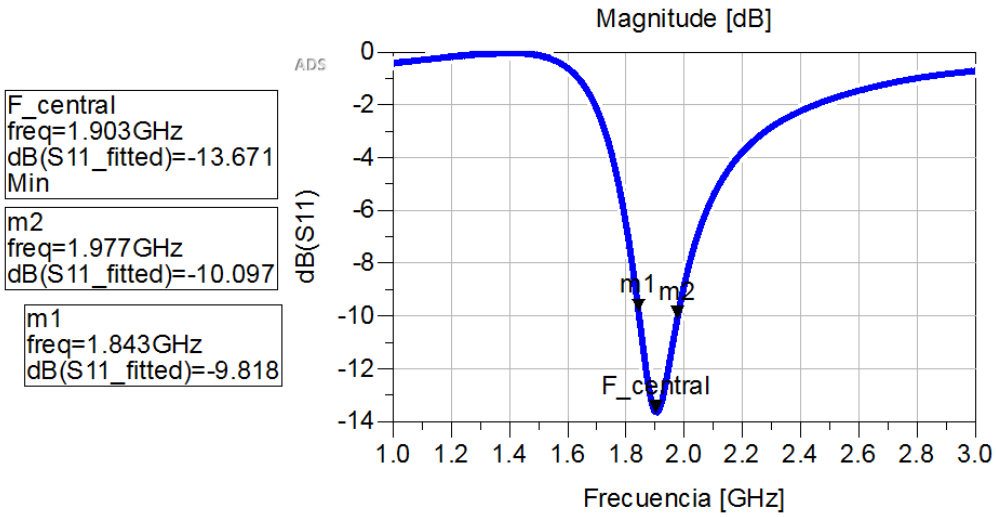


Figura 2. 14 Parámetro S_{11} de la antena rectangular

La figura 2.14 muestra los resultados del parámetro S_{11} donde también se evidencia la frecuencia de operación, y los límites de frecuencia del ancho de banda indicados por los marcadores m1 y m2.

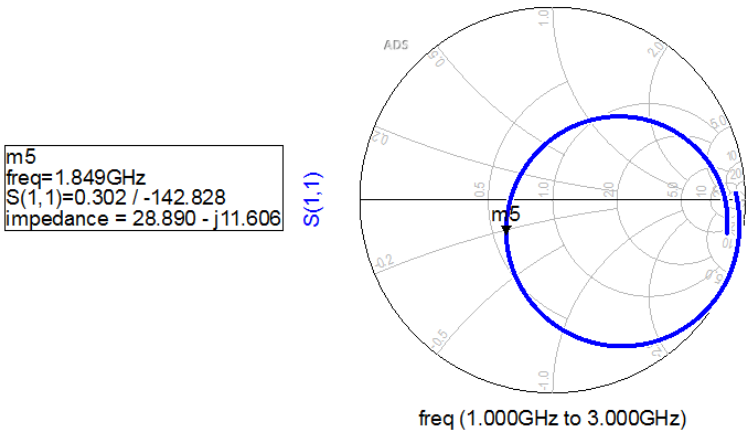


Figura 2. 15 Impedancia de la antena rectangular

La figura 2.15 indica el valor de impedancia a los 1.85 GHz mediante el marcador m5.

Como se mencionó, se procedió a un reajuste de las dimensiones físicas de manera experimental, se presenta a continuación la antena rectangular que satisface estos dos primeros parámetros, frecuencia de operación e impedancia de entrada.

Los demás parámetros eléctricos y de radiación serán presentados conjuntamente en el capítulo 3.

Después de varias simulaciones en donde se variaron las dimensiones del parche y de la línea, se obtuvieron resultados cercanos a los valores requeridos para la frecuencia de operación y la impedancia de entrada.

Para obtener una frecuencia de operación cercana a los 1.85 GHz y una impedancia cuyo valor aproximado sea de 50 Ω, se aumentaron las dimensiones del parche en un 22.5%, además, se aumentó el ancho W_f de la línea de transmisión en 2 mm y su longitud l_f en 5 mm. Estas modificaciones se obtuvieron de manera experimental, las dimensiones finales de la antena rectangular se presentan en la tabla 2.4 y en la figura 2. 16.

Tabla 2. 4 Dimensiones de la antena rectangular después de las modificaciones.

W(mm)	***L(mm)***	***W_f (mm)***	***l_f (mm)***
59.41	46.06	4	67.3

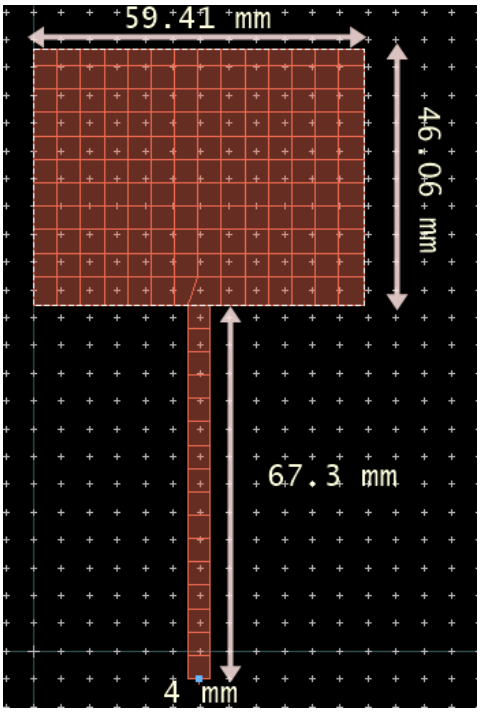


Figura 2. 16 Dimensiones finales de la antena rectangular

Las modificaciones de las dimensiones calculadas en la antena afectaron a la frecuencia central, desplazándola a 1.796 GHz, sin embargo, la frecuencia de 1.85 GHz está contenida dentro del ancho de banda de la antena rectangular, esto se evidencia en la figura 2.17.

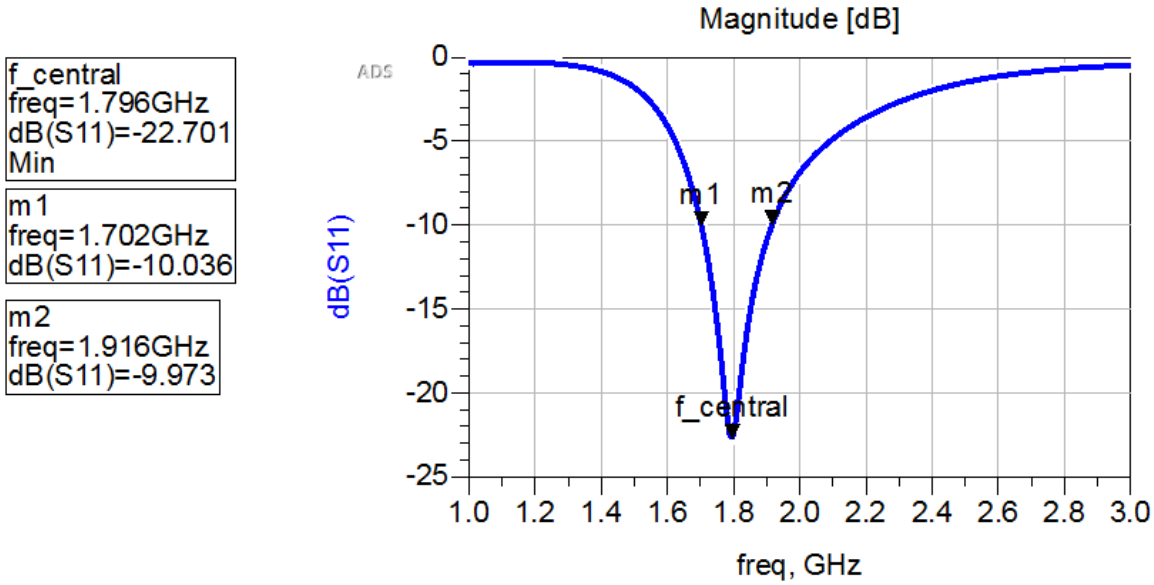


Figura 2. 17 Parámetro S_{11} de la antena rectangular después de las modificaciones

La figura 2.17 muestra el parámetro S_{11}, en consecuencia, la frecuencia central de 1.796 GHz y el ancho de banda comprendido en el rango de 1.702 GHz a 1.916 GHz, ambas frecuencias son señaladas con los marcadores m1 y m2.

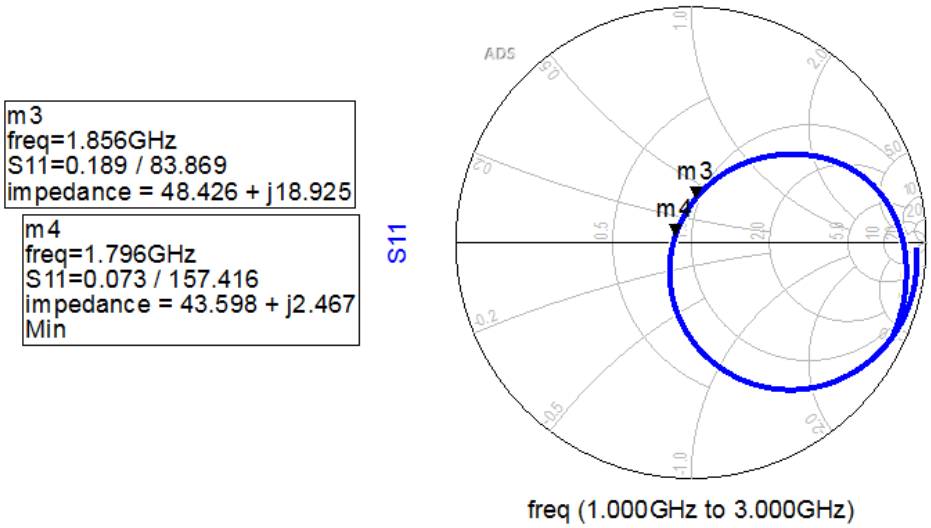


Figura 2. 18 Impedancia de la antena rectangular después de las modificaciones

La figura 2.18 ilustra la impedancia obtenida con la antena rectangular después de las modificaciones a sus dimensiones, como se observa, para una frecuencia de 1.856 GHz alcanza los 48.426 Ω, valor aproximado a los 50 Ω requeridos.

Esta impedancia se encuentra señalada por el marcador m3 en la figura 2.18

2.2.6 Simulación del arreglo de 16 antenas con elementos rectangulares

La antena rectangular obtenida servirá como base para conformar un arreglo de 16 elementos, cada elemento estará separado por una determinada distancia, los elementos no estarán unidos por líneas microstrip, sino cada uno de ellos tendrá un puerto diferente de alimentación, con esto, se pretende comprender como ciertos parámetros como la distancia entre elementos o la posición entre estos al interior del arreglo incide en los parámetros eléctricos y de radiación.

En este trabajo, las distancias de separación son tomadas respecto a cada puerto de alimentación, según [42] si se tiene un aumento en la distancia se obtendrá disminuir la anchura del haz principal en la dirección de máxima radiación y provocará la aparición de lóbulos secundarios.

Como se mencionó en el capítulo uno, al tener dos o más elementos aparece el fenómeno denominado acoplamiento mutuo, a este se lo puede definir como el acoplamiento entre dos antenas que estará en función de la posición de los elementos al interior del arreglo [16].

Es de interés presentar en este capítulo presentar la metodología utilizada para obtener el arreglo más óptimo respecto a la frecuencia de operación, como, además, las experimentaciones para llegar a este. El análisis de los valores de acoplamiento mutuo entre algunos elementos del arreglo escogido como el más óptimo, se presentarán en el capítulo 3.

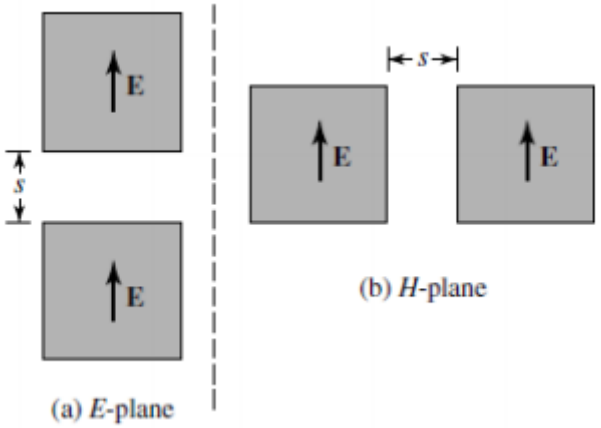


Figura 2. 19 Distancia entre elementos de un arreglo en el plano E y H [16].

Al colocar dos elementos en posición vertical como se indica en la parte izquierda de la figura 2.19, se dice que el arreglo está referido al plano E, en tanto que, si los elementos están colocados todos en posición horizontal como se observa a la derecha de la figura 2.19, se dice que el arreglo está referido al plano H.

Experimentalmente se realizaron varias simulaciones hasta llegar a un arreglo que presente los valores más próximos a la frecuencia de operación basados en el parámetro S_{11}, estos experimentos fueron realizados principalmente en función de la variación de las distancias entre cada puerto de alimentación de los elementos, así como también, de acuerdo a la disposición de cada elemento al interior del arreglo.

De las experimentaciones simuladas en Advanced Design System ADS a continuación se han escogido 3 de ellas para mostrar los resultados de la simulación, realizar comentarios y establecer comparaciones.

Se estableció la distancia entre puertos en función de lambda, para lo cual se pensó en distancias como $\frac{\lambda}{4}$, $\frac{\lambda}{2}$, λ, etc. Este primer arreglo que se muestra en la figura 2.20 se presenta en forma de matriz 4x4, donde 4 antenas se disponen en el plano H separadas $\frac{\lambda}{2}$ y 4 antenas se disponen en el plano E separadas λ.

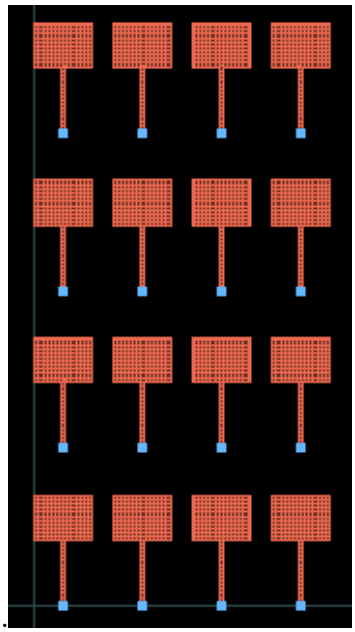


Figura 2. 20 Arreglo en disposición 4x4 separadas una distancia de $\frac{\lambda}{2}$ en el plano H y en el plano E separadas una distancia de λ.

A continuación, se presentan los resultados de los parámetros de pérdidas de retorno para cada una de las 16 antenas, cada figura muestra 4 señales correspondiente a 4 antenas.

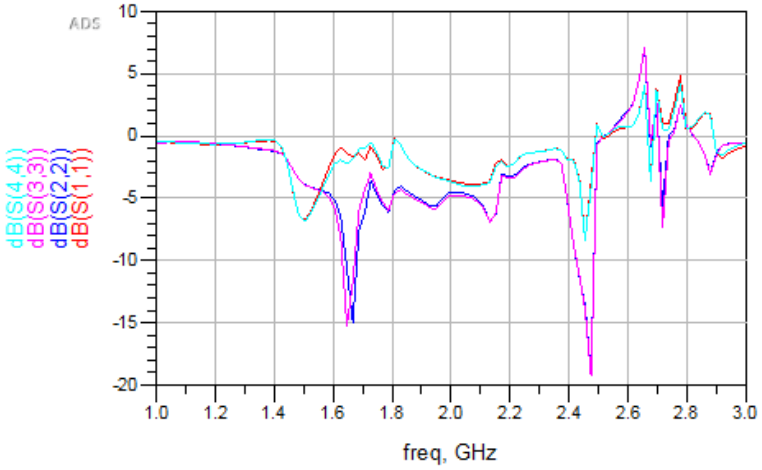


Figura 2. 21 Pérdidas de retorno para las antenas 1, 2, 3 y 4

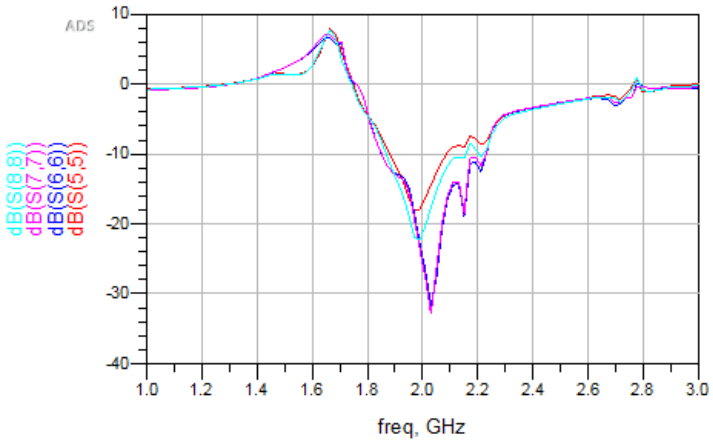


Figura 2. 22 Pérdidas de retorno para las antenas 5, 6, 7 y 8

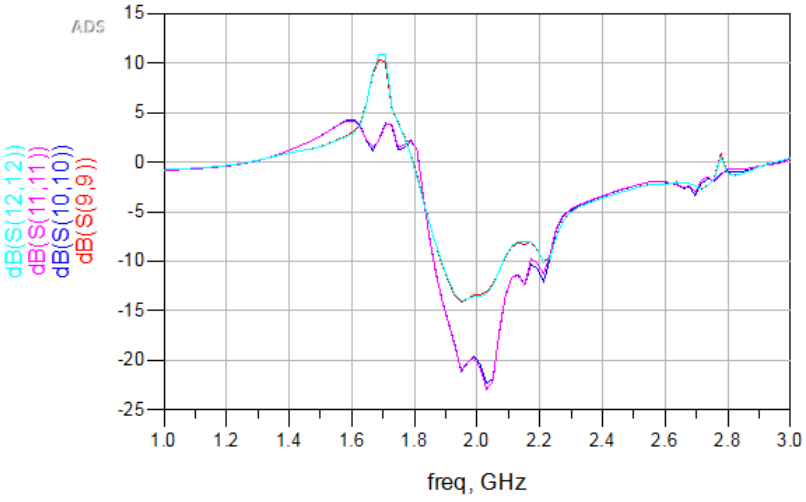


Figura 2. 23 Pérdidas de retorno para las antenas 9, 10, 11 y 12

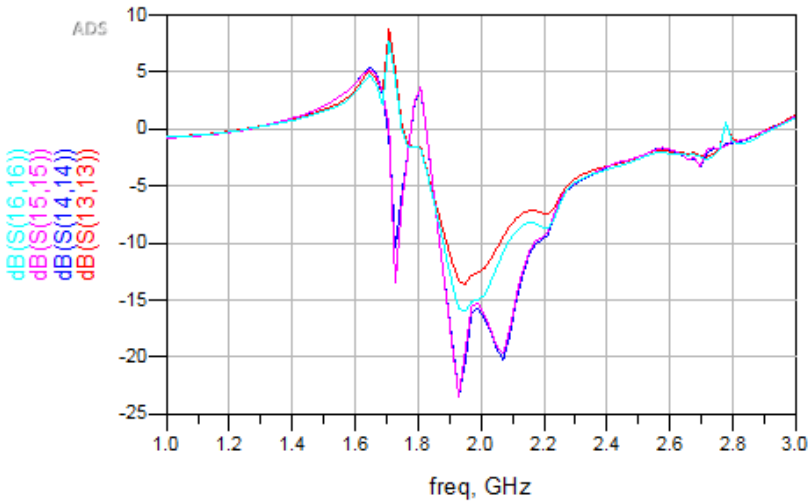


Figura 2. 24 Pérdidas de retorno para las antenas 13, 14, 15 y 16

En la figura 2.21 se muestran los resultados de la simulación de pérdidas de retorno para las cuatro primeras antenas en un espectro de 1 a 3 GHz. Evidentemente las 4 señales no cumplen con la condición de frecuencia de operación en 1.85 GHz. La figura 2.22 ilustra los resultados de la simulación de pérdidas de retorno para las antenas 5, 6, 7 y 8, las 4 señales muestran un patrón común con diferimiento en el valor de decibelios, sin embargo, se encuentran centradas alrededor de los 2 GHz condición no válida para la frecuencia de operación de este trabajo. La figura 2.23 muestra los resultados de la simulación de pérdidas de retorno para las antenas 9, 10, 11 y 12, estas señales al igual que en la anterior figura, se encuentran centradas alrededor de los 2 GHz. Finalmente, la figura 2.24 exhibe los resultados de la simulación de pérdidas de retorno para las antenas 13,14,15 y 16, estas se encuentran centradas alrededor de los 1.9 GHz.

Como los resultados de la anterior simulación no satisfacen la condición de frecuencia de operación en 1.85 GHz, a continuación se presentan los resultados para un arreglo dispuesto en la forma de una matriz conformada por 2 filas en donde sus elementos a lo largo del plano H mantienen una separación de $\frac{\lambda}{2}$ y 8 columnas, en donde sus elementos a lo largo del plano E mantienen una separación de λ.

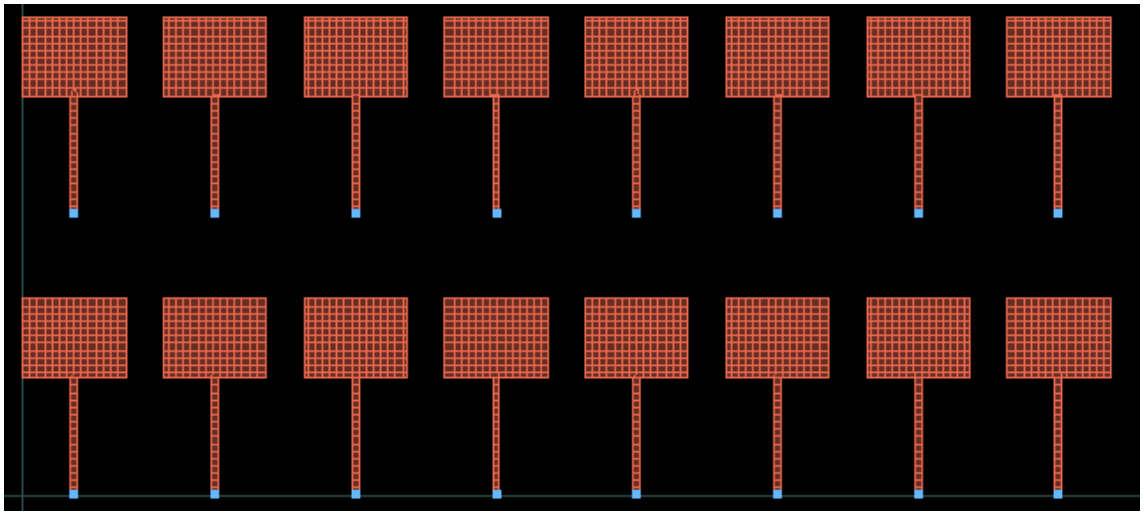


Figura 2. 25 Arreglo en disposición 2x8 separadas una distancia de $\frac{\lambda}{2}$ en el plano H y en el plano E separadas una distancia de λ.

A continuación, se muestran los resultados obtenidos en relación a las pérdidas por retorno.

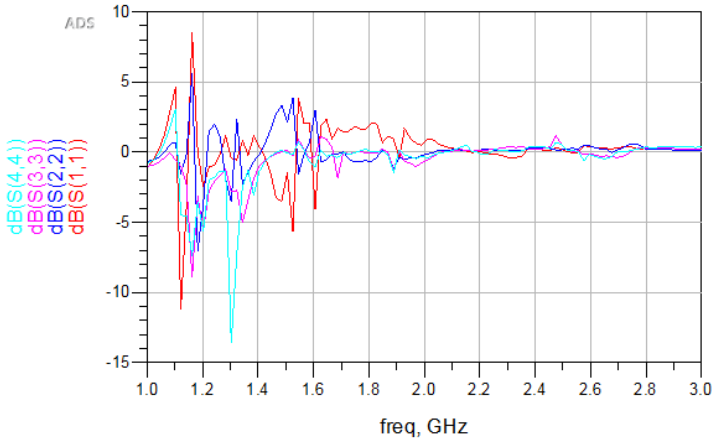


Figura 2. 26 Pérdidas de retorno para las antenas 1, 2, 3 y 4

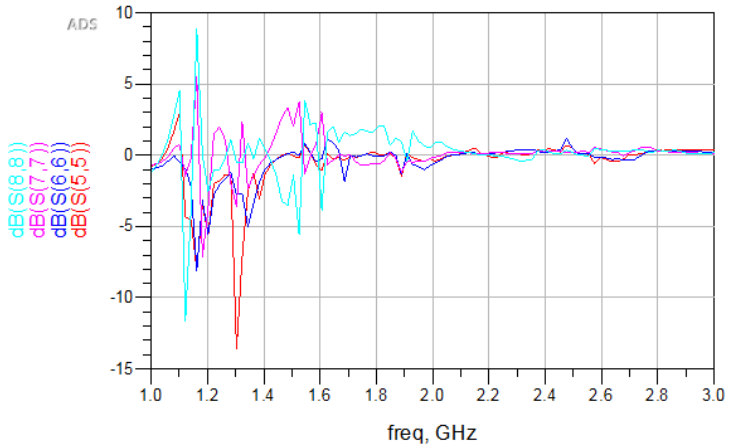


Figura 2. 27 Pérdidas de retorno para las antenas 5, 6, 7 y 8

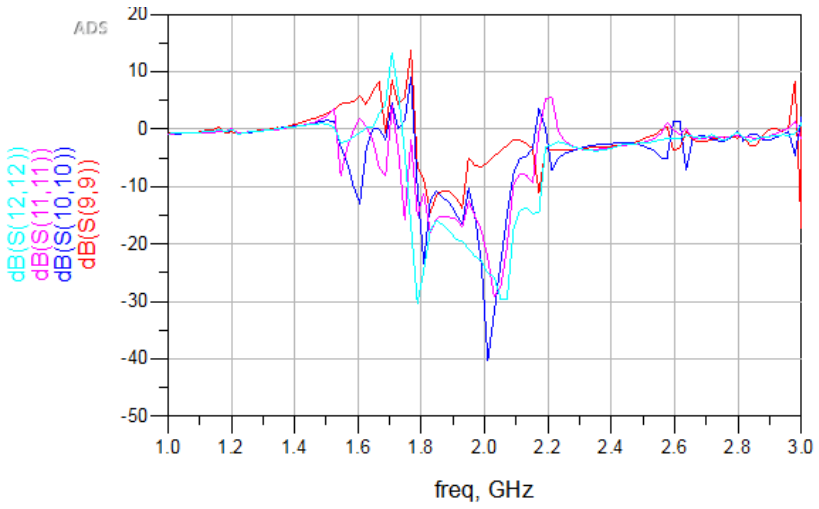


Figura 2. 28 Pérdidas de retorno para las antenas 9, 10, 11 y 12

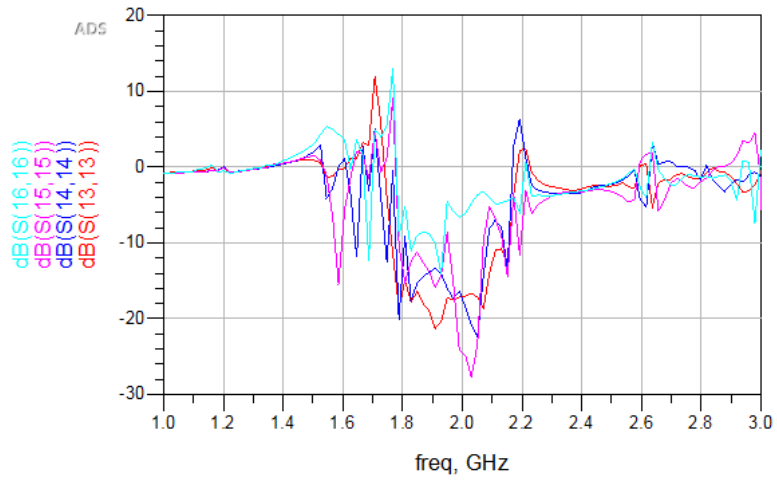


Figura 2. 29 Pérdidas de retorno para las antenas 13, 14, 15 y 16

Como se observa en las figuras 2.26 y 2.27, las señales no presentan la condición de estar centradas alrededor de los 1.85 GHz, mientras que, en las figuras 2.28 y 2.29 las señales, si bien es cierto no se encuentran centradas en la frecuencia de interés, esta es contenida en el ancho de banda.

Los resultados para este arreglo no son los esperados. Se probaron también combinaciones de los elementos, por ejemplo, ubicándolos en una sola fila a los 16 elementos separándolos distancias de $\frac{\lambda}{2}$ y λ, o también ubicando a los 16 elementos en forma de una matriz de 2 filas y 8 columnas separados $\frac{\lambda}{2}$,etc., sin embargo, los resultados fueron similares a los presentados anteriormente.

Por lo que a continuación se presenta el arreglo que mejores condiciones presentó alrededor de las pérdidas de retorno. Este arreglo de las antenas está conformado por 8 filas y 2 columnas de las antenas, separadas $\frac{\lambda}{2}$ en el plano H y una distancia de λ en el plano E.

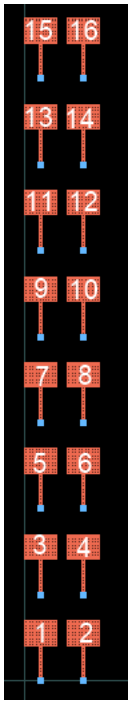


Figura 2. 30 Arreglo en disposición 8x2 separadas una distancia de $\frac{\lambda}{2}$ en el plano H y en el plano E separadas una distancia de λ.

A continuación, se muestran los resultados obtenidos en relación a las pérdidas de retorno.

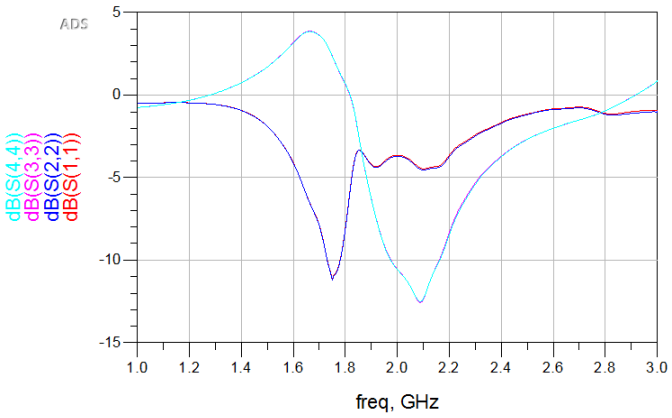


Figura 2. 31 Pérdidas de retorno para las antenas 1, 2, 3 y 4

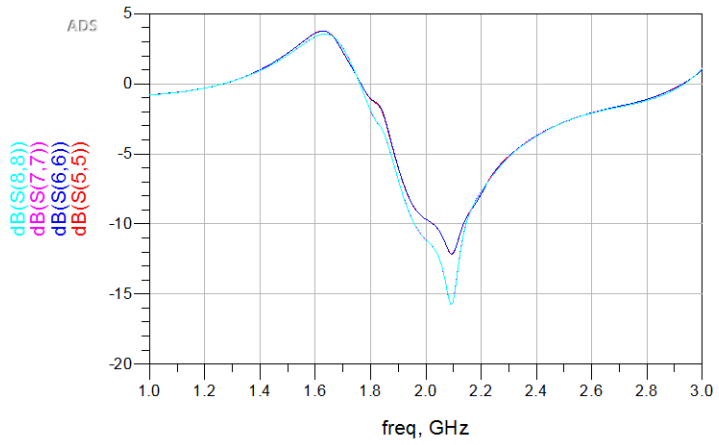


Figura 2. 32 Pérdidas de retorno para las antenas 5, 6, 7 y 8

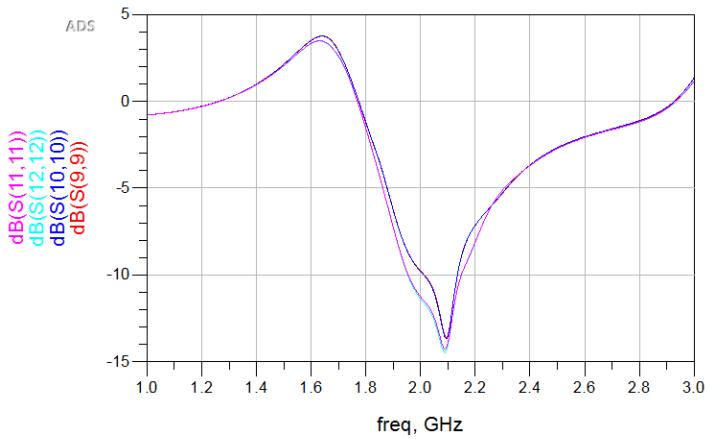


Figura 2. 33 Pérdidas de retorno para las antenas 9, 10, 11 y 12

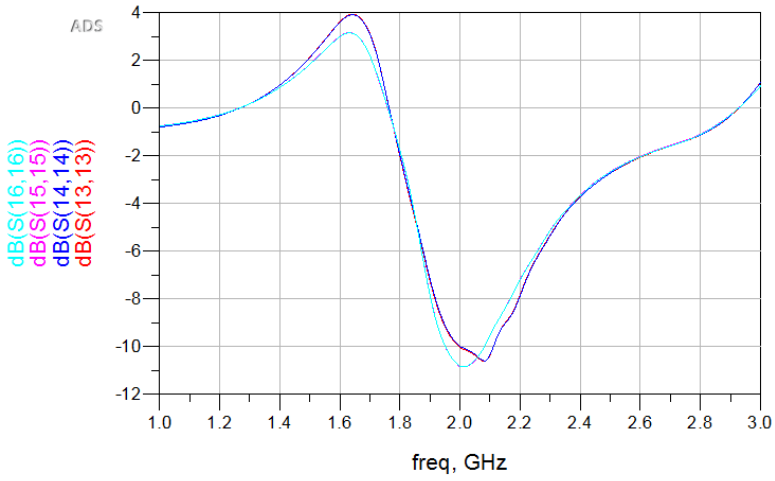


Figura 2. 34 Pérdidas de retorno para las antenas 13, 14, 15 y 16

Los resultados expuestos en las figuras 2.31, 2.32, 2.33 y 2.34 presentan una similitud en todas las señales, sin embargo, se encuentran centradas alrededor de los 2 GHz,

por lo que, experimentalmente se realizó una nueva modificación a las dimensiones de las antenas, este desplazamiento de frecuencia con respecto a la antena de base, se da principalmente por el acoplamiento mutuo en los elementos del arreglo, este fenómeno y sus resultados serán analizados en el capítulo 3.

La tabla 2.5 muestra las dimensiones de las antenas en el arreglo de 16 elementos rectangulares que presentaron los resultados más óptimos alrededor de las pérdidas de retorno.

Tabla 2. 5 Dimensiones de cada elemento dentro del arreglo de 16 antenas

W(mm)	***L(mm)***	W_f ***(mm)***	l_f ***(mm)***
59.16	50.688	4	70

Existe una variación de 4.62 mm en la longitud del parche y de 2.7 mm en la longitud de la línea, en tanto que el ancho del parche la variación es menor a 1 milímetro, el ancho de la línea no varía.

A continuación, se presentan los resultados de pérdidas de retorno del arreglo definitivo, del cual se analizarán los parámetros eléctricos y de radiación, además estos serán comparados con el arreglo cuyos elementos presentan forma de E.

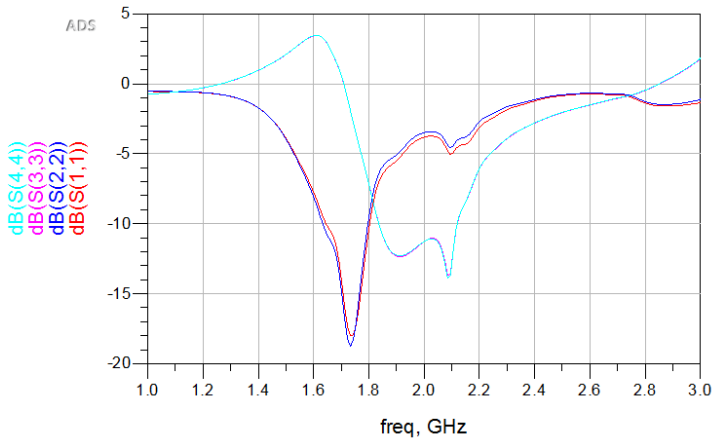


Figura 2. 35 Pérdidas de retorno para las antenas 1, 2, 3 y 4

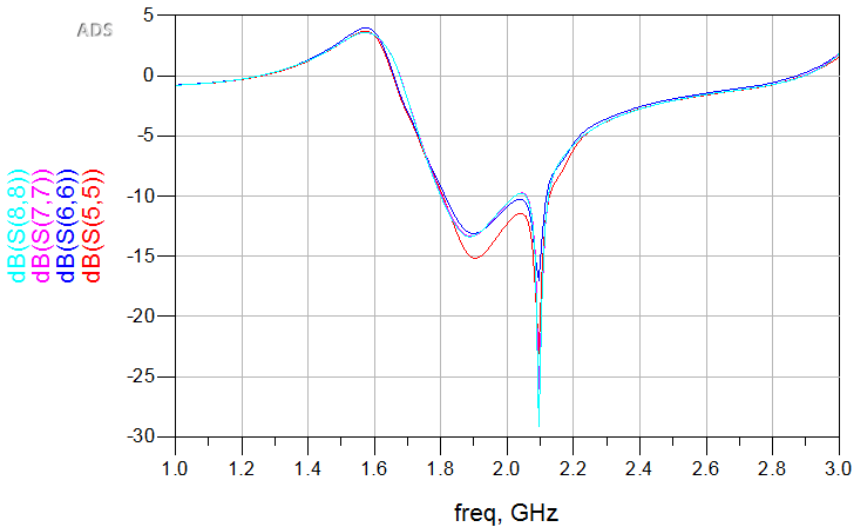


Figura 2. 36 Pérdidas de retorno para las antenas 5, 6, 7 y 8

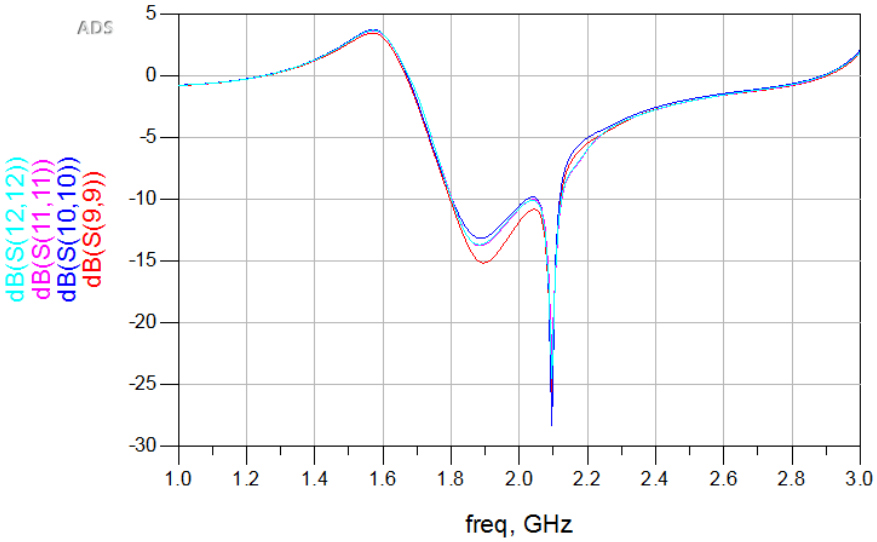


Figura 2. 37 Pérdidas de retorno para las antenas 9, 10, 11 y 12

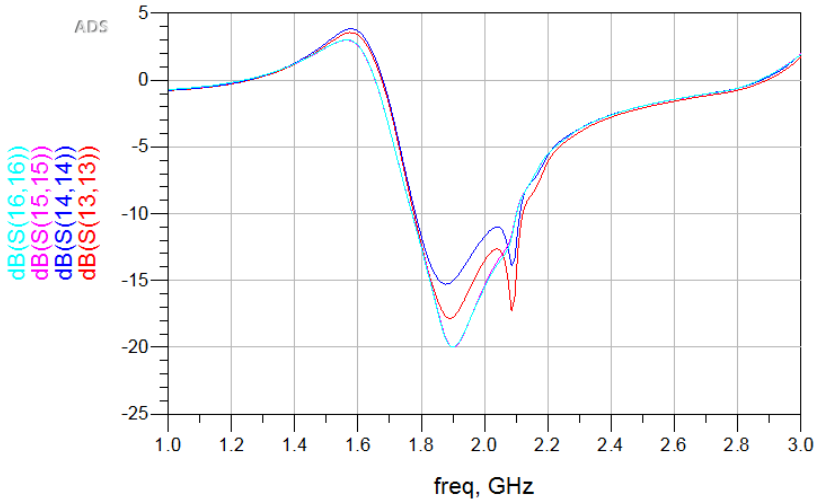


Figura 2. 38 Pérdidas de retorno para las antenas 13, 14, 15 y 16

Las figuras 2.35, 2.36, 2.37 y 2.38 presentan las pérdidas de retorno para las 16 antenas, las señales están centradas alrededor de 1.85 GHz, estos resultados serán analizados con mayor profundidad en el capítulo 3.

2.3 Arreglo de 16 elementos con forma de E

En primer lugar, se procede al diseño de dimensiones y simulación de un único elemento radiante.

2.3.1 Diseño y modelos del único elemento rectangular en forma de E

Con base en las investigaciones de [25], [26] , [43], [44] se procedió a elaborar el diseño del elemento radiante en forma de E. Para empezar en [25] el autor presenta una antena en forma de E a una frecuencia de 1.2 GHz y un sustrato de FR4. Se parte del diseño de un parche rectangular de 62x72 mm de ancho y largo respectivamente, después se realizan cortes de dimensiones especificados en la figura 2.39.

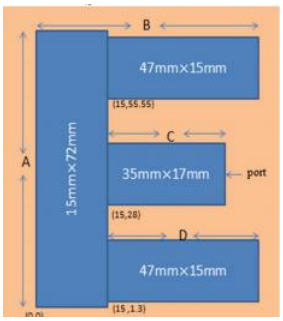


Figura 2. 39 Antena en forma de E propuesta en [25]

Por otro lado en [26], se propone un modelo empírico con la introducción de dos slots al interior de un parche rectangular para una frecuencia de 1.22 GHz. La introducción de dos slots propicia la aparición de tres líneas de transmisión acopladas alrededor de los brazos de forma de E [26].

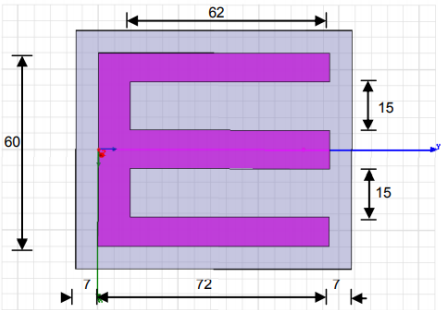


Figura 2. 40 Antena en forma de E propuesta en [26].

La figura 2.40 muestra la antena en forma de E propuesta por la investigación de [26]. A partir de un parche rectangular de dimensiones 72x60 mm se introducen dos slots de dimensiones 62x15 mm.

Por su parte, la investigación presentada en [44], es similar a [26], coinciden en el proceso de diseño mediante la introducción de dos slots, logrando que el parche rectangular se transforme en un parche en forma de E.

Finalmente, en [43] se muestra un proceso más elaborado que en las anteriores publicaciones, para este caso se modela una antena en forma de E para frecuencias entre 5 y 6 GHz. En este trabajo se indica que se realizan además modificaciones a las dimensiones de los brazos de la antena, para verificar los resultados que se obtienen, inclusive se cambia el modelo no solo con la introducción de dos slots, sino que, propone un brazo central de la antena más corto que los dos brazos de los extremos.

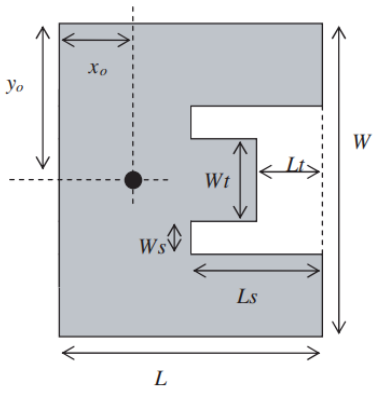


Figura 2. 41 Antena en forma de E propuesta en [43].

La figura 2.41 muestra el diseño propuesto en [43], al igual que en las anteriores investigaciones se parte de un parche rectangular de dimensiones *L= 17.2 mm, W=20 mm,* dos slots son introducidos de dimensiones $L_s = 10\,mm$ $W_s = 1\,mm,$ además el brazo central de la antena es modificado, presentando dimensiones de $W_t = 6.2\,mm$ $L_t = 2.8\,mm$

En el presente trabajo se sigue el mismo procedimiento que en las investigaciones mencionadas anteriormente. El parche rectangular diseñado en la sección 2.2.1 y cuyas dimensiones figuran en la tabla 2.1, es utilizado para la introducción de 2 slots con la finalidad de obtener un elemento que presente la forma de E.

Se realizaron varias simulaciones para seleccionar la antena que presenta mejores características, la cual será útil para el arreglo de 16 elementos.

A continuación, se presentan 4 modelos a analizar, los cuales divergen en dimensiones y en la posición del punto de alimentación.

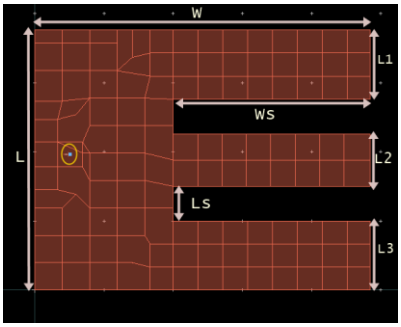


Figura 2. 42 Denominaciones de las dimensiones para la antena en forma de E

En la figura 2.42 se observan las denominaciones de las dimensiones de la antena que presenta forma de E, como se mencionó anteriormente al parche rectangular cuyas dimensiones son *L= 37.6 mm, W=48.5 mm* se le introdujeron dos slots cuyas dimensiones han sido denominadas como L_s y W_s. Además, se observa una circunferencia amarilla que encierra al punto de alimentación, esto es importante tomar en cuenta, ya que los resultados de un modelo u otro se ven afectados por la ubicación del punto de alimentación.

- **Modelo 1**

Para este modelo se introdujeron dos slots de dimensiones $L_s = 5\ mm\ W_s = 28.5\ mm,$ de tal forma que $L_1 = L_3\ = 10\ mm$ y $L_2 = 7.6\ mm$. El punto de alimentación se ubica en las coordenadas (5.1,19.6) tomando como origen el extremo inferior izquierdo de la antena.

- **Modelo 2**

Este modelo presenta las mismas dimensiones que el modelo 1, sin embargo, su punto de alimentación se ubica en una posición diferente. Sus coordenadas (6.8, 9.1) tomando como origen el extremo inferior izquierdo de la antena.

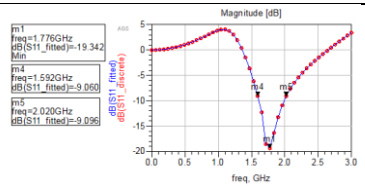
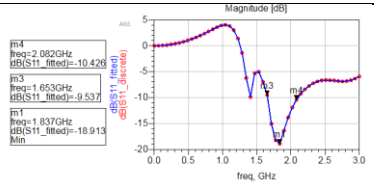
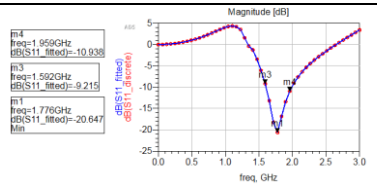
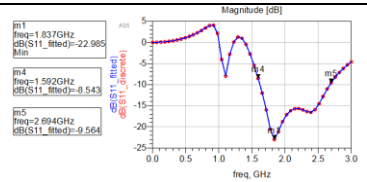
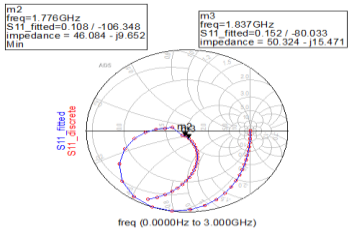
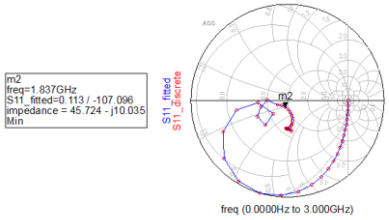
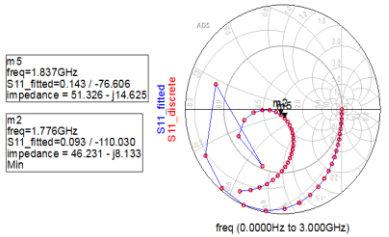
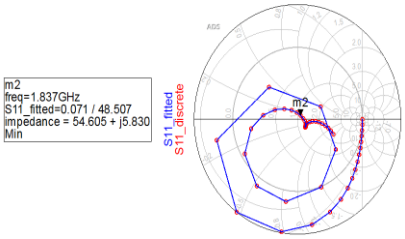
- **Modelo 3**

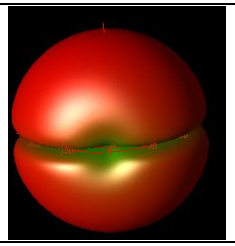
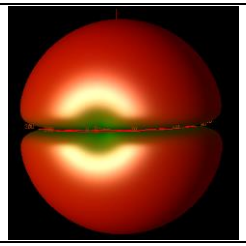
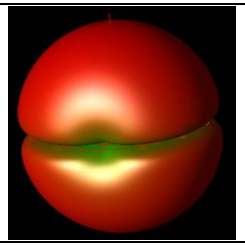
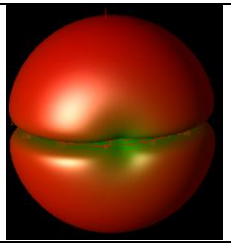
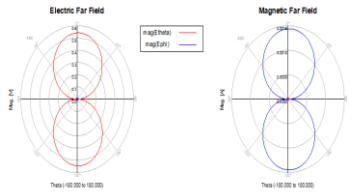
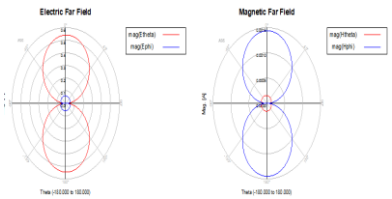
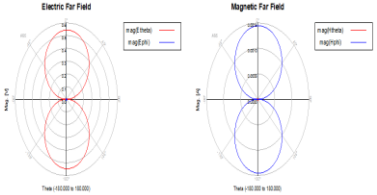
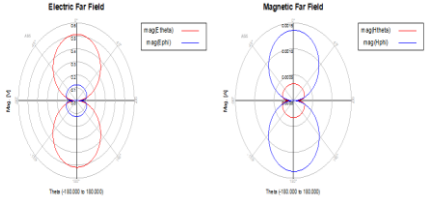
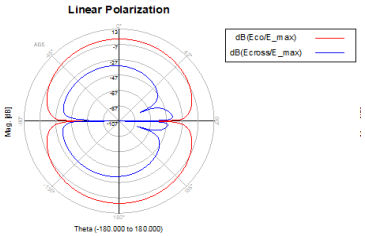
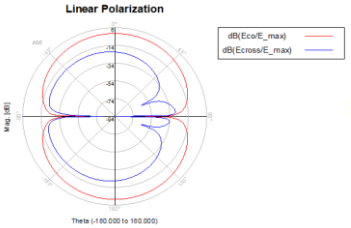
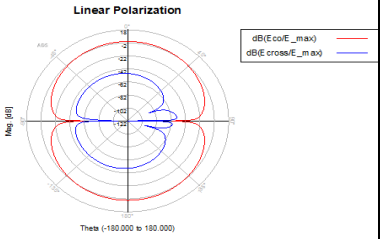
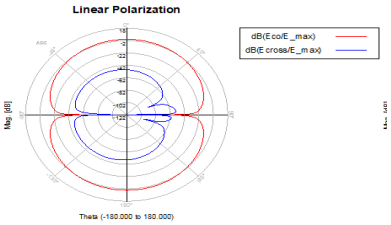
Para este modelo se partió desde la división en partes iguales de la dimensión *L= 37.6 mm,* además se aumenta la dimensión de W_s en 10 mm, con lo que las dimensiones de los slots se sitúan en $L_s = 7.52\,mm$ $W_s = 38.5\,mm,$ en tanto que $L_1 = L_3 = L_2 = 7.52\,mm$. El punto de alimentación se ubica en las coordenadas (5.3,18.5) tomando como origen el extremo inferior izquierdo de la antena.

- **Modelo 4**

Este modelo presenta las mismas dimensiones que el modelo 1, sin embargo, su punto de alimentación se ubica en las coordenadas (5.8,3.7) respecto al origen.

Tabla 2. 6 Comparación de los parámetros eléctricos y de radiación de los 4 modelos de la antena tipo E.

	Modelo 1	Modelo 2	Modelo 3	Modelo 4
Frecuencia central	 1.776 GHz	 1.837 GHz	 1.776 GHz	 1.837 GHz
Pérdidas de retorno	-19.342 dB	-18.913 dB	-20.647 dB	- 22.987 dB
Impedancia	 50.324 Ω	 45.72 Ω	 51. 325 Ω	 54.60 Ω
Ancho de banda	427.4 MHz	429 MHz	367 MHz	1.04 GHz
Ganancia	2.82 dBi	3.16 dBi	2.83 dBi	3.34 dBi
Directividad	2.82 dBi	3.16 dBi	2.83 dBi	3.34 dBi

Lóbulos de radiación				
Campos eléctricos y magnéticos				
Polarización				

La tabla 2.6 contiene los parámetros eléctricos y de radiación de los 4 modelos elaborados. Al igual que se hizo con el parche rectangular, se desea observar principalmente el comportamiento de la frecuencia de operación y la impedancia para escoger un modelo, para lo cual se realizaron las simulaciones de los 4 modelos en ADS en un espectro de 0 a 3 GHz.

Como se observa en la tabla 2.6, el modelo 1 y el modelo 3 muestran una frecuencia central alrededor de los 1.776 GHz, en tanto que los modelos 2 y 4 muestran una frecuencia central alrededor de los 1.837 GHz, evidentemente para el interés de este trabajo, los modelos 2 y 4 podrían ser escogidos, sin embargo, los modelos 1 y 3 también cumplen con la frecuencia de operación a 1.85 GHz, ya que están contenidos dentro del ancho de banda.

En términos de ancho de banda, el modelo 1 presenta frecuencias alrededor de los -10 dB desde 1.5926 GHz hasta 2.020 GHz, lo que implica un ancho de banda de 427.4 GHz. Por su parte el modelo 2, presenta frecuencias alrededor de los -10 dB desde 1.653 GHz hasta 2.082 GHz, lo que quiere decir, un ancho de banda de 429 MHz. El modelo 3 presenta frecuencias bajo los -10 dB desde 1.592 GHz hasta 1.959 GHz, esto es 367 MHz de ancho de banda. Finalmente, el modelo 4 es el que presenta un mayor ancho de banda que los 3 modelos anteriores, en -10 dB se obtienen frecuencias desde los 1.625 GHz hasta los 2.669 GHz, esto implica un ancho de banda de 1.044 GHz.

En términos de pérdidas de retorno, el modelo 4 presenta las menores pérdidas con un valor de -22.987 dB, el modelo 3 le secunda con -20.647 dB, posteriormente el modelo 1 presenta pérdidas por -19.342 dB, finalmente el modelo 2 tiene pérdidas por los -18.913 dB.

En torno a la impedancia, alrededor de la frecuencia de 1.85 GHz, todos los modelos presentan valores cercanos a los 50 Ω, el modelo 1 y modelo 3 presentan los mejores valores con 50.324 y 51.325 Ω respectivamente, el modelo 2 posee una impedancia de 45.72 Ω y el modelo 4 una impedancia de 56.369 Ω.

Un parámetro importante, es la ganancia, evidentemente el modelo 4 presenta la más elevada con 3.34 dBi, seguida del modelo 2 con 3.16 dBi, el modelo 3 y 1 en ese orden presentan ganancias de 2.83 y 2.82 dBi. Además, se presentan valores similares con respecto a la directividad.

Los lóbulos de radiación, diagramas de campo eléctrico y magnético y polarización no presentan mayor diferimiento entre modelos.

2.3.2 Simulación del único elemento radiante en forma de E

Debido a sus características de ganancia, frecuencia central, impedancia de acoplamiento, pérdidas de retorno, lóbulos de radiación y amplio ancho de banda, la antena a utilizar en el arreglo de 16 elementos será la correspondiente al modelo 4, sin embargo, cualesquiera de los otros 3 modelos podrían ser útiles para la investigación.

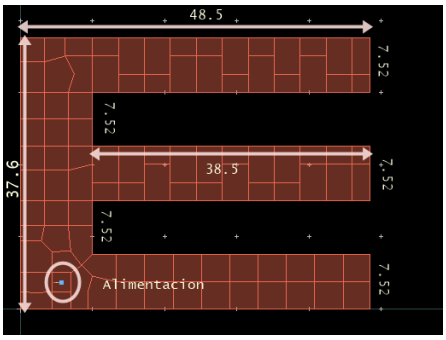


Figura 2. 43 Dimensiones de la antena en forma de E escogida

Tabla 2. 7 Dimensiones de la antena en forma de E escogida

W(mm)	*L(mm)*	$L_1\ (mm)$	$L_2\ (mm)$	$L_3\ (mm)$	$L_s\ (mm)$	$W_s\ (mm)$
48.5	37.8	7.52	7.52	7.52	7.52	38.5

En la figura 2.43 y tabla 2.7 se especifican las dimensiones de la antena en forma de E elaborada para el arreglo de 16 elementos. Como se mencionó anteriormente, se la diseñó y simuló a partir del parche rectangular modelado en la anterior sección, para el dimensionamiento de los slots se tomó como métrica, la división en cinco partes iguales de la longitud *L* del parche rectangular. En consecuencia, fueron introducidos dos slots de dimensiones $L_s = 7.52\ mm\ W_s = 38.5\ mm.$

Layout Pins

Name	Layer	Net	Connected to	Purpose	X [mm]	Y [mm]	Number
P1	cond	P1	1(+)	drawing	5.8	3.7	1

Figura 2. 44 Ubicación del puerto de alimentación en ADS

Un aspecto influyente en el diseño de la antena, es la ubicación del puerto de alimentación. La figura 2.43 señala en una circunferencia la ubicación del puerto de

alimentación de la antena, además, la figura 2.44 presenta las coordenadas del puerto en ADS, estas se encuentran ubicadas a (5.8,3.7) mm del origen.

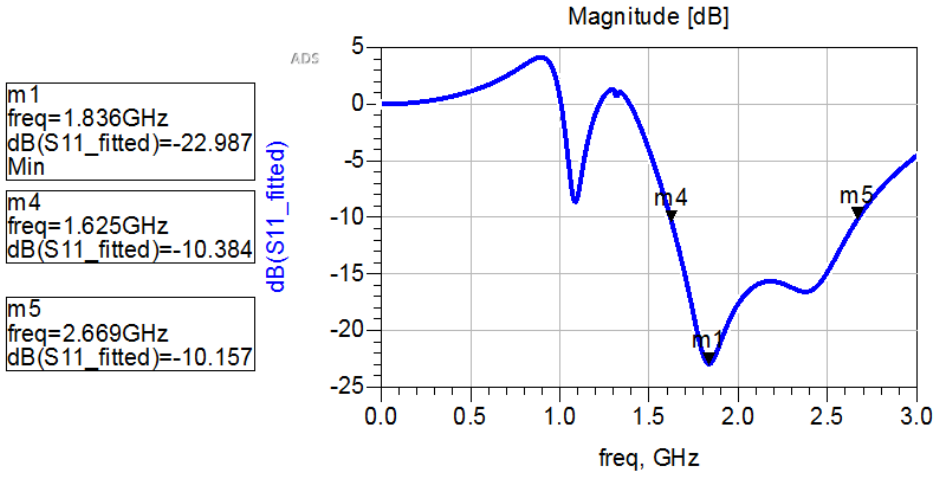


Figura 2. 45 Parámetro S_{11} de la antena en forma de E

Al igual que en el parche rectangular, en la figura 2.45 se muestra el parámetro S_{11} de la antena en forma de E escogida, la misma figura se puede observar en la tabla de comparación 2.6. En la tabla 2.6 se indica un ancho de banda de 1.04 GHz, el mismo que puede ser corroborado en la figura 2.45, donde con los marcadores *m4* y *m5* se ha delimitado las frecuencias inferior y superior del ancho de banda en los -10 dB. Con marcador *m1* se señala la frecuencia de operación de la antena.

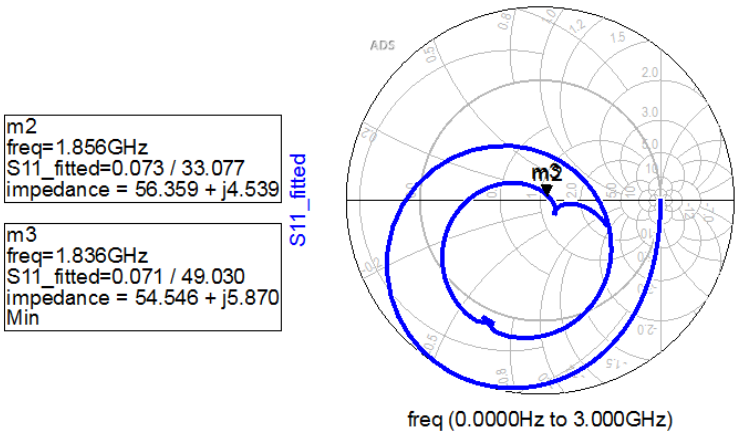


Figura 2. 46 Impedancia de la antena en forma de E

En la figura 2.46 se muestra la carta de Smith que refleja la impedancia para la antena en forma de E, el mismo gráfico se puede encontrarlo en la tabla 2.6. Los marcadores m2 y m3 señalan las impedancias en la frecuencia central, como además en la frecuencia de operación de 1.85 GHz, que es del interés de este trabajo.

A 1.85 GHz se obtiene una impedancia de 54.546 Ω, valor aproximado a los 50 Ω.

Estos parámetros, al igual que los restantes serán analizados con mayor profundidad en el capítulo 3.

2.3.3 Simulación del arreglo de 16 antenas con elementos en forma de E

La antena en forma de E obtenida servirá como base para conformar un arreglo de 16 elementos, cada elemento estará separado por una determinada distancia, los elementos no estarán unidos por líneas microstrip, sino cada uno de ellos tendrá un puerto diferente de alimentación, con lo que, entre otras cosas, se busca comprender la influencia de la separación y disposición de los elementos al interior del arreglo.

Al igual que para el arreglo de 16 antenas de elementos rectangulares, es de interés presentar en este capítulo la metodología utilizada para obtener el arreglo más óptimo respecto a la frecuencia de operación, como, además, las experimentaciones para llegar a este. El análisis de los valores de acoplamiento mutuo entre algunos elementos del arreglo escogido como el más óptimo, se presentarán en el capítulo 3.

Con base en la experiencia de las simulaciones realizadas para encontrar el arreglo de elementos rectangulares, se optó por escoger el modelo del arreglo que no altere de manera significativa la forma de onda que presentan las pérdidas de retorno del único elemento radiante.

Para evitar la aparición de lóbulos secundarios las separaciones entre elementos no deben ser mayores a una longitud de onda [16], con la finalidad de evitar un solapamiento de señales la separación entre elementos debe ser un divisor o múltiplo de una longitud de onda [27].

Tomando en cuenta los dos criterios anteriores, se procedieron a realizar varias simulaciones para encontrar el modelo de arreglo más óptimo. es decir que no provoque alteraciones significativas en los parámetros eléctricos y de radiación de cada uno de los elementos cuando se encuentran dentro de una agrupación.

A continuación, se presentan tres simulaciones realizadas, las cuales difieren en la disposición de los elementos al interior del arreglo.

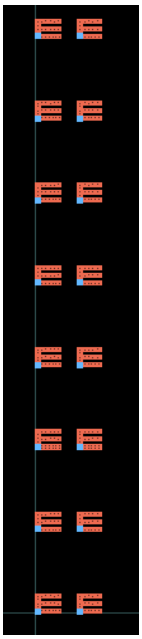


Figura 2. 47 Arreglo de elementos E en disposición 8x2 separados una distancia de $\frac{\lambda}{2}$ en el plano H y en el plano E separadas una distancia de λ.

Tomando en cuenta, la disposición de los elementos en el arreglo de antenas rectangulares, se precedió a simular la misma estructura para el arreglo de elementos en forma de E, guardando una separación de $\frac{\lambda}{2}$ en el plano H, y una separación de λ en el plano E, tal como se observa en la figura 2.47.

Los resultados para las pérdidas de retorno en cada elemento, fueron las siguientes.

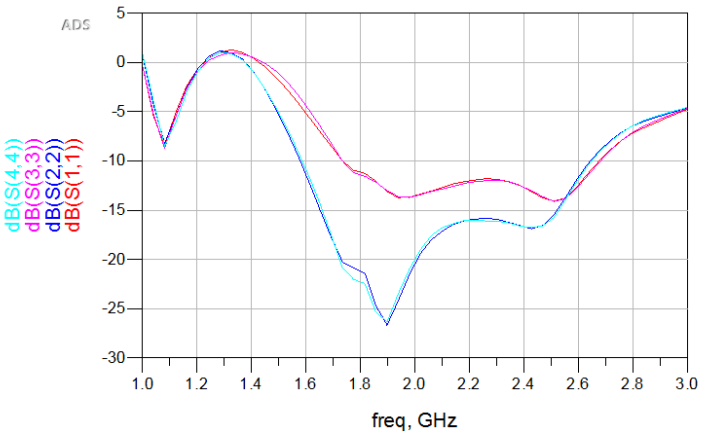


Figura 2. 48 Pérdidas de retorno para las antenas E 1, 2, 3 y 4 en el arreglo 8x2

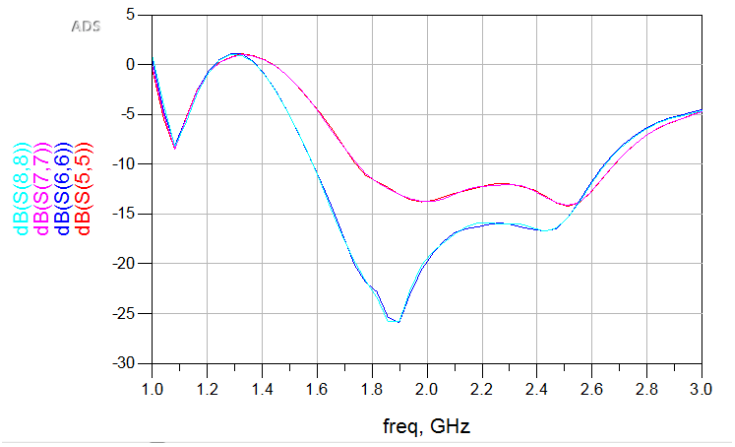


Figura 2. 49 Pérdidas de retorno para las antenas E 5, 6, 7 y 8 en el arreglo 8x2

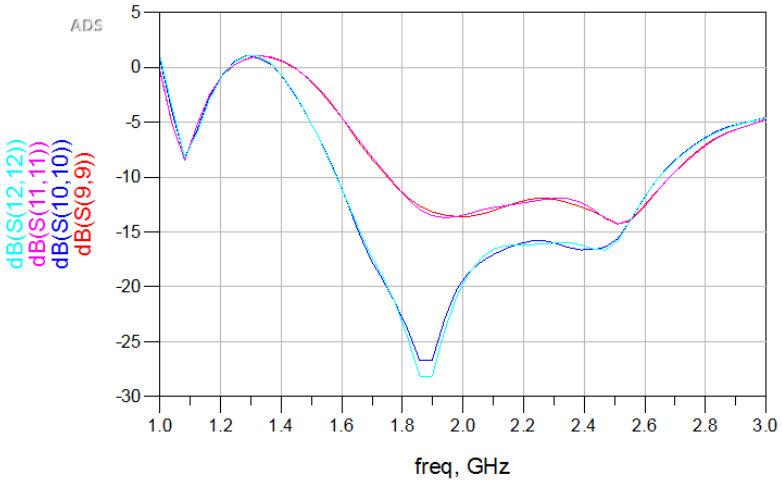


Figura 2. 50 Pérdidas de retorno para las antenas E 9, 10, 11 y 12 en el arreglo 8x2

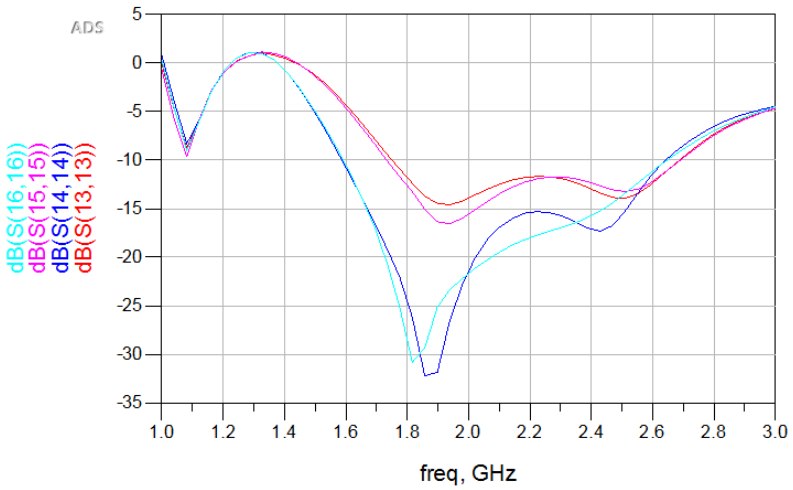


Figura 2. 51 Pérdidas de retorno para las antenas E 13, 14, 15 y 16 en el arreglo 8x2

Las pérdidas por retorno de las 16 antenas pueden ser observadas en las figuras 2.48, 2.49, 2.50 y 2.51. Evidentemente, la forma de onda de la pérdida de retorno de la antena original, se pierde en muchos de los casos. A pesar que no existe desplazamiento en frecuencia se observa que casi en 8 antenas las pérdidas de retorno disminuyen considerablemente, por esta razón, se optó realizar la simulación con un arreglo en forma lineal.

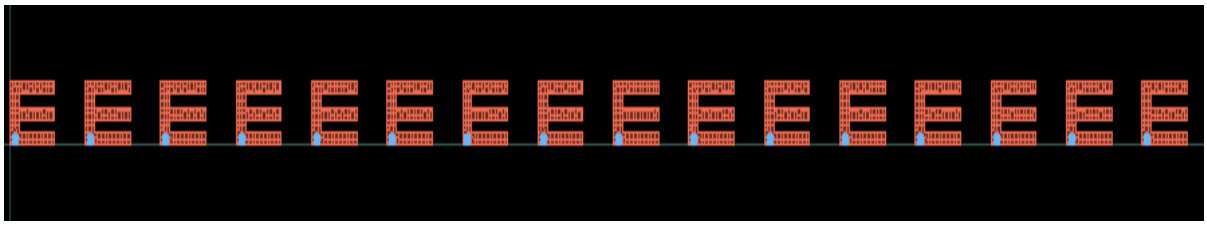


Figura 2. 52 Arreglo de elementos E en disposición 1x16 separadas una distancia de $\frac{\lambda}{2}$ en el plano H

En la figura 2.52 se aprecia la disposición de los 16 elementos en una sola fila (1x16) separados por media longitud de onda entre puertos, los resultados de la simulación en cuanto a pérdidas de retorno, se presentan a continuación.

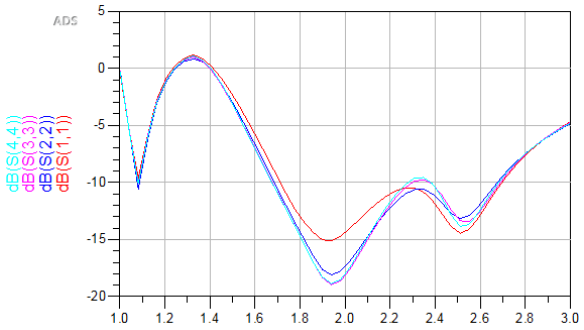


Figura 2. 53 Pérdidas de retorno para las antenas E 1, 2, 3 y 4 en el arreglo 1x16

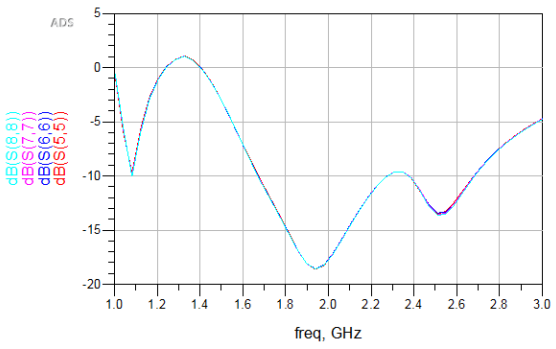


Figura 2. 54 Pérdidas de retorno para las antenas E 5, 6, 7 y 8 en el arreglo 1x16

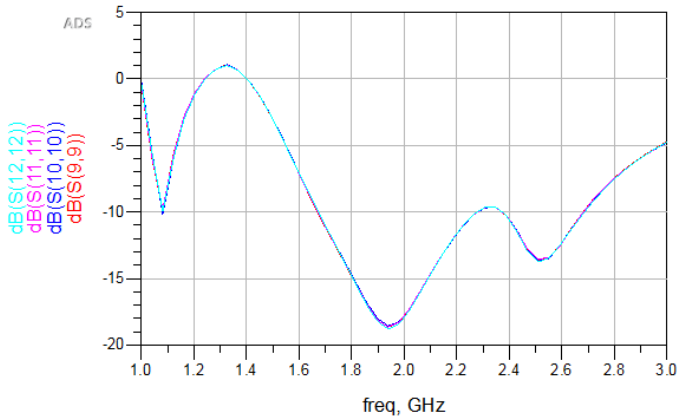


Figura 2. 55 Pérdidas de retorno para las antenas E 9, 10, 11 y 12 en el arreglo 1x16

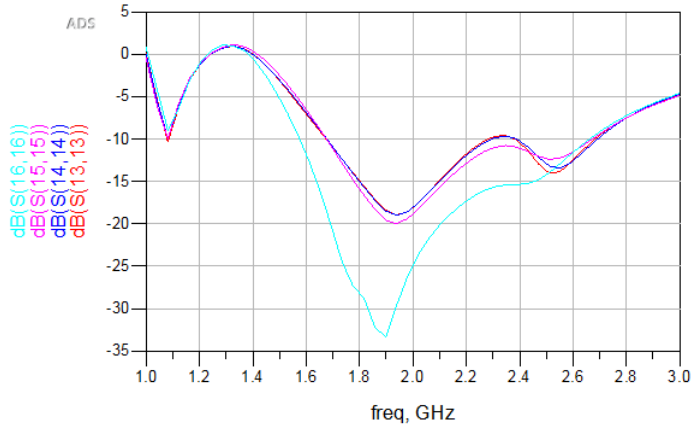


Figura 2. 56 Pérdidas de retorno para las antenas E 13, 14, 15 y 16 en el arreglo 1x16

Los resultados que se muestran en las figuras 2.53, 2.54, 2.55 y 2.56 son bastante prometedores, se evidencia que existe un pequeño desplazamiento en frecuencia, sin embargo, se mantiene la frecuencia central alrededor de los 1.85 GHz, además la forma de onda de pérdidas por retorno casi se mantiene igual en todas las figuras expuestas. Sin embargo, evidentemente el ancho de banda ha disminuido, ya que hay un incremento de una segunda frecuencia. Por lo que se realizó una segunda simulación con un criterio distinto.

Debido a la experiencia obtenida en el arreglo de elementos rectangulares, se sabe que la disposición de los elementos al interior del arreglo tiene una afectación significativa en las pérdidas de retorno, debido a las dimensiones que la antena rectangular con su línea de transmisión ocupaba en el espacio, no fue posible aplicar el criterio de alimentación ortogonal. Sin embargo, las dimensiones de la antena en forma de E, hacen posible aplicar este criterio.

La ortogonalidad de dos polarizaciones distintas producen señales independientes y no correlacionadas en cada elemento, por lo que, conducen a un canal MIMO de rango completo y por extensión una mejor capacidad [37].

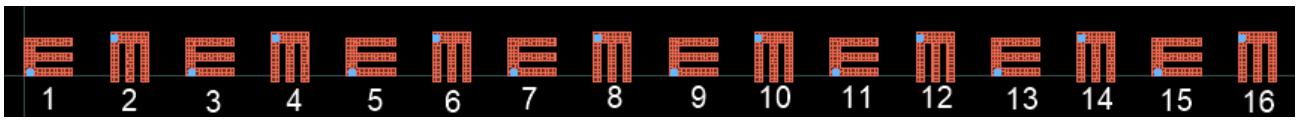


Figura 2. 57 Arreglo en disposición 1x16 separadas una distancia de $\frac{\lambda}{2}$ en el plano H, con alimentación ortogonal entre elementos

En la figura 2.57 se presenta un arreglo de 16 elementos en una sola fila (1x16) separados por media longitud de onda entre puertos, se evidencia la alimentación ortogonal entre elementos, esto significa la rotación de un elemento en 90º saltando una antena.

Los resultados de la simulación en cuanto a pérdidas de retorno, se presentan a continuación.

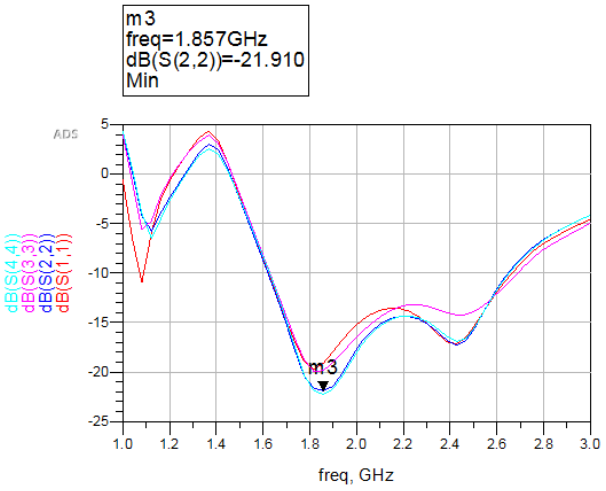


Figura 2. 58 Pérdidas de retorno para las antenas E 1, 2, 3 y 4 en el arreglo ortogonal 1x16

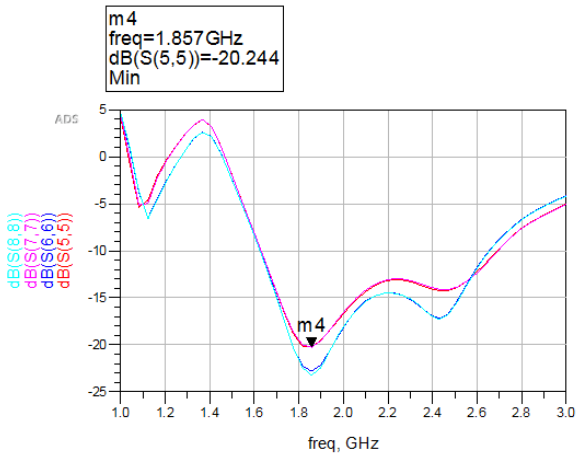


Figura 2. 59 Pérdidas de retorno para las antenas E 5, 6, 7 y 8 en el arreglo ortogonal 1x16

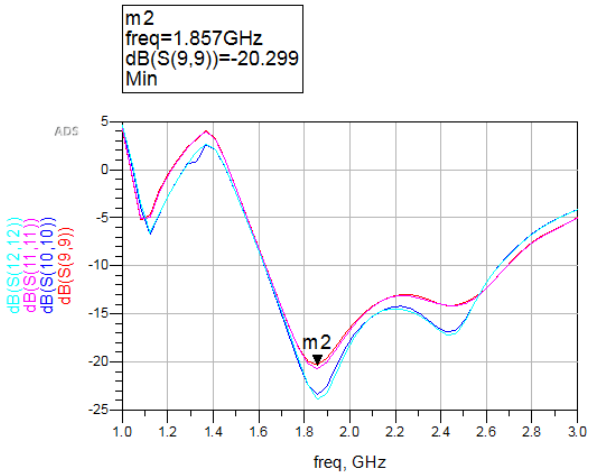


Figura 2. 60 Pérdidas de retorno para las antenas E 9, 10, 11 y 12 en el arreglo ortogonal 1x16

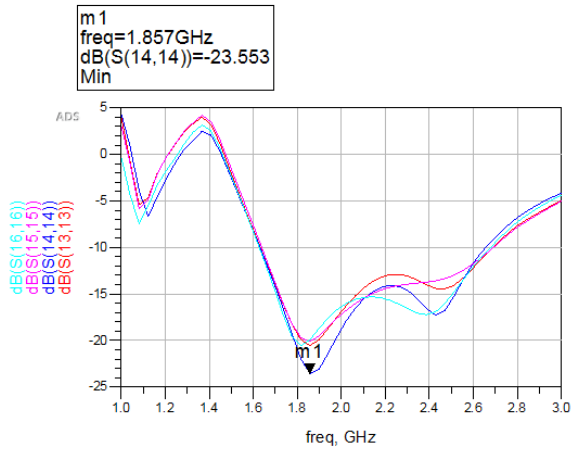


Figura 2. 61 Pérdidas de retorno para las antenas E 13, 14, 15 y 16 en el arreglo ortogonal 1x16

Las pérdidas de retorno de cada antena se muestran en las figuras 2.58, 2.59, 2.60 y 2.61, evidentemente se ha conseguido mantener el ancho de banda original, problema que se tenía con el anterior diseño, además los marcadores en cada figura indican que la frecuencia central ha permanecido alrededor de los 1.85 GHz.

Por estos motivos, se escogió este último diseño para ser analizado a profundidad en el siguiente capítulo.

3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

El capítulo 2 abordó la metodología empleada para encontrar los modelos de un elemento rectangular, un arreglo de 16 elementos rectangulares, un elemento en forma de E y un arreglo de 16 elementos en forma de E.

El propósito de este capítulo es presentar los resultados acerca de las principales características eléctricas y de radiación de los tópicos mencionados. Específicamente se presentarán: las pérdidas de retorno, impedancia de los elementos únicos, ancho de banda, VSWR, directividad, ganancia, eficiencia de radiación, patrones de radiación y polarización.

Además, se desarrollarán y presentarán los resultados de acoplamiento mutuo entre las antenas de los arreglos de elementos rectangulares y de elementos que presentan forma de E.

Posteriormente estos resultados presentados serán discutidos y analizados con base en resultados planteados en otras investigaciones. Esto permitirá realizar una comparación entre ambos arreglos, concluir y contestar a la pregunta de investigación planteada: “¿Un arreglo de antenas, basado en el concepto de MIMO MASIVO, cuyos elementos presentan forma de E, es de mayor utilidad para el proyecto de investigación, que un arreglo de antenas basado en el concepto de MIMO MASIVO cuyos elementos presentan geometría rectangular?”

3.1 RESULTADOS DEL ANÁLISIS DE UN ELEMENTO ÚNICO RECTANGULAR

A través de las principales características eléctricas y de radiación, se presentan a continuación los resultados de la simulación realizada en Advanced Design System ADS.

3.1.1 Pérdidas por retorno y frecuencia de operación

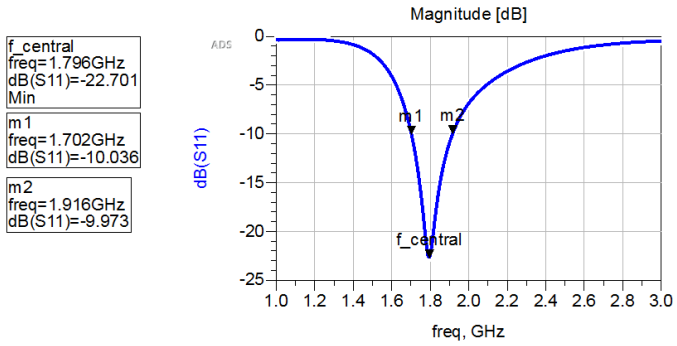


Figura 3. 1 Pérdidas por retorno y frecuencia de operación para el único elemento rectangular

En la figura 3.1 se presentan los resultados de frecuencia de operación y pérdidas por retorno. El marcador *f_central* señala una frecuencia central de 1.796 GHz, las pérdidas por retorno en este punto son de -22.701 dB.

3.1.2 Ancho de banda

En la figura 3.1 también se observa el ancho de banda para la antena rectangular diseñada, los marcadores *m1* y *m2* señalan la frecuencia inferior y superior respectivamente, obtenida en -10 dB. La frecuencia inferior tiene un valor de 1.702 GHz y la frecuencia superior tiene un valor de 1.916 GHz; mediante la ecuación 1.32 se obtiene el ancho de banda a partir de las frecuencias inferior y superior.

$$BW = 1.916\ GHz - 1.702\ GHz$$

$$BW = 214\ MHz.$$

3.1.3 Impedancia de acoplamiento

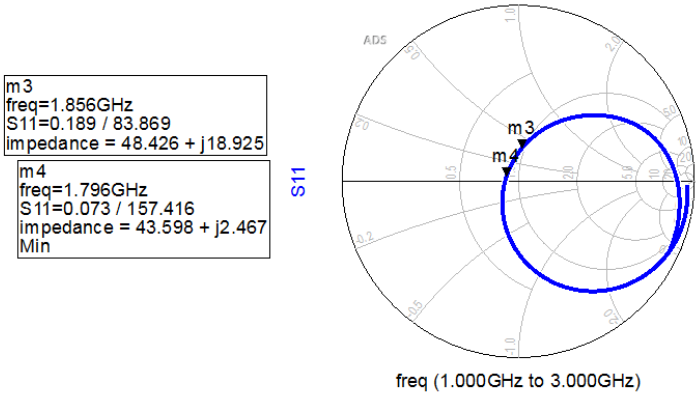


Figura 3. 2 Impedancia de acoplamiento para el único elemento rectangular

La figura 3.2 muestra una carta de Smith donde se encuentra graficada la impedancia para el elemento rectangular a 1.85 GHz con un valor de 48.426 Ω + j18.925.

3.1.4 VSWR

ADS per se no presenta la opción para simular este parámetro, por lo que debe ser insertado mediante una ecuación.

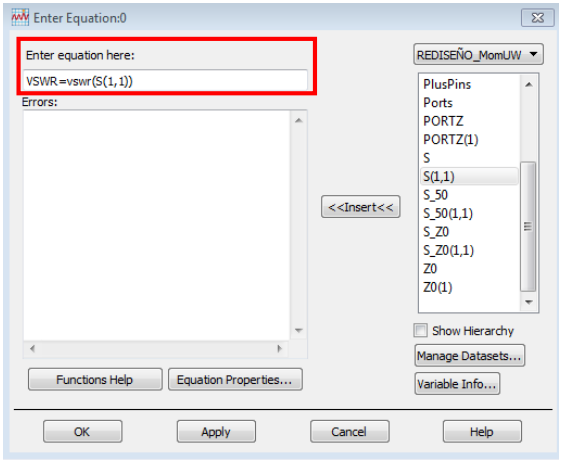


Figura 3. 3 Ecuación que permite simular el parámetro VSWR

Para insertar la ecuación que definirá el parámetro VSWR, se debe ir a la pantalla que muestran los resultados de pérdidas de retorno, en la paleta se debe escoger la opción *ecuación*, inmediatamente un cuadro similar al de la figura 3.3, en recuadro rojo se observa la ecuación ingresada.

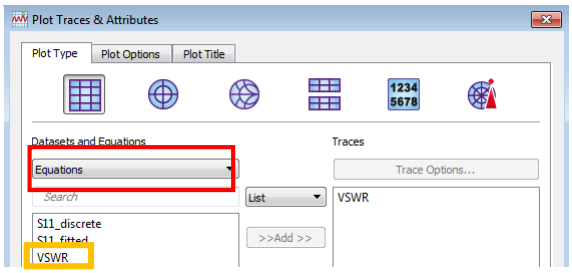


Figura 3. 4 Método utilizado para graficar el parámetro VSWR

Para graficar el parámetro VSWR se debe acudir a la misma pantalla que muestran los resultados de las pérdidas de retorno, en la paleta se debe seleccionar *rectangular plot,* se presentará una pantalla similar a la de la figura 3.4. El recuadro rojo indica la opción a seleccionar, posteriormente se reflejarán las ecuaciones que se han ingresado, para este caso, se busca la ecuación perteneciente a VSWR, que se visualiza en el recuadro amarillo.

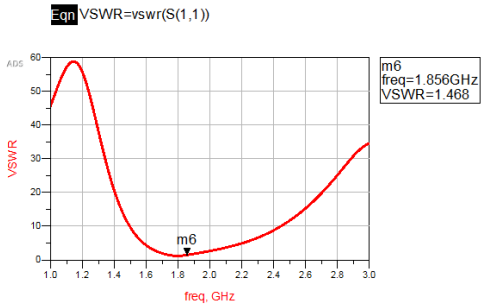


Figura 3. 5 VSWR para el único elemento rectangular

La figura 3.5 muestra la gráfica perteneciente al VSWR de la antena rectangular, el marcador *m6* señala un valor de VSWR 1.468 a la frecuencia de operación requerida 1.85 GHZ.

3.1.5 Ganancia

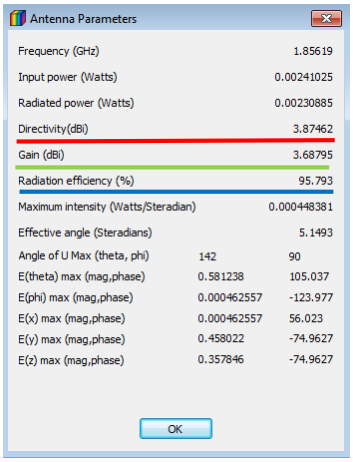


Figura 3. 6 Parámetros del único elemento rectangular

La figura 3.6 muestra algunos parámetros de radiación de la antena rectangular. Subrayado en color verde se observa la ganancia de la antena a 1.85 GHz, esta tiene un valor de 3.68 dBi.

En la figura 3.7 se puede observar la ganancia de la antena rectangular, expresada en coordenadas polares.

3.1.6 Directividad

En la figura 3.6 subrayado en color rojo se puede observar la directividad a 1.85 GHz, esta tiene un valor de 3.87 dBi.

En la figura 3.7 se puede observar la directividad de la antena rectangular, expresada en coordenadas polares.

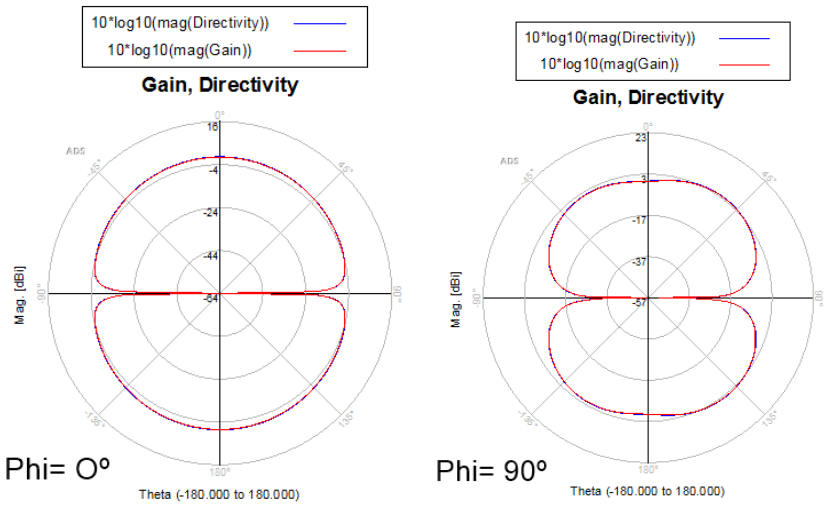


Figura 3. 7 Ganancia y directividad del elemento rectangular con valores de Φ=0 º y Φ=90 º

3.1.7 Eficiencia de radiación

Subrayado en color azul, en la figura 3.6 se observa el valor de eficiencia de radiación de la antena rectangular, esta es de 95.79%.

3.1.8 Lóbulos de radiación

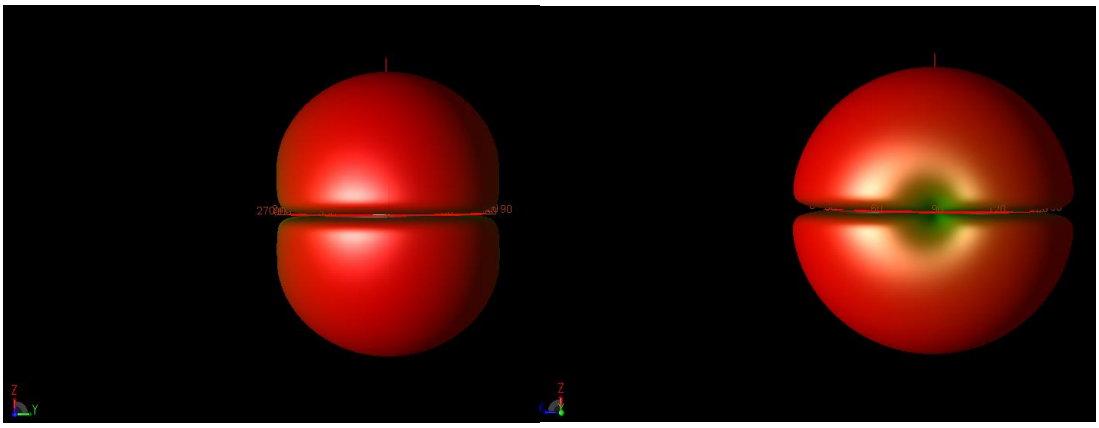


Figura 3. 8 Lóbulos de radiación en 3D de la antena rectangular a 1.85 GHz, vista frontal y vista lateral respectivamente

3.1.9 Polarización

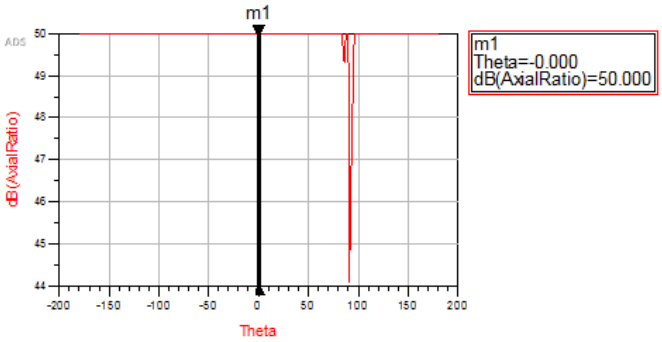


Figura 3. 9 Relación axial de la antena rectangular a 1.85 GHz

La relación axial es una manera de medir la polarización de una antena [45]. La figura 3.9 presenta la relación axial para el único elemento rectangular a una frecuencia de 1.85 GHz, en el barrido de -180° a 180°para el ángulo θ. El marcador *m1* indica el valor de la relación axial de 50 dB para θ=0°.

3.2 RESULTADOS DE UN ÚNICO ELEMENTO EN FORMA DE E

A través de las principales características eléctricas y de radiación, se presentan a continuación los resultados de la simulación realizada en Advanced Design System ADS.

3.2.1 Pérdidas por retorno y frecuencia de operación

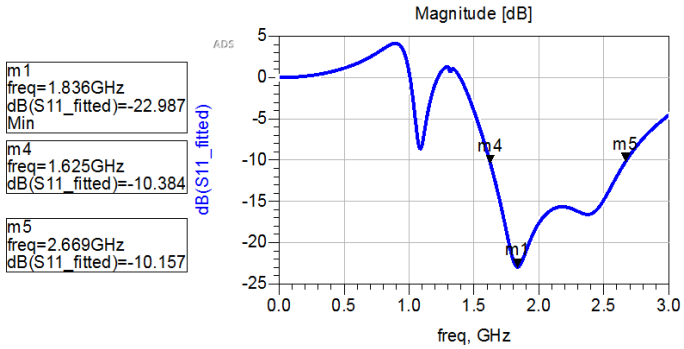


Figura 3. 10 Pérdidas por retorno y frecuencia de operación para la antena en forma de E

En la figura 3.10 se presentan los resultados de frecuencia de operación y pérdidas por retorno. El marcador *m1* señala una frecuencia central de 1.836 GHz, las pérdidas por retorno en este punto son de -22.987 dB.

3.2.2 Ancho de banda

En la figura 3.10 también se observa el ancho de banda para la antena en forma de E diseñada, los marcadores *m4* y *m5* señalan la frecuencia inferior y superior respectivamente, obtenida en -10 dB. La frecuencia inferior tiene un valor de 1.625 GHz y la frecuencia superior tiene un valor de 2.669 GHz. La ecuación 1.32 permite obtener el ancho de banda a partir de estas frecuencias.

$$BW = 2.669\ GHz - 1.625\ GHz$$

$$BW = 1.044\ GHz.$$

3.2.3 Impedancia de acoplamiento

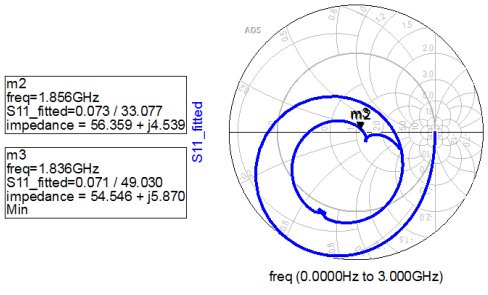


Figura 3. 11 Impedancia de acoplamiento para el elemento en forma de E.

La figura 3.11 muestra una carta de Smith donde se encuentra graficada la impedancia para el elemento rectangular, a 1.85 GHz presenta una impedancia de 56.369 Ω.

3.2.4 VSWR

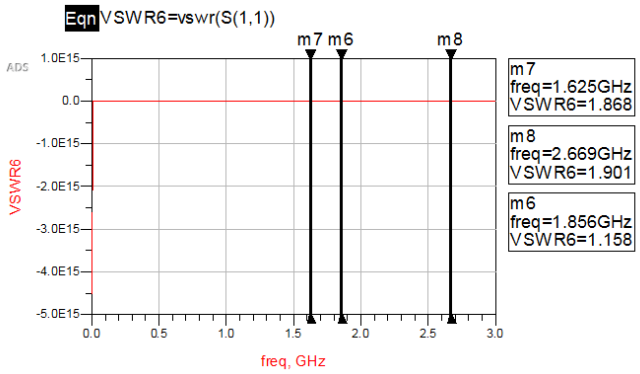


Figura 3. 12 VSWR para el único elemento en forma de E

Para simular el VSWR de la antena en forma de E, se siguió el mismo procedimiento indicado en la simulación del VSWR para la antena rectangular.

En la figura 3.12 se observa, una aparente línea horizontal recta, la cual dista de la gráfica esperada para VSWR, sin embargo, el marcador *m6* indica un valor VSWR de 1.158, como además el marcador *m7 y m8* señalan el VSWR de 1.868 y 1.901 correspondientes a la frecuencia inferior y superior del ancho de banda. Esto se produce ya que la escala del eje “y” es muy grande, debido a la introducción de la fórmula que no es propia de ADS, además la forma de la antena no es regular.

3.2.5 Ganancia

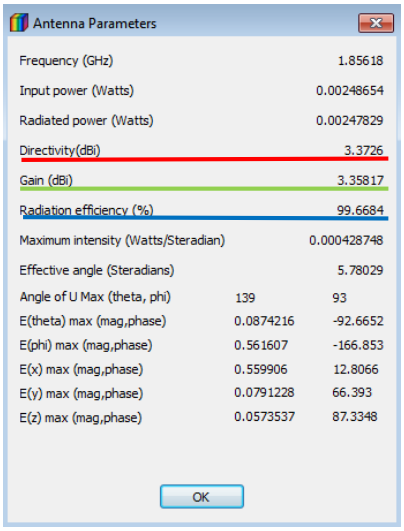


Figura 3. 13 Parámetros de radiación del único elemento en forma de E

La figura 3.13 muestra algunos parámetros de radiación de la antena en forma de E. Subrayado en color verde se observa la ganancia de la antena a 1.85 GHz, esta tiene un valor de 3.358 dBi.

En la figura 3.14 se puede observar la ganancia de la antena en forma de E, expresada en coordenadas polares.

3.2.6 Directividad

En la figura 3.13 subrayado en color rojo se puede observar la directividad a 1.85 GHz, esta tiene un valor de 3.37 dBi.

En la figura 3.14 se puede observar la directividad de la antena tipo E, expresada en coordenadas polares.

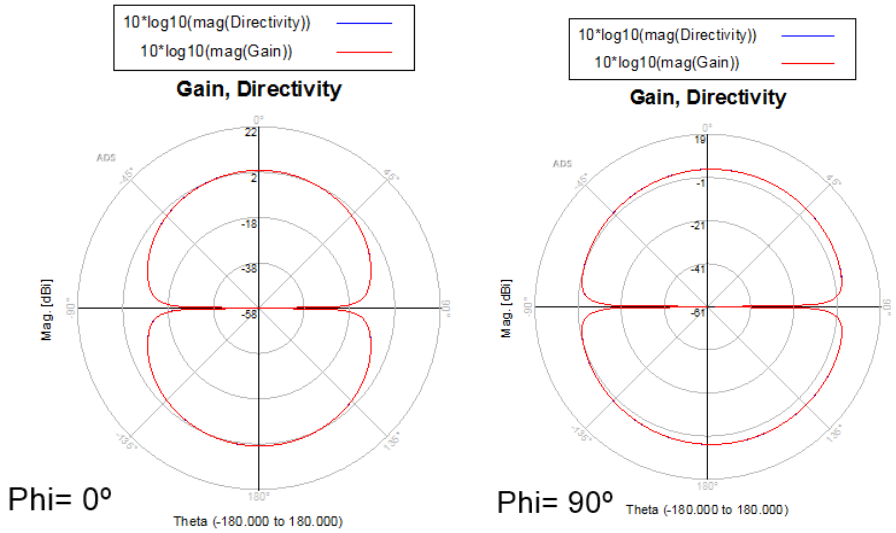


Figura 3. 14 Ganancia y directividad del elemento tipo E con valores de Φ=0 º y Φ=90 º

3.2.7 Eficiencia de radiación

Subrayado en color azul, se observa en la figura 3.13 el valor de eficiencia de radiación de la antena en forma de E, esta es de 99.67%.

3.2.8 Lóbulos de radiación

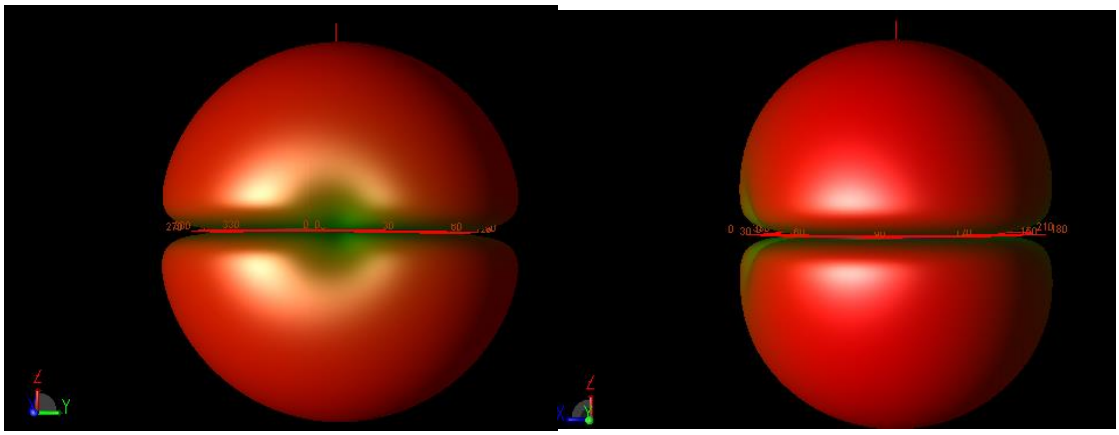


Figura 3. 15 Lóbulos de radiación en 3D de la antena en forma de E a 1.85 GHz, vista frontal y vista lateral respectivamente.

3.2.9 Polarización

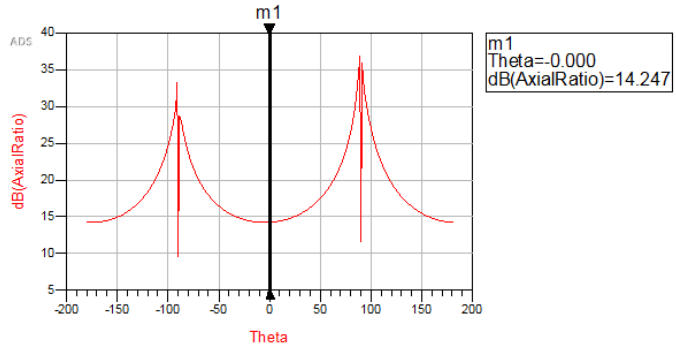


Figura 3. 16 Relación axial de la antena tipo E a una frecuencia de 1.85 GHz

La figura 3.16 presenta la relación axial para el único elemento en forma de E a una frecuencia de 1.85 GHz, en el barrido de -180° a 180°para el ángulo θ. El marcador *m1* indica el valor de la relación axial de 14.24 dB para θ=0°.

3.3 RESULTADOS DEL ARREGLO DE 16 ELEMENTOS RECTANGULARES

Esta subsección presenta los resultados para todo el arreglo de 16 elementos rectangulares, así como también los resultados para cada antena al interior del arreglo. Además, se presentan los resultados del acoplamiento mutuo entre elementos.

3.3.1 Parámetros de radiación por cada elemento del arreglo

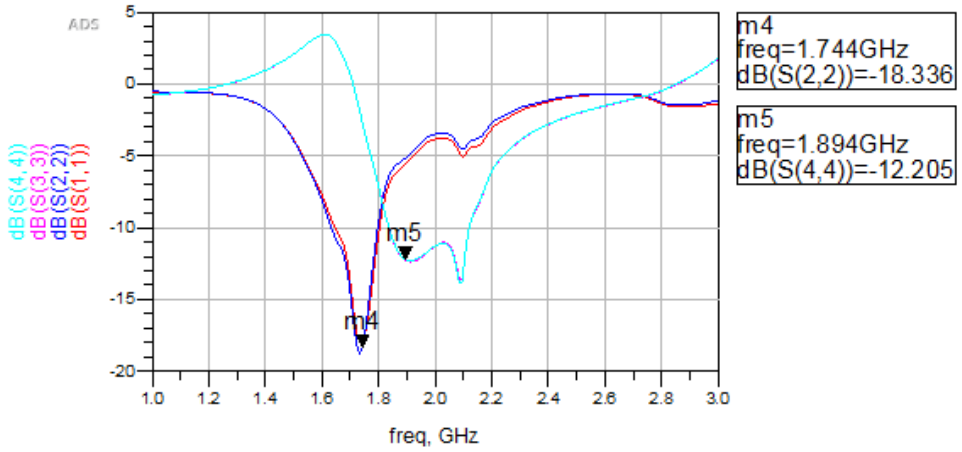


Figura 3. 17 Pérdidas de retorno para las antenas rectangulares 1, 2, 3 y 4 en el arreglo seleccionado

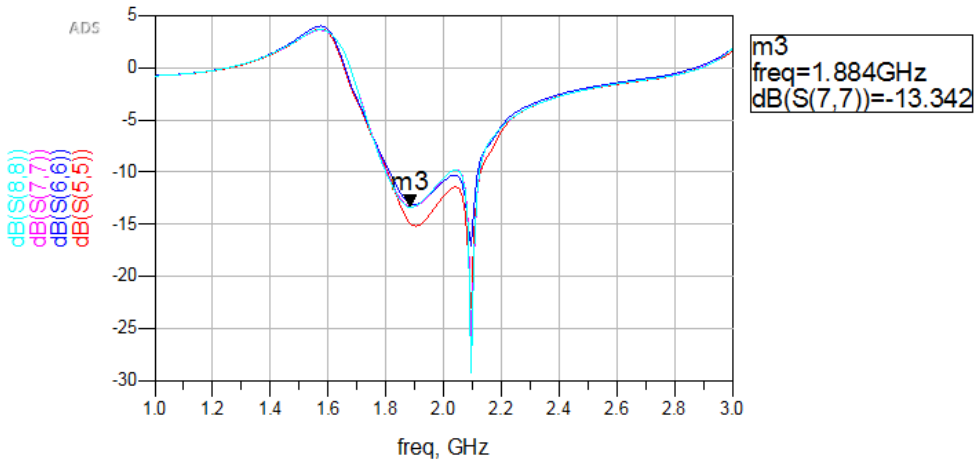


Figura 3. 18 Pérdidas de retorno para las antenas rectangulares 5, 6, 7 y 8 en el arreglo seleccionado

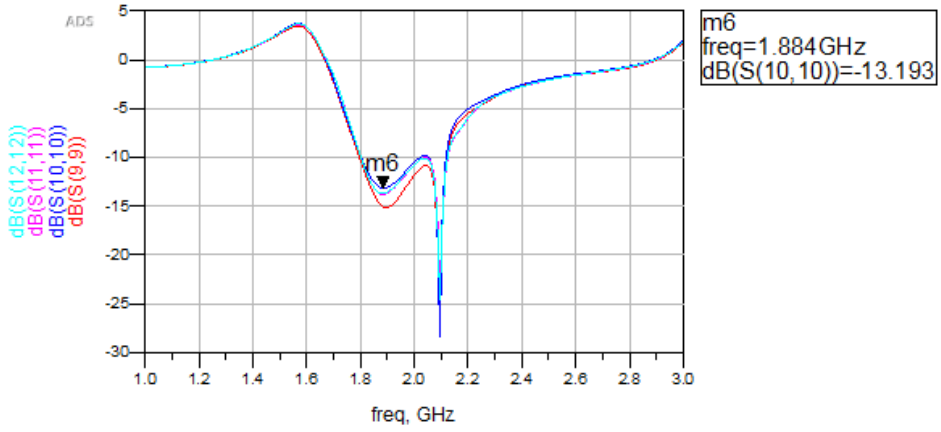


Figura 3. 19 Pérdidas de retorno para las antenas rectangulares 9, 10, 11 y 12 en el arreglo seleccionado

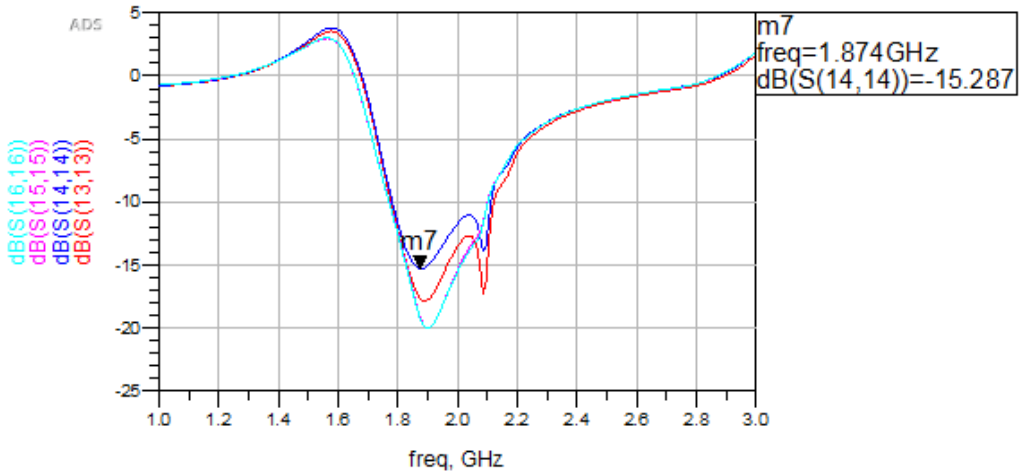


Figura 3. 20 Pérdidas de retorno para las antenas rectangulares 13, 14, 15 y 16 en el arreglo seleccionado

Las figuras 3.17, 3.18, 3.19 y 3.20 muestran las gráficas de las pérdidas de retorno para los 16 elementos, además los marcadores *m3, m4, m5, m6 y m7* señalan los valores de pérdidas de retorno y frecuencia central para algunos elementos. Los valores de pérdidas de retorno y frecuencia para todas las antenas se muestran como parte de la información relevante incluida en la tabla 3.1.

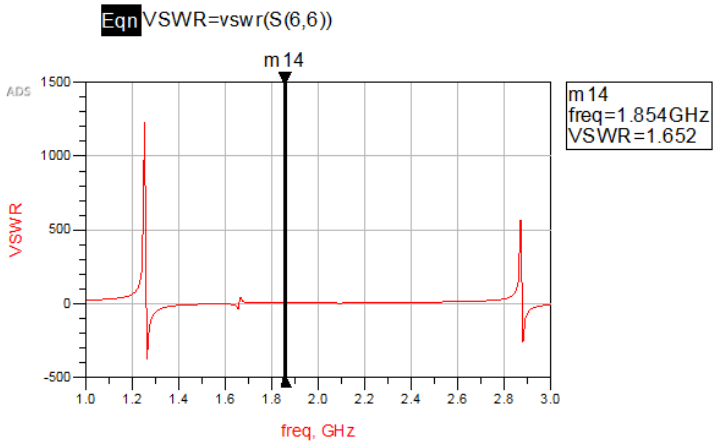


Figura 3. 21 VSWR para el elemento 6 en el arreglo

En la figura 3.21 se aprecia el parámetro VSWR, al igual que en la figura 3.12 se presentan escalas muy grandes debido a la ecuación ingresada lo que repercute en la gráfica. Sin embargo, se de indicar que el marcador *m14* señala el valor de VSWR para la antena 6 en la frecuencia de 1.85 GHz.

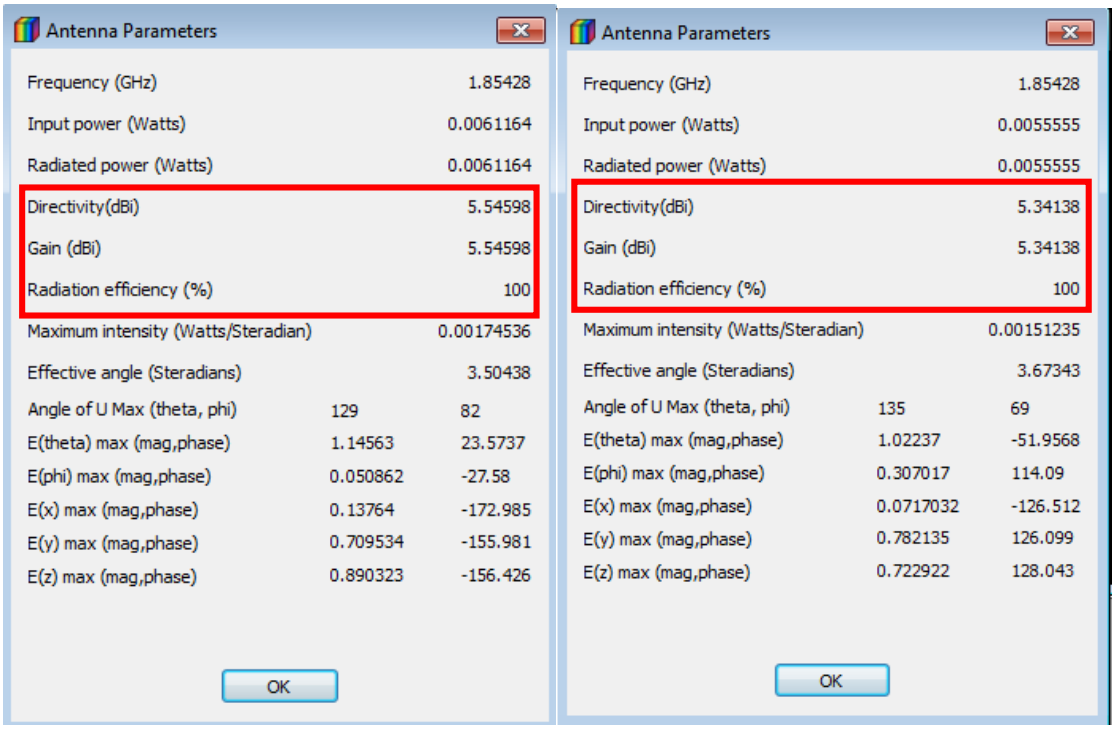


Figura 3. 22 Parámetros para los elementos rectangulares 5 y 13

La figura 3.22 presenta los resultados de la simulación en ADS de los parámetros de los elementos que ocupan la posición 5 y 13. El recuadro rojo, indica los valores de ganancia, directividad y eficiencia de radiación.

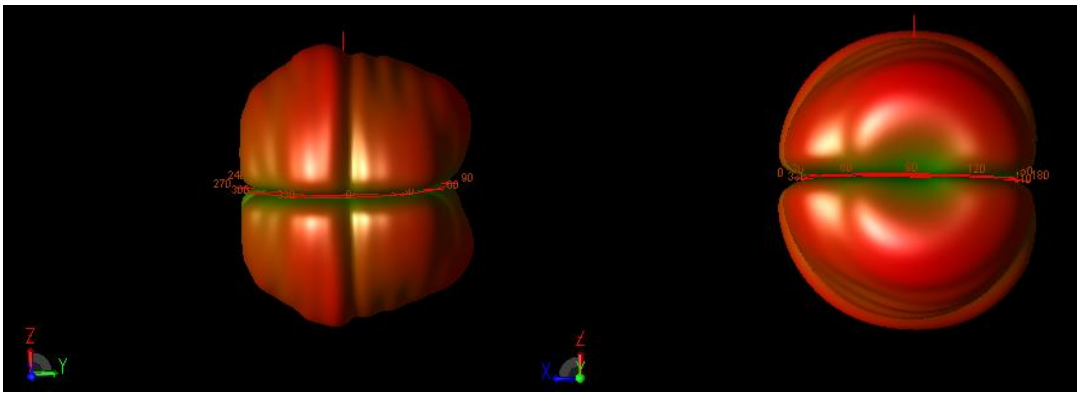


Figura 3. 23 Lóbulos de radiación en 3D del elemento número 6 a una frecuencia de 1.85 GHz, vista frontal y vista lateral respectivamente.

Como una referencia la figura 3.23 presenta los lóbulos de radiación de la antena que ocupa la sexta posición al interior del arreglo, el lado izquierdo corresponde a la vista frontal del lóbulo, en tanto que el lado derecho representa la vista lateral.

Las figuras 3.21 y 3.22 son referenciales, únicamente para indicar la simulación en ADS de estos parámetros. Los valores de todos los elementos, en cuanto a VSWR, ganancia, directividad y eficiencia de radiación, son presentados en la tabla 3.1.

La figura 3.23 de igual manera es referencial, se la incluye únicamente para indicar la simulación en ADS correspondiente a los lóbulos de radiación. Los lóbulos de radiación de todas las antenas se presentan en la tabla 3.2

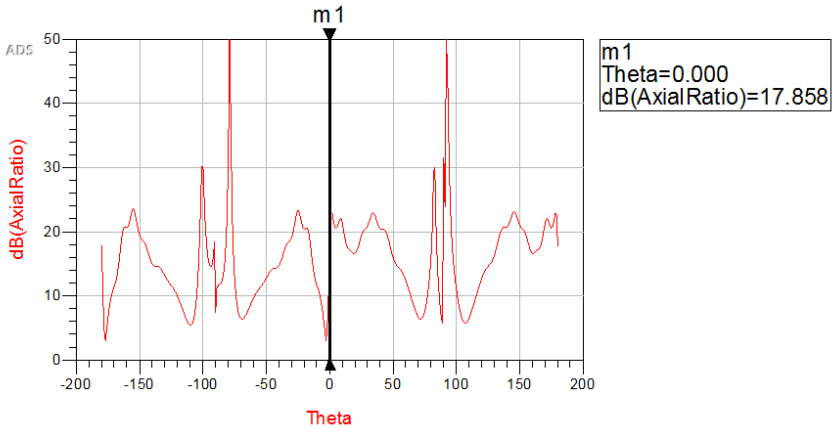


Figura 3. 24 Relación axial del elemento rectangular 15 a una frecuencia de 1.85 GHz

Como se mencionó anteriormente la relación axial permitirá realizar el análisis de polarización de los elementos. La figura 3.24 presenta la relación axial en dBs vs θ en un barrido de -180° a 180° para el elemento número 15 al interior del arreglo de antenas rectangulares, el marcador *m1* señala una relación axial de 17.85 dBs para θ=0°.

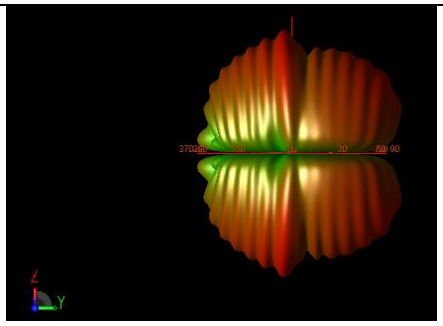
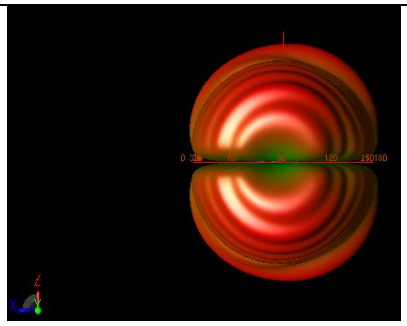
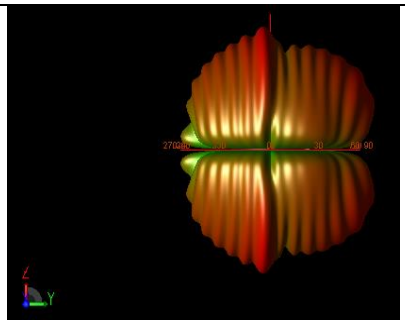
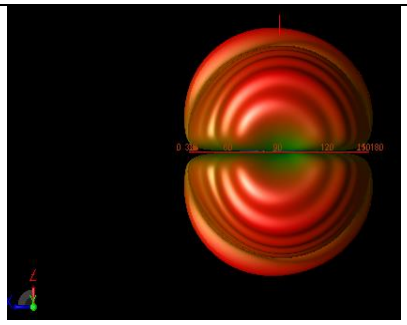
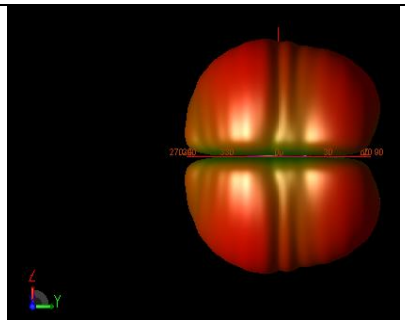
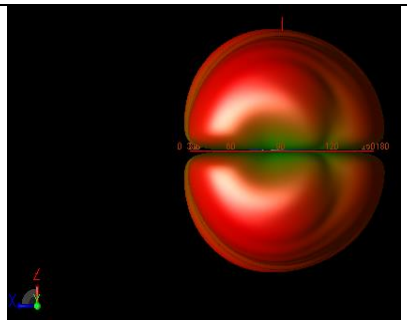
La figura 3.24 es referencial, se la incluye únicamente para indicar la simulación en ADS correspondiente a la relación axial y polarización. Los valores de relación axial para todos los elementos rectangulares del arreglo son incluidos en la tabla 3.1.

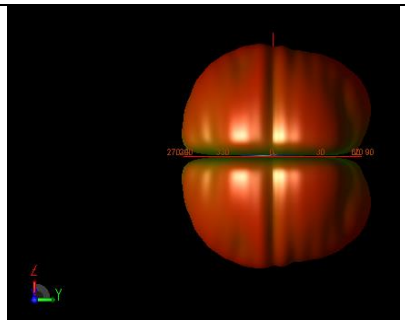
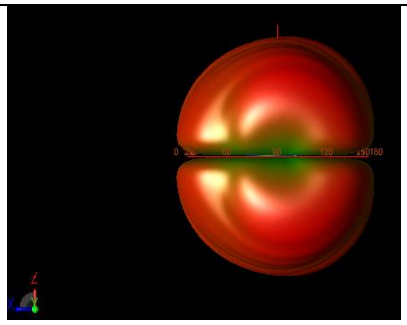
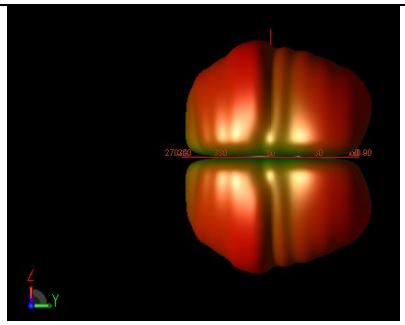
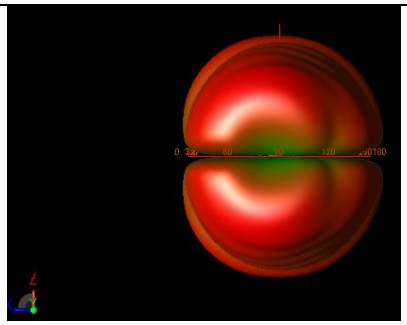
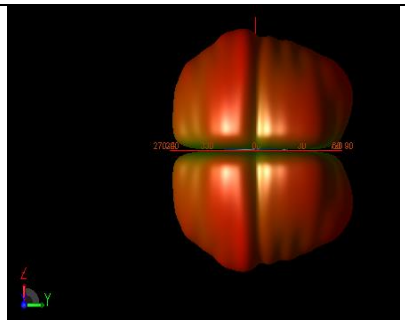
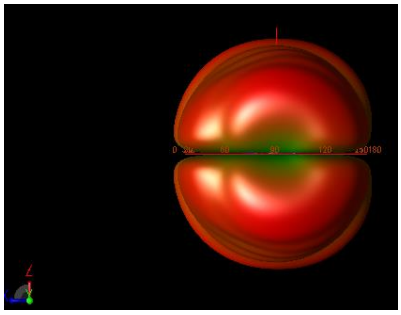
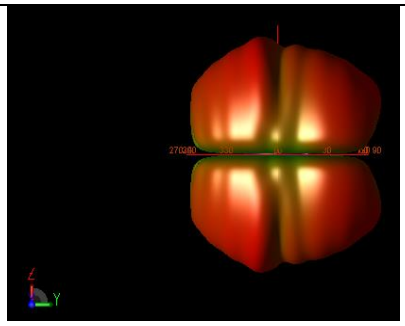
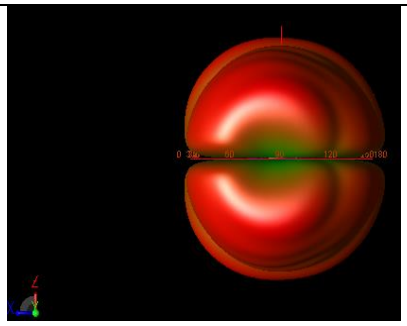
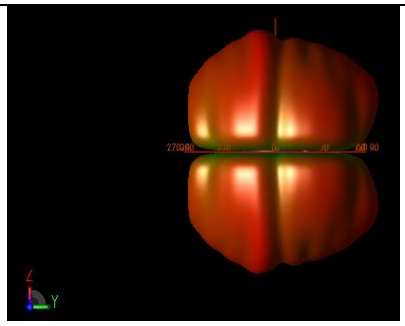
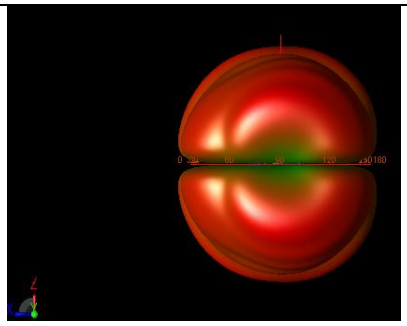
Tabla 3. 1 Parámetros de radiación para cada elemento rectangular del arreglo seleccionado a una frecuencia de 1.85 GHz.

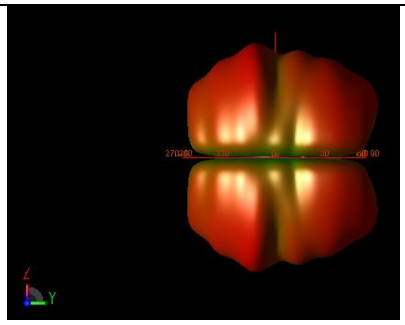
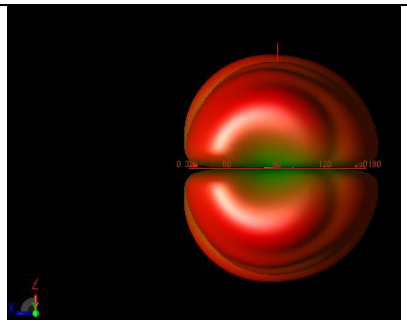
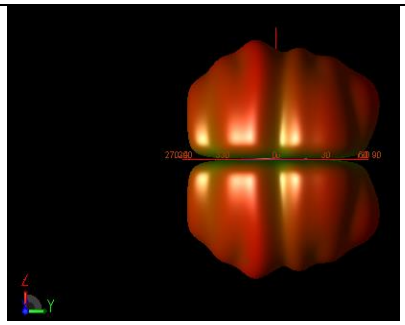
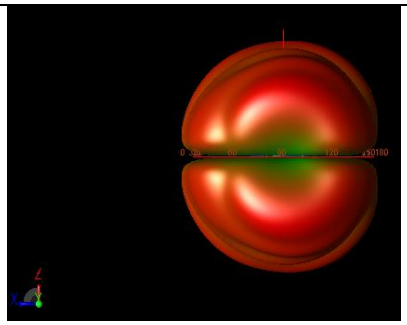
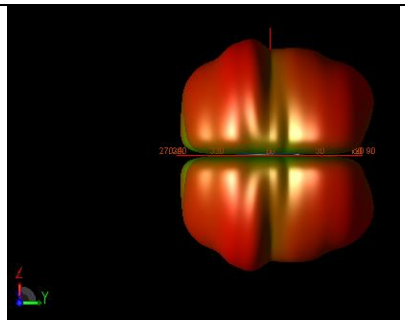
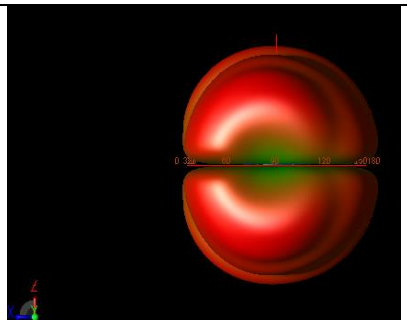
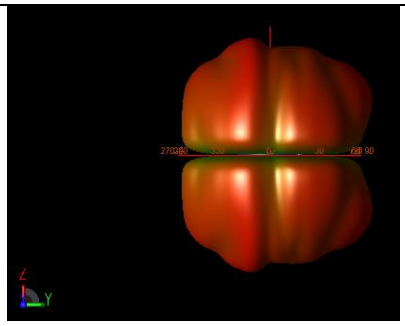
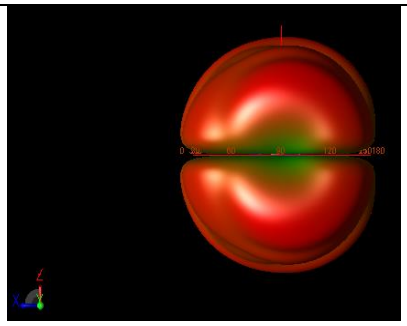
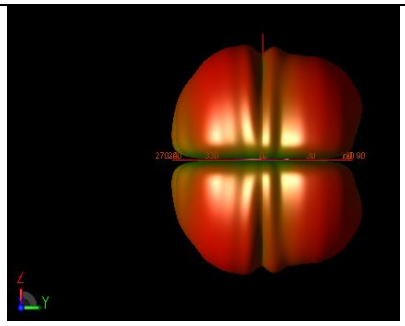
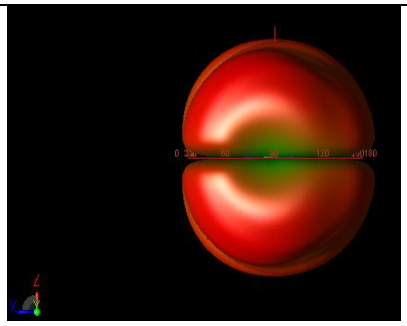
Posición de Elemento	Perdidas de Retorno [dB]	Impedancia [Ω]	VSWR	Ganancia [dBi]	Directividad [dBi]	Eficiencia de radiación %	Relación axial [dB]
1	-11.23	37.02	2.86	7.28	7.28	100	22.72
2	-11.23	35.560	3.107	7.32	7.32	100	23.19
3	-11.07	32.92	1.77	5.43	5.43	100	14.64
4	-11.05	33.10	1.77	5.44	5.44	100	14.50
5	-13.45	33.745	1.54	5.54	5.54	100	16.18
6	-12.18	33.13	1.65	5.61	5.61	100	16.17
7	-12.68	33.61	1.60	5.59	5.59	100	16.12
8	-12.82	34.06	1.59	5.55	5.55	100	16.45
9	-14.04	34.60	1.49	5.77	5.77	100	16.02

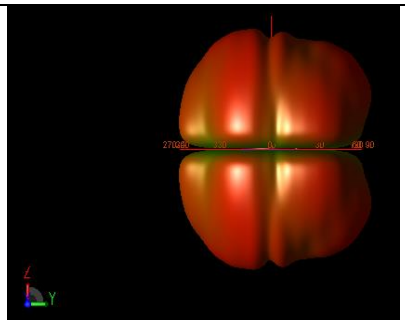
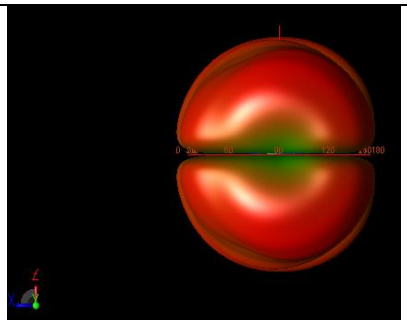
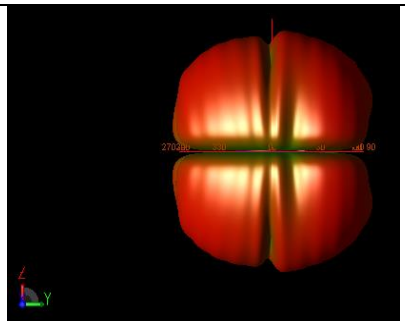
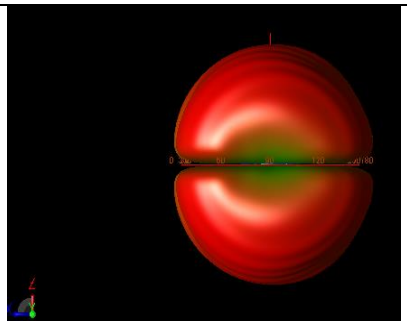
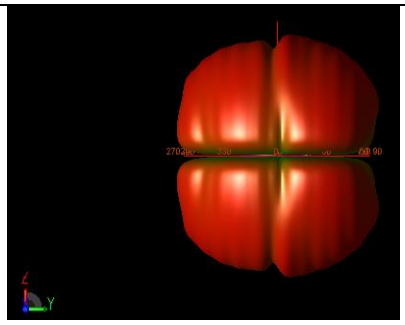
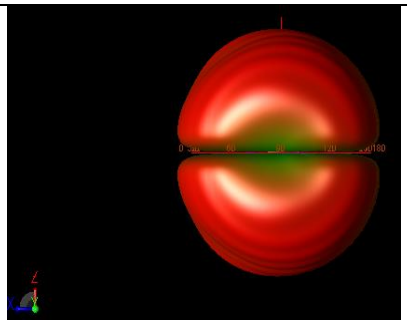
10	-12.698	33.96	1.60	5.87	5.87	100	16
11	-13.279	35.05	1.55	5.44	5.44	100	15.97
12	-13.25	35.22	1.55	5.44	5.44	100	15.78
13	-16.67	37.99	1.34	5.34	5.34	100	14.94
14	-14.94	37.31	1.43	5.34	5.34	100	14.78
15	-17.46	38.55	1.30	3.85	3.85	100	17.85
16	-17.60	38.84	1.30	3.85	3.85	100	17.99

Tabla 3. 2 Lóbulos de radiación para cada elemento del arreglo, vista frontal y vista lateral

Posición de Elemento	VISTA FRONTAL	VISTA LATERAL
1		
2		
3		

4		
5		
6		
7		
8		

9		
10		
11		
12		
13		

14		
15		
16		

Hasta aquí se han presentado los parámetros eléctricos y de radiación en cuanto a: pérdidas de retorno, impedancia de acoplamiento, VSWR, ganancia, directividad, eficiencia de radiación, relación axial(polarización) de cada elemento rectangular al interior del arreglo, así como también, se han presentado los lóbulos de radiación figurados en la tabla 3.2.

En sistemas MIMO y MIMO MASIVO las antenas tienden a tener un gran acoplamiento, que afecta directamente a los patrones de radiación y eleva la correlación entre antenas. [46].

A continuación, se presentan los resultados de acoplamiento mutuo con base en los parámetros S_{ij} donde $i \neq j$.

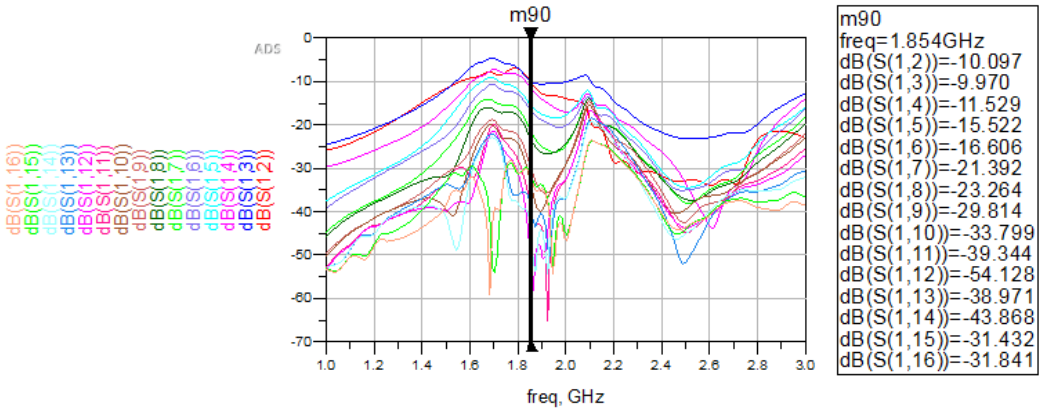


Figura 3. 25 Parámetros S_{ij} para la antena 1 con respecto a los demás elementos del arreglo a una frecuencia de 1.854 GHz.

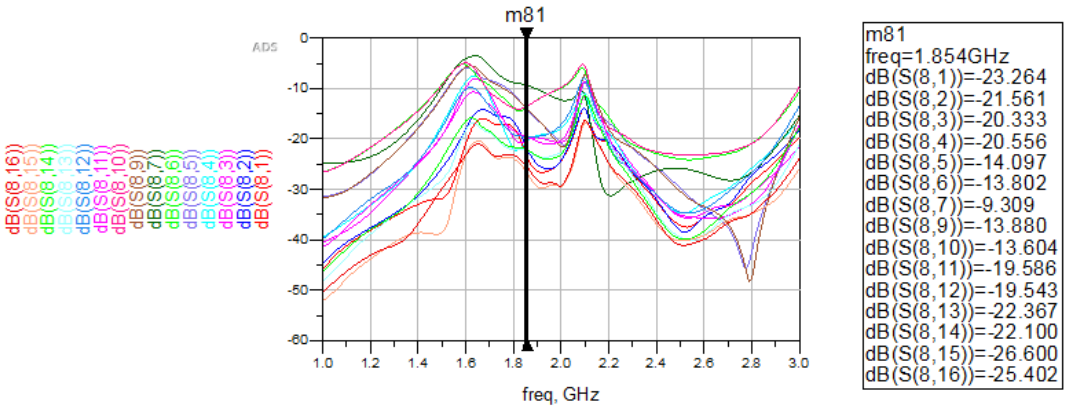


Figura 3. 26 Parámetros S_{ij} para la antena 8 con respecto a los demás elementos del arreglo a una frecuencia de 1.854 GHz.

Las figuras 3.25 y 3.26 son referenciales, únicamente para indicar la simulación en ADS de estos parámetros.

Tabla 3. 3 Valores de acoplamiento mutuo en dBs entre los elementos rectangulares del arreglo a través de los parámetros S_{ij} a una frecuencia de 1.854 GHz.

Antena	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
1	-	-10.09	-9.97	-11.52	-15.52	-16.6	-21.39	-23.26	-29.81	-33.79	-39.34	-54.12	-38.97	-43.86	-31.43	-31.84
2	-10.09	--	-11.57	-10.06	-16.58	-15.69	-23.17	-21.56	-32.89	-30.28	-53.25	-39.94	-40.91	-39.95	-31.83	-31.35
3	-9.97	-11.57	--	-7.81	-15.08	-15.19	-20.74	-20.33	-23.01	-23.02	-27.19	-27.69	-32.65	-33.02	-34	-34.05
4	-11.52	-10.06	-7.81	-	-15	-14.12	-20.39	-20.55	-23.02	-23.03	-27.75	-27.17	-33.11	-32.74	-34.14	-34.15
5	-15.52	-16.58	-14.08	-15	-	-8.71	-13.85	-14.09	-19.67	-19.55	-22.75	-22.97	-26.47	-27.48	-30.79	-31.91
6	-16.6	-15.69	-15.19	-14.12	-8.71	-	-14.18	-13.8	-19.35	-19.79	-23.03	-22.66	-27.44	-26.61	-31.96	-30.97
7	-21.39	-23.17	-20.74	-20.39	-13.85	-14.18	-	-9.3	-13.41	-14	-19.63	-19.48	-21.95	-22.41	-25.38	-26.56
8	-23.26	-21.56	-20.33	-20.55	-14.09	-13.8	-9.3	-	-13.88	-13.6	-19.58	-19.54	-22.36	-22.1	-26.6	-25.4
9	-29.81	-32.89	-23.01	-23.02	-19.67	-19.35	-13.41	-13.88	--	-8.97	-13.37	-14.18	-18.43	-18.51	-20.44	-20.75
10	-33.79	-30.28	-23.02	-23.03	-19.55	-19.79	-14	-13.6	-8.97	--	-14.19	-13.38	-18.34	-18.54	-20.75	-20.4
11	-39.34	-53.25	-27.19	-27.75	-22.75	-23.03	-19.63	-19.58	-13.37	-14.19	-	-9.59	-12.32	-13.75	-16.99	-16.25
12	-54.12	-39.94	-27.69	-27.17	-22.97	-22.66	-19.48	-19.54	-14.18	-13.38	-9.59	-	-13.69	-12.47	-16.28	-16.93
13	-38.97	-40.91	-32.65	-33.11	-26.47	-27.44	-21.95	-22.36	-18.43	-18.34	-12.32	-13.69	-	-10.35	-11.79	-11.14
14	-43.86	-39.95	-33.02	-32.74	-27.48	-26.61	-22.41	-22.1	-18.51	-18.54	-13.75	-12.47	-10.35	-	-11.13	-11.79
15	-31.43	-31.83	-34	-34.14	-30.79	-31.96	-25.38	-26.6	-20.44	-20.75	-16.99	-16.28	-11.79	-11.13	-	-11.56
16	-31.84	-31.35	-34.05	-34.15	-31.91	-30.97	-26.56	-25.4	-20.75	-20.4	-16.25	-16.93	-11.14	-11.79	-11.56	-

La figura 3.25 presenta las gráficas de los parámetros S_{ij}, donde $i \neq j$, estos parámetros indican el valor del acoplamiento mutuo entre la antena 1 y todos los elementos del arreglo. El marcador *m90 señala* el valor de acoplamiento mutuo a una frecuencia de 1.85 GHz entre las antenas mencionadas.

Como referencia también en la figura 3.26 se presentan las gráficas de los parámetros S_{ij} donde $i \neq j$, estos parámetros indican el valor del acoplamiento mutuo entre la antena 8 y todos los elementos del arreglo. El marcador *m81 señala* el valor de acoplamiento mutuo a una frecuencia de 1.85 GHz entre las antenas mencionadas.

Los valores de acoplamiento mutuo, mediante los parámetros S_{ij} para todos los elementos se presentan en la tabla 3.3, estos resultados serán discutidos y analizados en la siguiente sección.

3.3.2 Parámetros de radiación para todo el arreglo de elementos rectangulares

Debido a la naturaleza y alcance de este trabajo los parámetros de impedancia de entrada, VSWR, ancho de banda, pérdidas de retorno, acoplamiento mutuo se simulan para cada antena al interior del arreglo. A continuación, se presentan los parámetros de radiación para todo el arreglo, tales como: ganancia, directividad, eficiencia de radiación, lóbulos de radiación, polarización.

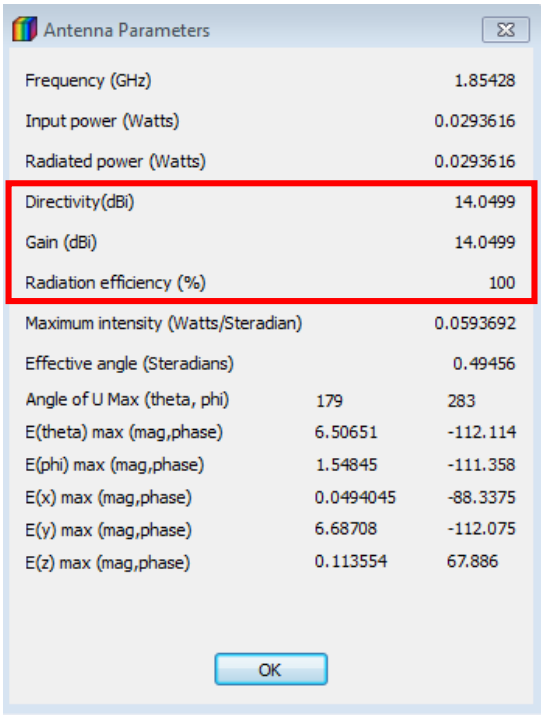


Figura 3. 27 Parámetros para el arreglo de elementos rectangulares

La figura 3.27 muestra los resultados de la simulación de todo el arreglo, considerando la alimentación con la misma amplitud, fase y frecuencia para cada elemento del arreglo. Se observa en el recuadro rojo, una directividad de 14.049 dBi, y una ganancia del mismo valor, 14.049 dBi, evidentemente, la eficiencia de radiación se sitúa en el 100%.

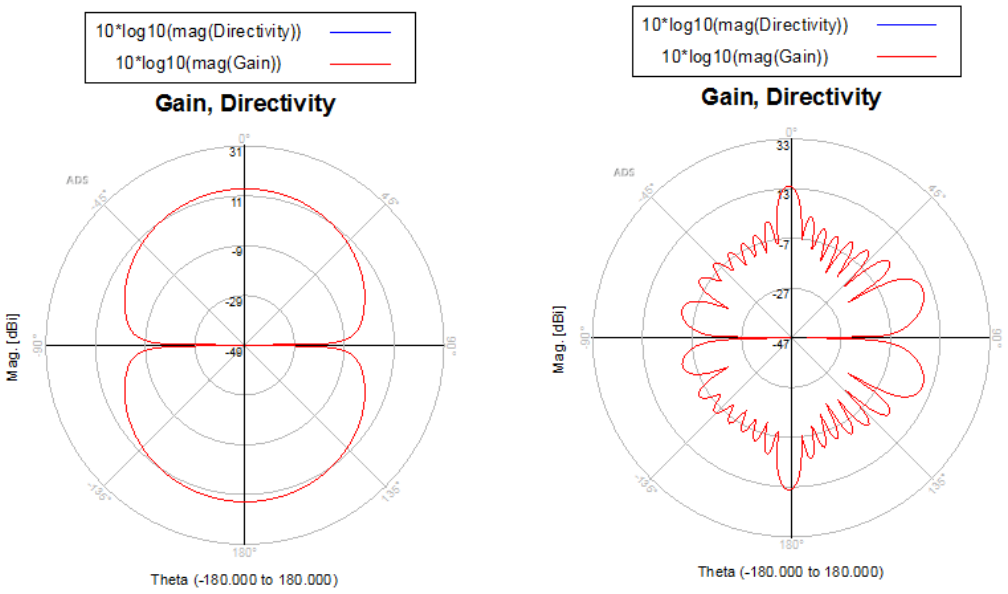


Figura 3. 28 Ganancia y directividad del arreglo con valores de Φ=0 º y Φ=90 º respectivamente

En la figura 3.28 y 3.29 se muestran las gráficas en coordenadas polares y en 3D respectivamente de la ganancia y directividad del arreglo; en el caso de las coordenadas polares se presenta al lado izquierdo la ganancia y directividad para un ángulo *Φ=0 º*, a la derecha se observa la ganancia y directividad para un ángulo *Φ=90 º*; en el caso de 3D a la izquierda se encuentra la vista frontal y a la derecha la vista lateral.

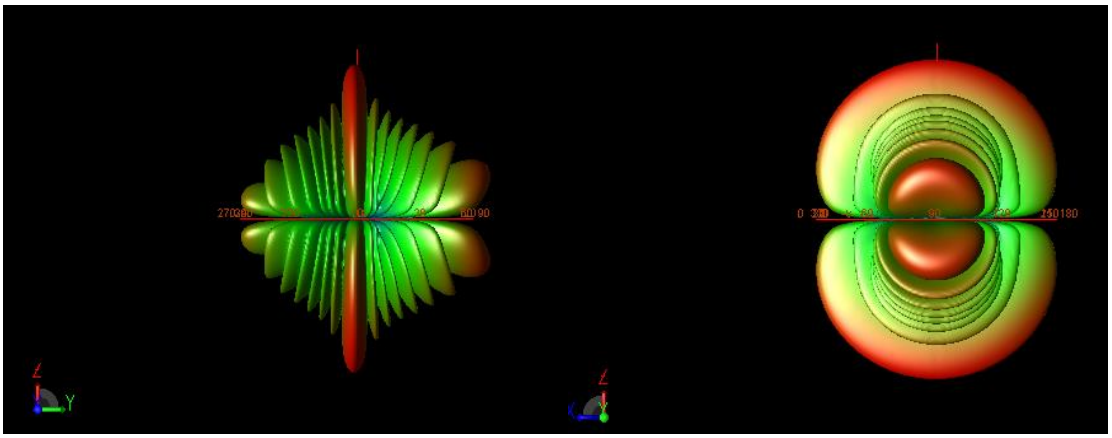


Figura 3. 29 Lóbulos de radiación en 3D para todo el arreglo de elementos rectangulares a 1.85 GHz, vista frontal y vista lateral respectivamente.

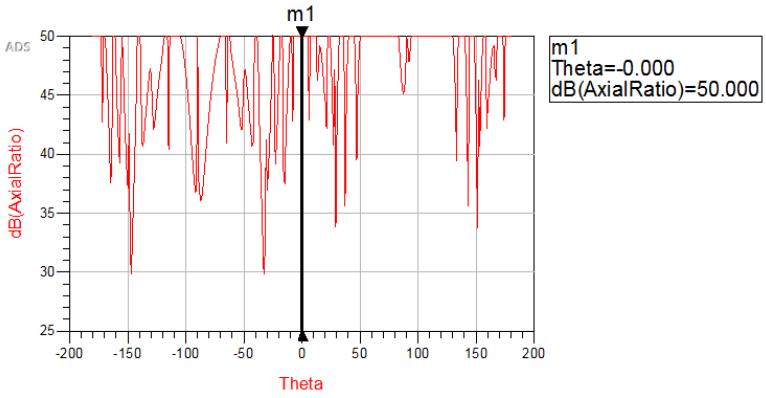


Figura 3. 30 Relación axial para todo el arreglo de elementos rectangulares a 1.85 GHz

La figura 3.30 presenta la relación axial para todo el arreglo de elementos rectangulares a 1.85 GHz vs θ. El marcador m1 señala una relación axial de 50 dBs para un ángulo θ=0°

3.4 RESULTADOS DEL ARREGLO DE 16 ELEMENTOS EN FORMA DE E

Esta subsección presenta los resultados para todo el arreglo de 16 elementos en forma de E, así como también los resultados para cada antena al interior del arreglo. Además, se presentan los resultados del acoplamiento mutuo entre elementos.

3.4.1 Parámetros de radiación por cada elemento del arreglo

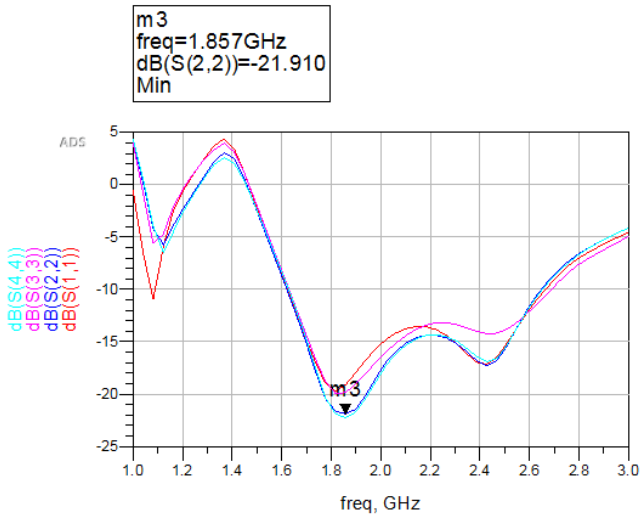


Figura 3. 31 Pérdidas de retorno para las antenas E 1, 2, 3 y 4 en el arreglo seleccionado

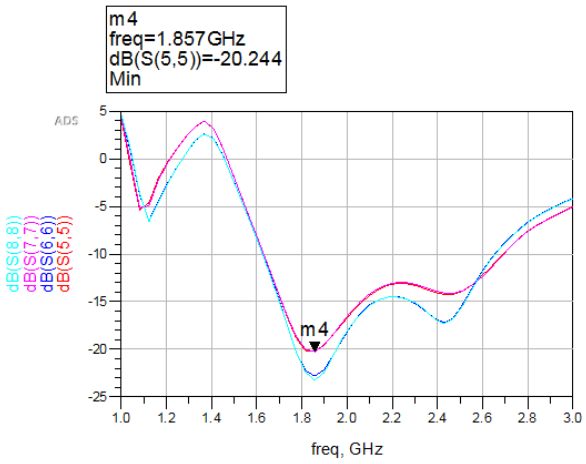


Figura 3. 32 Pérdidas de retorno para las antenas E 5, 6, 7 y 8 en el arreglo seleccionado

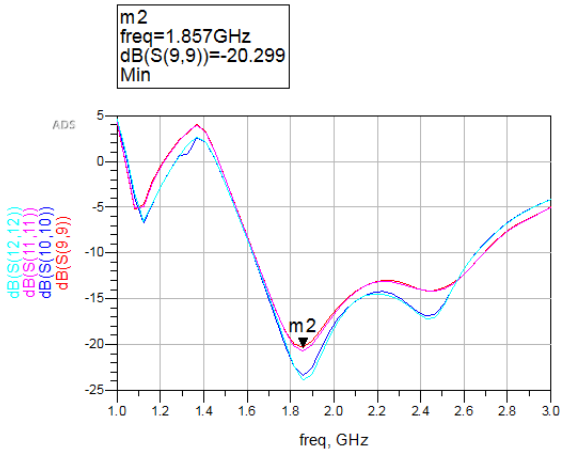


Figura 3. 33 Pérdidas de retorno para las antenas E 9, 10, 11 y 12 en el arreglo seleccionado

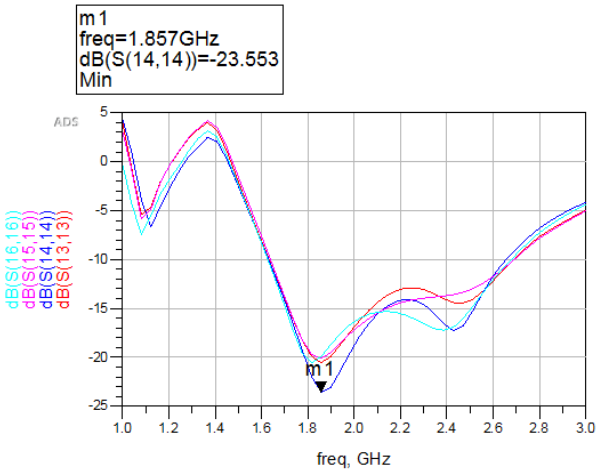


Figura 3. 34 Pérdidas de retorno para las antenas E 13, 14, 15 y 16 en el arreglo seleccionado

Las figuras 3.31, 3.32, 3.33 y 3.34 muestran las gráficas de las pérdidas de retorno para los 16 elementos, además los marcadores *m1, m2, m3, m4* señalan los valores de pérdidas de retorno y frecuencia central para algunos elementos. Los valores de pérdidas de retorno y frecuencia en su totalidad se muestran en la tabla 3.4 con los demás parámetros simulados.

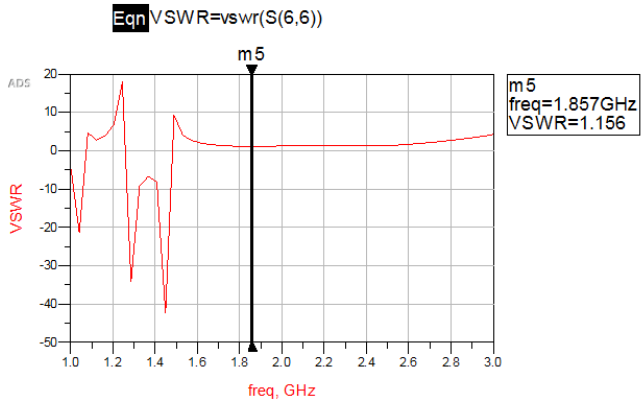


Figura 3. 35 Parámetro VSWR para el elemento 6 del arreglo de elementos en forma de E

En la figura 3.35 se aprecia el parámetro VSWR; debido a la ecuación ingresada se presentan escalas muy grandes al igual que en la figura 3.12 y 3.21, lo que repercute en la gráfica. Se muestra el marcador *m5* que señala el valor de VSWR para la antena 6 a la frecuencia de 1.85 GHz.

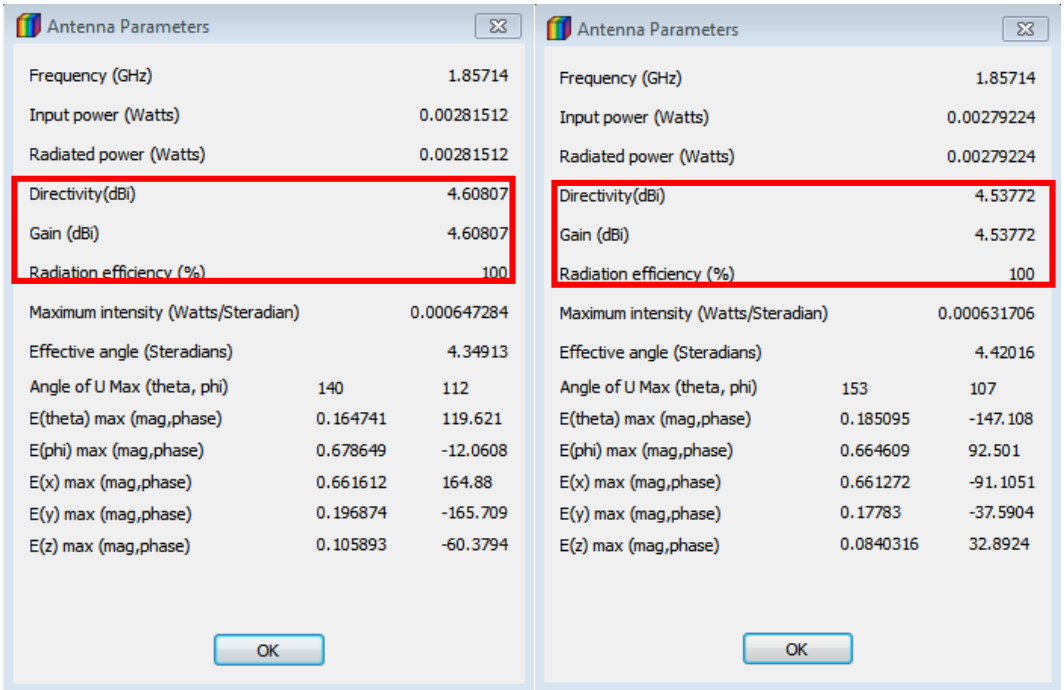


Figura 3. 36 Parámetros de radiación para los elementos E 5 y 13 del arreglo

La figura 3.36 presenta los resultados de la simulación en ADS de los parámetros de los elementos en forma de E que ocupan la posición 5 y 13. El recuadro rojo, indica los valores de ganancia, directividad y eficiencia de radiación.

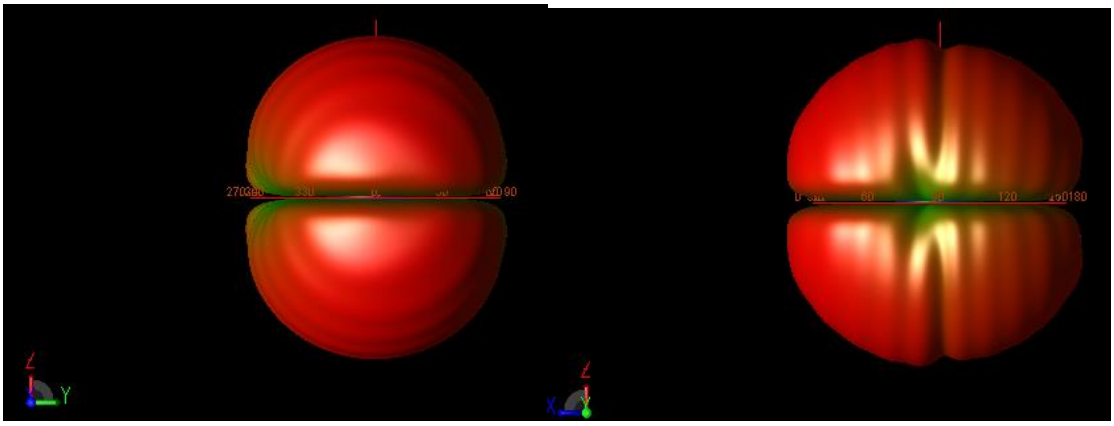


Figura 3. 37 Lóbulos de radiación del elemento en forma de E número 6 a una frecuencia de 1.85 GHz, vista frontal y vista lateral respectivamente.

Como referencia se presenta la figura 3.37 con los lóbulos de radiación de la antena en forma de E que ocupa la sexta posición al interior del arreglo, el lado izquierdo corresponde a la vista frontal del lóbulo, en tanto que el lado derecho representa la vista lateral.

Al igual que el arreglo de elementos rectangulares, las figuras 3.35 y 3.36 son referenciales, únicamente para indicar la simulación en ADS de estos parámetros. Los valores de todos los elementos, en cuanto a VSWR, ganancia, directividad, eficiencia de radiación y relación axial(polarización), son presentados en la tabla 3.4.

La figura 3.37 es referencial, únicamente para indicar la simulación en ADS correspondiente a los lóbulos de radiación. Los lóbulos de radiación de todas las antenas se presentan en la tabla 3.5.

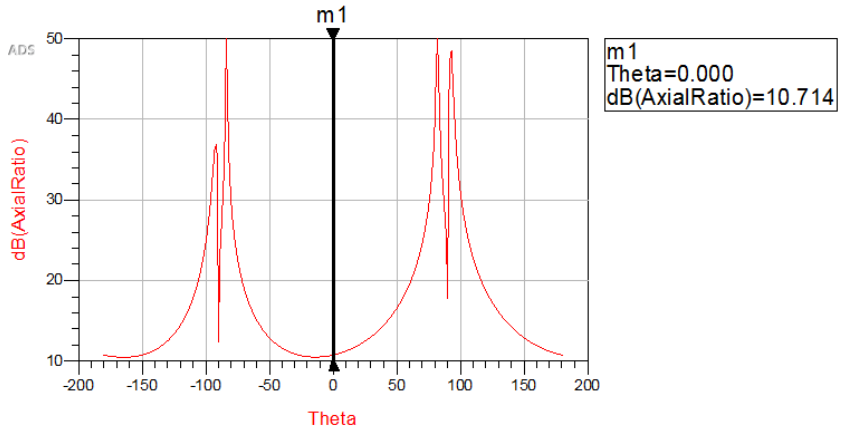


Figura 3. 38 Relación axial del elemento rectangular 15 a una frecuencia de 1.85 GHz

Como se mencionó anteriormente la relación axial permitirá realizar el análisis de polarización de los elementos. La figura 3.38 presenta la relación axial en dBs vs θ en un barrido de -180° a 180° para el elemento número 15 al interior del arreglo de antenas tipo E, el marcador *m1* señala una relación axial de 10.71 dBs para θ=0°.

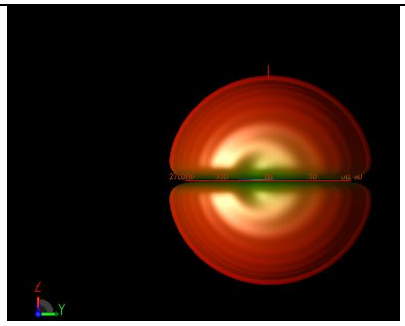
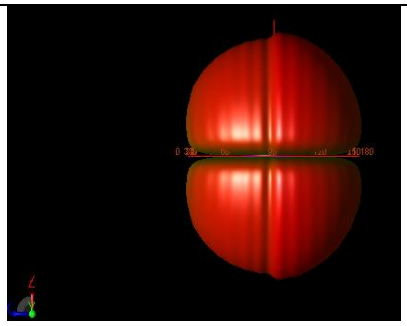
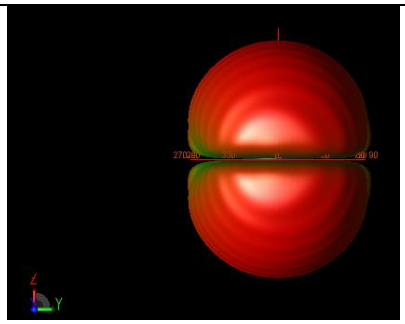
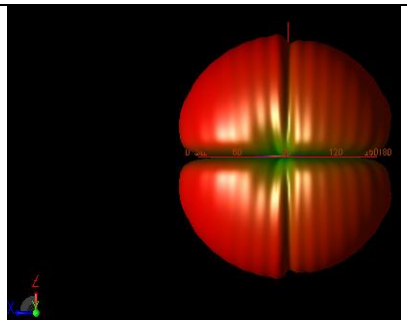
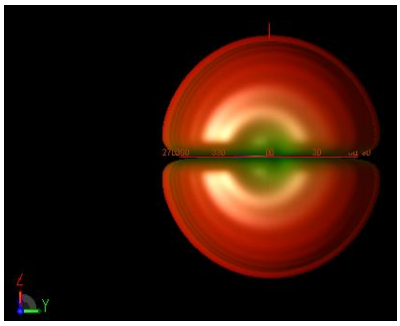
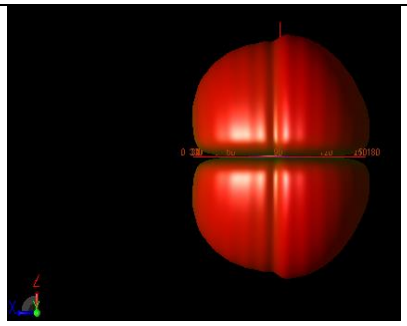
La figura 3.38 es referencial, se la incluye únicamente para indicar la simulación en ADS correspondiente a la relación axial y polarización. Los valores de relación axial para todos los elementos en forma de E del arreglo son incluidos en la tabla 3.4.

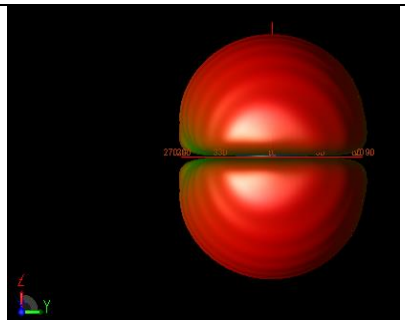
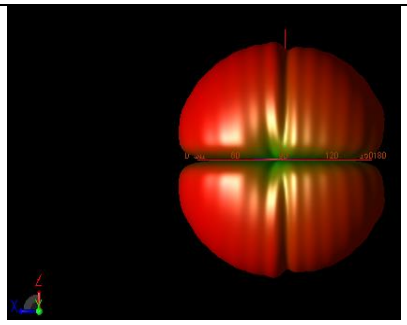
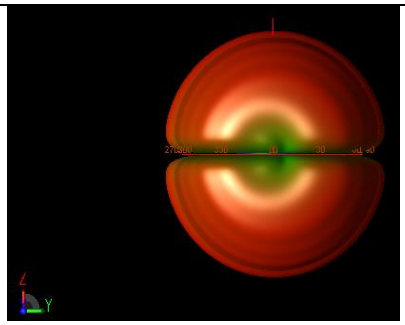
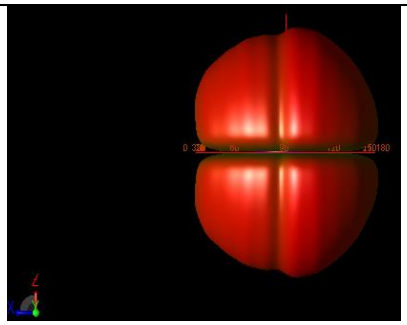
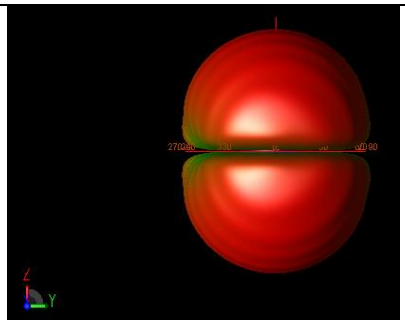
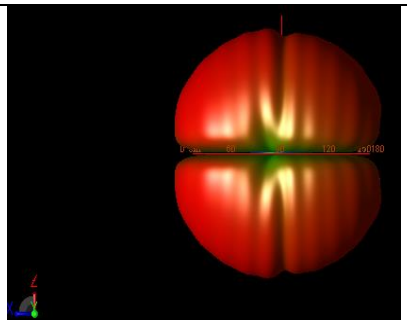
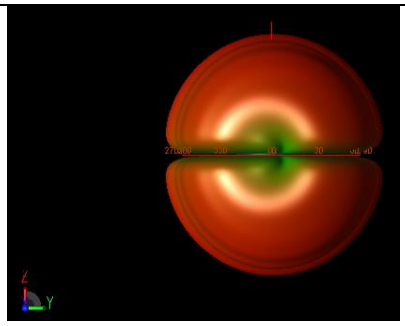
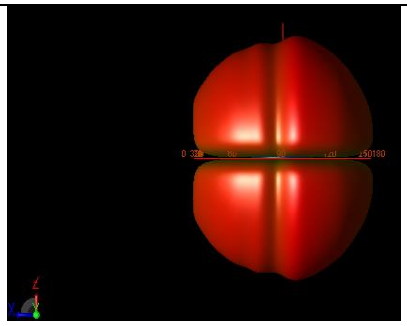
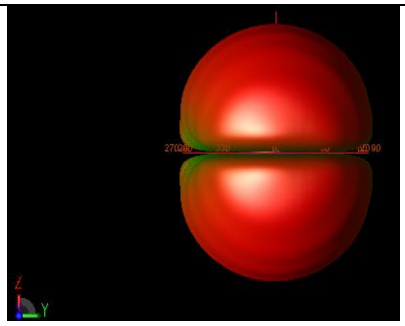
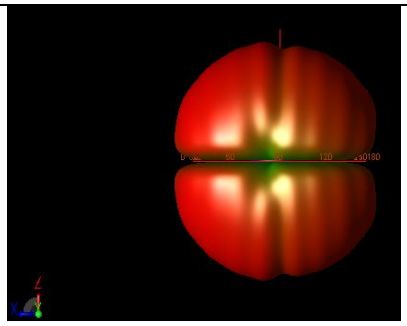
Tabla 3. 4 Parámetros de radiación para cada elemento en forma de E del arreglo a una frecuencia de 1.85 GHz.

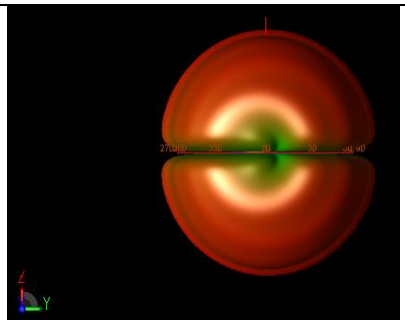
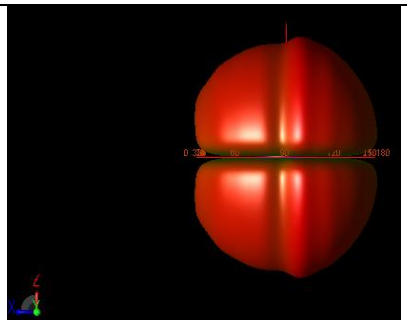
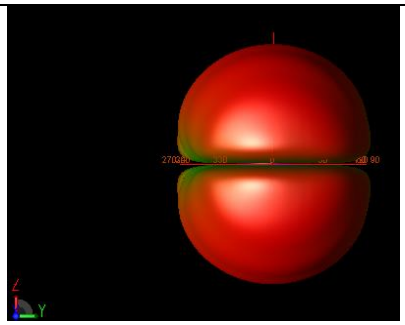
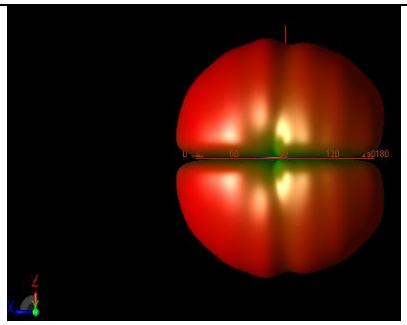
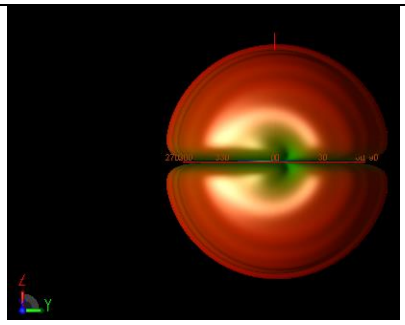
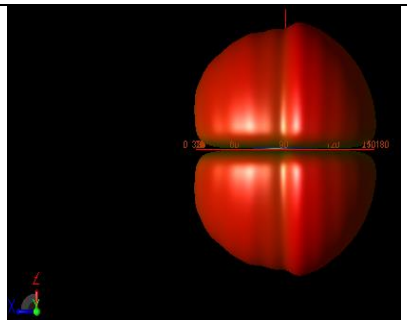
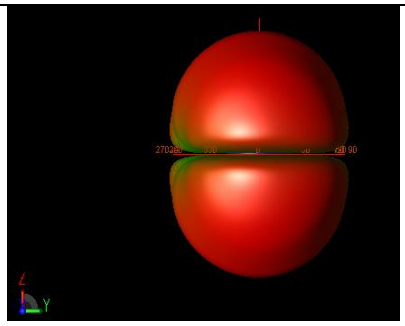
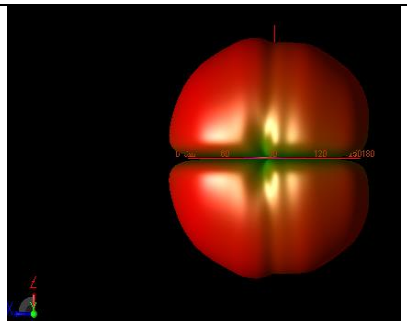
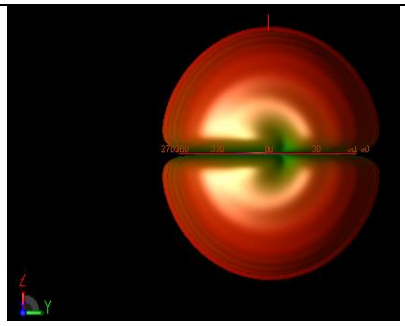
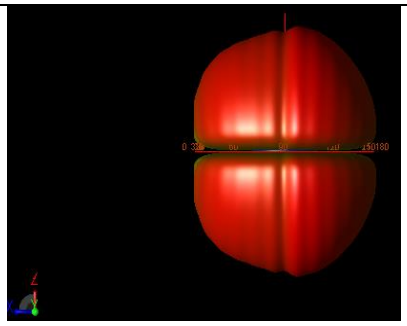
Posición de Elemento	Pérdidas de Retorno [dB]	Impedancia [Ω]	VSWR	Ganancia [dBi]	Directividad [dBi]	Eficiencia de radiación %	Relación axial [dB]
1	-19.13	58.61	1.249	4.52	4.52	100	9.07
2	-21.91	49.47	1.175	3.66	3.66	100	17.78
3	-19.86	53.49	1.226	4.30	4.30	100	8.24
4	-22.26	49.43	1.167	3,67	3.67	100	21.02
5	-20.24	57.40	1.215	4.61	4.61	100	8.26
6	-22.81	49.38	1.156	3.69	3.69	100	22.27
7	-20.26	57.51	1.215	4.91	4.91	100	8.32
8	-23.23	49.36	1.148	3.64	3.64	100	23
9	-20.29	57.72	1.214	5.12	5.12	100	8.57
10	-23.41	49.67	1.145	3.73	3.73	100	23.33
11	-20.70	57.46	1.203	4.97	4.97	100	9

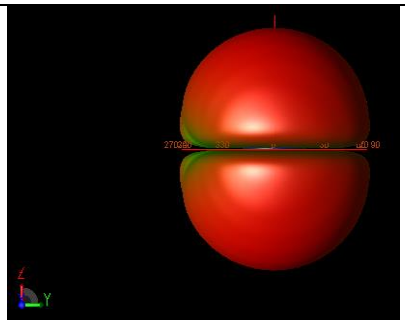
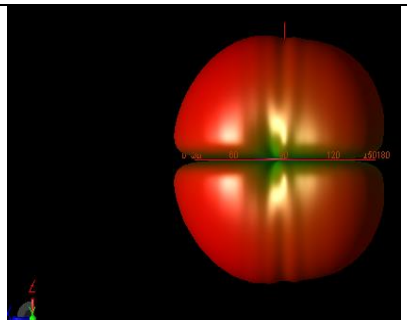
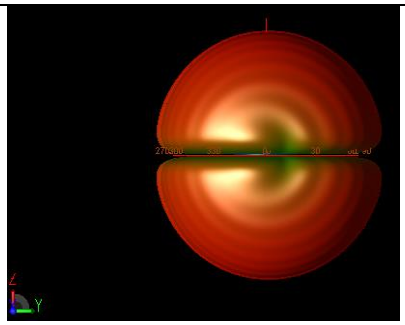
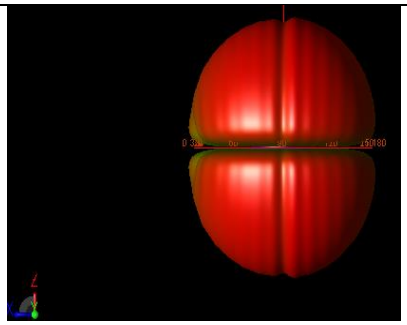
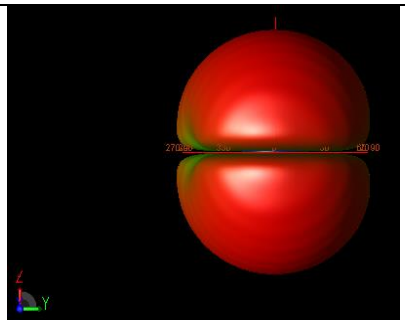
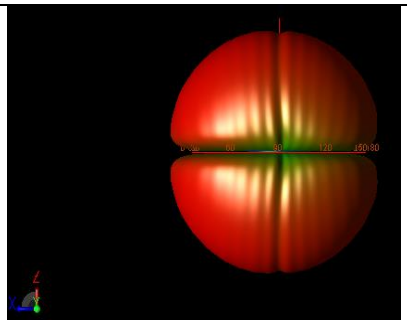
12	-23.88	50.01	1.137	3.85	3.85	100	23.21
13	-20.53	57.94	1.208	4.54	4.54	100	9.63
14	-23.55	51.75	1.142	4.00	4.00	100	21.4
15	-20.13	60	1.219	4.13	4.13	100	10.71
16	-19.92	60.3	1.224	3.63	3.63	100	15.33

Tabla 3. 5 Lóbulos de radiación para cada antena en forma de E del arreglo, vista frontal y vista lateral

Posición de Elemento	VISTA FRONTAL	VISTA LATERAL
1		
2		
3		

4		
5		
6		
7		
8		

9		
10		
11		
12		
13		

14		
15		
16		

Al igual que en el caso del arreglo de elementos rectangulares, a continuación, para tener una visión del comportamiento se presentan los resultados del acoplamiento mutuo de los elementos 1 y 8 en relación a los demás elementos del arreglo.

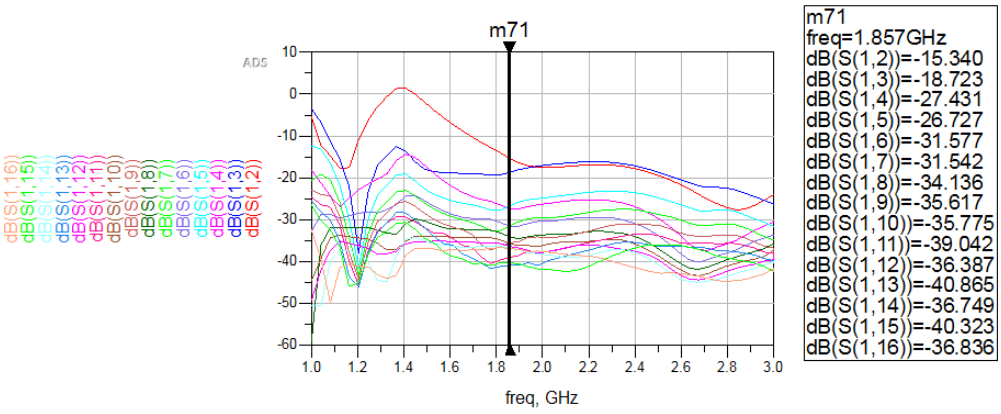


Figura 3. 39 Parámetros S_{ij} simulados para la antena 1 con respecto a los demás elementos en forma de E del arreglo a una frecuencia de 1.857 GHz.

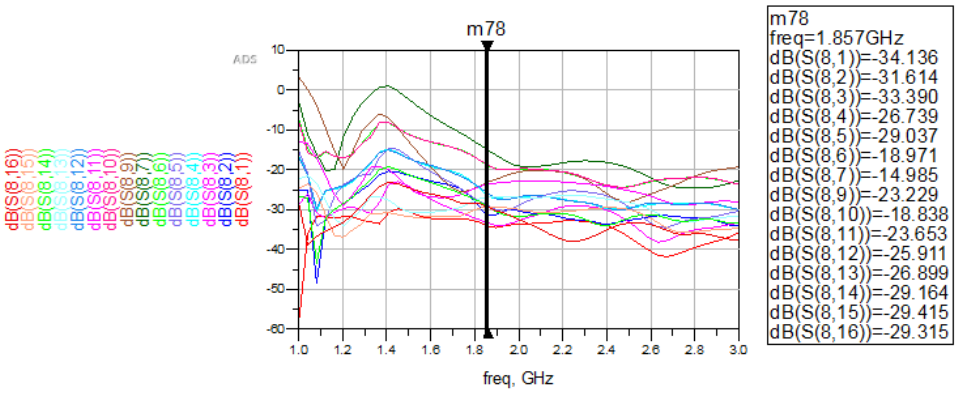


Figura 3. 40 Parámetros S_{ij} simulados para la antena 8 con respecto a los demás elementos en forma de E *del arreglo a una frecuencia de 1.857 GHz.*

La figura 3.39 presenta las gráficas de los parámetros S_{ij}, donde $i \neq j$, estos parámetros indican el valor del acoplamiento mutuo entre la antena 1 y los demás elementos del arreglo. El marcador *71 señala* el valor de acoplamiento mutuo a una frecuencia de 1.85 GHz entre las antenas mencionadas.

La figura 3.40 presenta las gráficas de los parámetros S_{ij}, donde $i \neq j$, estos parámetros indican el valor del acoplamiento mutuo entre la antena 8 y todos los elementos del arreglo. El marcador *m78 señala* el valor de acoplamiento mutuo a una frecuencia de 1.85 GHz entre las antenas mencionadas.

Las figuras 3.39 y 3.40 son referenciales, únicamente para indicar la simulación en ADS de estos parámetros. Los valores de acoplamiento mutuo entre la antena 1 y todos los demás elementos, así como, los valores de acoplamiento mutuo entre la antena 8 y todos los demás elementos se encuentran en la tabla 3.6 de resumen.

Tabla 3. 6 Parámetros S_{ij} del elemento i con respecto a los demás elementos en forma de E del arreglo

Antena	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
1	-	-15.34	-18.72	-27.43	-26.72	-31.57	-31.54	-34.13	-35.61	-35.77	-39.04	-36.38	-40.86	-36.74	-40.32	-36.83
2	-15.34	-	-22.68	-19.14	-23.43	-26.93	-26.81	-31.61	-29.3	-35.6	-31.25	-36.4	-32.92	-36.09	-34.22	-33.71
3	-18.72	-22.68	-	-15	-18.78	-28.73	-26.98	-33.39	-31.73	-35.88	-35.82	-37.47	-38.73	-38.02	-38.92	-38.42
4	-27.43	-19.14	-15	--	-23.22	-19.04	-23.7	-26.73	-26.98	-31.18	-29.45	-34.47	-31.38	-34.67	-33.1	-32.58
5	-26.72	-23.43	-18.78	-23.22	--	-14.93	-18.83	-29.03	-27.01	-33.8	-31.67	-36.34	-35.55	-37.99	-36.99	-38.75
6	-31.57	-26.93	-28.73	-19.04	-14.93	-	-23.34	-18.97	-23.68	-26.49	-26.96	-30.4	-29.41	-32.89	-31.39	-31.16
7	-31.54	-26.81	-26.98	-23.7	-18.83	-23.34	--	-14.98	-18.81	-29.22	-26.94	-34.01	-31.38	-36.53	-34.14	-38.48
8	-34.13	-31.61	-33.39	-26.73	-29.03	-18.97	-14.98	-	-23.22	-18.83	-23.65	-25.91	-26.89	-29.16	-29.41	-29.31
9	-35.61	-29.3	-31.73	-26.98	-27.01	-23.68	-18.81	-23.22	-	-15.02	-18.78	-29.31	-26.75	-34.07	-30.23	-36.81
10	-35.77	-35.6	-35.88	-31.18	-33.8	-26.49	-29.22	-18.83	-15.02	-	-23.26	-18.51	-23.63	-24.97	-26.98	-26.12
11	-39.04	-31.25	-35.82	-29.45	-31.67	-26.96	-26.94	-23.65	-18.78	-23.26	-	-15	-18.65	-29.3	-25.84	-33.97
12	-36.38	-36.4	-37.47	-34.47	-36.34	-30.4	-34.01	-25.91	-29.31	-18.51	-15	-	-23.17	-17.97	-23.71	-22.31
13	-40.86	-32.92	-38.73	-31.38	-35.55	-29.41	-31.38	-26.89	-26.75	-23.63	-18.65	-23.17	-	-15.04	-18.02	-28.05
14	-36.74	-36.09	-38.02	-34.67	-37.99	-32.89	-36.53	-29.16	-34.07	-24.97	-29.3	-17.97	-15.04	--	-23.38	-16.01
15	-40.32	-34.22	-38.92	-33.1	-36.99	-31.39	-34.14	-29.41	-30.23	-26.98	-25.84	-23.71	-18.02	-23.38	--	-13.82
16	-36.83	-33.71	-38.42	-32.58	-38.75	-31.16	-38.48	-29.31	-36.81	-26.12	-33.97	-22.31	-28.05	-16.01	-13.82	--

Los resultados presentados en la tabla 3.3 serán discutidos y analizados en la siguiente sección.

3.4.2 Parámetros de radiación para todo el arreglo de elementos en forma de E

Debido a la naturaleza y alcance de este trabajo los parámetros de impedancia de entrada, VSWR, ancho de banda, pérdidas de retorno, acoplamiento mutuo se simulan para cada antena al interior del arreglo. A continuación, se presentan los parámetros de radiación para todo el arreglo, tales como: ganancia, directividad, eficiencia de radiación, lóbulos de radiación, polarización.

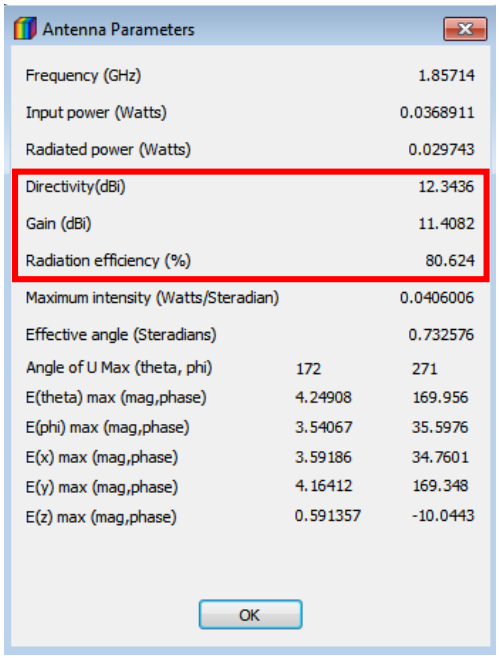


Figura 3. 41 Parámetros de radiación para el arreglo de elementos en forma de E.

La figura 3.41 muestra los resultados de la simulación de todo el arreglo, considerando la alimentación independiente de cada elemento. Se observa en el recuadro rojo, una directividad de 12.34 dBi, y una ganancia de 12.34 dBi, la eficiencia de radiación se sitúa en el 80.62%.

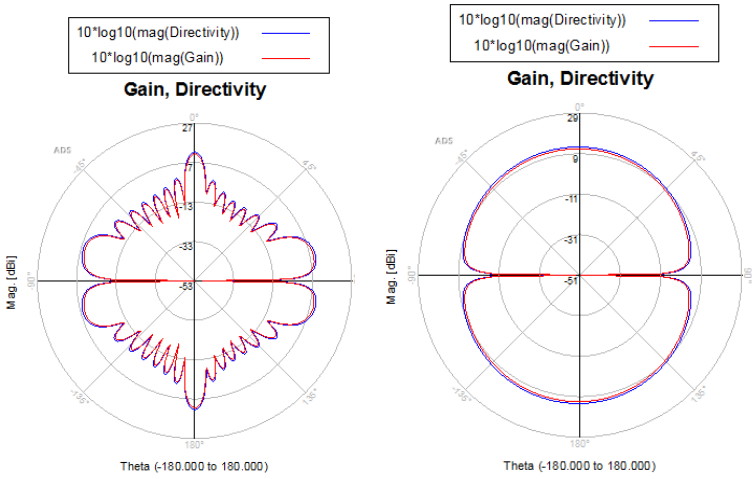


Figura 3. 42 Ganancia y directividad del arreglo de elementos E con valores de Φ=0 º y Φ=90 º respectivamente

La figura 3.42 muestra las gráficas en coordenadas polares para la ganancia y directividad del arreglo, al lado izquierdo se visualiza la ganancia y directividad para un ángulo *Φ=0 º*, a la derecha se observa la ganancia y directividad para un ángulo *Φ=90 º*.

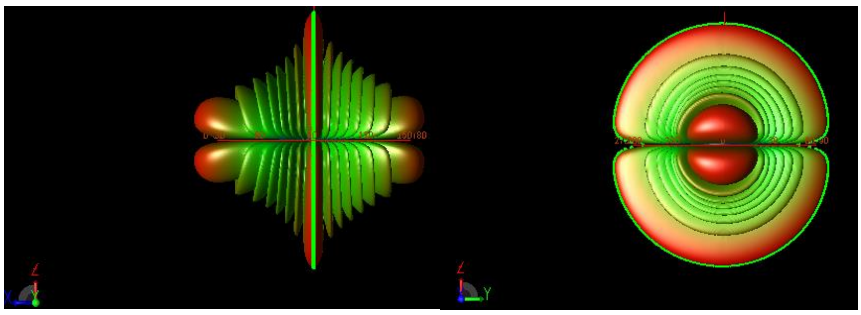


Figura 3. 43 Lóbulos de radiación para todo el arreglo de elementos en forma de E a una frecuencia de 1.85 GHz, vista frontal y vista lateral respectivamente.

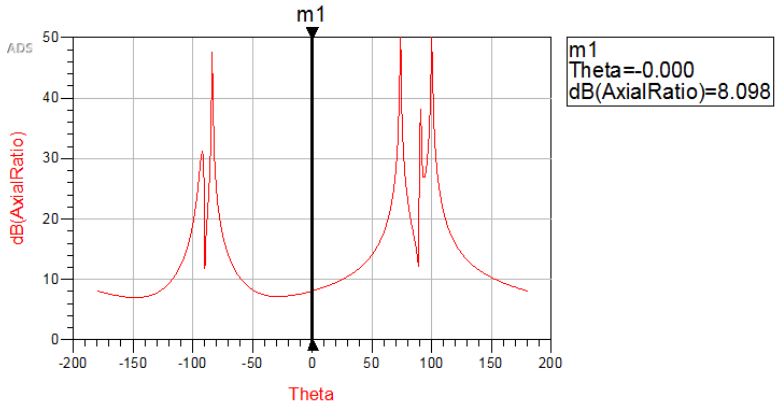
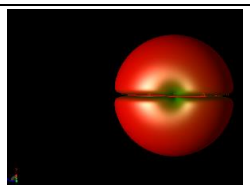
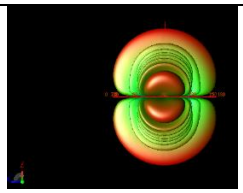
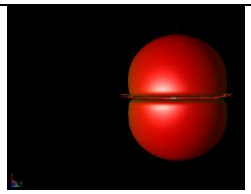
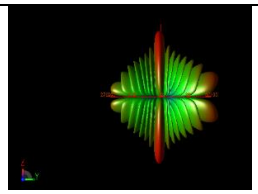
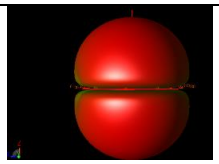
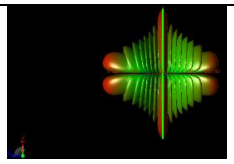
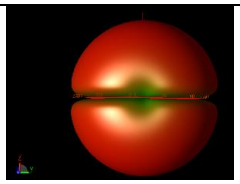
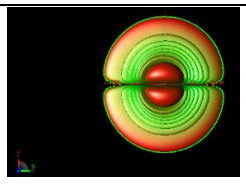


Figura 3. 44 Relación axial para todo el arreglo de elementos tipo E a 1.85 GHz

La figura 3.44 presenta la relación axial para todo el arreglo de elementos en forma de E a 1.85 GHz vs θ. El marcador m1 señala una relación axial de 8.089 dBs para un ángulo θ=0°

Adicional a los resultados expuestos anteriormente, la tabla 3.7 presenta una comparación entre los resultados de un único elemento y de todo el arreglo en términos de frecuencia de operación, ganancia, directividad, eficiencia de radiación, lóbulos de radiación, relación axial.

Tabla 3. 7 Comparación de parámetros entre único elemento y arreglo para ambas formas de antena

Forma Rectangular		
Parámetro	**Único elemento**	**Arreglo**
Frecuencia de operación	1.79 GHz	1.854 GHz
Ganancia	3.68 dBi	14.04 dBi
Directividad	3.87 dBi	14.04 dBi
Eficiencia de radiación	95.79%	100%
Relación axial	50	50
Lóbulos de radiación - vista frontal		
Lóbulos de radiación - vista lateral		
Forma E		
Parámetro	**Único elemento**	**Arreglo**
Frecuencia de operación	1.83 GHz	1.857 GHz
Ganancia	3.35 dBi	11.40 dBi
Directividad	3.37 dBi	12.34 dBi
Eficiencia de radiación	99.66%	80.62 %
Relación axial	14.24	8.03
Lóbulos de radiación - vista frontal		
Lóbulos de radiación - vista lateral		

3.5 DISCUSIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

Esta subsección tiene por finalidad discutir y analizar las simulaciones obtenidas para el arreglo de elemento rectangulares, y el arreglo de elementos en forma de E, por ende, se discutirán y analizarán los resultados obtenidos en las secciones 3.1, 3.2, 3.3 y 3.4.

- **Pérdidas por retorno y frecuencia de operación**

Un requerimiento fundamental es que los arreglos operen a una frecuencia de 1.85 GHz, este requerimiento se evidencia a través del parámetro S_{ij} donde $i = j$. Se parte del concepto de que el parámetro S_{ij} , donde $i = j$, al igual que las pérdidas por retorno son medidas de reflexión, que indican cual es el valor de pérdidas entre la impedancia de la carga y la impedancia de la línea por el desacoplamiento. Básicamente, S_{ij} donde $i = j$ y las pérdidas por retorno tienen el mismo concepto.

Por las razones anteriormente expuestas, se tomó a este parámetro como directriz para escoger el elemento base más adecuado en términos de acoplamiento para ambos arreglos.

La figura 3.1 indica que la antena rectangular tiene una frecuencia central de 1.796 GHz, con pérdidas de retorno en este punto de -22.701 dBs. Si bien es cierto, este valor dista de los 1.85 GHz, esto no representa mayor inconveniente, ya que la frecuencia requerida se encuentra dentro del ancho de banda.

Por otro lado, en la figura 3.10 se presenta la frecuencia central de 1.83 GHz para el elemento único en forma de E, el cual es un valor cercano a la frecuencia requerida, en este punto las pérdidas por retorno de la antena son de -22.987 dBs.

En el caso del elemento rectangular se cumple que la longitud del elemento es inversamente proporcional a la frecuencia de operación de la antena, es decir, si se desean valores mayores de frecuencia, se debe reducir la dimensión de la antena y viceversa, por otro lado, se observa que el ancho del elemento afectara a los valores de impedancia de entrada. Así que, una vez calculadas las dimensiones de las antenas, se pueden realizar modificaciones con base en los anteriores criterios para satisfacer los requerimientos de diseño. Sin embargo, se debe mencionar que la introducción de una línea de transmisión para obtener los valores requeridos de impedancia de entrada, produce que no baste realizar estas modificaciones solamente en el parche, sino que también se deben ajustar las dimensiones de la línea.

Para la antena en forma de E, se observa que las variaciones en la frecuencia central y en las pérdidas de retorno están ligadas con las dimensiones de los slots. La introducción de dos slots en el parche rectangular produce la aparición de una segunda frecuencia a lo largo del espectro.

El punto de alimentación de la antena desarrolla un papel preponderante, ya que, añadido a la geometría de la antena tipo E, incidirá en la aparición de una segunda frecuencia de resonancia. Si el punto de alimentación se encuentra ubicado en la punta del brazo central o al interior de la antena (sección distinta a los brazos), se obtendrá una segunda frecuencia de resonancia con un valor más bajo que la frecuencia fundamental, por esta razón creemos que el punto de alimentación conveniente para este diseño se ubica al interior del elemento, exactamente en las coordenadas (5.8, 3.7) medidas con respecto al origen (vértice inferior izquierdo).

La variación de la ubicación del punto de alimentación incide directamente en los valores de pérdidas por retorno tanto para la frecuencia fundamental, como para la segunda frecuencia, mientras que las dimensiones del slot controlan la segunda frecuencia, lo que está en concordancia con los estudios presentados en [43].

Los diseños de los elementos únicos sirvieron de base para ser colocados en los arreglos. Las figuras 3.17, 3.18, 3.19 y 3.20 presentan los resultados de las pérdidas de retorno para cada elemento rectangular, dos sucesos son importantes de mencionar: las antenas al ser colocadas en conjunto presentan un desplazamiento de la frecuencia central alrededor de 40 MHz en casi todos los elementos, como además se observa una variación en pérdidas de retorno de aproximadamente -10 dBs, estos valores pueden ser observados también en la tabla 3.1. Ambos desplazamientos son esperados debido al acoplamiento mutuo entre elementos en un arreglo MIMO MASIVO, este fenómeno será discutido más adelante. Como se observa en la figura 3.15 existe un mayor desplazamiento en frecuencia de las antenas 1 y 2, como se observa en la figura 3.39; en cambio en la tabla 3.3 ambas antenas presentan un valor de S_{12} de -10 dBs, lo que representa un alto valor de acoplamiento entre elementos, el acoplamiento explica por qué estas formas de onda desentonan de las otras antenas.

Las figuras 3.31, 3.32, 3.33 y 3.34 presentan los resultados de las pérdidas de retorno para cada elemento en forma de E cuando forman parte del arreglo, evidentemente, la forma de onda presentada para un único elemento en forma de E es casi similar a cada elemento ya incorporado en el arreglo, se puede constatar que existe un desplazamiento en frecuencia de alrededor de 27 MHz, y una variación de alrededor de -3 dBs. A diferencia de los elementos en el arreglo rectangular, los elementos en forma de E

aumentan o disminuyen sus valores de pérdidas de retorno, como se observa en la tabla 3.4, con respecto al elemento único en forma de E.

Considerando que, para montar el arreglo de elementos rectangulares fue necesario realizar una modificación en las dimensiones de cada elemento para cumplir con el requerimiento de frecuencia de operación en 1.85 GHz, ya que cada elemento aumenta sus pérdidas por retorno al estar agrupado en un arreglo de 16 antenas; de las simulaciones se puede concluir que los resultados en cuanto a pérdidas por retorno del arreglo de elementos en forma de E son más estables, ya que no se presentan variaciones significativas entre el elemento único y cada elemento dentro del arreglo, y bajo este análisis las antenas en forma de E se consideran de mayor utilidad para el proyecto de investigación, estas comparaciones se pueden observar de mejor manera en la tabla 3.8.

Ancho de banda

En las gráficas del parámetro S_{ij} , donde $i = j$, también son útiles para determinar el ancho de banda, en [16] y [30] se señala que el ancho de banda se debe medir en los puntos que corta la forma de onda a -9.54 dBs, este valor es aproximado a -10 dB, o en donde VSWR es igual a 2.

Mediante este criterio se evidencia que en la figura 3.1, los puntos de corte a -10 dBs ocurren en las frecuencias de 1.702 GHz y 1.916 GHz, resultando un ancho de banda de 214 MHz para un único elemento rectangular. En cambio, en la figura 3.10 se señalan las frecuencias de 1.625 GHz y de 2.669 GHz a – 10 dBs, resultando un ancho de banda de 1.044 GHz para la antena E.

Estos resultados son respaldados por la investigación de [25], [26], [43], en donde se demuestra que la introducción de slots en un parche rectangular mejora las características de ancho de banda, sin la necesidad de incrementar el grosor del sustrato.

Para realizar el análisis del ancho de banda para ambos arreglos, resulta trivial evaluar cuantitativamente cada elemento, ya que al comparar las figuras 3.17, 3.18, 3.19 y 3.20 que representan las pérdidas por retorno para cada antena rectangular con las figuras 3.31, 3.32, 3.33 y 3.34 que muestran las pérdidas por retorno para cada elemento en forma de E, es evidentemente que cada uno de los elementos en forma de E presenta un mayor ancho de banda que los elementos que presentan forma rectangular ya inmersos en el arreglo, inclusive el elemento único en forma de E no varía considerablemente la forma de su curva al ser colocado en un arreglo de 16 antenas.

Por lo que es posible afirmar, que cada elemento en forma de E inmerso en el arreglo bordea el 1 GHz de ancho de banda.

Este análisis, permite concluir que, en términos de ancho de banda, el arreglo MIMO MASIVO cuyos elementos tienen forma de E es de mayor utilidad para el proyecto de investigación, que el arreglo MIMO MASIVO de elementos rectangulares.

- **VSWR**

Como se expresa en las ecuaciones 1.38 y 1.40 del capítulo 1, existe una estrecha relación entre el coeficiente de reflexión, las pérdidas de retorno y el VSWR.

Además, la ecuación 1.40 expresa que para una antena los valores de VSWR aceptables deben ser menores a 2. Valores cercanos a 1 indican que existen menores pérdidas por retorno o menor potencia reflejada, lo cual es deseable.

En la figura 3.5 se presenta el resultado obtenido de VSWR para el único elemento rectangular a la frecuencia de operación requerida, este valor recae en 1.468, basados en el criterio de [16] y expresado en la ecuación 1.40, el elemento es aceptable. Por otro lado, la figura 3.12 expresa el valor de VSWR para el único elemento en forma de E, este se sitúa en 1.15, lo que implica cumplir un requerimiento de VSWR aceptable.

El elemento único en forma de E presenta un menor valor de VSWR que el elemento único rectangular, lo que implica que el primer elemento tiene menor potencia reflejada, esto se confirma con los valores de pérdidas por retorno expuestos anteriormente.

Esta conclusión aplica de igual manera al realizar la comparación de los 16 elementos en los arreglos MIMO MASIVO. La tabla 3.1 presenta los valores de VSWR para todos los elementos rectangulares, en tanto que la tabla 3.4 presenta los valores de VSWR para todos los elementos en forma de E. Se puede evidenciar que, para ambos arreglos, los valores de VSWR se mantienen por debajo de 2, exceptuando el primer y segundo elemento donde se presentan valores de 2.86 y 3.10 respectivamente, como se había mencionado en el análisis de las pérdidas por retorno, estos dos elementos desentonan con la forma de las curvas de S_{ij}, donde $i = j$, esto implica un inadecuado acoplamiento de estos dos elementos con respecto a los 14 restantes elementos del arreglo MIMO MASIVO, como se analizará posteriormente, atribuido este fenómeno al acoplamiento entre antenas.

Por otro lado, en el arreglo de elementos en forma de E, ninguna antena sobrepasa un VSWR de 1.25, lo que es positivo en términos de potencia reflejada y pérdidas por retorno, como se analizó anteriormente.

En la tabla 3.8 se puede apreciar de mejor manera la comparación de valores de VSWR para cada elemento de ambos arreglos.

Por todo lo expuesto y comparando los valores de VSWR en la tabla 3.8, se concluye que, en términos de VSWR los elementos en forma de E del arreglo MIMO MASIVO se comportan de mejor manera que los elementos en forma rectangular del arreglo MIMO MASIVO, siendo más útiles para el proyecto de investigación a implementar.

- **Impedancia de entrada**

Además de la frecuencia de operación de 1.85 GHz, otro requerimiento principal, era obtener una impedancia de entrada de 50 Ω, por esta razón, la impedancia de entrada fue otro parámetro directriz para escoger el único elemento radiante, que serviría de base para elaborar ambos arreglos MIMO MASIVO.

Como se describió en el capítulo 2, las dimensiones calculadas para el parche rectangular no cumplían con los requerimientos de impedancia, por lo que se procedió al diseño de una línea de transmisión, la cual permitió un acoplamiento adecuado.

La figura 3.2 muestra una carta de Smith donde se visualiza el valor de impedancia de entrada para el elemento único rectangular, el cual es de 48.42 Ω, valor cercano a los 50 Ω requeridos, y como se explica en los capítulos anteriores, esta fue una razón para escoger el modelo de antena.

La figura 3.11 por su parte, muestra la carta de Smith para el elemento único en forma de E, se visualiza un valor de 56. 36 Ω, valor cercano a los 50 Ω requeridos, a diferencia del elemento rectangular, la antena no necesitó una línea de transmisión.

Sin embargo, este parámetro presentó variaciones significativas en ambos arreglos, por ejemplo, la tabla 3.1 recoge los valores de impedancia de entrada para todos los elementos rectangulares, se detallan casos críticos de disminución de impedancia de los elementos agrupados en un arreglo de 16 elementos con respecto al elemento único. Como se evidencia, existen disminuciones de hasta 18 Ω, por ejemplo, el tercer elemento presenta una impedancia de 32 Ω, valor indeseable para el requerimiento original, de hecho, ningún elemento supera los 40 Ω. Estas disminuciones en los valores de impedancia se deben al efecto del acoplamiento entre antenas, efecto evidenciado también en las pérdidas por retorno que se analizaron anteriormente. Inclusive, como se detalla en el capítulo 2, para obtener valores cercanos a los 50 Ω, se podía variar las distancias entre elementos o la disposición de cada elemento al interior del arreglo MIMO MASIVO. Efectuar esto, produjo un desequilibrio en la frecuencia de operación de cada uno de los elementos, el arreglo de elementos rectangulares más óptimo

cumple con el requerimiento de frecuencia en todos sus elementos, sin embargo, los valores de impedancia decaen considerablemente.

Los resultados de las impedancias presentadas por los elementos en forma de E al interior del arreglo, son diametralmente opuestos a los resultados de las impedancias de los elementos rectangulares. Como se evidencia en la tabla 3.4, los valores de cada elemento se encuentran en el rango de 49 a 60 Ω, la mitad de los elementos bordean los 50 Ω, la otra mitad borden los 57 Ω, el máximo valor se presenta en el último elemento con 60.3 Ω, de hecho, se evidencia que cada antena en posición par bordea los 50 Ω, en tanto que cada elemento de posición impar bordea los 57 Ω, esto puede ser explicado por el concepto de alimentación ortogonal aplicado en este arreglo, concepto que se examinará con mayor detenimiento cuando se realice el análisis de acoplamiento mutuo entre antenas.

Las comparaciones de ambos elementos en términos de impedancia de entrada se observan de mejor manera en la tabla 3.9, el arreglo de elementos rectangulares presenta valores deficientes de impedancia para cada antena, por otra parte, el arreglo de elementos en forma de E presenta mejores valores de impedancia, sin embargo, sería deseable que todos los elementos presenten valores más cercanos a 50 Ω. En conclusión, en términos de impedancia de entrada, el elemento en forma de E es el que se ve menormente afectado cuando es colocado conjuntamente con las otras quince antenas. En este contexto, se recomienda para el proyecto de investigación el uso del arreglo de elementos en forma de E.

- **Ganancia**

Según lo expuesto en el capítulo 1 y por [35] la ganancia de una antena de tecnología microstrip debe estar en el rango de 3-7 dBi.

El valor de ganancia para el único elemento rectangular se detalla en la figura 3.6, donde se observa un valor de 3.68 dBi, lo que significa que es aceptable según el criterio mencionado en el párrafo anterior, por otro lado, en la figura 3.13 se encuentra detallado el valor de ganancia para el único elemento tipo E, este es de 3.35 dBi, lo que implica tener mejores valores de ganancia en la antena rectangular que en el elemento en forma de E.

En la tabla 3.1 se presentan los valores de ganancias para los 16 elementos rectangulares, como se puede observar, todos los elementos han aumentado su ganancia con respecto al único elemento rectangular, en aproximadamente 2 dBi. Este aumento en cada elemento puede ser explicado debido a la influencia de colocar las

antenas juntas, parte de la potencia radiada en una antena puede influir en la potencia radiada de otra. Además, se puede observar que los elementos de los extremos no presentan valores similares al resto de los elementos del arreglo MIMO MASIVO, por ejemplo, los elementos 1 y 2 presentan ganancias alrededor de los 7 dBi, se debe recordar que ya se explicó en los análisis anteriores que estas antenas presentan mayores valores de acoplamiento. Por su parte los elementos 15 y 16 presentan valores alrededor de los 3.8 dBi, podría ser que estos elementos al estar al extremo del arreglo reciben influencia de un menor número de antenas. Cabe resaltar, que la figura 3.27 recoge la información de la ganancia cuando se alimentan a todos los elementos con el mismo valor de amplitud y fase, la ganancia para todo el arreglo de elementos rectangulares es de 14.049 dBi, evidentemente, el colocar 16 elementos en un arreglo provoca un aumento de ganancia con respecto al elemento único rectangular, resultados similares se presentan en [41], donde la ganancia de un elemento pasa de 6 dBi a 27 dBi con 81 elementos, o en [47], en donde un elemento de 8.8 dBi, incrementa su ganancia a 26.8 dBi al ser colocado en un arreglo MIMO MASIVO de 64 elementos.

La tabla 3.4 muestra los valores de ganancia para cada elemento en forma de E del arreglo MIMO MASIVO, al contrario que los elementos rectangulares, existe un pequeño incremento de la ganancia para cada elemento con respecto al elemento único, para este caso el máximo valor de ganancia se obtiene en el elemento 9 con 5.12 dBi, los restantes elementos presentan valores que oscilan entre 3.6 y 4.9 dBi. En términos de ganancia también se puede observar los efectos de la alimentación ortogonal al igual que en los parámetros anteriores, se evidencia que existen valores uniformes de ganancia para los elementos pares e impares.

Las comparaciones anteriormente comentadas se pueden observar de mejor manera en la tabla 3.9, los elementos en forma rectangular presentan mejores ganancias al interior del arreglo MIMO MASIVO que los elementos en forma de E, por lo que, se concluye que en términos de ganancia el arreglo de elementos rectangulares presenta un mejor desempeño que el arreglo de elementos en forma de E.

- **Directividad y eficiencia de radiación**

Como se explicó en el capítulo 1, ganancia y directividad no son los mismos términos, sin embargo, están relacionados, y esta relación es expresada mediante la eficiencia de radiación.

Como se muestra en la figura 3.6, la directividad del elemento rectangular es de 3.87 dBi, y su eficiencia de radiación es de del 95.79%. La ganancia se basa en la potencia aceptada por la antena, mientras que la directividad se basa en la potencia radiada, por lo que el valor de eficiencia de radiación se interpreta que se está radiando el 95.79% del total de la potencia recibida, el resto de potencia debería estarse disipando en forma de calor en la antena de acuerdo a la simulación realizada; de ninguna manera se deben confundir estas pérdidas con las pérdidas por retorno analizadas anteriormente, ya que estas últimas hacen referencia a la potencia incidente que se refleja hacia la fuente o alimentación.

En la figura 3.13 se detallan los resultados de estos parámetros para el elemento en forma de E. La directividad presenta un valor de 3.37 dBi con una eficiencia de radiación del 99.67%.

Si bien es cierto el elemento único en forma de E tiene mejor eficiencia de radiación, pero es menos directiva que el elemento único rectangular.

Las tablas 3.1 y 3.4 presentan los valores de directividad y eficiencia de radiación para todos los elementos rectangulares y en forma de E, respectivamente. Es curioso analizar que para ambos casos la eficiencia de radiación es del 100%, lo que implica que los valores de ganancia y directividad son coincidentes para cada arreglo, es decir, no se estaría perdiendo potencia en forma de calor en ningún caso, creemos que el acoplamiento mutuo ayuda a que las antenas aumenten su eficiencia ya que el calor se disipa en las antenas vecinas.

Ya que la eficiencia de radiación para ambos casos es la misma, esta no resulta dirimente para el análisis. Sin embargo, por las comparaciones expuestas y que también se evidencian en la tabla 3.9, los elementos en forma rectangular son más directivas que las antenas en forma de E, por lo que en este contexto son más útiles para el proyecto de investigación.

- **Lóbulos de radiación**

Al ser antenas tipo parche se esperaría tener patrones de radiación omnidireccional considerando que la potencia radiada solo es emitida hacia la parte superior de la antena impidiendo cualquier tipo de radiación hacia la parte inferior de la antena, esto debido a que se considera un plano de tierra infinito. Las figuras 3.8 y 3.15 muestran los lóbulos de radiación en 3 dimensiones para el único elemento rectangular y el único elemento en forma de E respectivamente, como se observa los patrones de radiación son completamente omnidireccionales, teniendo radiación tanto en la parte superior como inferior del elemento, esto se produce ya que el sustrato no tiene plano de tierra, como se mencionó en el capítulo 2 las antenas son diseñadas en el ambiente (aire- FR4- aire).

Ambas figuras de los patrones de radiación presentan la vista frontal y lateral respectivamente, y se observan que comparativamente las 2 figuras son similares, con la diferencia que el gráfico frontal de la antena rectangular es similar al gráfico lateral de la antena en forma de E y viceversa.

Por otro lado, la tabla 3.2 muestra los gráficos de lóbulo de radiación en vista frontal y lateral para cada elemento rectangular al interior del arreglo MIMO MASIVO. Un breve análisis de la tabla lleva a concluir que todos los elementos tienden a mantener la radiación omnidireccional con ligeras deformaciones, lo cual puede influenciar en radiaciones no uniformes en todas las direcciones, las deformaciones son más notorias en la antena 1 y 2 por las razones ya expuestas en el análisis de los parámetros anteriores.

La tabla 3.5 presenta la vista frontal y lateral para los elementos en forma de E, al igual que los elementos rectangulares estos tienden a una radiación omnidireccional, sin embargo, sufren menores deformaciones, presumiendo que los lóbulos de radiación son más omnidireccionales que los elementos rectangulares, lo cual resulta lógico al haber realizado el previo análisis de directividad, donde se concluía que los elementos rectangulares son más directivos que los elementos en forma de E.

Además, en la tabla 3.5 nuevamente se percibe el efecto de la alimentación ortogonal, ya que los elementos de posiciones impares presentan similitud entre sí, al igual que los elementos de posiciones pares que presentan similitud.

Resulta poco fructífero emitir un criterio de comparación de los dos arreglos basándose en los lóbulos de radiación, ya que se ha hecho el análisis de directividad y ganancia. Sin embargo, se ha expuesto el análisis entorno a lo que ocurre en los elementos al interior de cada arreglo, además, se puede emitir un juicio en favor de la

omnidireccionalidad, que, si el proyecto de investigación requeriría alcances de radiación más lejanos y en todas las direcciones, entonces el arreglo MIMO MASIVO de elementos en forma de E es el que debe ser utilizado.

- **Polarización**

La polarización de una onda se plasma en la figura geométrica dada por el extremo del vector de campo eléctrico en función del tiempo y en una determinada posición [27]. Las formas más comunes de polarización son lineal, elíptica y circular.

La relación axial es la relación entre magnitudes de campo a lo largo de un plano y otro. [48], por esto una manera de medir la polarización es mediante la relación axial de cada elemento [45].

Al considerar una onda elíptica, la relación entre sus ejes mayor y menor deberá comprender valores entre 1 e infinito, si la polarización es lineal la relación axial será infinito y si el valor de relación axial es 1, la polarización se considera como circular [49]. Aunque en [50] se considera polarización circular para valores inferiores a los 3 dBs.

Estos criterios fueron tomados para realizar el análisis de polarización de los elementos. Como se presentó en la sección anterior, se fijó un ángulo $\Phi=90°$ a una frecuencia de 1.85 GHz y se simuló los valores de relación axial para el ángulo θ en un barrido de -180° a 180°. Esto es debido a que en cada dirección se tendrán diferentes valores de relación axial y por ende es posible tener diferentes polarizaciones, inclusive los datasheets de ciertas antenas incluyen el valor de relación axial especificando el rango de ángulos con respecto al lóbulo principal que cumplen con este valor.

A pesar de que se puede considerar el valor de relación axial para cualquier ángulo θ, en este trabajo se tomaron los valores de relación axial en $\theta=0°$ para ser analizados, tal como se lo realiza en [48], [49] y [51].

La figura 3.9 presenta los valores de relación axial para un único elemento rectangular bajo los criterios expuestos anteriormente, como se observa casi en todo el barrido de θ se presentan valores de 50 dBs de relación axial, lo que implica una polarización elíptica para el elemento rectangular, sin embargo, se puede considerar a la polarización lineal como un tipo de polarización elíptica ya que tener valores infinitos de relación axial es un caso ideal, 50 dBs es un valor elevado de relación axial, por lo que creemos que este elemento rectangular podría presentar polarización lineal.

Por otro lado, la figura 3.16 presenta los valores de relación axial para el elemento en forma de E, al contrario que el elemento rectangular, los valores de relación axial varían

en todo el barrido de θ, describiendo simetría de la relación axial para ángulos positivos y negativos. Para θ=0° el valor de relación axial es de 14.24 dBs, lo que implica tener polarización elíptica en el elemento en forma de E, además se tiene un menor valor de relación axial que la antena rectangular, en consecuencia, estos valores podrían ser reducidos de una manera más sencilla para obtener polarización circular.

En la tabla 3.1 se presentan los valores de relación axial para todos los elementos rectangulares del arreglo. Se presenta un máximo valor en la antena 2 de 23.19 dBs y un mínimo valor en la antena 4 de 14.50 dBs. Por lo que, todos los elementos presentan relaciones axiales en este rango de valores, en consecuencia, se presentan polarización elíptica en todos los elementos. Evidentemente, el haber agrupado los elementos en un arreglo tuvo una incidencia directa en la polarización, ya que el único elemento rectangular presentaba valores elevados de relación axial con respecto a los valores de los elementos en el arreglo.

La tabla 3.4 presenta los valores de relación axial para todos los elementos tipo E en el arreglo. Se presenta un máximo valor en la antena 10 de 23.33 dBs y un mínimo valor en la antena 3 de 8.24 dBs. Por lo que, todos los elementos presentan relaciones axiales en este rango de valores, en consecuencia, se presentan polarización elíptica en todos los elementos. A diferencia del elemento rectangular, la relación axial del único elemento en forma de E con respecto a la relación axial de los elementos agrupados se mantiene en valores similares, ± 10 dBs. Esto podría explicarse debido a la configuración ortogonal utilizada en este arreglo.

Además, los elementos en forma de E presentan un rango más amplio de valores de relación axial que los elementos rectangulares, inclusive en casi la mitad de elementos los valores son inferiores a 10 dBs, esto se debe a la configuración ortogonal aplicado en este arreglo, como se observa los elementos de posición impar presentan valores más bajos de relación axial que los elementos pares, si bien es cierto no se está produciendo una adecuada polarización circular (relación axial inferior a 3dBs) se podrían aplicar técnicas como en [45] y [48] para obtener esta polarización, para el θ analizado. Por lo que, el arreglo de elementos en forma de E presenta mejores valores de relación axial y mayor facilidad para conseguir polarizaciones circulares que los elementos rectangulares.

Emitir un criterio en cuanto a que arreglo presentó un mejor desempeño en cuanto a polarización es un poco complejo, ya que la polarización cambia según la dirección requerida. Sin embargo, para el análisis realizado en este trabajo, si bien es cierto los elementos de ambos arreglos presentan polarización elíptica, se pueden obtener

polarizaciones circulares de una manera más sencilla en el arreglo de elementos en forma de E, por lo que en términos de polarización este arreglo sería adecuado para el proyecto de investigación.

- **Comparación entre arreglos**

Es importante analizar la ganancia, directividad, eficiencia de radiación, lóbulos de radiación y relación axial para todo el arreglo con la finalidad de tener una mejor perspectiva de cómo se presenta el desempeño de los elementos de una manera global. De esta comparación se excluye a las pérdidas por retorno, ancho de banda, impedancia y VSWR ya que para su análisis en conjunto se necesitaría una única línea de trasmisión, lo que es intrascendente para el proyecto de investigación.

En términos de ganancia, al ser alimentados todos los elementos con el mismo valor de amplitud y fase, es decir, analizando en conjunto el arreglo, este presenta una ganancia de 14.04 dBi para el arreglo de elementos rectangulares, en tanto que, el arreglo de elementos en forma de E, presentan un valor de 11.40 dBi. Existiendo un aumento en un 381% con respecto al único elemento rectangular, y un 340% con respecto al único elemento en forma de E.

Al ser analizados los resultados de todos los elementos en conjunto con alimentaciones independientes cuyo valor de amplitud y fase son los mismos, resulta que para el arreglo MIMO MASIVO de elementos rectangulares, se tiene una directividad de 14.04 dBi con una eficiencia de radiación del 100% como se presenta en la figura 3.27. Por otro lado, la figura 3.41 presenta que para el arreglo MIMO MASIVO de elementos en forma de E se tiene una directividad de 12.34 dBi con una eficiencia de radiación del 80.62%. Esto también se evidencia en la tabla 3.7.

Las figuras 3.29 y 3.43 presentan la vista frontal y lateral de los lóbulos de radiación de todos los elementos al ser alimentados con la misma amplitud y fase para el arreglo de elementos rectangulares y en forma de E respectivamente. Ambos presentan similitud, teniendo la aparición de múltiples lóbulos, los lóbulos emitidos presentan esta forma ya que se no se está utilizando una única alimentación para todo el arreglo, puesto a que este análisis no entra en el alcance de este estudio.

Las figuras 3.30 y 3.44 presentan la relación axial para todos los elementos rectangulares y en forma de E respectivamente. El valor de relación axial a una frecuencia de 1.85 GHz para el arreglo de elementos rectangulares a un $\theta=0°$ se mantiene en 50 dBs, este valor es el mismo para el elemento único rectangular, sin embargo, se evidencia una variación para los demás valores de θ. Por su parte, el valor

de relación axial a una frecuencia de 1.85 GHz para el arreglo de elementos tipo E a un θ=0° es de 8 dBs, lo que implica una disminución de relación axial en comparación con el único elemento en forma de E, esto podría significar un aspecto positivo, ya que la polarización del arreglo en conjunto se acercaría a la polarización circular.

Estas comparaciones se observan de mejor manera en la tabla 3.7.

- **Acoplamiento mutuo entre elementos**

El acoplamiento mutuo es un fenómeno común que afecta el desempeño de arreglos MIMO y MIMO MASIVO, producido especialmente cuando los elementos del arreglo se encuentran muy cerca [52]. Definir “cuanto es muy cerca” es algo complejo y relativo, según la literatura consultada y como se ha mencionado en los capítulos anteriores, autores mencionan que la separación adecuada entre elementos debe ser menor a 0.1λ en el plano H y mayor a 0.1λ en el plano E [18]. Según [27], la separación entre elementos debe ser un divisor o múltiplo de la longitud de onda. Este estudio determinó que los elementos sufren menores afectaciones cuando están separados por un múltiplo de lambda, esto se pudo evidenciar en el capítulo 2, donde después de varias simulaciones se determinó que las distancias adecuadas entre puertos de alimentación era de $\frac{\lambda}{2}$ y λ, ambos arreglos posen una o ambas distancia de separación entre elementos. Sin embargo, como se presentó también en el capítulo 2 no solo la separación entre elementos es un factor para disminuir el acoplamiento mutuo o para tener antenas aisladas, sino que también el número de elementos de un arreglo interfiere también, una de las pruebas realizadas fue ir colocando de dos en dos los elementos, cuando se tienen dos elementos alimentados con señales independientes no existía mayor acoplamiento, sin embargo, mientas se incrementó el número de elementos existe acoplamiento, evidenciando esto en las deformaciones de las curvas presentadas en las pérdidas por retorno.

Un tercer factor, que este estudio determina como influyente en términos de acoplamiento mutuo entre elementos, es la manera como se ubican las antenas al interior del arreglo, por ejemplo, en la figura 2.1 se presenta un arreglo de elementos rectangulares, en disposición 4x4 separadas una distancia de $\frac{\lambda}{2}$ en el plano H y en el plano E separadas una distancia de λ, a través del análisis de pérdidas por retorno se evidenció que al menos la mitad de los elementos ni siquiera cumplían con el requerimiento de la frecuencia de operación, esta metodología se aplicó para varias simulaciones, es por eso que el arreglo de elementos rectangulares seleccionado se

observa en la figura 2.30 con sus modificaciones respectivas. Sucesos similares se evidencian con el arreglo de elemento en forma de E.

Las explicaciones acerca de la metodología empleada para seleccionar los arreglos más óptimos se encuentran detallados en el capítulo 2, sin embargo, es importante señalar a este tercer factor como incidente en el contexto de acoplamiento mutuo entre elementos.

Considerando que, en [52] se menciona que, "Si el nivel de acoplamiento es superior a -20 dB, el rendimiento de la antena se ve seriamente afectado". En [37] Los parámetros S_{12} y S_{21} presentan los valores de acoplamiento mutuo entre dos antenas, además se determina que un valor menor a los -15 dBs, es apropiado para considerar a las antenas independientes y que en [53] los parámetros S_{12} y S_{21} muestran el valor de acoplamiento mutuo, se procedió a medir el valor de acoplamiento mutuo en base a los parámetros s_{ij}, donde $i \neq j$. En base a los estudios mencionados se considerarán valores de s_{ij}, donde $i \neq j$, menores a los -20 dB.

La tabla 3.3 muestra los valores de acoplamiento mutuo entre elementos rectangulares, los valores oscilan entre los -9.97 y 54.12 dBs, un análisis preliminar de esta tabla evidencia que se tienen valores menores a -20 dBs para más de la mitad de los elementos, por ejemplo, si se analiza el elemento 1 con el resto de elementos se puede observar como el acoplamiento decrece no uniformemente conforme los elementos se van alejando.

En el análisis de los otros parámetros se observa que los elementos 1 y 2 presentaban problemas, no estaban situados en la frecuencia de operación requerida, menores valores de acoplamiento, etc. Como se observa en la tabla 3.3 estos elementos tienen un valor elevado de acoplamiento de -10.09 dBs, es más los valores más altos de acoplamiento se encuentran entre las 4 primeras antenas, esto explica porque estos elementos presentaron una curva de pérdidas de retorno diferente, siendo las más críticas la primera y segunda antena.

Además, en la tabla 3.3 los valores de acoplamiento mutuo para el elemento 1 van descendiendo mientras los elementos se van alejando, sin embargo, resulta interesante analizar que el parámetro s_{14} presenta un valor de -43.86 dBs, en tanto que los parámetros s_{115} y s_{116} tienen valores de -31.43 y -31.84 dBs respectivamente, este decremento puede deberse a la posición en los extremos que se tienen en la antena 15 y 16, arriba de estos elementos no existen otros que puedan afectar el rendimiento, como si sucede en los demás casos.

También resultaría provechoso analizar el elemento 8 (mitad del arreglo), como se observa en la tabla 3.3 el elemento 1 y el elemento 16 serán los más lejanos para el elemento 8. El parámetro s_{81} tiene un valor de -23.26 dBs y el s_{816} un valor de -26.56 dBs al ser la antena 1 y la antena 16 las más lejanas con respecto a la antena 8, es evidente que tienen los valores de acoplamiento mutuo más bajos, mientras que antenas cercanas al elemento 8, como la antena 7 y 9, tienen valores de acoplamiento de s_{87} = -9.3 dBs y s_{89} = 13.88 dBs, los cuales son valores elevados de acoplamiento mutuo, se puede inferir que mientras más alejadas estén un par de antenas existen mayores posibilidades de reducir su acoplamiento mutuo. De hecho si en la tabla 3.3 se toman valores de s_{ij} de antenas cercanas se evidencia que los valores de acoplamiento mutuo son elevados.

Por lo anteriormente expuesto, el arreglo de elementos rectangulares presentó valores óptimos de acoplamiento mutuo entre elementos lejanos, en tanto que para elementos cercanos el acoplamiento mutuo es elevado.

El propósito de elegir un elemento en forma de E fue mejorar el desempeño que presenta el elemento rectangular, sin embargo, este estudio también determina que, en términos de acoplamiento mutuo, un arreglo de elementos en forma de E presenta mejores características que un arreglo de elementos en forma rectangular e inclusive esto se corrobora con los estudios de [54], donde la introducción de slots incide positivamente en el acoplamiento mutuo entre elementos, o en [55], donde un arreglo de elementos en forma de F mejora el aislamiento entre elementos.

En el capítulo 2 se detalla la metodología seguida para escoger el modelo más óptimo, al igual que el arreglo MIMO MASIVO de elementos rectangulares, la separación entre elementos, la disposición de los elementos en el arreglo, inciden en el acoplamiento mutuo entre elementos.

Escoger el arreglo MIMO MASIVO de elementos en forma de E fue menos crítico que el otro arreglo, ya que, sin la necesidad de modificaciones a las dimensiones del elemento único, las curvas de pérdidas por retorno en todos los elementos se mantenían similares al único elemento en forma de E. Como se describe en la figura 2.57 el arreglo óptimo es lineal a lo largo del plano H con una separación entre puertos de $\frac{\lambda}{2}$.

Debido a la forma y las dimensiones del elemento rectangular no era posible aplicar el concepto de alimentación ortogonal, el cual si fue posible para el arreglo MIMO MASIVO de elementos en forma de E. En los estudios presentados por [56] se concluye que orientar de diferente manera antenas vecinas reduce los efectos de acoplamiento mutuo

entre elementos, en [57] se habla de alimentaciones ortogonales para reducir el acoplamiento mutuo e incrementar el aislamiento entre antenas en arreglos MIMO; este concepto también se discute en [37].

La ortogonalidad de dos polarizaciones distintas construye señales independientes en cada antena, esto conduce a una capacidad de canal MIMO MASIVO mejorada. Por esta razón en el arreglo de elementos en forma de E los elementos pares presentan una rotación de 90° con respecto a los elementos impares.

La tabla 3.6 presenta los valores de acoplamiento mutuo entre elementos en forma de E, los valores oscilan entre los -14.93 y -40.32 dBs, un análisis preliminar de esta tabla evidencia que se tienen valores menores a -20 dBs para casi todos los elementos, por ejemplo, el elemento 1 presenta valores de s_{12} y s_{13} de -15.34 y -18.72 dBs. El elemento 8 solo presenta valores mayores a -20 dBs para s_{86}, s_{87}, s_{810} con -18.97, -14.98 y -18.83 dBs respectivamente. El elemento 16 presenta valores mayores a -20 dBs, para $s_{16\,14}$ y $s_{16\,15}$ con -16.01 y -13.82 dBs. Es decir que cada elemento en el arreglo, presenta valores de acoplamiento mutuo mayores a -20 dBs para máximo 3 elementos.

Para establecer una métrica de comparación con el arreglo de elementos rectangulares, se observa que en la tabla 3.6 los valores de acoplamiento mutuo para el elemento 1 ascienden intercaladamente, es decir que se no se produce una disminución significativa en elementos contiguos, es así que el valor de s_{16} es de -31.57 dBs y s_{17} es de -31.54, valores similares, en tanto que se produce un incremento en s_{18} y s_{19} con -34.13 y -35.61 dBs respectivamente. Es decir que se puede observar un efecto de la alimentación ortogonal, ya que hay una disminución de acoplamiento mutuo saltando un elemento.

También resultaría provechoso analizar el elemento 8 (mitad del arreglo), como se observa en la tabla 3.6, en donde el elemento 1 y el elemento 16 serán los más lejanos para el elemento 8. El parámetro s_{81} tiene un valor de -34.13 dBs y el s_{816} un valor de -29.31 dBs al ser la antena 1 y la antena 16 las más lejanas con respecto a la antena 8, es evidente que tienen valores de acoplamiento mutuo bajos, mientras que antenas cercanas al elemento 8, como la antena 7 y 9 tienen valores de acoplamiento de s_{87} = -14.98 dBs y s_{89} = - 23.22 dBs, que son algo elevados, sin embargo siguen siendo valores aceptables de acoplamiento mutuo.

Es un poco difícil establecer una comparación mediante las tablas 3.3 y 3.6, sin embargo, por lo analizado hasta aquí, un elemento rectangular presenta valores superiores a los -20 dBs para al menos 6 o 7 elementos, mientras que un elemento en forma de E presenta valores superiores a -20 dBs para al menos 3 elementos, si la

comparación se realiza entre dos elementos del arreglo. Además, se evidencia que existen valores más altos de acoplamiento mutuo para elementos rectangulares muy próximos que entre elementos en forma de E próximos.

En la figura 3.45 se presenta un mapa de calor, elaborado en Python, el código y los archivos csv que contienen los valores s_{ij} se presentan en los anexos C y E. Establecer una comparación resulta más sencillo, ambos mapas evalúan con color amarillo los valores de acoplamiento mutuo mayores a -20 dBs. Además, se describe el eje y con las 16 antenas (desde la posición 0 hasta la 15) vs el eje x con las 16 antenas (desde la posición 0 hasta la 15)

A la izquierda de la figura 3.45 se presenta el mapa de calor para los valores s_{ij} del arreglo de elementos rectangulares, a la derecha se presentan los valores s_{ij} del arreglo de elementos en forma de E. Evidentemente existe una mayor incidencia del amarillo para el arreglo de elementos rectangulares, inclusive se observa una franja diagonal amarilla que describe el alto acoplamiento mutuo entre elementos cercanos de este arreglo. Colores azul-morados son más poblados en el arreglo de elementos en forma de E, lo que implica que existen mayores valores de s_{ij} superiores a los -25 dBs.

Además, en la tabla 3.10 se presentan ciertas medidas de frecuencia central y dispersión para observar y comparar los valores de acoplamiento mutuo entre ambos arreglos. Los cálculos fueron obtenidos a partir de un script realizado en Python el cual se encuentra en el anexo D.

La primera columna que presenta la tabla 3.10 es la media de valores de acoplamiento mutuo entre el elemento *i* y los demás elementos para ambos arreglos. Podría considerarse a la media como el valor representativo del conjunto de datos de acoplamiento mutuo para cada elemento, así, la media de acoplamiento mutuo para el elemento rectangular 1 es de -27.43 dBs, y para la misma posición del elemento tipo E la media es de -32.47 dBs. En la comparación, es deseable tener la media más baja, ya que esto indicará un mejor desempeño del elemento en términos de acoplamiento mutuo. Como se observa en la tabla 3.10 todos los elementos en forma de E presentan valores medios más bajos que los elementos rectangulares, por ejemplo, al comparar los elementos de posición 8 resulta que el de tipo E tiene una media de acoplamiento de -26.35 dBs en tanto que el rectangular tiene un valor de -19.06 dBs. Esto confirma una vez más el análisis realizado en los anteriores párrafos, como además lo que evidencia la figura 3.45.

La segunda columna de la tabla 3.10 presenta los valores de desviación estándar, en este caso es deseable tener bajos valores de desviación estándar lo que significa que los niveles de acoplamiento mutuo están más agrupados alrededor de la media para cada elemento. Por ejemplo, al comparar los valores de acoplamiento mutuo para el elemento 1 en ambos arreglos, es evidente que los datos están mayormente agrupados cerca de la media en el elemento tipo E, de hecho, haciendo una inspección rápida para 11 elementos tipo E los valores de desviación estándar son inferiores que los elementos rectangulares. Curiosamente para ambos arreglos los valores de desviación estándar más bajos se dan alrededor de los elementos en la posición 8(mitad del arreglo) esto se debe a que el acoplamiento mutuo en estos elementos es el más crítico por recibir la influencia de las antenas de los costados o superiores e inferiores.

La tabla 3.10 también incluye los valores mínimos y máximos de acoplamiento mutuo para cada elemento *i* con respecto a los demás elementos de ambos arreglos, como se ha mencionado en los anteriores análisis, un mayor valor de acoplamiento mutuo implica un peor desempeño de los elementos al interior del arreglo. Como evidencia la tabla 3.10, al comparar los valores máximos entre ambos arreglos, para todos los casos el arreglo de elementos rectangulares presenta mayores valores máximos que los elementos en forma de E, en consecuencia, se puede predecir que, en estos términos, los elementos en forma de E, presentan un mejor desempeño.

Finalmente, se presentan en la tabla 3.10 los resultados de los cuartiles para ambos arreglos, estos permitirán, en caso de ser de utilidad para el proyecto de investigación, ubicar el mayor porcentaje de acoplamiento mutuo entre arreglos, por ejemplo, al analizar el cuartil 3 para el elemento 1 en ambos arreglos, se evidencia que para los elementos tipo E el 75% de valores de acoplamiento mutuo es inferior a los -29.49 dBs, lo cual es altamente positivo, no así, el caso de los elementos rectangulares en la primera posición, ya que el 75% presenta valores inferiores a -16.06 dBs. Citando otro análisis, al escoger el elemento 9 para ambos arreglos se evidencia que el cuartil 2 es de -21.88 dBs y -30.98 dBs para el elemento rectangular y tipo E respectivamente, esto indicaría mejores valores de acoplamiento mutuo del elemento tipo E con respecto a los demás elementos del arreglo.

Por la métrica utilizada para evaluar el acoplamiento mutuo entre elementos, se concluye que los elementos en forma de E presentan menores valores de acoplamiento mutuo que los elementos en forma rectangular, lo que implica, que en términos de acoplamiento mutuo, el arreglo MIMO MASIVO de elementos en forma de E sea el de utilidad para el proyecto de investigación.

Tabla 3. 8 Comparación de parámetros: Pérdidas por retorno, VSWR, ancho de banda para los elementos rectangulares y en forma de E

	Pérdidas por retorno [dB]		VSWR		Ancho de banda	
	Rectangular	**E**	**Rectangular**	**E**	**Rectangular**	**E**
1	-11.23	-19.13	2.86	1.249	Peor	Mejor
2	-11.23	-21.91	3.107	1.175		
3	-11.07	-19.86	1.77	1.226		
4	-11.05	-22.26	1.77	1.167		
5	-13.45	-20.24	1.54	1.215		
6	-12.18	-22.81	1.65	1.156		
7	-12.68	-20.26	1.60	1.215		
8	-12.82	-23.23	1.59	1.148		
9	-14.04	-20.29	1.49	1.214		
10	-12.698	-23.41	1.60	1.145		
11	-13.279	-20.70	1.55	1.203		
12	-13.25	-23.88	1.55	1.137		
13	-16.67	-20.53	1.34	1.208		
14	-14.94	-23.55	1.43	1.142		
15	-17.46	-20.13	1.30	1.219		
16	-17.60	-19.92	1.30	1.224		

Tabla 3. 9 Comparación de parámetros: impedancia, ganancia, directividad, polarización para los elementos rectangulares y en forma de E

	Impedancia [Ω]		Ganancia [dBi]		Directividad [dBi]		Polarización	
	Rectangular	**E**	**Rectangular**	**E**	**Rectangular**	**E**	**Rectangular**	**E**
1	37.02	58.61	7.28	4.52	7.28	4.52	Elíptica	Elíptica
2	35.560	49.47	7.32	3.66	7.32	3.66		
3	32.92	53.49	5.43	4.30	5.43	4.30		
4	33.10	49.43	5.44	3,67	5.44	3.67		
5	33.745	57.40	5.54	4.61	5.54	4.61		
6	33.13	49.38	5.61	3.69	5.61	3.69		
7	33.61	57.51	5.59	4.91	5.59	4.91		
8	34.06	49.36	5.55	3.64	5.55	3.64		
9	34.60	57.72	5.77	5.12	5.77	5.12		
10	33.96	49.67	5.87	3.73	5.87	3.73		
11	35.05	57.46	5.44	4.97	5.44	4.97		
12	35.22	50.01	5.44	3.85	5.44	3.85		
13	37.99	57.94	5.34	4.54	5.34	4.54		
14	37.31	51.75	5.34	4.00	5.34	4.00		
15	38.55	60	3.85	4.13	3.85	4.13		
16	38.84	60.3	3.85	3.63	3.85	3.63		

Los mapas a continuación evalúan con color amarillo los valores de acoplamiento mutuo mayores a -20 dBs. Además, se describe el eje y con las 16 antenas (desde la posición 0 hasta la 15) vs el eje x con las 16 antenas (desde la posición 0 hasta la 15), las barras verticales a la derecha representan los valores de acoplamiento mutuo desde -10 dBs hasta -55 dBs aproximadamente.

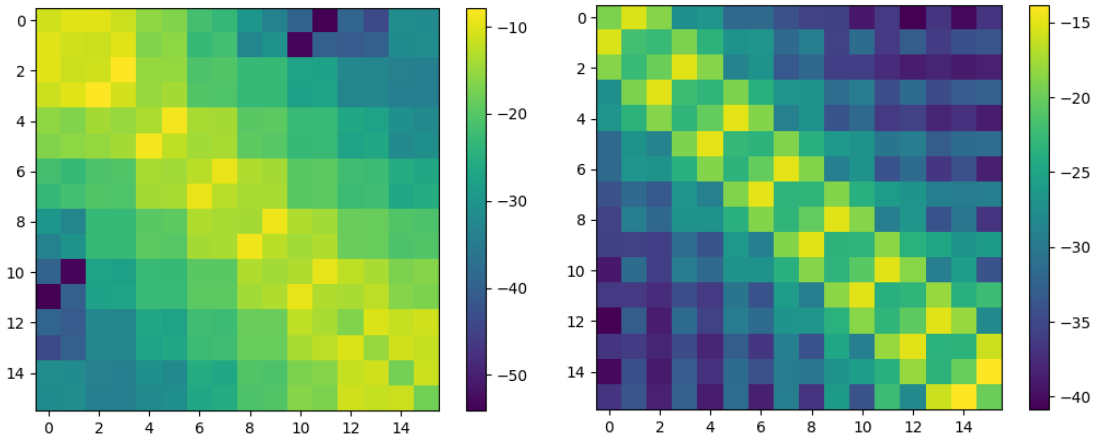


Figura 3. 45 Mapa de calor para los valores de s_{ij} para el arreglo de elementos rectangular y para el arreglo de elementos en forma de E respectivamente.

Tabla 3. 10 Comparación entre medidas de frecuencia central y dispersión entre el arreglo de elementos rectangulares y en forma de E para el acoplamiento mutuo.

	Media [dB]		**σ [dB]**		**Min [dB]**		**25% [dB]**		**50% [dB]**		**75% [dB]**		**Max [dB]**	
	R	**E**	**R**	**E**	**R**	**E**	**R**	**E**	**R**	**E**	**R**	**E**	**R**	**E**
1	-27,43	-32,47	13,39	7,53	-54,12	-40,86	-36,38	-36,79	-29,81	-35,61	-16,06	-29,49	-9,97	-15,34
2	-27,27	-29,03	13,08	6,49	-53,25	-36,4	-36,42	-33,97	-30,28	-31,25	-16,13	-25,12	-10,06	-15,34
3	-22,29	-30,62	9,07	8,31	-34,05	-38,92	-30,17	-37,75	-23,01	-33,39	-14,64	-24,83	-7,81	-15
4	-22,30	-27,20	9,12	6,09	-34,15	-34,67	-30,25	-31,98	-23,02	-27,43	-14,56	-23,46	-7,81	-15
5	-20,03	-28,87	6,83	7,77	-31,91	-38,75	-24,72	-35,95	-19,55	-29,03	-15,04	-23,33	-8,71	-14,93
6	-20,01	-26,39	6,90	5,38	-31,96	-32,89	-24,82	-30,78	-19,35	-26,96	-14,68	-23,51	-8,71	-14,93
7	-19,06	-27,71	4,98	6,88	-26,56	-38,48	-22,18	-32,78	-20,39	-26,98	-14,09	-23,52	-9,3	-14,98
8	-19,06	-26,35	5,00	5,54	-26,6	-34,13	-22,23	-29,36	-20,33	-26,89	-13,99	-23,44	-9,3	-14,98
9	-19,31	-27,15	6,32	6,36	-32,89	-36,81	-21,88	-30,98	-19,35	-27,01	-14,03	-23,45	-8,97	-15,02
10	-19,44	-27,02	6,50	6,61	-33,79	-35,88	-21,88	-32,49	-19,55	-26,49	-14,09	-23,45	-8,97	-15,02
11	-21,93	-27,31	11,53	6,70	-53,25	-39,04	-25,11	-31,46	-19,58	-26,96	-13,97	-23,46	-9,59	-15
12	-22,01	-28,09	11,75	7,67	-54,12	-37,47	-25,07	-35,41	-19,48	-29,31	-13,93	-22,74	-9,59	-15
13	-22,66	-28,03	10,26	7,50	-40,91	-40,86	-30,05	-32,15	-21,95	-28,05	-13,00	-23,4	-10,35	-15,04
14	-19,92	-29,52	16,00	8,16	-43,86	-38,02	-30,11	-36,31	-22,1	-32,89	-13,11	-24,17	11,79	-15,04
15	-20,65	-29,36	14,76	7,52	-34,14	-40,32	-31,63	-34,18	-25,38	-30,23	-16,63	-24,78	11,56	-13,82
16	-20,56	-30,42	14,89	7,94	-34,15	-38,75	-31,60	-36,82	-25,4	-32,58	-16,59	-27,09	11,79	-13,82

Por lo expuesto en la sección 3.5, las tablas 3.7, 3.8, 3.9, 3.10 y la figura 3.45 presentadas en este trabajo permiten concluir que presenta un mejor desempeño y es más útil para el proyecto de investigación el arreglo MIMO MASIVO de 16 elementos en forma de E propuesto, ya que sus parámetros presentan mejores características con respecto al arreglo de 16 elementos rectangulares.

4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1 CONCLUSIONES

- El arreglo de elementos en forma de E presenta un mejor desempeño que el arreglo de elementos en forma rectangular para una frecuencia de 1.85 GHz en términos de: pérdidas de retorno, ancho de banda, VSWR, impedancia de entrada, polarización, acoplamiento mutuo, para cada uno de los 16 elementos del arreglo. La media de pérdidas de retorno para todos los elementos en forma de E es de - 21.38 dBs en tanto que para los elementos rectangulares es de -13.47 dBs. La media de VSWR para todos los elementos en forma de E es de 1.19, en tanto que para los elementos rectangulares es de 1.71. La media de impedancia de entrada para todos los elementos en forma de E es de 54.34 Ω, mientras que los elementos rectangulares presentan una media de 35.29 Ω, el requerimiento, en términos de impedancia de entrada es de 50 Ω.

- El arreglo de elementos rectangulares presenta un mejor desempeño que el arreglo de elementos en forma de E para una frecuencia de 1.85 GHz en términos de ganancia y directividad, para cada uno de los 16 elementos del arreglo. El valor medio de ganancia para todos los elementos en forma rectangular es de 5.54 dBi, por su parte para los elementos en forma de E es de 4.18 dBi. Los valores de directividad son los mismos que los de ganancia. Una diferencia de 1.4 dBi no representa mayor significancia para el proyecto, por lo que se sigue considerando el arreglo de elementos en forma de E de mayor utilidad.

- Parámetros como la polarización y los lóbulos de radiación presentaron ciertas similitudes en ambos arreglos. Los elementos en ambos arreglos presentan lóbulos casi omnidireccionales con pequeñas deformaciones, teniendo radiación tanto en la parte superior como inferior del elemento, esto se produce porque el

sustrato no tiene plano de tierra, ya que estos elementos fueron diseñados en el ambiente aire –FR4-aire. Los valores de relación axial señalan polarización elíptica para los elementos de los dos arreglos, presentando una mayor tendencia a la polarización circular para el caso de los elementos en forma de E.

- El elemento tipo E presentó menores dificultades de diseño que el elemento rectangular. Para obtener el diseño rectangular más óptimo las dimensiones físicas fueron aumentadas en un 22.5% respecto al diseño original. Además, fue necesario el diseño de una línea de transmisión para mejorar el pobre acoplamiento que presentaba el diseño original. Por su parte, para el elemento tipo E bastó la introducción de 2 slots de dimensiones 7.52 mm y 38.5 mm de ancho y largo respectivamente al interior del parche, para conseguir el elemento más óptimo.

- La frecuencia central de operación varía en función de la longitud del parche, en tanto que la impedancia de acoplamiento varía en función del ancho del parche. En este estudio, también se evidenció un impacto en la frecuencia de operación al introducir una línea de transmisión, por lo que, al variar las dimensiones de la línea de transmisión, la frecuencia de operación también varía.

- Se comprobó la teoría en relación a que las introducciones de slots en un parche mejoran las características de ancho de banda, en este trabajo se evidenció una mejora del 487% con respecto al parche rectangular, adicionalmente, se de mencionar que este incremento también depende de las dimensiones de los slots introducidos y de la ubicación del puerto de alimentación.

- En este trabajo se evidenció que agrupar un máximo de 3 o 4 antenas no provoca variaciones significativas en los parámetros de radiación, lo que si ocurre en un arreglo mimo masivo (decenas o centenas de antenas), por lo que, las características de radiación de un elemento inevitablemente se verán afectadas al agruparse en un arreglo mimo masivo.

- Las afectaciones en los parámetros de radiación de un elemento correspondientes al arreglo mimo masivo por acoplamiento mutuo, fueron disminuidos a través de los valores de separación entre elementos y su disposición al interior del arreglo, los mejores desempeños se presentaron en distancias que eran submúltiplos de lambda y valores menores o iguales a lambda. El arreglo de elementos rectangulares más óptimo presenta una distancia de separación de lambda en el plano E y lambda medios en el plano H en disposición 8x2, disposiciones como 4x4 o 2x8 presentaban en un gran número de elementos altas pérdidas por retorno ocasionadas por el acoplamiento mutuo. Por su parte, el arreglo de elementos en forma de E más óptimo presenta distancias entre elementos de lambda medios con disposición 1x16, en las pruebas se comprobó que disposiciones como 8x2 presentaban peores desempeños.

- La forma del elemento influye en arreglos mimo masivo, la introducción de slots en cada elemento (antena en forma de E) mejora la mayoría de características de radiación de los elementos individuales.

- Alimentaciones ortogonales en los elementos tipo E del arreglo mimo masivo mejoraron en primer lugar los valores de pérdidas de retorno para todos los elementos, además redujeron los valores de acoplamiento mutuo con respecto a los elementos rectangulares que presentaban alimentaciones en un solo sentido. Esto se da, ya que al tener alimentaciones ortogonales cada elemento recibirá una señal desfasada 90°[20], lo que permite señales independientes en cada antena.

- Se establecen valores aceptables de acoplamiento mutuo inferiores a -20 dBs en los dos tipos de antenas; los elementos rectangulares presentan valores medios de acoplamiento mutuo entre los – 20 y -27 dBs para las 16 antenas, mientras que los elementos en forma de E presentan valores medios entre -27 y -33 dBs, además se presentan mejores valores de desviación estándar para todos los elementos en forma de E, en consecuencia existe menor dispersión de valores de acoplamiento mutuo alrededor de la media.

[20] Creemos que, al colocar una alimentación ortogonal respecto a otra, se reflejará en el desfase ortogonal entre las señales de alimentación.

- Los mapas de calor elaborados para visualizar el acoplamiento mutuo entre todos los elementos del arreglo confirman las estadísticas calculadas en este trabajo. En el arreglo mimo masivo de elementos rectangulares, existe mayor población de colores verde y amarillo, que como se explica representan valores de acoplamiento mutuo entre los -10 dBs y -30 dBs que en el mapa que corresponde a los elementos en forma de E, confirmando altos valores de acoplamiento mutuo entre la mayoría de elementos, además se visualizan valores mínimos y máximos, para el arreglo de elementos rectangulares se tiene un mínimo de -54.12 dBs y un máximo de -7.81 dBs, en tanto que los elementos tipo E presentan un mínimo de -40.86 dBs y un máximo de -14.93 dBs, por lo que los valores de acoplamiento mutuo entre los elementos de ambos arreglos oscilan entre estos valores.

- Las antenas de los extremos en el arreglo de elementos rectangulares se comportan de manera diferente que los demás elementos, es así, que las dos primeras antenas presentan altos valores de VSWR, malos valores de acoplamiento de impedancia y desplazamiento de frecuencia, en tanto que los dos últimos elementos presentan los menores valores de ganancia con respecto a los demás elementos. Se puede concluir entonces que, al estar en los extremos no reciben la misma influencia de sus elementos vecinos, en comparación a los elementos del interior, lo que podría explicar este comportamiento.

- Los sistemas mimo masivo ofrecen mejoras sustanciales con respecto a un único elemento, es así que, para ambos arreglos, los parámetros de radiación en torno a la ganancia, directividad y eficiencia de radiación aumentaron sustancialmente. El único elemento rectangular presentó valores de 3.68 dBi, 3.87 dBi y 95.79% de ganancia, directividad y eficiencia de radiación, mientras que el arreglo mimo masivo en conjunto presentó valores de 14.09 dBi, 14.09 dBi y 100% de eficiencia de radiación. El único elemento en forma de E presentó valores de 3.35 dBi, 3.37 dBi y 99.66% de ganancia, directividad y eficiencia de radiación, en cambio el arreglo mimo masivo de 16 elementos en conjunto presentó valores de 11.40 dBi, 12.34 dBi y 80.62% de eficiencia de radiación. Esto no necesariamente implica que los elementos de forma rectangular presentan mejor

desempeño que los elementos en forma de E, ya que deben ser considerados todos los parámetros analizados en este trabajo.

4.2 RECOMENDACIONES

- En trabajos futuros se puede realizar un estudio con respecto al coeficiente de correlación entre los elementos de un arreglo mimo masivo y determinar su influencia en la independencia entre señales y los valores de acoplamiento mutuo. El coeficiente calculado podría ser comparado con los valores de simulación que ofrecen los softwares CST y HFSS.

- El entorno layout de ADS no ofrece las simulaciones de ciertos parámetros per se, por ejemplo, en este trabajo los valores de simulación para VSWR fueron obtenidos mediante la herramienta *ecuación*. Por lo que es importante tener presente que muchos parámetros pueden se calculados y graficados mediante esta herramienta.

- Las disposiciones de los elementos al interior del arreglo jugaron un papel importante en el desempeño de las antenas, por lo que, trabajos futuros podrían centrarse en analizar cómo la ubicación de los elementos influye en el acoplamiento mutuo en arreglos mimo masivo.

- La separación de los elementos en un arreglo mimo masivo no debería superar la longitud de onda, ya que esto produce afectaciones importantes en el desempeño de los elementos.

- Se podrían contrastar los resultados obtenidos en este trabajo con un arreglo mimo masivo de 16 elementos empleando algún tipo específico de alimentación de las antenas.

- En trabajos futuros se podría evaluar la incidencia de la alimentación ortogonal en arreglos mimo masivo con elementos que presenten una misma forma física, diferente a las estudiadas en este trabajo.

5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] I. Bernal, *Comunicaciones Inalambricas, MIMO (simplied version),* Quito: EPN, 2017.

[2] J. B. Anderson, «"A History of Radio Wave Propagation: From Marconi to M",» *IEEE Communications Magazine,* vol. 55, nº 2, pp. 6-10, 2017.

[3] V. R. Jones y G. C. Raleigh, «Channel estimation for wireless OFDM systems,» de *IEEE GLOBECOM*, Sidney, Australia, 1998.

[4] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P. J. Smith y A. Naguib, «From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems,» *IEEE Journal on Selected Areas in Communications,* vol. 21, nº 3, pp. 281-302, 2003.

[5] W. Stallings, Wireless Communication and Networks, Pearson Prentice Hall, 2005.

[6] V. Jungnickel, K. Manolakis, W. Zirwas, B. Panzner, V. Braun, M. Lossow, R. Stenad, R. Apelfrojd y T. Svensson, «The Role of Small Cells, Coordinated Multipoint, and Massive MIMO in 5G,» *IEEE Communications Magazine,* vol. 52, nº 2, pp. 44-51, 2014.

[7] E. Larsson, O. Edfors, F. Turvesson y T. L. Marzetta, «Massive Mimo For Next Genration Wireless System,» *IEEE Communications Magazine,* vol. 52, nº 2, pp. 186-195, 2014.

[8] B. Panzer, W. Ziewas, S. Dierks, M. Lauridsen, P. Mogensen, K. Pajukoski y D. Miao, «"Deployment and Implementation Strategies for Massive MIMO in 5G",» de *IEEE 2014 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, 2014.

[9] T. L. Marzetta, «Massive MIMO: An Introduction,» *Bell Labs Techincal Journal,* vol. 20, pp. 11-22, 2015.

[10] J. Vieira, K. Nierman, Z. Miers, N. Kundargi, S. Malkowsky, L. Liu, I. Wong, O. Owall, O. Edfors y F. Tufvesson, «A flexible 100-antenna testbed for Massive MIMO,» de *2014 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, 2014.

[11] J. Nam, J. Ahn, A. Adhikay y G. Caire, «“Joint Spatial Division and Multiplexing: Realizing Massive MIMO Gains with Limited Channel State Information,”,» de *46th Annual Conf. Information Sciences and Systems*, 2012.

[12] S. K. Mohammed y E. G. Larsson, «"Per-Antenna Constant Envelope Precoding for Large Multi-User MIMO Systems,”,» *IEEE Trans. Communications,* vol. 61, nº 3, pp. 1059-71, 2013.

[13] G. L. Agredo, P. E. Jojoa y V. Almenar, «Sistemas MIMO con un elevado número de antenas: clave para la 5G inalámbrica,» *Entramado,* vol. 11, nº 2, pp. 250-261, 2015.

[14] E. Bjornson, J. Hoydis y L. Sanguinetti, «Massive MIMO has Unlimited Capacity,» *IEEE Transactions on Wireless Communications,* vol. 17, nº 1, pp. 574-590, 2018.

[15] X. ZHU, Z. Wang, L. Dai y C. Qiam, «"Smart Pilot Assignment for Massive MIMO",» *IEEE Communications Letters,* vol. 9, nº 9, pp. 1644-1647, 2015.

[16] Y. Huang y K. Boyle, Antennas: Froma Theory to Practice, First ed., vol 1, Chichester: Uk: John Wiley & Sons Ltd, 2008.

[17] J. M. Huidobro, «Antenas de Telecomunicaciones,» *Revista Digital Acta,* vol. 22, pp. 1-16, 2013.

[18] C. A. Balanis, Antenna Theory, New Jersey: Wiley-Interscience, 2005.

[19] A. L. Gordón, *Diseño, simulacion e implmentacion de una antena microstrip yagi para operar en la banda de 5.8 Ghz.,* Quito: EPN, 2016.

[20] C. Peixeiro, «Microstrip patch antennas: An historical perspective of the development,» de *2011 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2011)*, Natal, Brazil, 2011.

[21] H. Gutton y G. Baissinot, «Flat Aerial for Ultra High Frecuency». Francia Patente 70313, 1955.

[22] I. Bahl y P. Bhartia, Microstrip antennas, Dedham, Mass, USA: Artech House, 1980.

[23] B. Patel, T. Narang y S. Jain, «Microstrip Patch Antenna- A Historical Perspective of the Development,» de *Conference on Advances in Communication and Control Systems 2013 (CAC2S 2013)*, 2013.

[24] D. J. Jaramillo y L. G. Quishpe, *Estudio, diseño y construccion de un prototipo de arreglo de antenas microstrip para recepcion en la banda X comparabale a la ganancia de una antena parabolica,* Quito: EPN, 2013.

[25] L. C. Paul, M. S. Akhter, M. A. Haque, M. R. Islam, M. F. Islam y M. M. Raham, «Design and Analysis of Four Elements E, H and Combined E-H Shaped Microstrip Patch Array Antenna for Wireless Applications,» de *3rd International Conference on Electrical Information and Communication Technology (EICT*, Khulna, Bangladesh, 2017.

[26] S. Patel y Y. K. Posta, «E-shape Microstrip Patch Antenna Design for,» de *Nirma University International Conference on Engineering*, Ahmedabad, Gujarat, India, 2011.

[27] A. S. Moreno, *Evaluacion mediante simulacion de dos arreglos de antenas tipo parche en banda S para aplicaciones de un sistema radar,* Quito: EPN, 2017.

[28] O. Miranda y F. Perez, ««Diagnóstico de transformadores de distribución mediante espectroscopia en el dominio de la frecuencia,» *JIEE Jornadas en Ingeniería Eléctrica y Electrónica,* vol. 27, pp. 182-185, 2017.

[29] H. Eladesk, «Microstrip Antennas for Mobile Wireless Communication System,» de *InTech*, Egipto, 2010.

[30] A. Montaluisa, *Diseño Y Construcción de una Antena Fractal Monopolo Alfombra de Sierpinsky Para la Banda UHF,* Quito: EPN, 2019.

[31] C. U. Ndujiuba y A. O. Oloyede, «Selecting Best Feeding Technique of a Rectangular Patch Antenna for an Application,» *International Journal of Electromagnetics and Applications,* vol. 5, nº 3, pp. 99-107, 2015.

[32] G. Casu, C. Moraru y A. Kovacs, «Design and Implementation of Microstrip Patch Antenna Array,» de *10th International Conference on Communications (COMM)*, Bucharest, Romania, 2014.

[33] J. F. Zürcher y F. E. Gardiol, Broadband Patch Antennas, Boston: Artech House, 1995.

[34] A. Ahmed, Design and Analysis of Microstrip Patch Antenna Arrays, Tesis de Maestria en Comunicación y Procesamiento de Señal, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Suecia: University College of Borås, 2011.

[35] G. D. Pazmiño, *Análisis Comparativo De Antenas Tipo Patch Con Tecnologia Microstrip en la Banda X,* Sangolqui: ESPE, 2018.

[36] J. V. Olvidarez, *Diseño y Construcción de una Antena Fractal para Banda Ancha en la Frecuencia de 2.4 -2.5 GHz, Pruebas de Operación y Análisis de Resultados,* Riobamba: Universidad Nacional de Chimborazo, 2015.

[37] H. Nigam y M. Kumar, «Design and Analysis of 2X2 MIMO System for 2.4 GHz ISM Band Applications,» *International Journal of Advanced Research in Computer Engineering & Technology (IJARCET),* vol. 3, nº 5, pp. 1794-1798, 2014.

[38] M. K. Khattak, O. Siddique y W. Ahmed, *Design and Simulation of Microstrip Phase Array Antenna using ADS, Tesis de Maestria en Ingeniería Eléctrica, Departament of Computer Sciencie, Physics and Mathematics,* Suecia: Linnaeus University, 2011.

[39] Y. Dama, R. Abd-Alhameed y S. Jones, «An Envelope Correlation Formula for (N ,N) MIMO Antenna Arrays Using Input Scattering Parameters, and Including Power Losses,» *International Journal of Antennas and Propagation,* vol. 2011, pp. 1-7, 2011.

[40] A. A. Cardama, L. J. Roca, J. M. Rius, S. B. Boris y M. F. Bataller, Antenas, Second ed, vol. 1. Latorre, Cataluña: UPC, 2002.

[41] H. R. Keerthi, H. Khan y P. Srinivasulu, «DESIGN OF 9X9 MICRO STRIP PATCH ANTENNA WITH DUAL FEED FOR C-BAND RADAR APPLICATION USING ADS,» *International Journal of Scientific & Engineering Research,* vol. 4, nº 7, pp. 288-295, 2013.

[42] J. R. Sanz, *Diseño de un array de antenas de parche de banda ancha en UHF para sistemas de radar pasivos, Tesis de Maestría en Ingeniería de Telecomunicación,* Madrid: Universidad de Alcalá, 2017.

[43] B. K. Ang y B. K. Chung, «A WIDEBAND E-SHAPED MICROSTRIP PATCH ANTENNA FOR 5–6 GHZ WIRELESS COMMUNICATIONS,» *Progress In Electromagnetics Research,* vol. 75, pp. 397-407, 2007.

[44] R. T. Prabu, K. Ramu, G. Reddy y K. K. Reddy, «Design and Implementation of E-shaped Antenna for GSM/3GApplications,» *IJISET - International Journal of Innovative Science, Engineering & Technology,* vol. 2, nº 4, pp. 774-777, 2015.

[45] E. G. Rodriguez, I. R. Prieto, F. M. Rizo y L. R. Salas, «Estudio de la variación de diferentes parámetros en antenas de microcinta AAPC,» *Revista de Ingienieria Electronica, Automatica y Comunicaciones,* vol. 34, nº 1, pp. 27-39, 2013.

[46] M. A. Velasco, R. E. López, D. Rojas y R. Hernández, «Análisis de la correlación en un arreglo de antenas de parche,» *Revista Iberoamericana de Ciencias,* 2014.

[47] H. Yuan, C. Wang, Y. Li, N. Liu y G. Cui, «The Design of Array Antennas Used for Massive MIMO System in the Fifth Generation Mobile Communication,» de *2016 11th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE)*, Guilin, 2016.

[48] E. Guillen, *Antenas de Polarizacion Circular para Sistemas RFID,* Tarragona: Universidad Rovira i Virgili, 2010.

[49] E. Betancor, *Diseño y estudio de una antena de Polarizacion circular para la banda ka,* Madrid: Escuela Técnica Superior de Ingeniería y Sistemas de Telecomunicación, 2017.

[50] M. Baharudin, J. T. Sumantayo y H. Kuze, «Equilateral triangular microstrip antenna for circularly-polarized synthetic aperture radar,» *Progress In Electromagnetics Research C,* vol. 8, pp. 107-120, 2009.

[51] R. Garrote, *DISEÑO DE LA RED DE ALIMENTACIÓN PARA UN ARRAY DE ANTENAS PARA COMUNICACIONES POR SATÉLITE,* Madrid: UNIVERSIDAD AUTONOMA DE MADRID, 2018.

[52] Q. Wang, N. Mu, L. Wang y S. S-Naeini, «5G MIMO Conformal Microstrip Antenna Design,» *Hindaw: Wireless Communications and Mobile Computing,* vol. 2017, pp. 1-10, 2017.

[53] J. A. Buitrago, *Metodología de Desacople para Antenas de Parche con Aplicación en Sistemas de Imagenología, Tesis de Maestría en Ciencias en la Especialidad Electónica,* Puebla: Instituto Nacional De Astrofísica, Óptica y Electrónica, 2012.

[54] W. Swelam, M. A. Soliman, A. Gomaa y T. E. Taha, «Compact dual-band microstrip patch array antenna for MIMO 4G communication systems,» de *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Toronto, 2010.

[55] M. Karaboikis, C. Soras, G. Tsachtsiris y V. Makios, «Compact dual-printed inverted-F antenna diversity systems for portable wireless devices,» *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters,* vol. 3, pp. 9-14, 2004.

[56] M. Karaboikis, V. C. Papamichael, G. F. Tsachtsiris, C. F. Soras y V. T. Makios, «Integrating Compact Printed Antennas Onto Small Diversity/MIMO Terminals,» *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION,* vol. 56, nº 7, pp. 2067-2078, 2008.

[57] S. Soltani y R. D. Murch, «A Compact Planar Printed MIMO Antenna Design,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation,* vol. 63, nº 3, pp. 1140 - 1149, 2015.

ANEXOS

ANEXO A

Conjunto de simulaciones para el único elemento rectangular, único elemento en forma de E, Arreglo mimo masivo de elementos rectangualres, Arreglo mimo masivo de elementos en forma de E. ANEXO DIGITAL.

ANEXO B

Script realizado en Matlab para el cálculo de dimensiones del elemento rectangular. ANEXO DIGITAL.

ANEXO C

Archivos .csv de los valores de acoplamiento mutuo para el arreglo de elementos rectangulares y elementos en forma de E. ANEXO DIGITAL.

ANEXO D

Script realizado en Python para calcular valores estadísticos acerca del acoplamiento mutuo para ambos arreglos. ANEXO DIGITAL.

ANEXO E

Script realizado en Python para la obtención de mapas de calor de los valores de acoplamiento mutuo para ambos arreglos. ANEXO DIGITAL.

ORDEN DE EMPASTADO