

**UCLV**  
Universidad Central  
"Marta Abreu" de Las Villas



**FIE**  
Facultad de  
Ingeniería Eléctrica

Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones.

## **TRABAJO DE DIPLOMA**

Título: Evaluación del desempeño de Antenas Uda-Yagi con dipolos impresos.

Autor: Leyani Wong Toledo.

Tutor: MsC. David Beltrán Casanova.

Cotutor: DrC. Roberto Jiménez Hernández.

Santa Clara, Junio del 2019  
Copyright©UCLV

Este documento es Propiedad Patrimonial de la Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas, y se encuentra depositado en los fondos de la Biblioteca Universitaria “Chiqui Gómez Lubian” subordinada a la Dirección de Información Científico Técnica de la mencionada casa de altos estudios.

Se autoriza su utilización bajo la licencia siguiente:

**Atribución- No Comercial- Compartir Igual**



Para cualquier información contacte con:

Dirección de Información Científico Técnica. Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas. Carretera a Camajuaní. Km 5½. Santa Clara. Villa Clara. Cuba. CP. 54 830

Teléfonos.: +53 01 42281503-1419



Hago constar que el presente trabajo de diploma fue realizado en la Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas como parte de la culminación de estudios de la especialidad de Ingeniería en Automática, autorizando a que el mismo sea utilizado por la Institución, para los fines que estime conveniente, tanto de forma parcial como total y que además no podrá ser presentado en eventos, ni publicados sin autorización de la Universidad.

---

Firma del Autor

Los abajo firmantes certificamos que el presente trabajo ha sido realizado según acuerdo de la dirección de nuestro centro y el mismo cumple con los requisitos que debe tener un trabajo de esta envergadura referido a la temática señalada.

---

Firma del Tutor

---

Firma del Jefe de Departamento  
donde se defiende el trabajo

---

Firma del Responsable de  
Información Científico-Técnica

## **PENSAMIENTO**

*“Los científicos estudian el mundo como es,  
los INGENIEROS crean al mundo que nunca ha sido.”*

*Theodore Von Kármán*

*“La ciencia puede divertirnos y fascinarnos  
pero es la INGENIERÍA la que cambia el mundo.”*

*Isaac Asimov*

## **DEDICATORIA**

A toda mi familia, principalmente a mis padres por haberme forjado como la persona que soy en la actualidad, por brindarme la confianza, consejos, oportunidades y recursos para lograr mis anhelos, y a mi abuela Mimi por estar siempre en estos momentos difíciles brindándome su amor, paciencia y comprensión.

## **AGRADECIMIENTOS**

A mis padres por haberme proporcionado la mejor educación, lecciones de vida y confiar en mis decisiones.

A todos mis familiares por su apoyo, en especial a mi abuela Mimi por haberme apoyado siempre desde mi infancia, y a mi pareja.

A mis amigos de siempre, a los que están a mi lado y a los que tengo lejos, pero que siempre estarán en mi corazón.

A las niñas (Claudita, Anisleidita y la muerta), que sin ellas no hubiese sido nada fácil estos cinco años.

A todos aquellos que siguen estando cerca de mí y que le regalan a mi vida algo de ellos.

A mis compañeros de clase con los que he compartido grandes momentos.

A mi tutor MsC. David Beltrán Casanova, al DrC. Roberto Jiménez Hernández y al MsC. Tuan Ernesto Cordoví Hernández, que sin su ayuda y conocimientos no hubiese sido posible realizar este proyecto.

## TAREA TÉCNICA

1. Búsqueda bibliográfica y estudio de trabajos relacionados con el tema.
2. Análisis de los diseños realizados, basados en diferentes parámetros y criterios de diseño.
3. Obtención de los parámetros principales a partir del software empleado.
4. Comparación de los diseños, basados en los resultados teóricos.
5. Comprobación de los resultados teóricos con las mediciones prácticas.

---

Firma del Autor

---

Firma del Tutor

## RESUMEN

Este proyecto está destinado al estudio, diseño y evaluación del desempeño de una antena Uda-Yagi para ser aplicada en redes Wi-Fi empleando las tecnologías de circuitos impresos en el diseño del elemento activo, lo cual le imprime más robustez a dicho elemento en cuanto a su conexión con la línea de alimentación. Para ello, se pretende inicialmente adquirir conocimientos básicos sobre teoría de antenas, profundizando sobre la antena Uda-Yagi, los métodos de cálculo y diseño de la misma, y los dipolos de media longitud de onda en particular, que permitan desarrollar posteriormente la parte práctica del proyecto. Una vez adquiridos estos conocimientos, se procederá al diseño y simulación de los prototipos de antenas propuestos mediante el software *CST Microwave Studio Suite 2018*, donde se mostrarán los resultados satisfactorios en cuanto a las pérdidas por retorno, razón de onda estacionaria (ROE), impedancia en el punto de alimentación, ganancia, etc., dentro de los márgenes estudiados, que permitan fabricar posteriormente los modelos operando adecuadamente en la banda de los 2,44 GHz.

## TABLA DE CONTENIDOS

PENSAMIENTO .....	i
DEDICATORIA .....	ii
AGRADECIMIENTOS .....	iii
TAREA TÉCNICA .....	iv
RESUMEN .....	v
INTRODUCCIÓN .....	1
CAPÍTULO 1. Fundamentos de Antenas.....	5
1.1 Parámetros de las antenas.....	5
1.1.1 Impedancia de entrada. Eficiencia y Adaptación de impedancia. ....	6
1.1.2 Diagrama o Patrón de Radiación. ....	8
1.1.3 Directividad y Ganancia. ....	12
1.1.4 Ancho de Banda. Razón de onda estacionaria ROE ( <i>Voltage Standing Wave Ratio VSWR</i> ). ....	14
1.1.5 Coeficiente de Radiación Trasera. ....	16
1.2 Antena Uda-Yagi. Principios de funcionamiento. ....	17
1.2.1 Métodos de diseño de la antena Uda-Yagi. Método <i>NBS</i> . ....	21
1.3 Dipolo de media longitud de onda ( $\lambda/2$ ). ....	24
1.3.1 Dipolo mariposa ( <i>bowtie dipole</i> ). ....	25
1.4 Conclusiones parciales. ....	26

CAPÍTULO 2. Diseño de las antenas seleccionadas para la banda Wi-Fi. Simulación y análisis de los resultados.....	27
2.1 Diseño teórico de la antena Uda-Yagi para la banda de 2,4 GHz.....	27
2.2 Selección y descripción del software a utilizar. ....	28
2.2.1 <i>CST Microwave Studio Suite 2018</i> . ....	29
2.3 Edición de la antena con <i>CST Microwave Studio Suite 2018</i> . ....	30
2.4 Diseño del dipolo impreso. ....	31
2.4.1 Parámetros iniciales para un dipolo de media onda ( $\lambda/2$ ) en el vacío.....	32
2.4.2 Parámetros iniciales para un dipolo de media longitud onda ( $\lambda/2$ ) impreso...33	
2.4.3 Diseño del dipolo mariposa. ....	34
2.5 Simulación de la antena Uda-Yagi de 7 elementos con los dipolos en circuito impreso.....	37
2.6 Simulación y evaluación del comportamiento de la nueva antena. ....	37
2.6.1 Pérdidas por retorno o Parámetro S11(dB).....	40
2.6.2 Razón de onda estacionaria ROE (Voltage Standing Wave Ratio VSWR). ..	40
2.6.3 Impedancia.....	41
2.6.4 Análisis de las características de radiación de la antena.....	43
CAPÍTULO 3. Mediciones prácticas de las antenas. ....	46
3.1 Equipamiento de la medición empleado. ....	46
3.1.1 Materiales implementados en la fabricación. ....	47
3.2 Prototipos de antena Uda-Yagi. ....	48
3.3 Medición de los parámetros radioeléctricos.....	50
3.3.1 Medición de las pérdidas por retorno. ....	50
3.3.2 Cálculo de la ROE. ....	54
3.3.3 Medición de la ganancia y razón F/B. ....	58

3.3.4 Medición del Patrón de Radiación.....	61
3.4 Conclusiones del capítulo. ....	61
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....	63
Conclusiones .....	63
Recomendaciones .....	63
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	65
ANEXOS .....	67
Anexo I Medición de Ganancia mediante el método de las tres antenas.....	67
Anexo II Medición del Patrón de radiación para la antena Uda-Yagi construida con el dipolo doblado. ....	70

## INTRODUCCIÓN

En los últimos años se ha desarrollado el sector de las telecomunicaciones, en donde las redes inalámbricas han adquirido mayor relevancia, gracias a su bajo costo y compatibilidad tecnológica, lo que ha facilitado y mejorado la eficiencia, coordinación y coherencia al momento de transmitir información, lo cual ha permitido la aparición de nuevas aplicaciones que utilizan esta tecnología como soporte. Por su parte, para contribuir al desarrollo tecnológico, los sistemas de comunicaciones demandan movilidad, mayor alcance, menor tamaño y menor costo en las soluciones. La transmisión inalámbrica entre un transmisor y un receptor está influenciada por varios factores: una línea de transmisión (coaxial o guía de onda) conecta el transmisor o receptor a una antena; una estructura de antena que sostiene la antena a una altura y orientación apropiadas y la antena genera o recibe una señal que se propaga a lo largo de la trayectoria de la onda de radio.

Esta revolución está creando un diluvio de nuevos dispositivos que incrementan dramáticamente la disponibilidad de voz y datos casi en cualquier lugar del mundo. Nuevos equipos salen al mercado cada día con mejor desempeño que sus predecesores, lo que requiere también un diseño mejorado de **la antena**. [1]

Después de la primera demostración de tecnología inalámbrica hecha por Heinrich Hertz y su aplicación práctica en radio comunicaciones por Guglielmo Marconi la antena ha ido cobrando importancia en la sociedad hasta volverse indispensables. Están en todos lados, en hogares y grupos de trabajo, en autos, aeronaves y barcos, los satélites y naves espaciales se encrespan con ellas, incluso como peatones las llevamos encima. [2]

Teléfonos móviles, ordenadores con conexión *wireless*, *headsets*, libros electrónicos, edificios inteligentes, aparatos médicos *wireless*, cámaras *wireless*, son algunos ejemplos de nuestra realidad sin hilos. Esta realidad le está otorgando a la antena un protagonismo y

una responsabilidad nunca pensada. Es por tanto necesario que un ingeniero de telecomunicaciones y electrónica tenga nociones básicas conjugadas con algunas dosis más específicas de antenas, para así poder saber y entender cómo la antena de un sistema podrá realizar correctamente sus funciones. [3]

Hoy día la principal forma de acceso a internet se realiza de forma inalámbrica mediante la tecnología Wi-Fi que opera en la banda de 2,4 GHz además de que en estos momentos en el país, la Empresa de Telecomunicaciones de Cuba “ETECSA” se encuentra en un proceso de extensión de sus servicios a la población a través de dichas redes inalámbricas. Por lo que esto hace evidente la necesidad de hacer inversiones en estos dispositivos, los que llegan a ser muy costosos. Es por ello la importancia de investigar en este tipo de antenas para mejorar sus características e integración en dispositivos haciéndolas cada vez más eficientes.

Como el costo de estas antenas con tecnología de punta siempre ha sido alto, el saber cómo construir antenas con igual o mejor desempeño a las de fabricación comercial con recursos materiales nacionales a un menor precio podría servir como medio de solución.

El empleo de antenas Uda-Yagi en dispositivos utilizados para aplicaciones Wi-Fi, operando en la banda de 2,4 GHz, se ha convertido en una opción práctica y sencilla para los diseñadores de estos sistemas inalámbricos, quienes en la fabricación de la antena han mantenido los diseños clásicos a partir del uso de elementos cilíndricos, típicamente alambres de entre 2 y 4 milímetros (mm), si a ello se adicionan los altos valores de frecuencia que hacen que los elementos de la antena sean relativamente pequeños en cuanto a sus dimensiones, se puede decir que la conexión del elemento activo (dipolo) a la línea de alimentación que típicamente es un cable coaxial se hace difícil y poco fiable en cuanto a su robustez.

Es por ello que el presente trabajo pretende evaluar el desempeño de la antena empleando las tecnologías de circuitos impresos en el diseño del elemento activo, lo cual imprime mayor robustez a la antena.

Actualmente no se reconoce en la FIE ni en la Empresa de Antenas de Villa Clara antecedentes sobre el empleo de esta tecnología de construcción del elemento activo en la antena Uda-Yagi, a pesar de que se han desarrollado varios diseños de antenas de este tipo

para ser aplicada en redes Wi-Fi, donde se ha evidenciado la necesidad de robustecer dicho elemento en cuanto a su conexión con la línea de alimentación. La bibliografía expone el diseño de dipolos con esta tecnología pero no aparece su aplicación como elemento activo de una antena Uda-Yagi.

El objetivo general que se pretende con el siguiente trabajo es: Analizar prototipos de antenas Uda-Yagi con dipolos construidos en circuitos impresos.

Para dar solución al problema de investigación y dar cumplimiento al objetivo general, se plantean los siguientes objetivos específicos:

1. Describir las características principales de las antenas Uda-Yagi.
2. Presentar el método de diseño de diferentes variantes de dipolos construidos empleando la tecnología de circuitos impresos.
3. Implementar en *CST Microwave Studio Suite 2018* el diseño y la simulación de los prototipos escogidos.
4. Evaluar de manera práctica los prototipos de antenas.

El trabajo se ha conformado por tres capítulos en los cuales se abordan las siguientes temáticas:

**Capítulo 1:** El objetivo fundamental de este capítulo es contribuir a la comprensión basada en el razonamiento de elementos dirigidos a la consolidación de la base teórica, conceptual y de fundamentación física de los conocimientos sobre Antenas. Adicionalmente, la ampliación y actualización de conocimientos sobre una antena Uda-Yagi, los métodos de cálculo y diseño de la antena. Por último, se dará una breve descripción del dipolo de media longitud de onda y dipolo mariposa (*bowtie dipole*).

**Capítulo 2:** En el presente capítulo se explicará el procedimiento de diseño teórico de una antena Uda-Yagi de 5 elementos para la banda de 2,4 GHz por el método tabular del *Nacional Bureau of Standards NBS* de Estados Unidos. Se realizará una breve descripción del software para la simulación y comprobación de diseños de antenas, *CST Microwave Studio Suite 2018*, y se describirá detalladamente el proceso de modificaciones que se aplican en la antena con el uso de técnicas de optimización. Se explicará también el procedimiento de diseño de los dipolos en tecnología de circuito impreso. Por último se

---

integrará la antena Uda-Yagi antes diseñada con dichos dipolos, y se analizarán los principales parámetros radioeléctricos de la antena mediante su modelado y simulación.

**Capítulo 3:** En este capítulo se pretende recoger todas las mediciones realizadas con los modelos reales de las antenas, para luego realizar comparaciones de los resultados obtenidos en las mediciones con las simulaciones.

El trabajo constará además de conclusiones donde se establecerá un análisis de los resultados obtenidos. También presentará recomendaciones que tomarán en consideración aspectos que puedan enriquecer y perfeccionar el estudio realizado en futuras investigaciones. Además de las referencias bibliográficas en las que se conformará una lista de la bibliografía consultada teniendo en cuenta las normas establecidas. Los anexos incluirán aquellos aspectos del trabajo que, por su longitud o complejidad, no se incluyen en el texto de la tesis pero que auxilian a una mejor comprensión de lo que se expone en ella.

## **CAPÍTULO 1. Fundamentos de Antenas.**

El objetivo fundamental de este capítulo es contribuir a la comprensión basada en el razonamiento de elementos dirigidos a la consolidación de la base teórica, conceptual y la fundamentación física de los conocimientos sobre Antenas. Adicionalmente se establece la ampliación y actualización de conocimientos sobre la antena Uda-Yagi, así como los métodos de cálculo y diseño de la antena. Por último, se dará una breve descripción del dipolo de media longitud de onda y dipolo mariposa (*bowtie dipole*).

La antena es un dispositivo terminal de un sistema de radiocomunicaciones, que convierte las oscilaciones moduladas de alta frecuencia de voltaje y corriente en ondas electromagnéticas hacia el espacio, y a la inversa.[4]

Desde el punto de vista del transmisor, el propósito de la antena es radiar eficientemente la energía electromagnética hacia direcciones convenientes, haciendo uso de la máxima potencia posible del transmisor. En el caso de una antena receptora, su función es captar ondas radioeléctricas, debilitadas y contaminadas con ruido, en direcciones convenientes, para que el receptor recupere la información contenida en esta señal.[4]

### **1.1 Parámetros de las antenas.**

Las propiedades de las antenas se expresan mediante ciertos indicadores que permiten determinar de forma precisa sus características de trabajo, establecer comparaciones entre ellas y expresar las exigencias para su diseño y empleo en diferentes sistemas de radio. Estos indicadores se denominan Parámetros de las antenas. Esta sección se destina al análisis de algunos de los más relevantes a la hora de describir el desempeño de las antenas propuestas en el proyecto. Vale destacar que algunos de estos parámetros están

interrelacionados y no es necesario tomarlos todos en consideración para llegar a una completa descripción de la antena. Una discusión más detallada puede consultarse en [5]

La mayoría de estos parámetros se definen en transmisión, pero son válidos también en recepción, al aplicar el *principio de reciprocidad*.

### 1.1.1 Impedancia de entrada. Eficiencia y Adaptación de impedancia.

El punto de conexión de la antena a la línea de transmisión, presenta propiedades eléctricas que pueden caracterizarse en las frecuencias más bajas hasta la banda de UHF mediante una impedancia; conocida como “impedancia del punto de alimentación” o “impedancia de entrada” ( $Z_e$ ), que no es más que la relación entre el fasor voltaje y corriente presente en dicho punto. Es necesario conocer este parámetro para adecuar un correcto acoplamiento con la impedancia de la fuente.

En notación fasorial de régimen permanente sinusoidal poseerá una parte real  $R_e(\omega)$  y una imaginaria  $X_e(\omega)$ , ambas dependientes, en general, de la frecuencia. Dado que la antena radía energía, hay una pérdida neta de potencia hacia el espacio debido a radiación, que puede ser asignada a una *resistencia de radiación*  $R_r$ , definida como el valor de la resistencia que disiparía óhmicamente la misma potencia que la radiada por la antena.[6]

$$P_{radiada} = I^2 \cdot R_r \quad (1.1)$$

En la práctica no toda la potencia entregada por la antena es radiada totalmente al espacio que la rodea. Considerando que no hay reflexiones en la línea de transmisión, una parte se disipa en forma de calor a causa de las pérdidas resistivas provocada por los conductores, aisladores de soporte, la torre y los cables de anclaje.

La potencia entregada a la antena es la suma de las potencias radiada y de pérdidas en la antena cuando no hay reflexiones en la línea de transmisión. Todas las pérdidas en calor pueden globalizarse en una *resistencia de pérdidas*  $R_\Omega$ . La resistencia de entrada es la suma de la de radiación y de pérdidas.[6]

$$P_{entregada} = P_{radiada} + P_{pérdidas} = I^2 \cdot R_r + I^2 \cdot R_\Omega \quad (1.2)$$

Se dice que la antena es resonante a una frecuencia  $f_c$  si la parte imaginaria es nula ( $X_e = 0$ ). La parte real de la impedancia de entrada ( $R_r$ ) representa la densidad de potencia activa que

la antena radía en zonas del espacio alejadas de ésta (campo lejano). En este sentido  $R_\Omega$  representa la parte de potencia disipada en forma de calor. La parte imaginaria de la impedancia de entrada ( $X_e$ ) representa la densidad de potencia reactiva que se encuentra almacenada en zonas alrededor de la antena (campo cercano).[3]

La impedancia de entrada es un parámetro de gran trascendencia, ya que condiciona los voltajes de los generadores que se deben aplicar para obtener determinados valores de corriente en la antena y, en consecuencia, una determinada potencia radiada. Si la parte reactiva es grande, hay que aplicar voltajes elevados para obtener corrientes apreciables; si la resistencia de radiación es baja, se requieren elevadas corrientes para tener una potencia radiada importante.[3]

La potencia entregada por la línea de alimentación a la antena no es totalmente radiada; una parte se pierde en forma de calor en los propios elementos de la antena, por lo que se puede definir un rendimiento o *eficiencia de la antena*  $\eta$ , mediante la relación entre la potencia radiada y la entregada, o equivalentemente entre la resistencia de entrada de esa antena, si hubiera sido ideal (sin pérdidas), y la que presenta realmente.[3]

$$\eta = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} \quad (1.3)$$

Habitualmente se expresa en tanto por ciento, aunque también se puede expresar en dB una vez aplicado  $10 \cdot \log_{10}(\eta)$ , puesto que es una relación de potencias. Naturalmente interesa en que la eficiencia sea del 100%.

A menudo se usa el concepto de eficiencia total, que es el resultado de multiplicar la eficiencia de radiación por el coeficiente de desadaptación de impedancias debido a las reflexiones en la línea de transmisión. De esta forma resulta:[3]

$$\eta_t = \eta \cdot (1 - |\Gamma|^2) \quad (1.4)$$

Por lo tanto, se debe intentar maximizar el producto adaptando la antena y, al mismo tiempo, usando materiales y estructuras geométricas eficientes.

La adaptación de impedancia entre la antena y la línea de transmisión, o bien directamente al transmisor o al receptor, es quizás uno de los temas que más ocupan la atención en la problemática sobre antenas, puesto que, como la antena deberá radiar el máximo de

potencia posible, habiendo un mínimo de pérdidas, se deberá adaptar la antena a la línea para una máxima transferencia de potencia.

Para que haya máxima transferencia de potencia, la impedancia de la antena  $Z_a = R_a + jX_a$  y la impedancia de carga  $Z_L = R_L + jX_L$  deben ser complejas conjugadas  $Z_L = Z_a^*$ .

Si no existe adaptación de impedancia, entonces, suponiendo la antena como transmisora, la potencia radiada será: [4]

$$P_{radiada} = P \cdot (1 - |\Gamma|^2) \quad (1.5)$$

donde P es la máxima potencia disponible en la resistencia de radiación para condiciones de adaptación de impedancia, y  $|\Gamma|$  es el módulo del coeficiente de reflexión.

### 1.1.2 Diagrama o Patrón de Radiación.

El patrón de radiación de una antena es una representación gráfica de la radiación de la antena en función del ángulo de dirección.[4]

El sistema de coordenadas normalmente utilizado para especificar el patrón de radiación es el sistema de coordenadas esféricas (ver figura 1.1).[4]

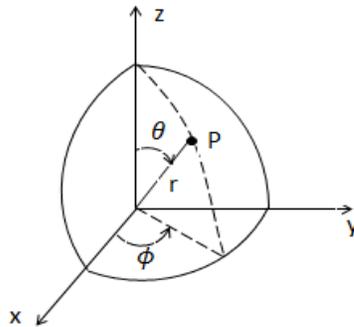


Figura 1.1 Sistema de coordenadas esféricas.

La antena se sitúa en el origen de este sistema, y la intensidad del campo eléctrico se especifica en diferentes puntos sobre una superficie esférica de radio r. Si consideramos que P es un punto distante, de modo que  $r \gg \lambda$ , entonces solamente se considerará el campo radiado.

Para especificar el patrón de radiación, se puede tomar el campo radiado a una distancia fija r, en función de los ángulos de dirección  $\theta$  y  $\phi$ . Para el campo radiado, la intensidad del campo es siempre tangente a la superficie esférica, pudiendo tener componentes  $E_\theta$  y  $E_\phi$

que pueden o no estar en fase de tiempo, definiendo el tipo de polarización de la onda electromagnética.[4]

En el campo lejano, la densidad de potencia es proporcional al cuadrado del módulo del campo eléctrico, algo que hace que la representación gráfica de un diagrama de potencia contenga la misma información que un diagrama de radiación de campo.[3]

La magnitud del campo eléctrico puede escribirse como: [4]

$$E = K/r f(\theta, \phi) \quad [V/m] \quad (1.6)$$

donde  $f(\theta, \phi)$  representa las características direccionales de radiación en función de la dirección espacial. En general esta función está normalizada a su valor máximo  $|f(\theta, \phi)|_{max} = 1$ . [4]

La representación de  $|f(\theta, \phi)|$  vs.  $(\theta, \phi)$  es el patrón de radiación normalizado de la antena en cuestión. Para  $\theta = \pi/2$  (plano xy), tendremos el patrón de radiación horizontal, mientras que para  $\phi = \text{constante}$ , tendremos los patrones de radiación verticales.[4]

El diagrama de radiación se puede representar en forma tridimensional utilizando técnicas gráficas diversas, como las curvas de nivel o el dibujo en perspectiva. La figura 1.2 muestra el diagrama tridimensional de una antena y los planos E y H. Los niveles se expresan en decibeles [dB] respecto al máximo de radiación.

Para antenas linealmente polarizadas se define el *plano E* como el que forman la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección. Análogamente, el *plano H* es el formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección. Ambos planos son perpendiculares y su intersección determina una línea que define la dirección de máxima radiación de la antena.[6]

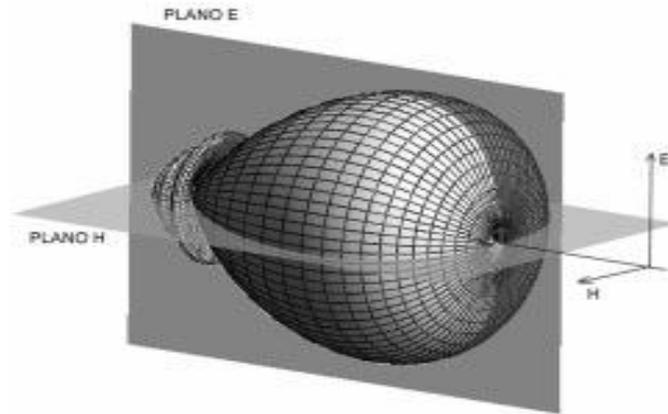


Figura 1.2 Diagrama de radiación tridimensional.

Si bien la información de la radiación es tridimensional, puede ser de interés, y en muchos casos suficiente, representar un corte del diagrama. Los cortes pueden hacerse de infinitas formas. Los más habituales son los que siguen los meridianos en una hipotética esfera (cortes para  $\phi$  constante) o los paralelos (cortes con  $\theta$  constante). La información de todos los cortes del diagrama es excesiva, por lo que se recurre a representar dicha información sólo en los planos principales.[6]

Los cortes bidimensionales del diagrama de radiación se pueden representar en coordenadas polares o cartesianas. La representación polar se hace mediante el trazado de segmentos proporcionales a una magnitud de referencia (módulo) y un ángulo que nos da la dirección respecto a una semirrecta de referencia (argumento), mientras que el radio representa la intensidad del campo eléctrico o la densidad de potencia radiada. Los resultados obtenidos son generalmente normalizados. El valor máximo de la señal recibida para 0 dB de referencia, facilita la interpretación de los lóbulos secundarios en relación al frente de los bordes.[7]

En coordenadas cartesianas se representa el ángulo en abscisas y el campo o la densidad de potencia en ordenadas.[6]

La figura 1.3 muestra ejemplos de ambas representaciones.

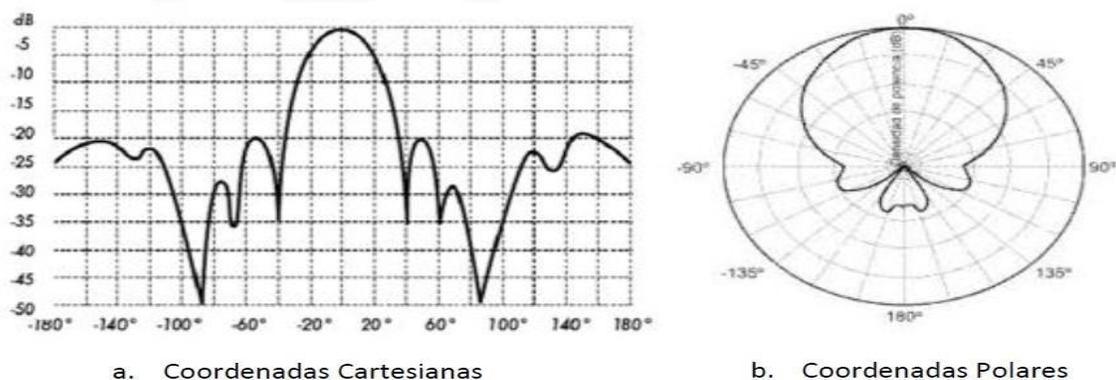


Figura 1.3 Diagrama de radiación en a) coordenadas cartesianas b) coordenadas polares.

En un diagrama de radiación típico, como los mostrados en la figura anterior, se aprecia una zona en la que la radiación es máxima, a la que se denomina haz principal o lóbulo principal. Las zonas que rodean a los máximos de menor magnitud se denominan lóbulos laterales y al lóbulo lateral de mayor magnitud se denomina lóbulo secundario.

Algunas definiciones relacionadas con el diagrama de radiación: [3], [5]

- Lóbulo posterior: zona diametralmente opuesta al lóbulo principal.
- Ancho de haz a mitad de potencia ( $\Delta\theta_{-3dB}$ ): separación angular de las direcciones en las que el diagrama de radiación de potencia toma el valor mitad del máximo. En el campo eléctrico en 0,707 del valor máximo.
- Ancho de haz entre ceros ( $\Delta\theta_Z$ ): separación angular en las direcciones del espacio en las cuales el lóbulo principal toma un valor nulo.
- Coeficiente de radiación trasera (Razón front to back): cociente entre el valor de la magnitud del lóbulo principal y la del lóbulo posterior [dB].
- Relación lóbulo principal a secundario (NLPS): cociente entre el lóbulo principal y el lóbulo secundario, que suele ser adyacente al lóbulo principal [dB]. Generalmente se encuentra el acrónimo NLPS como SLL del inglés *Side Lobe Level*.

Atendiendo al diagrama de radiación, se puede hacer una clasificación general de los tipos de antenas según la forma de radiación y de la directividad:[8]

- Antena isotrópica: aquella antena que radia con la misma densidad de potencia en todas las direcciones.
- Antena omnidireccional: Direccionales en un plano e isotrópicos en el otro.
- Antena directiva: antena capaz de concentrar la mayor parte de la energía radiada en una determinada dirección.

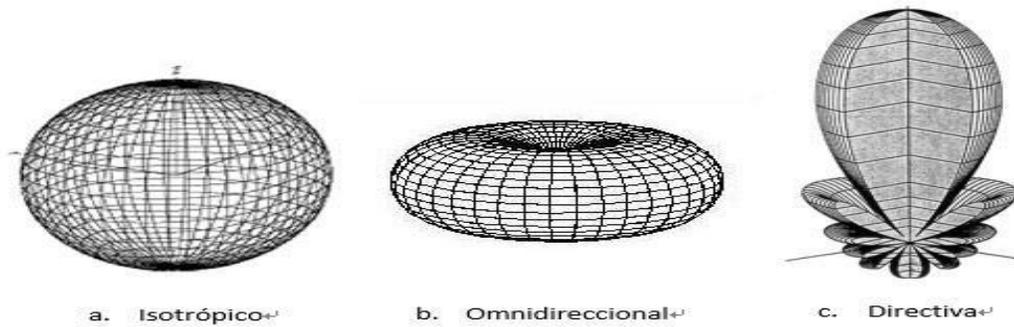


Figura 1.4 Diagramas de radiación a) isotrópico, b) omnidireccional y c) directivo.

### 1.1.3 Directividad y Ganancia.

La ganancia directiva o directividad es una característica de la antena que describe como esta reparte en el espacio la potencia que se le entrega. Como la antena isotrópica reparte la potencia de igual forma en todas direcciones, se toma como referencia. De forma que la ganancia directiva proporciona para cada dirección la ganancia respecto a una antena isotrópica que radiase la misma potencia [9]. Se define entonces como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección dada ( $U$ ) con respecto a la intensidad de radiación que produciría la antena si radiara en todas direcciones ( $U_{iso}$ ) la misma potencia.

Si en una esfera de radio  $r$  se sitúa, en el centro, una fuente isotrópica, la magnitud de la densidad de potencia en cada punto de la superficie, se da por: [4]

$$\Pi_r(r, \theta, \phi) = \frac{P_{radiada}}{4\pi r^2} \quad [W/m^2] \quad (1.7)$$

donde  $4\pi r^2$  representa la superficie de la esfera.

La intensidad de radiación será: [4]

$$U_{iso} = r^2 \Pi_r(r, \theta, \phi) = \frac{P_{radiada}}{4\pi} \quad [W/sr] \quad (1.8)$$

Si  $U(\theta, \phi)$  es la intensidad de radiación de la antena directiva en esa dirección, entonces la ganancia directiva  $G_d$  es: [4]

$$G_d(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{iso}} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{radiada}} \quad (1.9)$$

que en [dBi] se expresa como: [4]

$$G_d(\theta, \phi)_{dBi} = 10 \cdot \log_{10}[G_d(\theta, \phi)] \quad [dB] \quad (1.10)$$

Si no se especifica la dirección angular, lo normal es hablar de la directividad de una antena para su dirección de máxima radiación, se expresa en dBi ya que está referida a la radiación de una antena isotrópica de igual potencia de radiación: [10]

$$G_{máx} = \frac{U_{máx}}{U_{iso}} = \frac{4\pi U_{máx}}{P_{radiada}} \quad (1.11)$$

En general, la directividad se puede obtener a partir del diagrama de radiación de la antena. La expresión de la directividad puede escribirse en la forma: [6]

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_e} \quad (1.12)$$

donde  $\Omega_e$  se define como el ángulo sólido equivalente.

Para una antena que tuviera un diagrama de radiación uniforme en un cierto ángulo sólido y cero fuera de él,  $\Omega_e$  en este caso sería igual al ángulo sólido en el que la antena está radiando. En antenas directivas, con un sólo lóbulo principal y lóbulos secundarios de valores reducidos, se puede tener una estimación de la directividad considerando que se produce radiación uniforme en un ángulo sólido definido por los anchos de haz a -3 dB en los dos planos principales del diagrama de radiación ( $\Delta\theta_1 \cdot \Delta\theta_2$ ). [6]

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_e} = \frac{4\pi}{\Delta\theta_1 \cdot \Delta\theta_2} \quad (1.13)$$

Como se ha demostrado anteriormente, la directividad es una magnitud que describe sólo propiedades de direccionalidad de la antena, y depende únicamente del patrón de radiación. Otro parámetro importante que está directamente relacionado con la directividad es la ganancia de potencia  $G_p$ . [3]

Su definición es semejante, pero la comparación no se establece con la potencia radiada, sino con la entregada a la antena. La diferencia entre ambas potencias es la potencia disipada por la antena y las pérdidas por reflexión en la línea de transmisión. En algunos textos se dice que estas dos ganancias son prácticamente iguales en antenas de VHF y UHF cuando no se tiene en cuenta las pérdidas por reflexión, pero se debe tener cuidado de no manejarlas en forma indistinta. La ganancia y la directividad están relacionadas, en consecuencia, por la eficiencia de la antena y las pérdidas por reflexión en la línea de transmisión, que es un número comprendido entre 0 y 1.

$$G_p(\theta, \phi) = \eta \cdot G_d(\theta, \phi)(1 - |\Gamma|^2) \quad (1.14)$$

Así pues, la ganancia siempre será igual o menor a la directividad de la antena.

En el caso, bastante usual, que la antena este trabajando en condiciones de adaptación de impedancia, y que las pérdidas óhmicas sean despreciables,

$G_p = G_d = G$  (1.15) y entonces se habla de la ganancia  $G$  de la antena, **la cual, por reciprocidad, es la misma para la antena transmisora, y para la antena receptora.** [4]

#### **1.1.4 Ancho de Banda. Razón de onda estacionaria ROE (Voltage Standing Wave Ratio VSWR).**

En amplificadores u otros circuitos, el ancho de banda se define como la banda de frecuencias comprendida entre los puntos de la curva de respuesta en frecuencia en que la magnitud de la señal de salida decae a 0,707 de su valor en la banda de paso o bien, en que la potencia de la señal se reduce a la mitad. Estos puntos se conocen como puntos de media potencia o de -3 dB. En el caso de las antenas, el concepto de ancho de banda no se aplica estrictamente de acuerdo a la definición anterior y no tiene una definición única, ya que según la aplicación particular, en la definición pueden influir diversos factores. Las

especificaciones son hechas en cada caso para cumplir las necesidades de una aplicación en particular.

El ancho de banda relativo (BW) se puede especificar como la relación entre el rango de frecuencias en que se cumplen las especificaciones con respecto a la frecuencia central de diseño. Dicha relación se suele expresar en forma de porcentaje: [6]

$$BW = \frac{f_{\text{máx}} - f_{\text{mín}}}{f_c} \cdot 100\% \quad (1.16)$$

Usualmente se hace una distinción entre variaciones en el patrón de radiación y variaciones en la impedancia, para enfatizar esta distinción se usan los términos ancho de banda del patrón de radiación (*pattern bandwidth*) y ancho de banda de impedancia (*impedance bandwidth*). Asociado con el primero está la ganancia, la directividad, la pureza de polarización, el ancho del haz, el nivel de lóbulo principal a secundario y la dirección de máxima radiación, mientras que la impedancia de entrada, el coeficiente de reflexión, la eficiencia de radiación y la relación de onda estacionaria están relacionados con el ancho de banda de impedancia. [6]

En la práctica, la forma más común de medir el ancho de banda con respecto a la impedancia de una antena suele ser en términos de la razón de onda estacionaria (ROE), parámetro que permite definir la magnitud del desacoplamiento de impedancias y, por tanto, la eficiencia en la transferencia de potencia entre la línea de transmisión y la antena. En tales condiciones, se define el ancho de banda de la antena como el rango de frecuencias en que el valor de la ROE no excede un cierto valor máximo predeterminado. Los valores de ROE pueden estar entre 1 e infinito. El valor de 1 corresponde a una condición de acoplamiento ideal en que no se refleja ninguna potencia, en estas condiciones el coeficiente de reflexión de potencia también vale 1. Cuando  $ROE \rightarrow \infty$  toda la potencia incidente se refleja de nuevo hacia el generador y el coeficiente de reflexión de potencia es cero. Este valor de ROE depende de las aplicaciones específicas. [11] Normalmente un nivel aceptable de adaptación de impedancia se logra en la mayoría de las aplicaciones con una ROE hasta el valor de 2, que equivale a que un 90% de la potencia recibida por la antena está siendo dirigida hacia el receptor. [12]

El coeficiente de reflexión de la antena respecto a la línea de transmisión o generador es: [6]

$$\Gamma = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (1.17)$$

La ROE se puede calcular a partir del coeficiente de reflexión: [6]

$$ROE = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (1.18)$$

### 1.1.5 Coeficiente de Radiación Trasera.

Es la relación entre la ganancia de la antena en la dirección de máxima radiación y la ganancia de la antena en cualquier otra dirección comprendida entre 90° y 270° de la dirección de máxima radiación(x) como muestra la figura 1.5. [13]

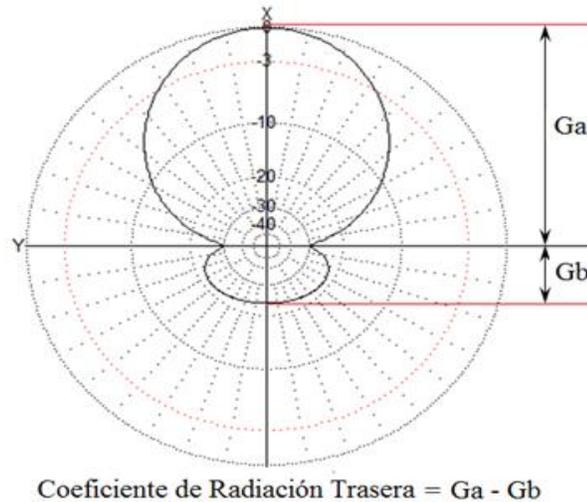


Figura 1.5 Representación del Coeficiente de Radiación Trasera.

Se calcula mediante la siguiente fórmula:

$$K_{T(dB)} = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{E(0)}{E(180^\circ)} \right) \quad (1.19)$$

## 1.2 Antena Uda-Yagi. Principios de funcionamiento.

La antena Uda-Yagi, ha recibido un estudio analítico y experimental exhaustivo. Sería prácticamente imposible citar a todas las personas que han contribuido en dichos estudios. Aun así, se intentará resumir los principios de funcionamiento de dicha antena.

El diseño original, así como los principios de su funcionamiento fueron descritos en lengua japonesa, en los artículos publicados en el *Institute of Electrical and Electronics Engineers* de Japón por S. Uda de la Universidad imperial de Tohoku [14], [15]. Más tarde, aunque de forma más extensa y clara, H. Yagi, describe el funcionamiento de la misma antena en [16]. Dicho artículo se considera un clásico, y fue reeditado en 1984.

A pesar de que el artículo de Yagi fue escrito con el conocimiento adquirido del trabajo del profesor Uda, llegó a ser habitual que dicha antena fuese conocida como Yagi. De cualquier forma, para que el nombre de la antena refleje de forma más apropiada la contribución de ambos inventores, se refiere esta como Uda-Yagi. Aunque el trabajo de Yagi y Uda fue realizado a principios de los años 20, no consiguieron el reconocimiento de los Estados Unidos hasta 1928, cuando Yagi visitó dicho país, presentando artículos en *meetings* en el *Institute of Radio Engineers (IRE)* en *New York, Washington and Hartford*. [17]

Se utiliza habitualmente en las bandas de HF (3 – 30 MHz), VHF (30 – 300 MHz), y en UHF (300 – 3000 MHz) en aplicaciones de radiodifusión de televisión, estaciones de radioaficionados y radioenlaces punto a punto. Ellas son caracterizadas por presentar elevada directividad, pudiendo llegar hasta 20 dB, con baja impedancia de entrada y ancho de banda estrecho, propiedades muy relacionadas a la disposición y dimensiones de sus elementos. El diseño está basado en un conjunto de elementos apoyados en un soporte conocido como *BOOM* y dispuestos paralelamente en el mismo plano, tal como se describe en la figura 1.6.

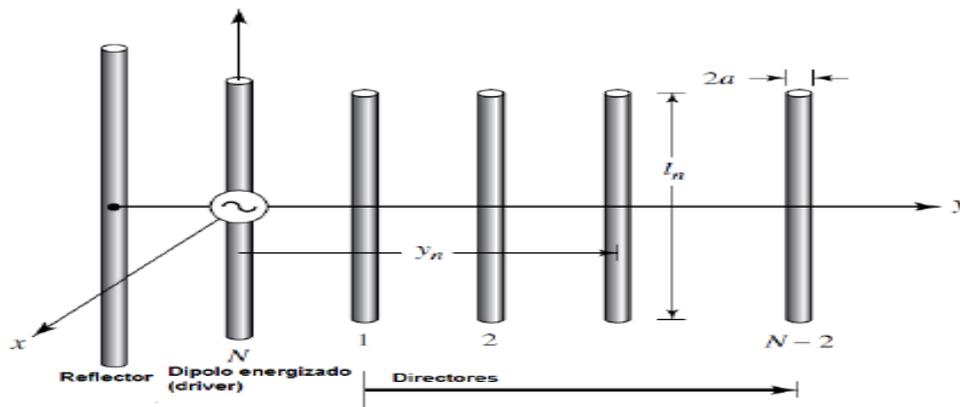


Figura 1.6 Esquema de una antena Uda-Yagi con un elemento reflector, un alimentador y directores.

Dicha antena consiste en un elemento activo directamente alimentado por una línea de transmisión (conectada al emisor o al receptor), formado por un simple dipolo o un dipolo doblado resonante, con el objetivo de aumentar el ancho de banda, llamado también "radiador" de manera inapropiada, puesto que en esta antena todos los elementos irradian de manera comparable. Además de ese elemento, la antena tiene uno o varios elementos aislados llamados elementos parásitos. Esta es diseñada para trabajar únicamente como un arreglo *endfire*, característica que se consigue disponiendo los elementos parásitos que están en la dirección del haz principal, llamados elementos directores, que refuerzan el campo hacia adelante, mientras que los elementos de la parte opuesta de la antena (trasera), son conocidos como reflectores y también refuerzan el campo hacia adelante. [17] Generalmente este diseño de antena incluye uno o dos reflectores y varios directores. Se calculan las posiciones y las dimensiones de manera que las fases de las corrientes resultantes sean tales que la adición de los campos sea mínima hacia atrás y máxima hacia adelante.

El efecto de más de un elemento reflector en las propiedades radiantes de la antena es despreciable, sin embargo, por lo general, el crecimiento de elementos directores, conduce a resultados considerablemente mejores. Naturalmente, existe un límite físico a partir del cual la inclusión de nuevos directores no aporta mejoras en términos de desempeño y encarece el arreglo.

En la figura 1.7 se grafica la ganancia contra el número de elementos  $N$  (incluyendo un reflector y un elemento conductor) [18] para un espaciamiento entre todos los elementos de  $SD=SR= 0,15\lambda$ . Nótese que la adición de un elemento director para aumentar  $N$  desde 3 a 4 brinda alrededor de 1 dBi de aumento en la ganancia, considerando que la adición de un elemento director para aumentar  $N$  desde 9 a 10 el rendimiento solamente muestra un aumento de 0,2 dBi de ganancia. [19]

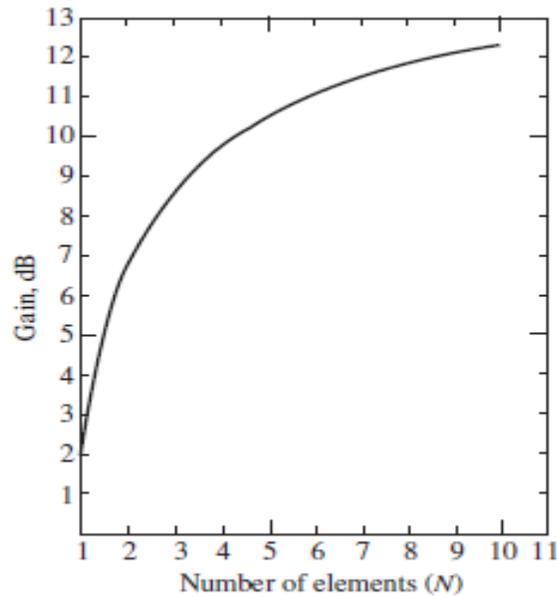


Figura 1.7 Ganancia de una Uda-Yagi típica contra el número total de elementos. El espaciamiento de los elementos  $SR=SD= 0,15\lambda$ . El diámetro del conductor es  $0,0025\lambda$ .

Numérica y experimentalmente ha sido demostrado que el espaciamiento y el tamaño del reflector no tiene un efecto apreciable en la ganancia de la antena en la dirección del haz principal, pero sí lo tiene en el valor del coeficiente de radiación trasera, así como en la impedancia de entrada. Así, estas dimensiones constructivas pueden ser utilizadas para ajustar dichos parámetros de la antena sin afectar de forma significativa la ganancia. El tamaño del alimentador, tiene también poco efecto sobre la ganancia en la dirección del haz principal, pero sí tiene efectos apreciables en el coeficiente de radiación trasera y en la impedancia de entrada. Dicha dimensión, por lo tanto, es utilizada para ajustar la impedancia de entrada, haciéndola lo más resistiva posible (elemento resonante). El tamaño y espaciado de los directores están interrelacionados y tienen un importante efecto sobre el

---

coeficiente de radiación trasera (F/B), así como en la impedancia de entrada, y es el elemento más crítico en el diseño de una Uda-Yagi.[5], [17]

Típicamente el elemento alimentado es resonante cuando su longitud es ligeramente menor que  $\lambda/2$  (usualmente  $0,45-0,49\lambda$ ) en dependencia de su diámetro, considerando que la longitud de los directores estará alrededor de  $0,4$  a  $0,45\lambda$ . Sin embargo, los directores no son necesariamente de la misma longitud y/o diámetro. El espaciamiento entre directores es típicamente de  $0,3$  a  $0,4\lambda$ , y no es necesariamente uniforme para diseños óptimos. La longitud del reflector es un poco mayor que la del elemento alimentado. Generalmente, el espaciamiento entre el elemento alimentado y el reflector puede ser un poco más pequeño que el espaciamiento entre el elemento alimentado y el director más cercano, y se encuentra para estar cercano a lo óptimo a  $0,25\lambda$ . [5]

La corriente que circula en el elemento alimentado irradia un campo electromagnético, el cual induce corrientes en los elementos parásitos de la antena. Las corrientes inducidas en esos elementos reirradian también campos electromagnéticos que a su vez inducen corrientes en los demás. Finalmente la corriente que circula en cada uno de los elementos es el resultado de la interacción entre todos los elementos.

Las magnitudes y las fases de las corrientes que circulan en los elementos son diferentes y dependen de su posición y dimensiones. El campo electromagnético irradiado por la antena en cada dirección será la suma fasorial de los campos irradiados por cada uno de los elementos.

Se tiene como referencia la fase de la corriente que circula en el elemento alimentado. La fase de la corriente que circula en el elemento parásito dependerá de la distancia entre los dos elementos y de la longitud y diámetro de este último. La magnitud también dependerá de los mismos parámetros constructivos, pero será mucho menor o algo menor a la magnitud de la corriente del elemento alimentado. El campo radiado hacia atrás será la suma fasorial del campo producido por el elemento alimentado más el campo producido por los elementos parásitos, pero este último ha sido emitido con un atraso en la fase y como debe recorrer una distancia adicional sufrirá además otro retardo, lo que hace que, hacia atrás, los campos emitidos por los elementos estarán en oposición de fase. En cambio, hacia adelante, el campo emitido por los elementos parásitos, aumentará (en lugar de

disminuir) y la suma de los campos será máxima. El elemento reflector, debido a su separación del elemento activo, disminuye considerablemente el campo que se encuentra debido a su posición, o sea detrás del dipolo y se refuerzan los de adelante reafirmando el patrón obtenido por la inserción de los directores.

Este tipo de antena es muy utilizada por sus características: [20]

- Directiva: recibe con más eficiencia las señales procedentes de regiones determinadas del espacio (la antena se orienta en su instalación para que en estas regiones quede ubicada la fuente de radiodifusión), reduciendo las interferencias que pueden ser provocadas por otras señales que no son las de la fuente que se desea recibir, o las interferencias provocadas por multitrayecto de la misma señal.
- Buen coeficiente de radiación trasera: lo que indica que, para la antena en recepción, la fase y la magnitud de las corrientes inducidas en los elementos por el campo incidente y los demás elementos hace que la corriente inducida en el elemento alimentado (ahora conectado al receptor) sea máxima para los campos que vienen delante y mínima para los campos que vienen detrás del elemento activo.
- Gran facilidad de acoplamiento a la línea de alimentación.

Estas antenas poseen como desventaja que la impedancia de entrada compleja y el ancho de banda se ven afectados debido al acoplamiento electromagnético entre los elementos. O sea, el acoplamiento mutuo entre los directores, reflector y el elemento alimentado, siendo por tanto, antenas de banda estrecha, por lo cual se deben optimizar variables como: la longitud de cada uno de los elementos y el espaciamiento entre ellos para lograr el ancho de banda recomendado. [5]

### **1.2.1 Métodos de diseño de la antena Uda-Yagi. Método NBS.**

Fundamentalmente existen dos métodos de diseño para este tipo de antenas que ofrecen resultados muy favorables. El primero es el método de la FEMI [21], este tiene la ventaja de que permite interiorizar la operación de la antena. El segundo es un método tabular conocido como método del *Nacional Bureau of Standards (NBS)* de Estados Unidos [5] que ofrece la posibilidad de llegar a soluciones de ingeniería de una forma rápida y confiable, por basarse en mediciones experimentales. No brinda resultados en cuanto a las

características de impedancia. Además, las dimensiones constructivas de la antena en longitudes de onda están restringidas a valores expresados en una tabla.

El método *NBS* provee un procedimiento para determinar los parámetros geométricos de la antena Uda-Yagi para una ganancia directiva determinada (sobre un dipolo de media longitud de onda). El documento original sobre el cual se basa este procedimiento es [22].

El núcleo del método de diseño se incluye en los siguientes datos:

1. Tabla 1.1 que representa los parámetros de antenas optimizadas para seis longitudes diferentes y para  $2 a/\lambda = 0,0085$ .
2. La figura 1.8 que representa las longitudes no compensadas de longitudes de director y reflector para  $0,001 \leq 2 a/\lambda \leq 0,04$ .
3. La figura 1.9 que suministra el incremento de longitud compensada para todos los elementos parásitos (directores y reflector) como una función del diámetro del boom ( $0,001 \leq 2a_{\text{boom}} / \lambda \leq 0,04$ )
4. La información de entrada necesaria es:
  - Frecuencia central.
  - Ganancia directiva.
  - Diámetro del boom.

Para el caso del espaciamiento en el punto de alimentación no debe ser mayor a  $\lambda/10$  a la frecuencia más alta.

Tabla 1.1 Parámetros de antenas optimizadas para seis longitudes diferentes y para  $2 a/\lambda = 0,0085$ .

$d/\lambda = 0,0085$  $S_{12} = 0,2 \lambda$		LONGITUD DE LOS ELEMENTOS EN					
		$(\lambda)$					
LONGITUD DEL REFLECTOR ( $l_1/\lambda$ )		0,4	0,8	1,20	2,2	3,2	4,2
		0,482	0,482	0,482	0,482	0,482	0,475
LONGITUD DE LOS DIRECTORES EN $(\lambda)$	$l_3$	0,442	0,428	0,428	0,432	0,428	0,424
	$l_4$		0,424	0,420	0,415	0,420	0,424
	$l_5$		0,428	0,420	0,407	0,407	0,420
	$l_6$			0,428	0,398	0,398	0,407
	$l_7$				0,390	0,394	0,403
	$l_8$				0,390	0,390	0,398
	$l_9$				0,390	0,386	0,394
	$l_{10}$				0,390	0,386	0,390
	$l_{11}$				0,398	0,386	0,390
	$l_{12}$				0,407	0,386	0,390
	$l_{13}$					0,386	0,390
	$l_{14}$					0,386	0,390
	$l_{15}$					0,386	0,390
	$l_{16}$					0,386	
$l_{17}$					0,386		
ESPACIAMIENTO ENTRE DIRECTORES		0,20	0,20	0,25	0,20	0,20	0,308
G(dB)		7,1	9,2	10,2	12,25	13,4	14,2
CURVAS DE DISEÑO		A	B	B	C	B	D

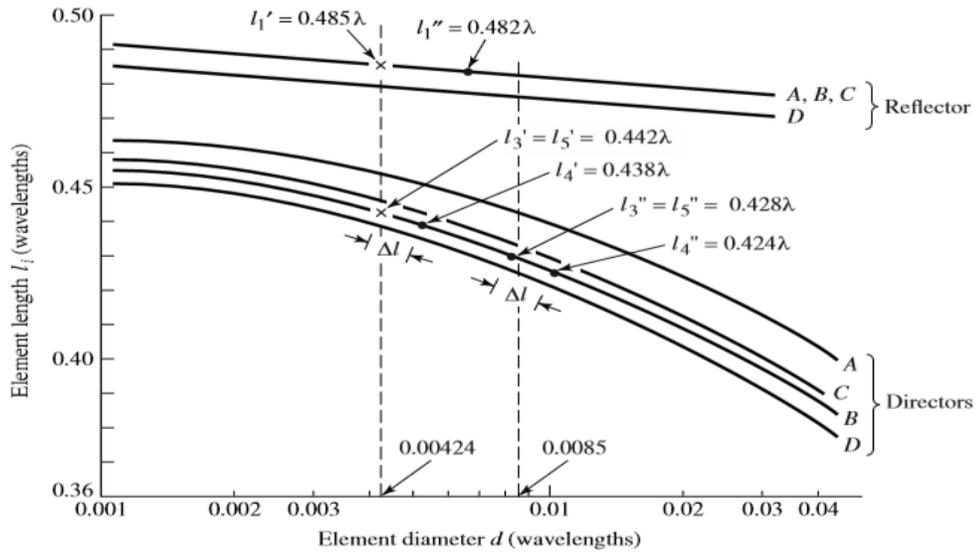


Figura 1.8 Longitudes no compensadas de longitudes de director y reflector para  $0,001 \leq 2 a/\lambda \leq 0,04$ .

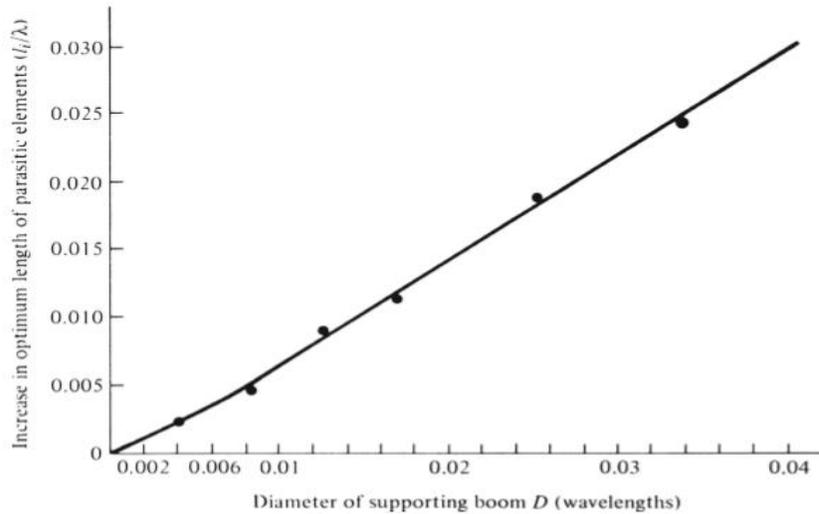


Figura 1.9 Incremento de longitud compensada para todos los elementos parásitos (directores y reflector) como una función del diámetro del boom ( $0,001 \leq 2 a_{boom}/\lambda \leq 0,04$ ).

### 1.3 Dipolo de media longitud de onda ( $\lambda/2$ ).

El diagrama de radiación es similar al del dipolo elemental, en forma de toroide, con simetría de revolución según el eje  $z$  y haz ligeramente más estrecho. En la figura 1.10 se

puede observar un resumen del valor de los parámetros para un dipolo de media longitud de onda, en el que se representa la distribución de corriente, el diagrama de radiación en el plano E, el ancho de banda de haz a -3 dB ( $\Delta\theta_{-3dB}$ ), la directividad (D) y la resistencia de radiación ( $R_r$ ).

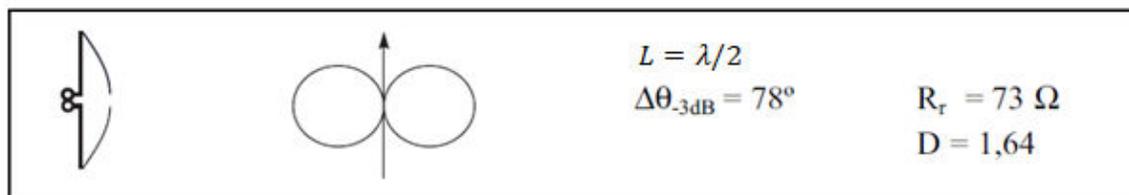


Figura 1.10 Parámetros para un dipolo de media longitud de onda.

Como se puede observar a partir de la figura anterior, la configuración del dipolo presenta simetría de revolución, lo que origina un diagrama de radiación toroidal. La impedancia de entrada del dipolo es generalmente compleja. Para el caso de un dipolo de media longitud de onda con una longitud de brazo  $L = \lambda/2$ , la reactancia de entrada es nula, por lo que la antena es resonante.

La directividad, en lineal, para esta longitud del brazo es de 1,64, lo que equivale en decibeles a 2,14 dB y corresponde al valor más pequeño de todas las configuraciones posibles. Esto implica que la configuración con  $L = \lambda/2$  sea la que presenta un diagrama de radiación más omnidireccional. El ancho de haz a -3 dB es de  $78^\circ$  y su resistencia de radiación de  $73 \Omega$ .

### 1.3.1 Dipolo mariposa (*bowtie dipole*).

Este dipolo tiene una ganancia positiva porque no irradia igualmente en todas direcciones. El ancho de banda se incrementa cubriendo toda la banda UHF. En lugar de tener la forma de un conductor tubular, presenta la forma de dos triángulos isósceles opuestos por un vértice, confeccionados con lámina de espesor aproximado de 0,035 mm, formando cada triángulo la mitad de un dipolo de media onda. Esta forma tiene por objeto aumentar la superficie del dipolo y, por tanto, aumentar su poder de captación (que se hace más débil a medida que aumenta la frecuencia).

Se ha demostrado en la práctica que el ángulo del triángulo del dipolo mariposa juega un papel importante en determinar la impedancia de la antena, lo cual hay que tener en cuenta

---

para lograr una buena adaptación de impedancia y reducir al mínimo las pérdidas en el acople de impedancia (ROE) en dependencia de la línea de bajada al receptor.

Por otro lado, las hojas del dipolo mariposa pueden ser dobladas a  $90^\circ$  o a un ángulo menor en dependencia de la frecuencia llegando hasta  $45^\circ$ , a saber, disminuir el ángulo en dependencia de que aumente la frecuencia o mantenerse planas.

#### **1.4 Conclusiones parciales.**

En el presente capítulo se definieron algunos de los parámetros de antenas más relevantes a la hora de describir el desempeño de las mismas. Además, quedaron expuestos las principales características y los principios de funcionamiento de la antena Uda-Yagi, así como sus métodos de cálculo y diseño, en particular el método tabular conocido como método del *Nacional Bureau of Standards* de Estados Unidos (*NBS*). Por último, se da una breve descripción del dipolo de media longitud de onda y dipolo mariposa o *bowtie dipole*.

## **CAPÍTULO 2. Diseño de las antenas seleccionadas para la banda Wi-Fi. Simulación y análisis de los resultados.**

En el presente capítulo se explicará el procedimiento de diseño teórico de una antena Uda-Yagi de 5 elementos para la banda de 2,4 GHz por el método tabular *NBS*. Se realizará una breve descripción del software para la simulación y comprobación de diseños de antenas, *CST Microwave Studio Suite 2018*, y se describirá detalladamente el proceso de modificaciones que se aplican en la antena con el uso de técnicas de optimización. Se explicará también el procedimiento de diseño de los dipolos en tecnología de circuito impreso. Por último se integrará la antena Uda-Yagi antes diseñada con dichos dipolos, y se analizarán los principales parámetros radioeléctricos de la antena mediante su modelado y simulación.

### **2.1 Diseño teórico de la antena Uda-Yagi para la banda de 2,4 GHz.**

Para la elaboración de la misma se ha puesto en práctica el método *NBS* de Estados Unidos [5] para la confección de una antena de 5 elementos.

Para el diseño de una antena Uda-Yagi de 5 elementos por el método *NBS* se debe:

1. Primeramente definir el diámetro de los elementos de la antena  $d = 2R$ , el diámetro del boom  $D_{boom}$  la frecuencia central  $f_c$  y la longitud de onda  $\lambda$  (ver Tabla 2.1).
2. Escoger la segunda columna de la Tabla 1.1 la cual brinda la longitud de los directores de la antena, la longitud del reflector, el espaciamiento entre directores y entre el reflector y el elemento activo, así se pueden conocer los valores que se estarán usando para irlos modificando poco a poco en el transcurso de la aplicación de dicho método.

Además de la curva de diseño, que para este caso será la curva B y la directividad relativa según el método a obtener será de 9,2 dBa.

3. Calcular la razón  $d/\lambda$  y  $D/\lambda$  para ubicar dichos valores en la figura 1.8 y así se obtendrán los valores primos de los elementos parásitos y del reflector.
4. Por último la razón  $D/\lambda$  es ubicada en la figura 1.9 para obtener el incremento en cada elemento de la antena, quedando así los valores finales de cada elemento de la antena.

A modo de resumen en la tabla 2.1 se muestran los parámetros utilizados y los resultados de los cálculos realizados en el diseño de la antena Uda-Yagi.

Tabla 2.1 Parámetros utilizados y cálculos en el proceso de diseño.

Parámetro	Abreviatura	Valor	Unidad
Velocidad de la luz	C	300 000 000	m/s
Frecuencia central de la banda*1	$f_c$	2,44	GHz
Longitud de onda*2	$\lambda$	1,229	m
Radio del conductor	R	1	mm

\*1 Frecuencia central de la banda de trabajo calculada como  $f_c=f_H + f_L$  (2.1)

\*2 La longitud de onda se calcula para la frecuencia central de la banda como  $\lambda = \frac{c}{f_c}$  (2.2)

## 2.2 Selección y descripción del software a utilizar.

Existen numerosas herramientas para la simulación y comprobación de diseños de antenas. A la hora de realizar antenas en las que por su área de trabajo se requiere que sean óptimas, un software profesional como *CST Microwave Studio Suite 2018* se convierte en el ideal, por ello para el modelado y simulación del diseño de las antenas se utilizó dicho software, el cual se explica detalladamente a continuación.

### 2.2.1 *CST Microwave Studio Suite 2018.*

El programa de simulación *CST Microwave Studio Suite 2018* es una herramienta especializada para la simulación electromagnética en tres dimensiones (3D) basado en el método de las diferencias finitas. Es un programa de pago de la empresa CST (*Computer Simulation Technology*), que se dedica a proporcionar software para el diseño electromagnético en todas las bandas de frecuencia. Algunas aplicaciones típicas incluyen dispositivos de RF y microondas para comunicaciones móviles inalámbricas. Es un programa muy completo con multitud de opciones de configuración, ajuste y presentación de resultados, que permiten obtener una visión del comportamiento de los diseños electromagnéticos. Dispone de una interfaz gráfica muy potente, que permite generar todo tipo de superficies y volúmenes, pudiéndose combinar de forma booleana para generar nuevas formas según convenga. [23], [24]

La complejidad que entraña el uso de este programa ha implicado el estudio minucioso de tutoriales y guías de uso para comprender los fundamentos de la generación de estructuras y el funcionamiento de los motores de simulación.

A la hora de diseñar se definen las unidades en las que trabajamos, GHz para la frecuencia, así como milímetros (mm) para las dimensiones físicas. El material que forma el diseño se puede escoger entre un conductor eléctrico perfecto (PEC) y un material normal con su permitividad y sus pérdidas. Otro aspecto importante es elegir el rango de frecuencias con el que se trabaja.

El programa dispone de 5 módulos de cálculo (Hacker):

- *Transient Solver.*
- *Eigen Mode Solver.*
- *Frequency Domain Solver.*
- *Resonant: Fast S-Parameter solver.*
- *Resonant: S-Parameter Fields solver.*

El módulo *Transient Solver* ha sido el utilizado en las simulaciones efectuadas. *Transient Solver* es un simulador electromagnético en 3D de propósito general que proporciona la

propagación del campo bajo estudio en el dominio del tiempo. Es la herramienta más flexible del programa y permite simular la mayoría de problemas electromagnéticos.

Una vez elegido el simulador *Transient Solver*, se pueden definir 2 tipos de puertos:

- *Waveguide Port*.
- *Discrete Port*.

A la hora de realizar las simulaciones de la antena, se ha optado por utilizar *Discrete Port* con el fin de intentar reducir todo lo posible el tiempo computacional de las simulaciones.

### 2.3 Edición de la antena con *CST Microwave Studio Suite 2018*.

Luego de realizados los cálculos necesarios para las longitudes y espaciamiento entre cada elemento de la antena a través del uso de las tablas y curvas que ofrece el método *NBS*, la antena fue optimizada con el aumento de dos directores para un mejor desempeño de los parámetros de la misma, entre ellos, el aumento de la ganancia. Para el modelado y simulación de este diseño se utiliza el software profesional *CST Microwave Studio Suite 2018*.

La figura 2.1 muestra la antena simulada en *CST Microwave Studio Suite 2018* optimizada con el aumento de dos directores.

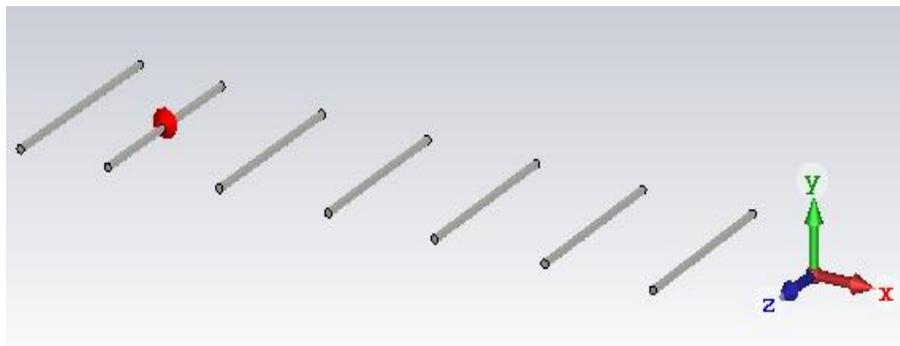


Figura 2.1 Antena Uda-Yagi de 7 elementos simulada en *CST Microwave Studio Suite 2018*.

La tabla 2.2 muestra las longitudes de cada elemento y espaciamiento entre ellos. Los valores correspondientes a las dimensiones de la antena se especifican en milímetros para lograr una idea más clara del tamaño real de la misma.

Tabla 2.2. Longitudes y separación entre los elementos.

Elemento	Longitud (mm)	Separación entre elementos (mm)					
		Dipolo	Directores				
			1	2	3	4	5
Reflector	55,98	20,52	43,29	74,87	93,84	120,81	146,19
Dipolo	41,06	-	22,77	54,35	73,32	100,29	125,67
Director 1	48,78	-	-	31,58	50,55	77,52	102,9
Director 2	44,04	-	-	-	18,97	45,94	71,32
Director3	46,78	-	-	-	-	26,97	52,35
Director 4	44,38	-	-	-	-	-	25,38
Director 5	42,54	-	-	-	-	-	-

#### 2.4 Diseño del dipolo impreso.

Una vez estudiado los parámetros básicos que determinan el comportamiento de las antenas y del dipolo de media longitud de onda en particular, en este epígrafe se procederá al diseño del mismo, utilizando algunas de las estructuras definidas en el capítulo anterior, pero aplicadas de forma planar, puesto que, por simplificación de diseño, su bajo coste y una mejor integración con otros dispositivos, se ha optado por usar la tecnología impresa para su fabricación.

Las dimensiones de las antenas deben escogerse de tal forma que cumplan con las especificaciones impuestas al inicio del proyecto, de frecuencia de resonancia, pérdidas de retorno y ancho de banda. Como ya se ha comentado anteriormente, se desea obtener una potencia de señal entregada mayor del 90%, por lo que la antena debe presentar adaptación de impedancia a la frecuencia de 2,44 GHz con pérdidas de retorno inferior a -10 dB. Considerando que el rango de frecuencias Wi-Fi se encuentra entre los 2,4 GHz y 2,48 GHz y teniendo en cuenta que normalmente, tras la fabricación, los valores de adaptación y ancho de banda pueden empeorar, se deberá intentar conseguir un rango de frecuencia de 500 MHz en el que la antena pueda considerarse adaptada, con el objetivo de que, una vez fabricados, los dipolos sigan cumpliendo con las especificaciones mencionadas.

Antes de simular, se definen las dimensiones básicas de la antena para el caso de un dipolo en el vacío, especialmente la longitud de sus brazos y la expresión para calcularla. Posteriormente, y a partir de esta expresión, se encontrará la ecuación equivalente para el caso de los dipolos impresos.

#### 2.4.1 Parámetros iniciales para un dipolo de media onda ( $\lambda/2$ ) en el vacío.

Partiendo de la ecuación 2.1 definida anteriormente para la longitud de onda y conociendo que la longitud total de del dipolo ha de ser igual a  $\lambda/2$ , podemos obtenerla por la expresión:

$$L = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{2 \cdot 2,44 \text{ GHz}} = 61.5 \text{ mm} \quad (2.3)$$

La longitud de cada brazo vendrá dada por:

$$\frac{L}{2} = \frac{0.0615 \text{ m}}{2} = 30,7 \text{ mm} \quad (2.4)$$

Una vez conocida la longitud del dipolo, el resto de los parámetros de diseño se pueden definir, donde L es la longitud total del dipolo, L/2 es la longitud de uno de sus brazos, W es el ancho del brazo y T es el grosor de la pista.

Sin embargo, los valores encontrados para L y L/2 en el vacío no serán los utilizados durante la fase de diseño, ya que la antena que se pretende fabricar es un dipolo impreso.

Esto implica que, partiendo de las ecuaciones encontradas en esta sección, se deberán desarrollar nuevas expresiones que contemplen la permitividad del sustrato.

### 2.4.2 Parámetros iniciales para un dipolo de media longitud onda ( $\lambda/2$ ) impreso.

El dipolo impreso se fabricara sobre un sustrato dieléctrico *FR-4 (lossy)*, con constante dieléctrica  $\epsilon_r = 4,3$  y grosor de la lámina  $h = 1,52$  mm, por lo que partiendo de la expresión  $L = \lambda/2$  utilizada para calcular la longitud total del dipolo de la antena, se deberá incluir en la misma el factor de la permitividad del sustrato. En análisis anteriores realizados se obtuvo que la longitud de onda de la antena impresa podía calcularse como: [25]

$$\lambda = \frac{c}{f_c \cdot \sqrt[4]{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{2,44 \text{ GHz} \cdot \sqrt[4]{4,3}} = 177,45 \text{ mm} \quad (2.5)$$

de tal forma que la longitud total del dipolo se puede calcular como

$$L = \frac{\lambda}{2} = \frac{177,45 \text{ m}}{2} = 88,23 \text{ mm} \quad (2.6)$$

y la longitud de cada uno de sus brazos será

$$\frac{L}{2} = \frac{88,43 \text{ m}}{2} = 44,2 \text{ mm} \quad (2.7)$$

Una vez conocida la longitud de los brazos de la antena, se escogen los valores iniciales para el resto de parámetros del dipolo que pueden observarse en la tabla 2.3.

Tabla 2.3 Dimensiones del dipolo de media longitud onda ( $\lambda/2$ ).

Parámetros de diseño	Valor (mm)
L	88,45
L/2	44,23
W	6,00
T	0,035

### 2.4.3 Diseño del dipolo mariposa.

La antena mariposa (*bowtie*) es una antena plana, sus ecuaciones de diseño pueden aproximarse por las de la antena bicónica sin embargo no será este el método usado para la construcción de la antena. De la misma forma que ocurría antes, la corriente de superficie tiende a presentarse en los vértices y las líneas de la antena, haciendo como se ha comentado, que lo importante de la antena sea el perímetro externo y sus medidas y no la superficie en sí. La antena mariposa se va a comportar de manera similar a un dipolo, por su semejanza geométrica, sobre todo para ángulos de apertura pequeños, así, se usará una antena de  $\lambda/2$  para que sea resonante y se obtengan las mejores especificaciones posibles. De forma idéntica al dipolo presentará polarización lineal. El problema de diseño de la antena se presenta cuando se estudia la impedancia de entrada. Ésta es mucho mayor que la impedancia característica del cable de alimentación. [26]

No existe una fundamentación teórica exacta hasta el momento para diseñar el dipolo mariposa. Se proponen valores a la longitud del dipolo en función de la longitud de onda ( $\lambda$ ), simulando continuamente para ver el comportamiento del mismo, y así llegar a un diseño adecuado en cuanto a la ROE, ganancia, ancho de banda y pérdidas por retorno. El dipolo mariposa puede ser recto o doblado como ya se había mencionado en el capítulo anterior, el diseño seleccionado se realiza con el dipolo recto. Es necesario puntualizar que el ángulo del triángulo del dipolo juega un papel fundamental a la hora de obtener los principales parámetros, así como el espacio de aire del punto de alimentación. Ese espacio de aire no debe ser mayor que  $\lambda/10$ , según el valor tomado, el cual varía el comportamiento de ROE y la impedancia del punto de alimentación, buscando así un buen acople de impedancia con la línea de 50 Ohm, ver figura 2.2.

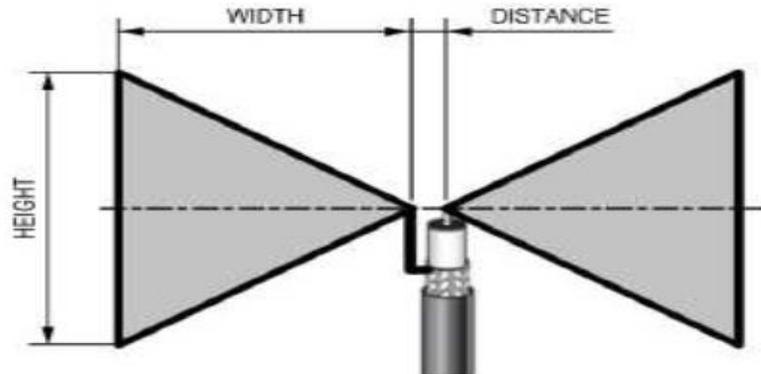


Figura 2.2 Dimensiones del dipolo mariposa.

El dipolo mariposa tiene un comportamiento similar al dipolo  $\lambda/2$  lo que hace que la longitud de la antena en su totalidad sea  $\lambda/2$ . Atendiendo a la imagen,  $\lambda/2$  se corresponde con el doble de la longitud denotada por 'WIDTH', siendo  $WIDTH = \lambda/4$  y  $0,04\lambda \leq DISTANCE \leq 0,1\lambda$ .

Una vez obtenida esta distancia, faltaría calcular la longitud denotada por 'HEIGHT' en la imagen. Esta distancia va a venir determinada por el ángulo que forman los dos restantes lados del triángulo, y a su vez, dicho ángulo (denominado  $\alpha$ ) determinará la impedancia que presente la antena. Atendiendo a la expresión anterior, dicho ángulo viene determinado por la ecuación:

$$Z_{in} = 120 \cdot \ln \left[ \cot \left( \frac{\alpha}{4} \right) \right] \quad (2.8)$$

Si entre paréntesis se fija como impedancia de entrada  $50 \Omega$  se obtiene un ángulo  $\alpha$  de  $133,58^\circ$  lo que daba una apariencia diferente respecto a la geometría de los dipolos mariposa que se habían visto. Es por ello por lo que se decidió modificar el diseño.

Finalmente se decidió partir de un diseño ya hecho y descrito en el artículo [27] y aplicar el método de escalado. La antena que se describe ahí está diseñada para trabajar a la frecuencia de 7,2 GHz y la que se pretende diseñar es la misma antena pero trabajando a la frecuencia de 2,4 GHz.

Los diseños físicos de una antena van a depender de las dimensiones eléctricas de estas. Una ventaja de ello es que las antenas pueden ser escaladas desde una frecuencia a otra expresando sus dimensiones en términos de longitud de onda.

De esta forma, si se tiene una antena diseñada para una frecuencia, es sencillo convertir el diseño a cualquier otra frecuencia simplemente llevando la antena a las nuevas dimensiones en términos de longitud de onda.

Este método fue ampliamente utilizado en los años 40 y 50, cuando no existían computadoras para realizar la simulación de las antenas. El método de escala se solía aplicar en antenas de alambre que generalmente medían varios metros, debido a que trabajaban a frecuencias no muy elevadas. La forma de proceder era realizar una maqueta a pequeña escala de la antena que se pretendía construir y subir la frecuencia hasta que la antena pequeña tuviera el mismo tamaño eléctrico que la antena real. De esta forma era mucho más fácil calcular sus parámetros de radiación, así como estudiar posibles mejoras.

Basándonos en el método descrito anteriormente, se ha llevado a cabo el diseño de la antena. En el artículo [27] aparece un diseño con todas las medidas necesarias y las que faltaban se obtuvieron sabiendo que el dibujo guardaba proporcionalidad con el modelo real.

Para el escalado de la parte radiante de la antena, sí se aplica el método de escalado como se ha dicho y se procede la siguiente manera:

1. Se determina la frecuencia de trabajo de la antena original que en nuestro caso es la del artículo [27] y que es de  $f_0 = 7,2$  GHz.
2. Se elige la frecuencia de trabajo a la que se desea construir la antena final, que para este caso es de  $f_c = 2,4$  GHz.
3. Se obtiene el factor de escalado de la siguiente manera:

$$F = \frac{f_0}{f_c} = \frac{7,2 \text{ GHz}}{2,4 \text{ GHz}} = 3 \quad (2.9)$$

4. Ahora basta con recalcular las dimensiones de la nueva antena multiplicando por el factor de escala.

## 2.5 Simulación de la antena Uda-Yagi de 7 elementos con los dipolos en circuito impreso.

A partir de los resultados alcanzados con el simulador *CST Microwave Studio Suite 2018*: longitudes de los elementos y espaciamiento entre estos para el diseño de la antena Uda-Yagi, se establece la alimentación de la antena empleando un puerto discreto de  $50 \Omega$ , ya que dicho valor es característico para este tipo de antena, así como, la disposición de la antena a lo largo del eje x que proporciona polarización horizontal, luego se procede a la simulación del diseño de la antena con los dipolos.

En la figura 2.3 correspondiente al parámetro pérdidas por retorno ( $S_{11}$ ) de la antena Uda-Yagi de 7 elementos, con dipolo recto (rojo), con dipolo mariposa (azul) y con dipolo doblado (verde), se puede observar que todos están completamente erróneos en la banda de trabajo, coincidiendo de igual manera con la ROE fuera de la banda de trabajo, por lo que se hace necesario recurrir a modificaciones al diseño anterior para lograr que el mejor comportamiento de este parámetro se encuentre lo mejor posible dentro de la banda Wi-Fi.

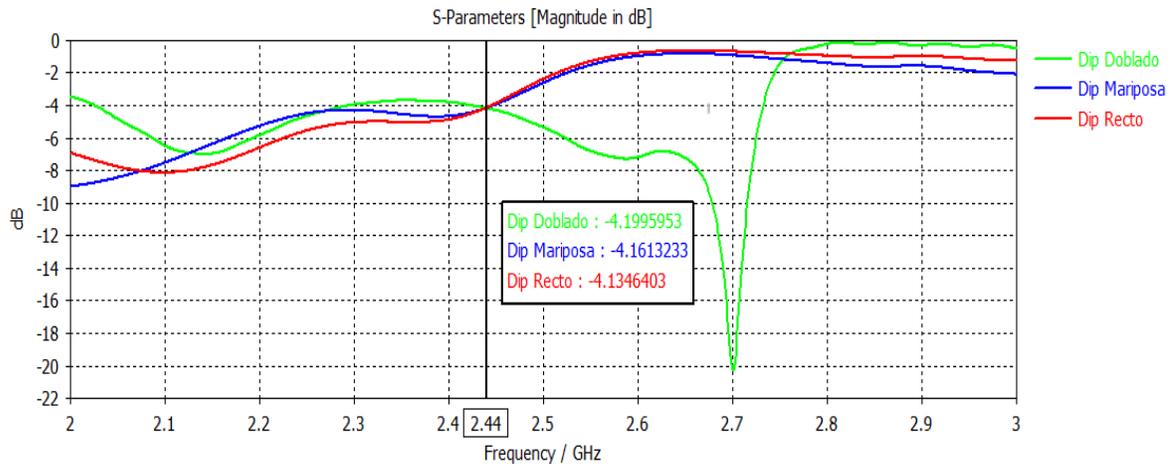


Figura 2.3 Pérdidas por retorno ( $S_{11}$ ) de la antena inicial Uda-Yagi de 7 elementos con dipolo recto (rojo), con dipolo mariposa (azul) y con dipolo doblado (verde).

## 2.6 Simulación y evaluación del comportamiento de la nueva antena.

Luego de haber modificado la antena para un correcto funcionamiento dentro de la banda Wi-Fi a través de los espaciamientos entre elementos y las longitudes de los mismos ver tabla 2.3, se obtienen los resultados mostrados a continuación.

Tabla 2.3 Nuevas longitudes y separación entre los elementos.

Elemento	Longitud (mm)	Separación entre elementos (mm)					
		Dipolo	Directores				
			1	2	3	4	5
Reflector	57,00	35,00	41,00	68,00	95,00	122,0	149,0
Director 1	49,00	6,00	-	27,00	54,00	81,00	108,0
Director 2	47,00	33,00	-	-	27,00	54,00	81,00
Director 3	46,78	60,00	-	-	-	27,00	54,00
Director 4	44,38	87,00	-	-	-	-	27,00
Director 5	42,54	114,0	-	-	-	-	-

La obtención de los parámetros: ganancia, razón de onda estacionaria (ROE), pérdidas por retorno ( $S_{11}$ ), coeficiente de radiación trasera e impedancia en el punto de alimentación de la antena se concreta a través del barrido de frecuencias realizado con el *CST Studio Suite* 2018 desde 2 GHz a 3 GHz. Específicamente los resultados se centran en la frecuencia central de la banda Wi-Fi.

La figura 2.4 muestra la nueva antena Uda-Yagi de 7 elementos con dipolo recto.

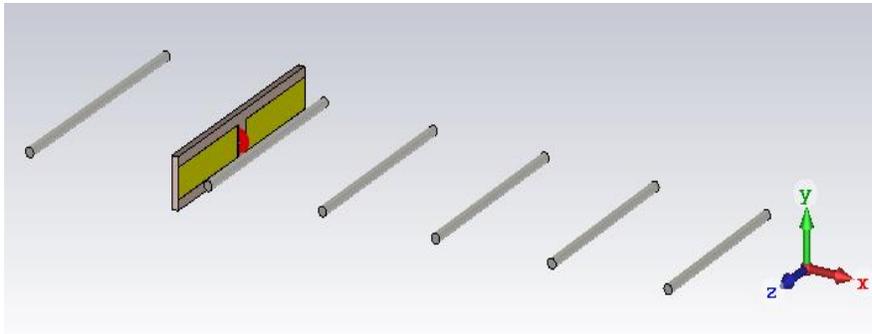


Figura 2.4 Diseño de la antena Uda-Yagi con dipolo recto.

La figura 2.5 muestra la nueva antena Uda-Yagi de 7 elementos con dipolo mariposa.

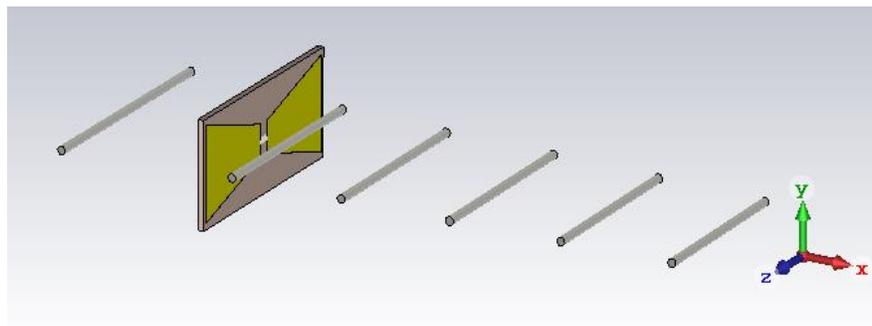


Figura 2.5 Diseño de la antena Uda-Yagi con dipolo mariposa.

La figura 2.6 muestra la nueva antena Uda-Yagi de 7 elementos con dipolo doblado.

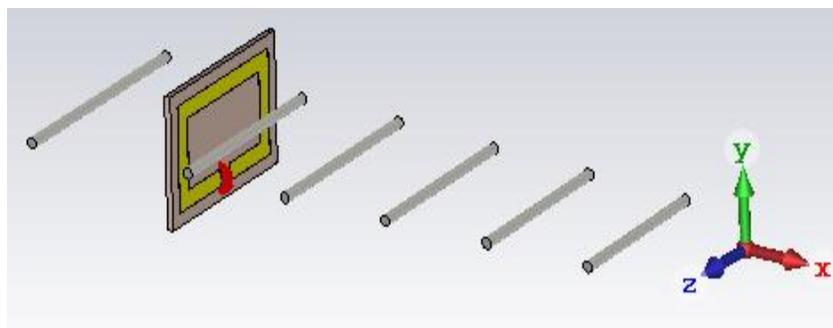


Figura 2.6 Diseño de la antena Uda-Yagi con dipolo doblado.

### 2.6.1 Pérdidas por retorno o Parámetro S<sub>11</sub>(dB).

En la figura 2.7 se puede ver las pérdidas por retorno o Parámetro S<sub>11</sub>, el cual brinda una idea de lo que refleja la antenna y de lo que transmite, se puede observar que a la frecuencia de 2,44 GHz es donde mejor se comporta este parámetro para la antenna que utiliza el dipolo recto (en rojo), el dipolo mariposa (en azul), y el dipolo doblado (en verde), obteniéndose valores de -24,688 dB, -36,808 dB y -21.905 dB respectivamente a la frecuencia de trabajo. Además es muy importante tener en cuenta el ancho de banda que se consigue para el primer diseño denotado por los marcadores 3 y 4, para el segundo diseño denotado por los marcadores 1 y 2, y para el tercer diseño denotado por los marcadores 5 y 6, alrededor de 583,3 MHz, 549,5 MHz, y 202,8 MHz respectivamente. Se puede apreciar también que todos cubren la banda Wi-Fi en su totalidad. Vale destacar que el ancho de banda de la antenna está definido por la banda en la cual las pérdidas de retorno permanece por debajo de -10 dB lo cual implica que la antenna posee una buena capacidad de radiar la potencia en lugar de reflejarla hacia el generador. [28]

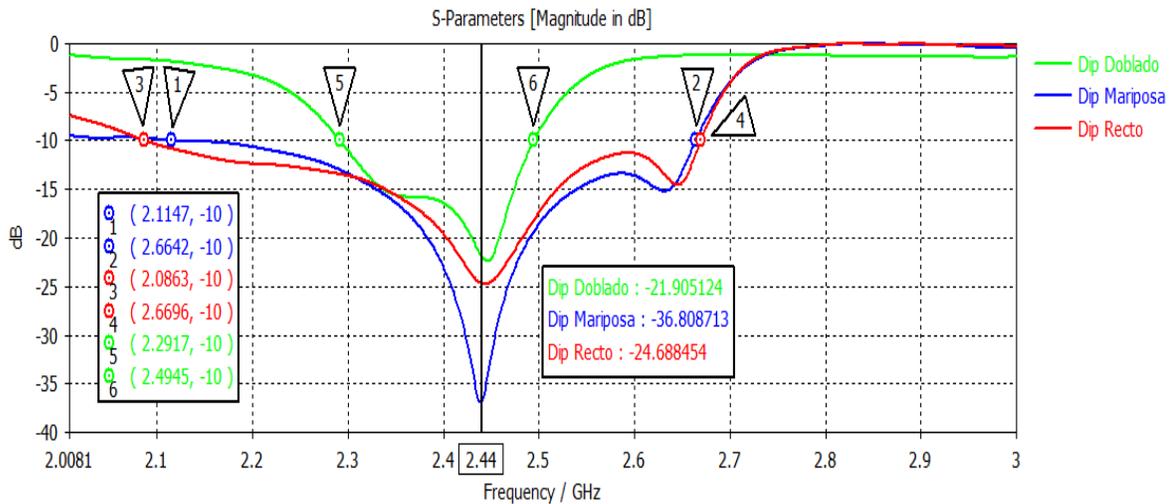


Figura 2.7 Pérdidas por retorno (S<sub>11</sub>) de la antenna Uda-Yagi con dipolo recto (rojo), con dipolo mariposa (azul) y con dipolo doblado (verde).

### 2.6.2 Razón de onda estacionaria ROE (Voltage Standing Wave Ratio VSWR).

Recordando que como criterio práctico se considera que los valores de la razón de onda estacionaria sean menores o iguales a 2 (VSWR ≤ 2) y cuanto más cercano esté el valor a la

unidad mejor será el desempeño de la antena, se puede decir de acuerdo a la información que brinda la figura 2.8, que las antenas que utilizan el dipolo mariposa (en azul), el dipolo recto (en rojo) y el dipolo doblado (en verde) se encuentran operando correctamente en toda la banda (desde 2,4 GHz hasta 2,48 GHz), con valores de VSWR de 1,029, 1,123 y 1,174 respectivamente para el centro de la banda en los 2,44 GHz, aumentando a partir de la frecuencia de 2,65 GHz aproximadamente con valores de VSWR cercanos a 2 para los dos primeros diseños y a partir de la frecuencia de 2,5 GHz aproximadamente para el tercer diseño. De esta forma se hace evidente el buen ancho de banda que presentan estas antenas para su utilización en la banda Wi-Fi.

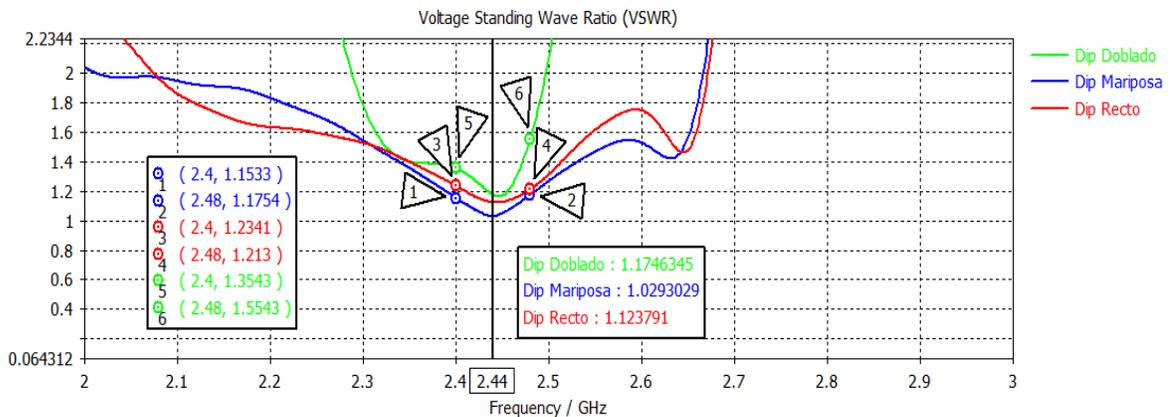


Figura 2.8 Razón de onda estacionaria (VSWR) de la antena Uda-Yagi con dipolo recto (rojo), con dipolo mariposa (azul) y con dipolo doblado (verde).

### 2.6.3 Impedancia.

En las figuras 2.9 y 2.10 se representan el comportamiento de la impedancia de entrada (parte real e imaginaria respectivamente) en el punto de alimentación. La resistencia de entrada ( $R_{in}$ ) = 53,236 *Ohm* y la reactancia de entrada ( $X_{in}$ ) = 5,081 *Ohm* para la antena que utiliza el dipolo recto (en rojo), ( $R_{in}$ ) = 49,281 *Ohm* y ( $X_{in}$ ) = -1,240 *Ohm* para la antena que utiliza el dipolo mariposa (en azul), y ( $R_{in}$ ) = 58,567 *Ohm* y ( $X_{in}$ ) = 1,620 *Ohm* para la antena que utiliza el dipolo doblado (en verde), hace evidente que se pueda realizar, para todas, una correcta adaptación de impedancia a la línea de alimentación (cable coaxial de 50 *Ohm* de bajas pérdidas) sin la necesidad de utilizar un adaptador de impedancia o simetrizador.

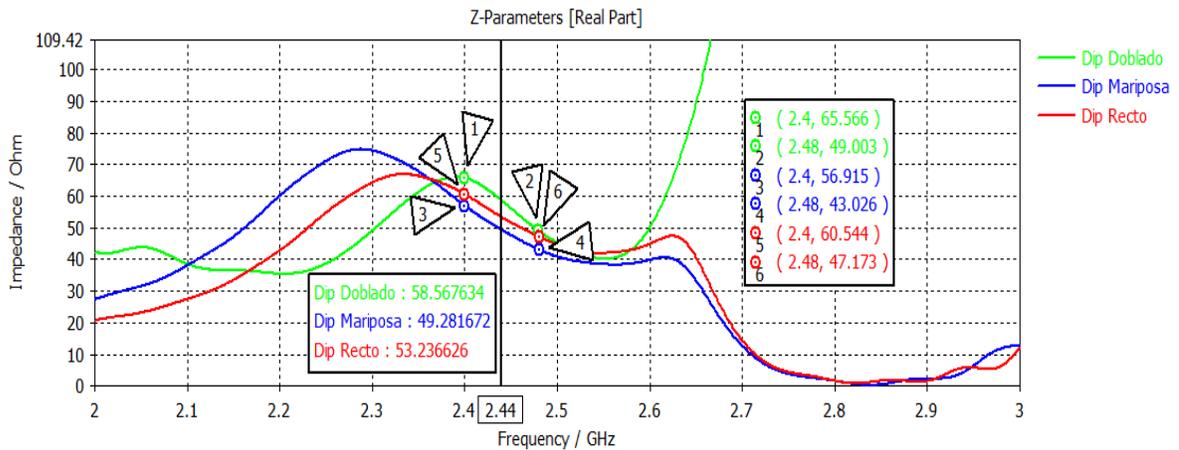


Figura 2.9 Impedancia (parte real) de la antenna Uda-Yagi con dipolo recto (rojo), con dipolo mariposa (azul) y con dipolo doblado (verde).

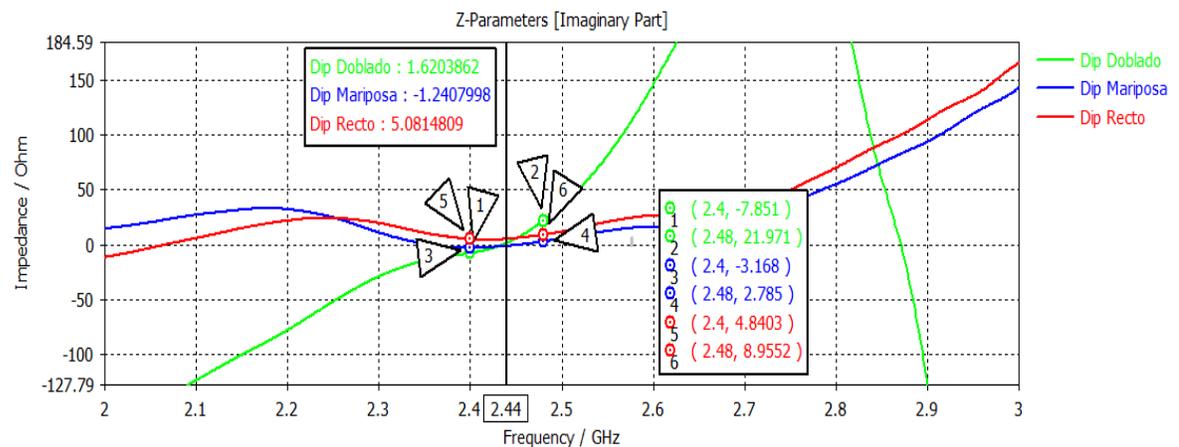


Figura 2.10 Impedancia (parte imaginaria) de la antenna Uda-Yagi con dipolo recto (rojo), con dipolo mariposa (azul) y con dipolo doblado (verde).

**2.6.4 Análisis de las características de radiación de la antena.**

La figura 2.11 representa el patrón de radiación de campo lejano en tres dimensiones en cuanto a la ganancia de la antena Uda-Yagi con dipolo recto. Sus valores correspondientes se pueden observar mediante el gráfico de colores a modo de leyenda. Esta antena tiene un patrón de radiación bien definido y para la frecuencia de trabajo de 2,44 GHz se obtiene un valor de ganancia  $G = 10,4$  dB.

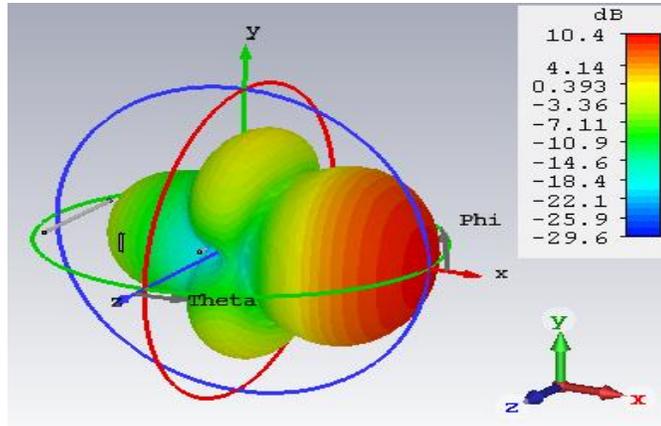


Figura 2.11 Patrón de radiación en tres dimensiones.

La figura 2.12 representa el patrón de radiación de campo lejano en coordenadas polares, a) Plano E, b) Plano H, en cuanto a la ganancia de la antena.

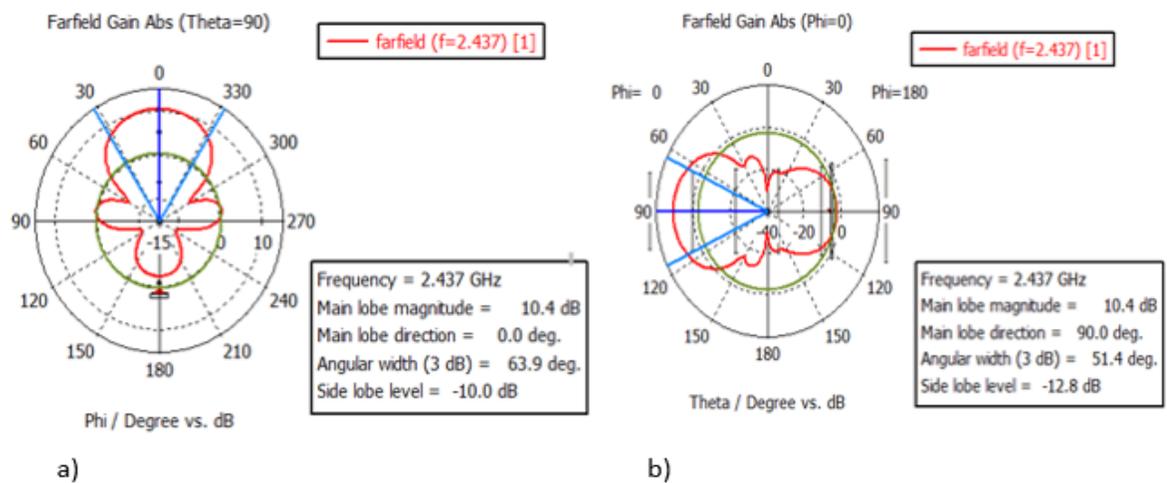


Figura 2.12 Patrón de radiación en coordenadas polares, a) Plano E, b) Plano H.

La figura 2.13 representa el patrón de radiación de campo lejano en tres en cuanto a la ganancia de la antena Uda-Yagi con dipolo mariposa (bowtie). Sus valores correspondientes se pueden observar mediante el gráfico de colores a modo de leyenda. Esta antena tiene un patrón de radiación bien definido y para la frecuencia de trabajo de 2,44 GHz se obtiene un valor de ganancia  $G = 10,4$  dBi.

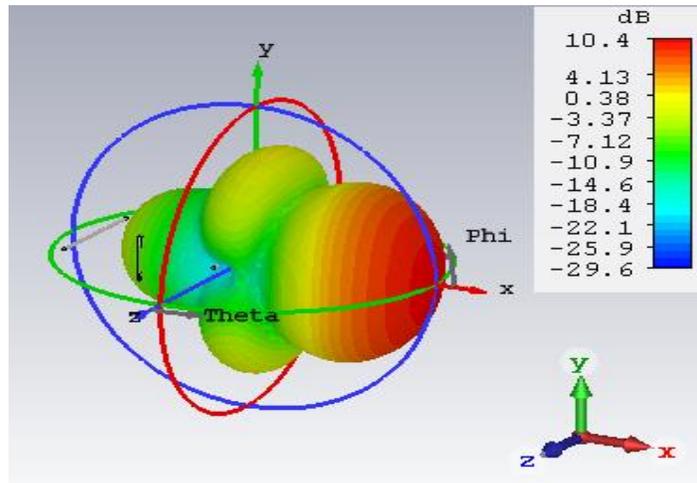


Figura 2.13 Patrón de radiación en tres dimensiones.

La figura 2.14 representa el patrón de radiación de campo lejano en coordenadas polares, a) Plano E, b) Plano H, en cuanto a la ganancia de la antena.

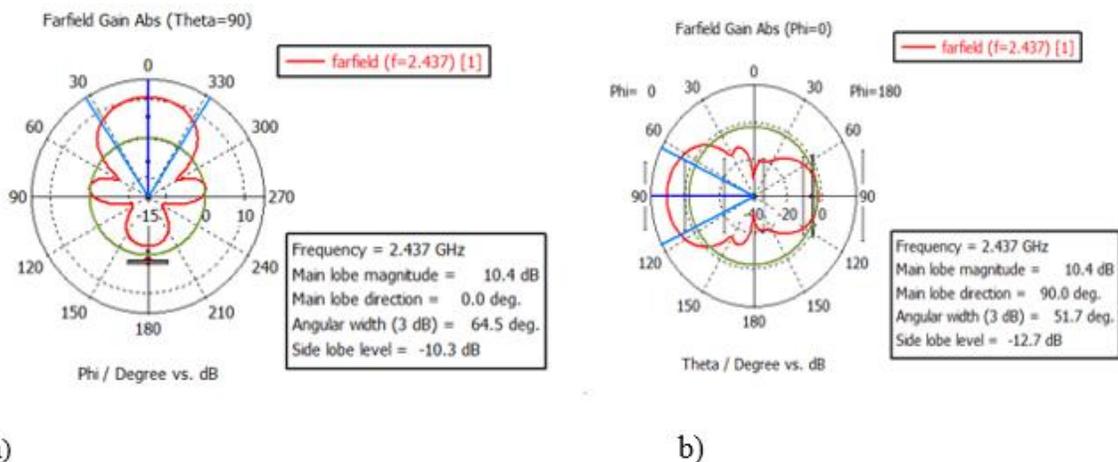


Figura 2.14 Patrón de radiación en coordenadas polares, a) Plano E, b) Plano H.

La figura 2.15 representa el patrón de radiación de campo lejano en tres dimensiones en cuanto a la ganancia de la antena Uda-Yagi con dipolo doblado. Sus valores correspondientes se pueden observar mediante el gráfico de colores a modo de leyenda. Esta antena tiene un patrón de radiación bien definido y para la frecuencia de trabajo de 2,44 GHz se obtiene un valor de ganancia  $G = 11,3$  dBi, mayor que las dos anteriores.

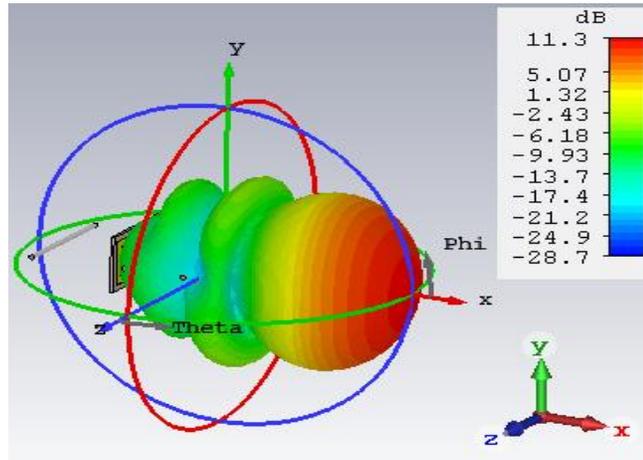


Figura 2.15 Patrón de radiación en tres dimensiones.

La figura 2.16 representa el patrón de radiación de campo lejano en coordenadas polares, a) Plano E, b) Plano H, en cuanto a la ganancia de la antena.

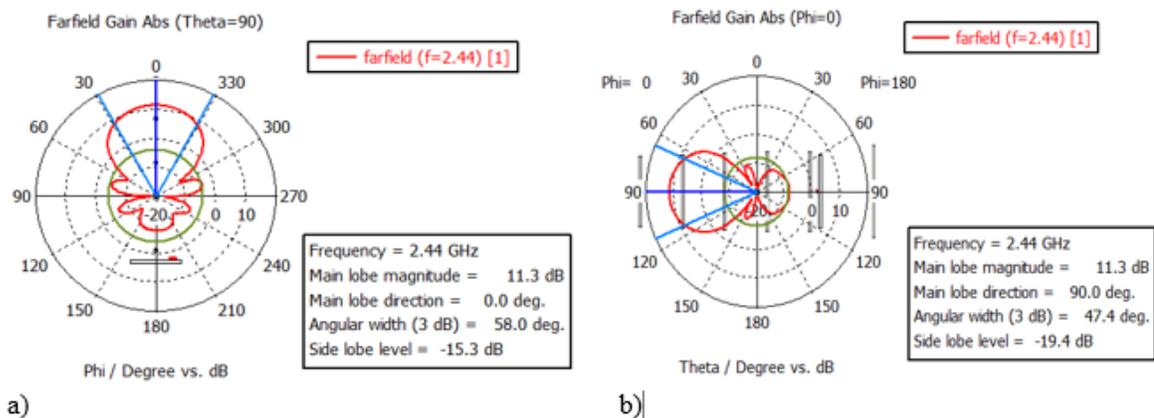


Figura 2.16 Patrón de radiación en coordenadas polares, a) Plano E, b) Plano H.

## CAPÍTULO 3. Mediciones prácticas de las antenas.

En este capítulo se muestran todas las mediciones realizadas con los modelos reales de las antenas. Luego se comparan los resultados obtenidos con los de las simulaciones, demostrando así la validez del software *CST Microwave Studio Suite 2018* para ser usado, no solo por estudiantes de la FIE, sino también por ingenieros de la Empresa de Antenas de Villa Clara.

### 3.1 Equipamiento de la medición empleado.

A continuación, se presentan los equipos utilizados en la construcción y medición de las antenas.

- *DEVISER DSA-DEVISER DSA-8853T 8853T* (Figura 3.1): Analizador de espectro perteneciente a la Empresa de Antenas de Villa Clara que se utilizó para medir las pérdidas por retorno ( $S_{11}$ ). Sus principales características son:
  - ✓ Margen de frecuencia de 500 KHz – 3000 MHz.
  - ✓ Margen de amplitud de -130 dBm hasta +30 dBm.
  - ✓ Resolución desde 1 KHz hasta 3 MHz.
  - ✓ Precisión del ancho de banda  $< \pm 10 \%$ .
  - ✓ Ganancia del preamplificador de amplitud interno 15 dB.
  - ✓ Entrada RF 50/75 Ohm.
  - ✓ Selección de canales por frecuencia o por canal.
  - ✓ Modo multicanal hasta 8 canales.
  - ✓ Salida de video VGA.

- ✓ Rango de sintonía CATV de 5 MHz a 3000 MHz.
  - ✓ Resolución de pantalla de 640 x 480 píxeles.
  - ✓ Teclado para ajustes de frecuencia precisos y reproducibles.
  - ✓ Oscilador de referencia compensado en temperatura y de alta estabilidad.
  - ✓ Puerto USB 1.1 y RS-232.
- Puente de Mediciones de Pérdidas por Retorno RLB150N5A con un rango de frecuencia de 5-3000 MHz.

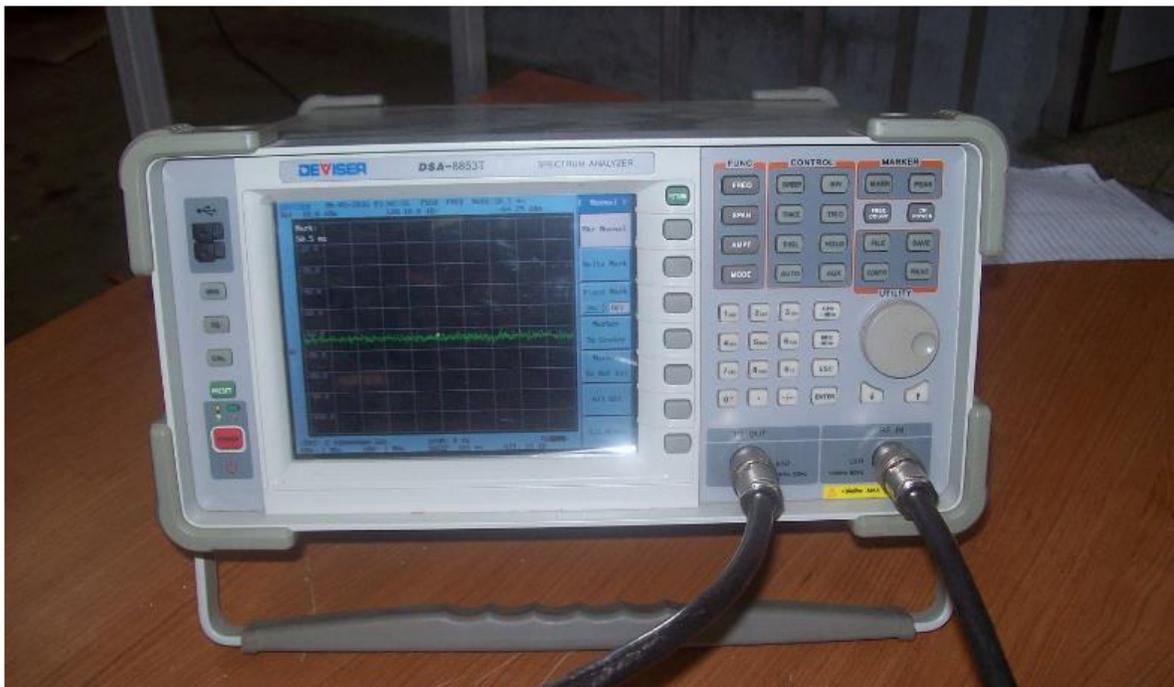


Figura 3.1 Analizador de espectro *DEVISER DSA-8853T*.

### 3.1.1 Materiales implementados en la fabricación.

Para la fabricación del prototipo se utilizaron algunos materiales disponibles en la Empresa de Antenas de Villa Clara entre otros reciclados. Principalmente los más utilizados fueron:

- PVC de alta densidad.
- Alambre de cobre de diámetro 2 mm.
- Placa doble cara FR4 con iguales características a la expuesta en el capítulo anterior.

- Papel adhesivo.
- Estaño.
- Pasta para soldar.
- Cable coaxial de  $50 \Omega$  modelo LMR-400 de bajas pérdidas.
- Ácido Sulfúrico.
- Conector SMA-RP macho para cable coaxial LMR-400.
- Conector SMA macho para cable coaxial LMR-400.
- Conector SMA hembra para chasis.

### 3.2 Prototipos de antena Uda-Yagi.

La antena Uda-Yagi está soportada sobre un “boom” de material *PVC* de alta densidad donde sus elementos directores y el reflector están conformados de alambre de cobre de 2 mm de diámetro. Su elemento activo (dipolo) se fabricó sobre una placa de circuito impreso FR-4. Como primer paso para la implementación se exportó el diseño de la antena del software CST-MWS 2018 en un archivo con extensión (\*.stp). Posteriormente se importan al software *Autodesk Inventor Professional 2016* para diseños en 3D. Luego este modelo 3D se convierte a un formato con vista en 2D y se crea una plantilla de formato A4 de dibujo técnico de la antena que luego es impresa en el papel adhesivo, empleando la impresora HP LaserJet P1102w. A continuación, se recorta y se fija a cada cara de la placa del substrato FR4. Luego se sumerge en el ácido y este retira la superficie de cobre sobrante.

La figura 3.2 muestra el modelo físico de la antena Uda-Yagi con dipolo recto una vez terminada su fabricación.

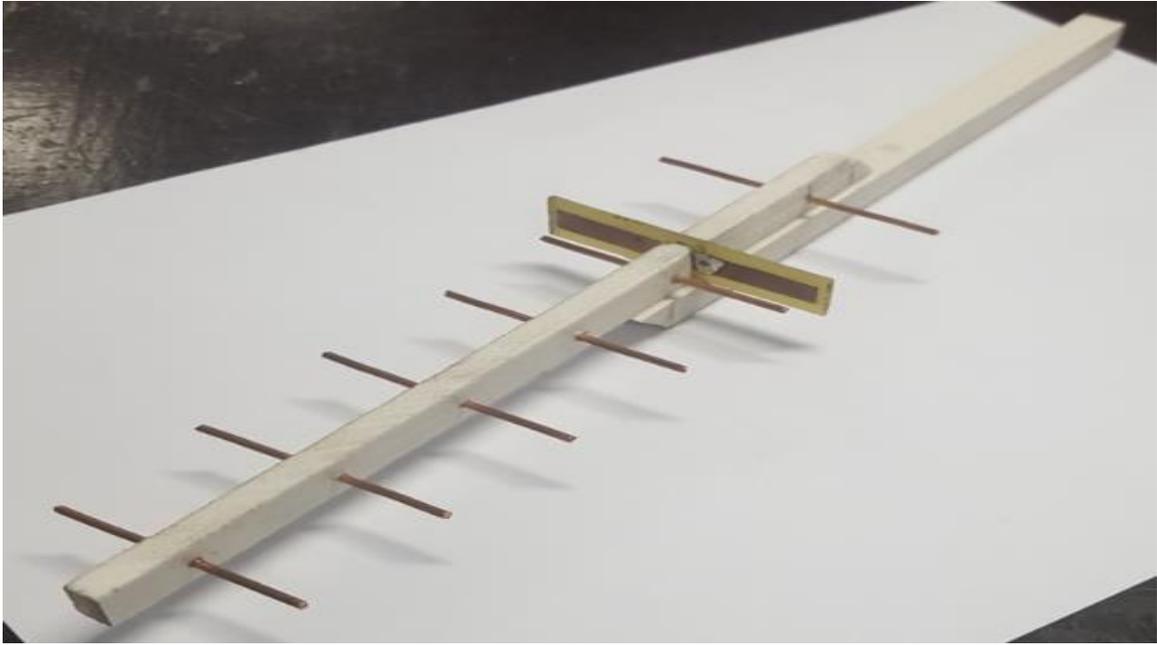


Figura 3.2 Antena Uda-Yagi con dipolo recto.

La figura 3.3 muestra el modelo físico de la antena Uda-Yagi con dipolo mariposa (*bowtie*) una vez terminada su fabricación.

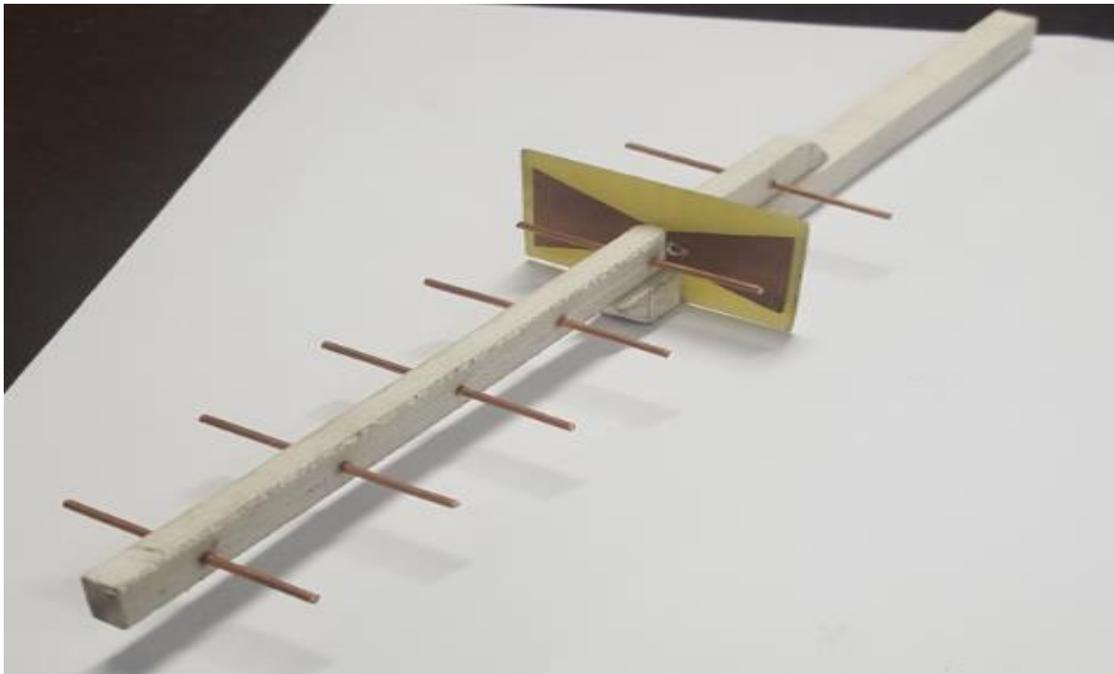


Figura 3.3 Antena Uda-Yagi con dipolo mariposa (*bowtie*).

La figura 3.4 muestra el modelo físico de la antena Uda-Yagi con dipolo doblado una vez terminada su fabricación.

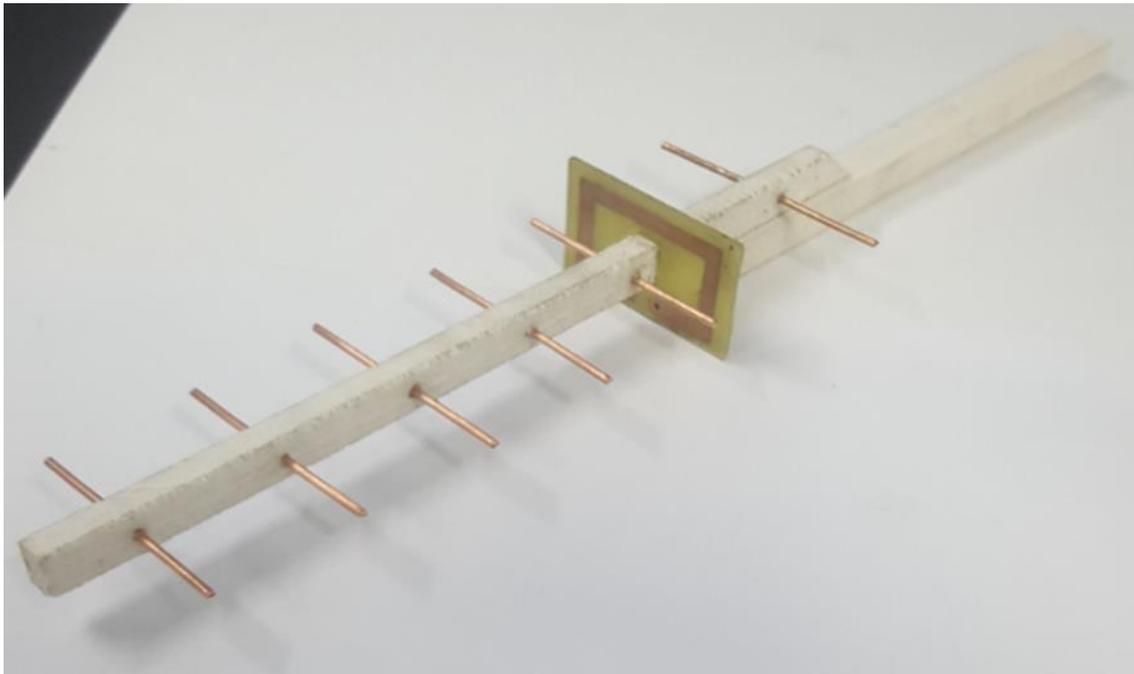


Figura 3.4 Antena Uda-Yagi con dipolo doblado.

### 3.3 Medición de los parámetros radioeléctricos.

#### 3.3.1 Medición de las pérdidas por retorno.

Para la medición del parámetro pérdidas por retorno se emplea el analizador de espectro DSA-8853T y el puente de mediciones de pérdidas por retorno RLB150N5A. Primeramente se conectan el puente de mediciones de pérdidas por retorno RLB150N5A y el cable coaxial a utilizar al analizador de espectro DSA-8853T y se ajusta la referencia que será el valor de -10 dBm en el instrumento introducido por el RLB150N5A. Luego se procede a conectar la antena para la medición y el analizador de espectro muestra en pantalla el valor de pérdidas por retorno en el rango de frecuencia escogido, que en este caso va de 2 a 3 GHz. Los resultados obtenidos en la medición de los tres prototipos se muestran en las siguientes figuras:

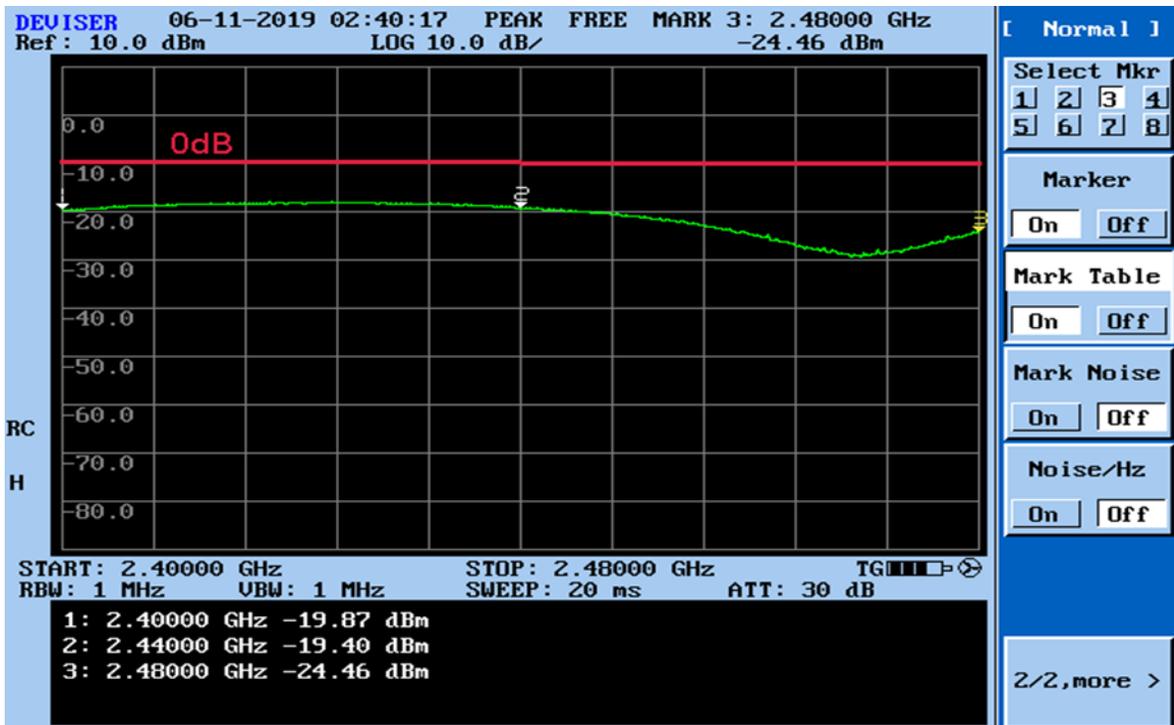


Figura 3.5 Medición de las pérdidas por retorno de la antena Uda-Yagi construida con el dipolo recto con el analizador de espectro DSA-8853T.

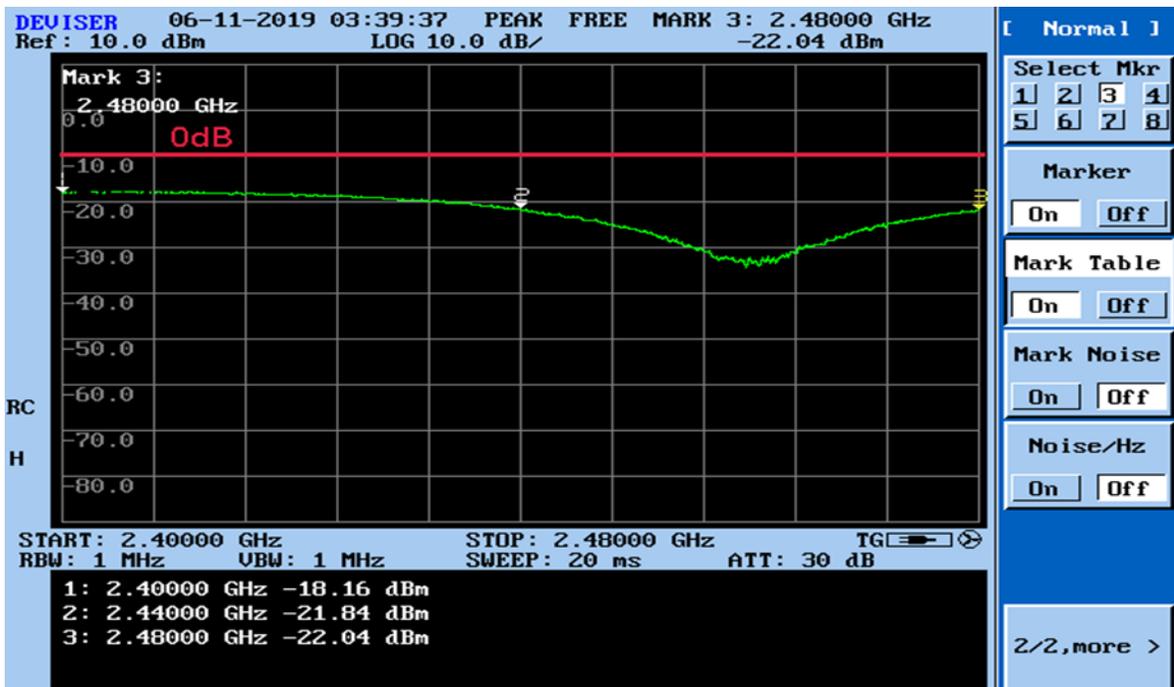


Figura 3.6 Medición de las pérdidas por retorno de la antena Uda-Yagi construida con el dipolo mariposa con el analizador de espectro DSA-8853T.

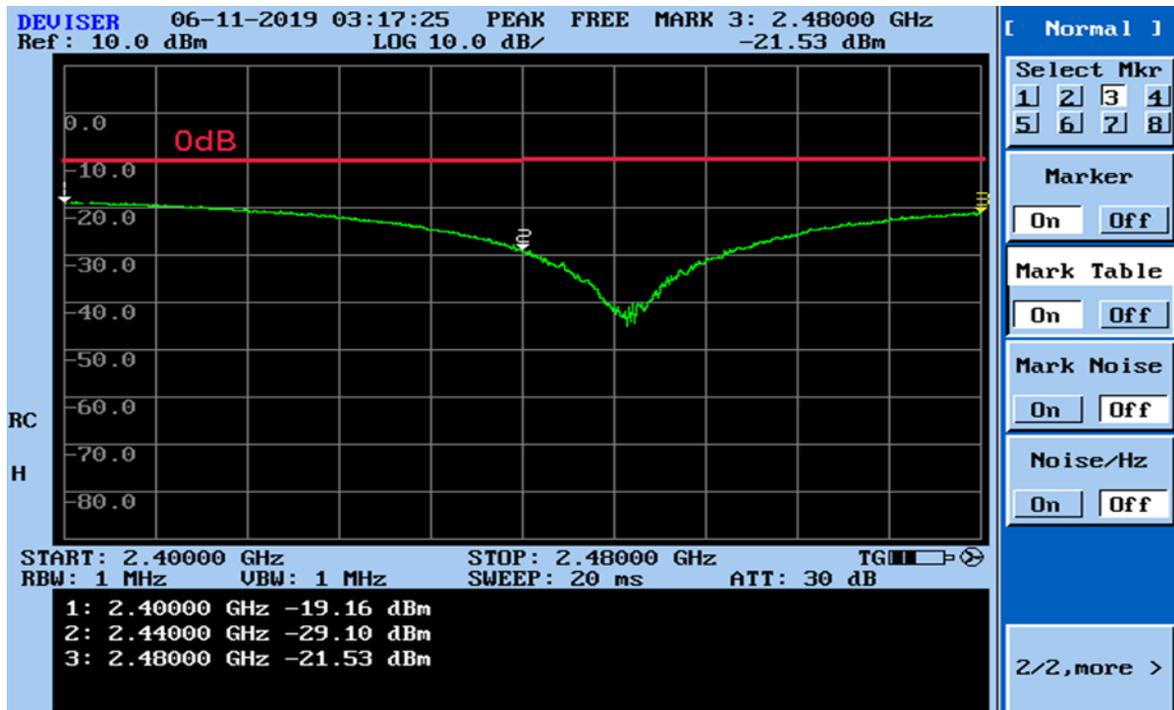


Figura 3.7 Medición de las pérdidas por retorno de la antena Uda-Yagi construida con el dipolo doblado con el analizador de espectro DSA-8853T.

Las lecturas de las pérdidas por retorno ofrecidas por el analizador de espectro DSA-8853T generan un listado de valores en función de la frecuencia. El software CST permite importar estos valores en la misma grafica correspondiente a la simulación permitiendo observación de las pérdidas por retorno medida y simuladas en una misma gráfica a modo de comparación.

En la figura 3.8 se puede observar el resultado obtenido en la simulación y en la medición de la antena Uda-Yagi con dipolo recto para el parámetro pérdidas por retorno ( $S_{11}$ ). Como resultado se puede observar que para la frecuencia central de trabajo la antena simulada arroja valores superiores a la fabricada de aproximadamente  $-13$  dB.

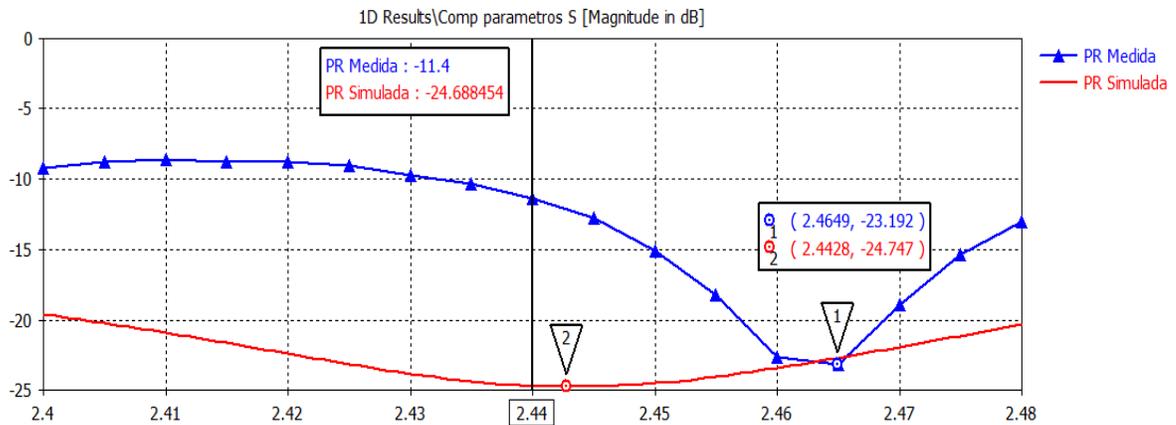


Figura 3.8 Comparación de las pérdidas por retorno entre la antena Uda-Yagi construida con el dipolo recto, simulada (rojo) y la real (azul).

En la figura 3.9 se puede observar el resultado obtenido en la simulación y en la medición de la antena Uda-Yagi con dipolo mariposa para el parámetro pérdidas por retorno ( $S_{11}$ ). Como resultado se puede observar que para la frecuencia central de trabajo la antena simulada arroja valores superiores a la fabricada de aproximadamente  $-14$  dB.

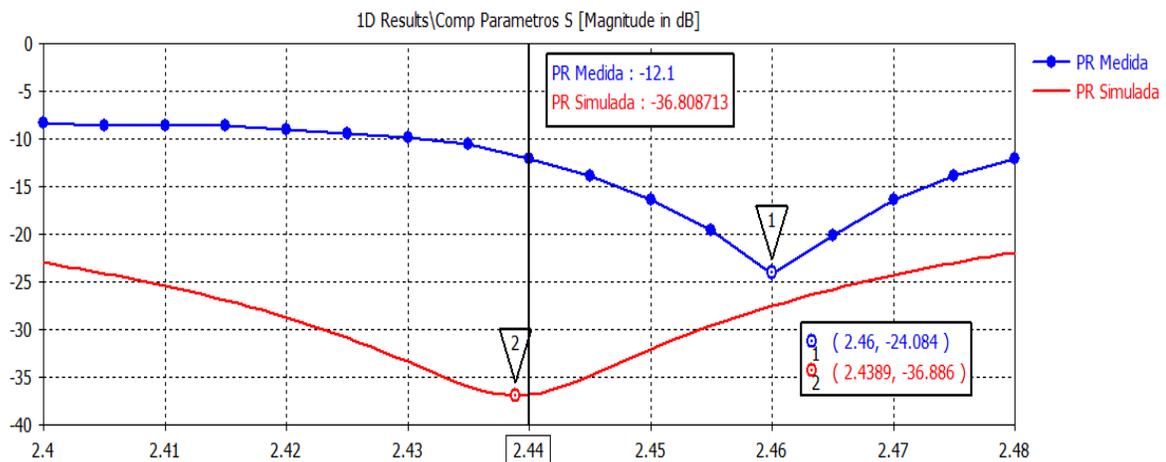


Figura 3.9 Comparación de las pérdidas por retorno entre la antena Uda-Yagi construida con el dipolo mariposa, simulada (rojo) y la real (azul).

En la figura 3.10 se puede observar el resultado obtenido en la simulación y en la medición de la antena Uda-Yagi con dipolo doblado para el parámetro pérdidas por retorno ( $S_{11}$ ).

Como resultado se puede observar que para la frecuencia central de trabajo la antena fabricada es la que arroja valores superiores a la simulada de aproximadamente  $-3$  dB.

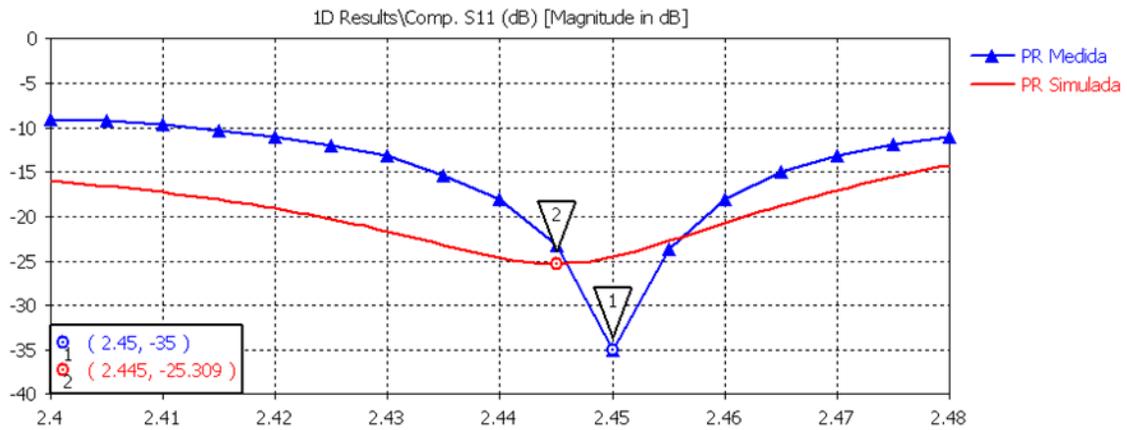


Figura 3.10 Comparación de las pérdidas por retorno entre la antena Uda-Yagi construida con el dipolo doblado, simulada (rojo) y la real (azul).

### 3.3.2 Cálculo de la ROE.

A partir de las pérdidas por retorno (PR) medidas se puede calcular la ROE, el método se basa en la ecuación:

$$PR = 20 \log |\Gamma| \quad (5.1)$$

Y luego aplicando la ecuación 1.18 se obtienen los valores de ROE.

La figura 3.11 muestra los resultados del cálculo del parámetro ROE. Se compararon con los resultados obtenidos en la simulación de la antena Uda-Yagi que utiliza el dipolo recto. La Tabla 3.1 muestra los resultados de los cálculos obtenidos.

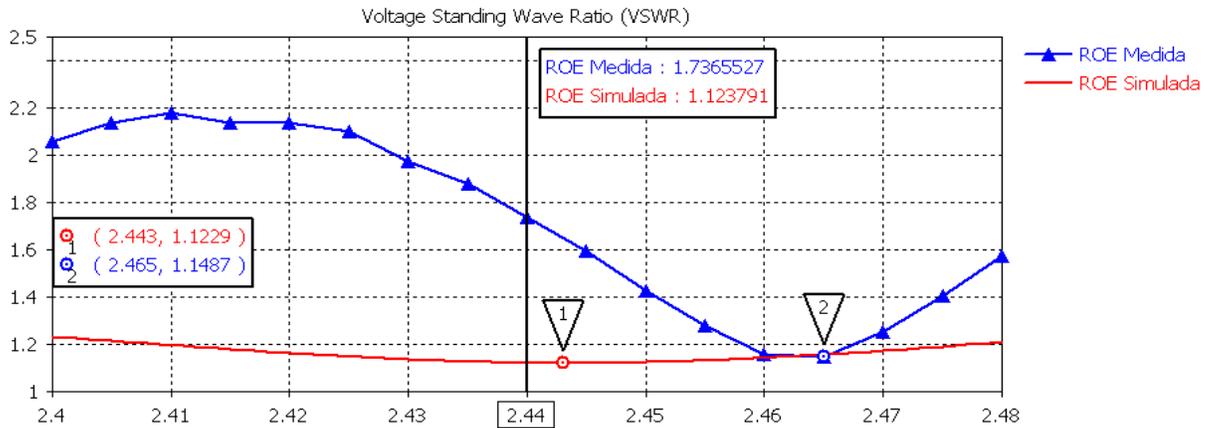


Figura 3.11 Comparación de la ROE entre la antena Uda-Yagi construida con el dipolo recto, simulada (rojo) y la real (azul).

Tabla 3.1 Pérdidas por retorno medidas y ROE calculadas de la antena Uda-Yagi construida con el dipolo recto.

Frecuencia (GHz)	Pérdidas por retorno (dB)	ROE
2,400	-9,2	2,061553
2,405	-8,8	2,140102
2,410	-8,6	2,181358
2,415	-8,8	2,140102
2,420	-8,8	2,140102
2,425	-9	2,099878
2,430	-9,7	1,973273
2,435	-10,3	1,879737
2,440	-11,4	1,736553
2,445	-12,8	1,594326
2,450	-15,1	1,426573
2,455	-18,2	1,280572
2,460	-22,6	1,160133
2,465	-23,2	1,148650
2,470	-18,9	1,256066
2,475	-15,4	1,409129
2,480	-13	1,576895

La figura 3.12 muestra los resultados del cálculo del parámetro ROE. Se compararon con los resultados obtenidos en la simulación de la antena Uda-Yagi que utiliza el dipolo mariposa. La Tabla 3.2 muestra los resultados de los cálculos obtenidos.

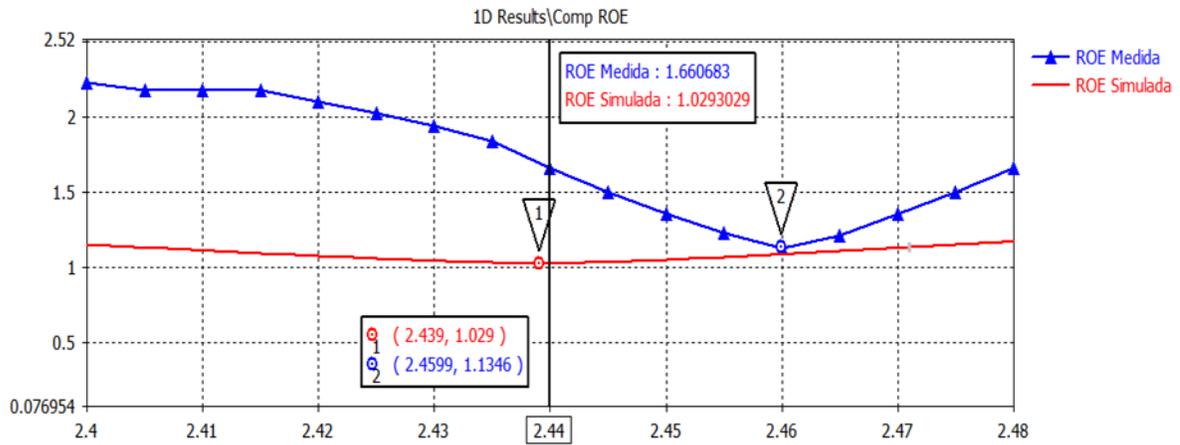


Figura 3.12 Comparación de la ROE entre la antena Uda-Yagi construida con el dipolo mariposa simulada (rojo) y la real (azul).

Tabla 3.2 Pérdidas por retorno medidas y ROE calculadas de la antena Uda-Yagi construida con el dipolo mariposa.

Frecuencia (GHz)	Pérdidas por retorno (dB)	ROE
2,400	-8,4	2,226792
2,405	-8,6	2,182358
2,410	-8,6	2,182358
2,415	-8,6	2,099878
2,420	-9	2,025005
2,425	-9,4	1,940699
2,430	-9,9	1,837366
2,435	-10,6	1,660683
2,440	-12,1	1,505753
2,445	-13,9	1,505753
2,450	-16,4	1,356701
2,455	-19,6	1,233920
2,460	-24,1	1,133045
2,465	-20,2	1,216616
2,470	-16,4	1,356701
2,475	-13,2	1,505753
2,480	-12,1	1,660683

La figura 3.13 muestra los resultados del cálculo del parámetro ROE. Se compararon con los resultados obtenidos en la simulación de la antena Uda-Yagi que utiliza el dipolo doblado. La Tabla 3.3 muestra los resultados de los cálculos obtenidos.

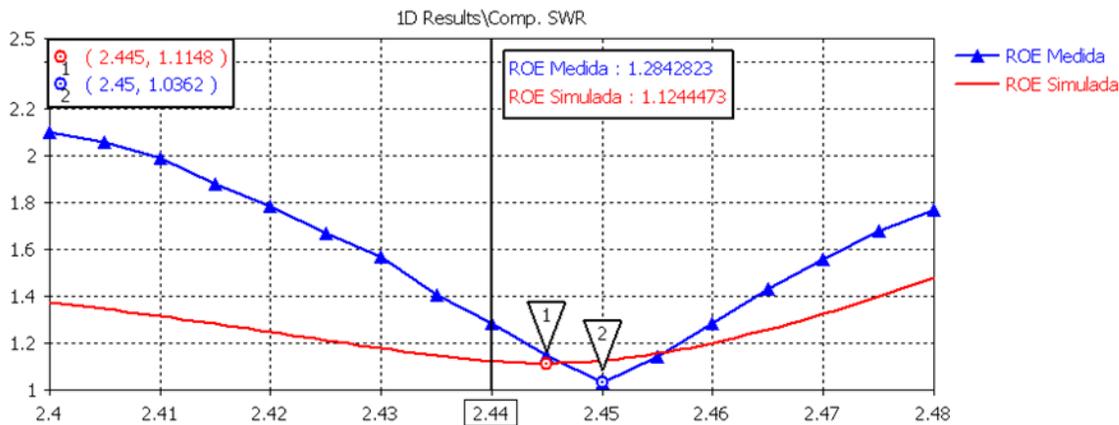


Figura 3.13 Comparación de la ROE entre la antena Uda-Yagi construida con el dipolo doblado, simulada (rojo) y la real (azul).

Tabla 3.3 Pérdidas por retorno medidas y ROE calculadas la antena Uda-Yagi construida con el dipolo doblado.

Frecuencia (GHz)	Pérdidas por retorno (dB)	ROE
2,400	-9	2,099878
2,405	-9,2	2,061553
2,410	-9,6	1,990123
2,415	-10,3	1,879737
2,420	-11	1,784888
2,425	-12	1,67090
2,430	-13,1	1,568414
2,435	-15,4	1,409129
2,440	-18,1	1,284282
2,445	-23,3	1,146824
2,450	-35	1,036209
2,455	-23,6	1,141487
2,460	-18	1,288048
2,465	-15	1,432581
2,470	-13,2	1,560086
2,475	-11,9	1,681315
2,480	-11,1	1,772434

### 3.3.3 Medición de la ganancia y razón F/B.

La ganancia de las antenas se puede determinar mediante diferentes alternativas que emplean dos, tres o cuatro antenas [29], mostradas en la Figura 3.14.



Figura 3.14 Métodos de medición de la ganancia de antenas.

En este caso se empleó el método de las tres antenas. Se midió con el analizador de espectro DSA-8853T la potencia recibida para una potencia de transmisión 0 dBm a las frecuencias de 2,40 GHz, 2,44 GHz (centro de la banda) y 2,48 GHz.

Las mediciones fueron realizadas con una separación de 2 metros entre la antena transmisora y la receptora, cumpliendo con la distancia mínima requerida de 0.342 m para el campo lejano  $F_f$  (Far-field) o Zona de *Fraunhofer*. Ver la ecuación 3.2 en la cual no existe influencia mutua entre los objetos distantes con respecto a las antenas bajo pruebas, que pudieran distorsionar las mediciones.

$$F_f = \frac{2 \cdot (D^2)}{\lambda} [m] \quad (3.2)$$

La relación entre la ganancia de dos antenas, una transmitiendo a la otra con visibilidad directa, puede ser determinada a partir de la ecuación de Friis [29].

$$PT-PR = 32.45 + 20\log f(MHz) + 20\log d(Km) - GT(dB) - GR(dB) + L(dB) \quad (3.3)$$

La ganancia tanto de la antena transmisora como de la receptora son las variables de la ecuación. La potencia del transmisor, la frecuencia y la distancia son conocidas mientras

que la potencia en el receptor puede ser medida, así como las pérdidas del sistema. Luego los valores conocidos pueden ser sustituidos en una constante genérica  $k$ .

Con una combinación de tres antenas es posible determinar la ganancia de cada una de estas a partir de un sistema de tres ecuaciones con tres incógnitas, donde las antenas que participan en el sistema de mediciones son:

**Antena 1:** Antena Uda-Yagi con dipolo doblado.

**Antena 2:** Antena Uda-Yagi con dipolo mariposa.

**Antena 3:** Antena Uda-Yagi con dipolo recto.

Los escenarios se muestran a continuación con las ecuaciones correspondientes y se muestran en el Anexo I las diferentes combinaciones de cada una de las antenas en las mediciones.

**Escenario 1:** Antena 1 transmisora y Antena 2 receptora.

$$P_1(dB) - P_2(dB) 32,5 + 20 \log f (MHz) + 20 \log d (Km) - G_1(dB) - G_2(dB) + L (dB) - G_1(dB) - G_2(dB) + k_1(dB) = 0 \quad (3.4)$$

**Escenario 2:** Antena 1 transmisora y Antena 3 receptora.

$$P_1(dB) - P_3(dB) 32,5 + 20 \log f (MHz) + 20 \log d (Km) - G_1(dB) - G_3(dB) + L (dB) - G_1(dB) - G_3(dB) + k_2(dB) = 0 \quad (3.5)$$

**Escenario 3:** Antena 2 transmisora y Antena 3 receptora.

$$P_2(dB) - P_3(dB) 32,5 + 20 \log f (MHz) + 20 \log d (Km) - G_2(dB) - G_3(dB) + L (dB) - G_2(dB) - G_3(dB) + k_3(dB) = 0 \quad (3.6)$$

Las pérdidas del sistema  $L$  (pérdidas en los cables, conectores y adaptadores) son aproximadamente de 3 dB.

La Tabla 3.4 muestra los valores de ganancia medida y simulada obtenida para cada una de las antenas. Los cálculos para las ganancias reales fueron realizados haciendo uso del

software asistente matemático MATLAB, obteniendo los siguientes resultados para cada frecuencia de la banda Wi-Fi de 2,4 GHz.

Tabla 3.4 Valores de ganancia simulada y medida de las antenas.

	<b>Ganancia Simulada (dBi)</b>			<b>Ganancia Medida (dBi)</b>		
<b>Frecuencia (GHz)</b>	2,4	2,44	2,48	2,4	2,44	2,48
<b>Dipolo doblado</b>	11,0	11,1	11,4	13,2	13,5	13,7
<b>Dipolo mariposa</b>	10,2	10,3	10,5	12,3	12,4	12,8
<b>Dipolo recto</b>	10,3	10,4	10,6	11,0	11,2	11,8

La Tabla 3.5 muestra los valores de la razón F/B medida y simulada obtenida para cada una de las antenas, obteniendo los siguientes resultados para cada frecuencia de la banda Wi-Fi de 2,4 GHz.

Tabla 3.5 Valores de razón F/B simulada y medida de las antenas.

	<b>F/B Simulada (dBi)</b>			<b>F/B Medida (dBi)</b>		
<b>Frecuencia (GHz)</b>	2,4	2,44	2,48	2,4	2,44	2,48
<b>Dipolo Doblado</b>	14,0	16,4	21,5	12,3	14,2	17,5
<b>Dipolo Mariposa</b>	11,5	12,6	14,0	10,9	11,6	15,8
<b>Dipolo Doblado</b>	11,5	12,6	14,2	10,2	11,3	11,7

### 3.3.4 Medición del Patrón de Radiación.

Para la medición del patrón de radiación se tomó solo en consideración el correspondiente a la frecuencia de 2,44 GHz seleccionada como frecuencia central. Se realizó esta operación con la antena Uda-Yagi construida con el dipolo doblado, por ser esta la que arrojó mejores resultados en comparación con lo simulado y lo medido en cuanto a los parámetros radioeléctricos de las antenas. Se midió el Plano E y el Plano H. En el Anexo se muestran la disposición de las antenas. Los prototipos bajo pruebas se colocaron sobre un mástil giratorio de 3 m con base graduada con resolución de  $10^\circ$  y a 2 metros de distancia entre la antena transmisora y la antena receptora. Se fue girando gradualmente el mástil y extrayendo los valores de potencia recibida para cada ángulo hasta completar los  $360^\circ$ . Estos valores fueron normalizados, importados al software y colocados los ejes de coordenadas polares junto a los patrones de radiación ofrecida por la simulación representados en la figura 3.15.

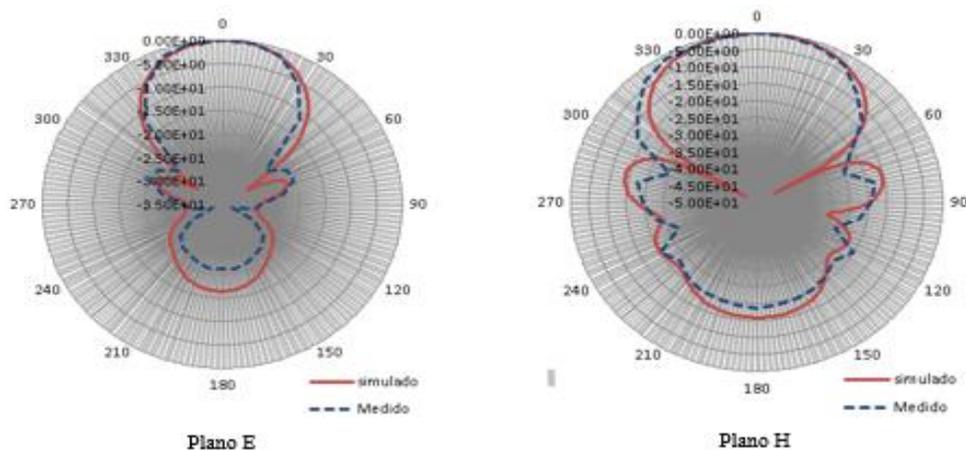


Figura 3.15 Mediciones de Patrón de radiación y F/B de la antena Uda-Yagi construida con el dipolo doblado en PCB.

### 3.4 Conclusiones del capítulo.

Acorde a los resultados obtenidos por la simulación con el software CST Studio 2018 y los de las mediciones experimentales, se observó que tanto las características de radiación como de impedancia de la antena Uda-Yagi construida con el dipolo doblado impreso presenta los resultados más favorables y cercanos comparando dichas características

---

simuladas y experimentales con respecto a las obtenidas con dicha antena usando dipolo recto impreso y dipolo mariposa impreso.

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

### Conclusiones

1. En la descripción de las características principales de las antenas Uda-Yagi se pudo comprobar que poseen un lóbulo principal del patrón de radiación adecuado para enlaces punto a punto en las redes Wi-Fi.
2. Se pudo comprobar la efectividad del método de diseño teórico para las diferentes variantes de dipolos basados en la técnica de circuito impreso.
3. En la implementación de las antenas Uda-Yagi para la simulación con el software *CST Microwave Studio Suite 2018* se demostró que la antena que utiliza el dipolo mariposa en general posee mejores características de impedancia y radiación.
4. Se puede concluir que, de acuerdo a las mediciones realizadas para la validación de los prototipos de antenas propuestos, la antena Uda-Yagi construida con el dipolo doblado fue la que arrojó los mejores resultados en las características de impedancia y radiación.

### Recomendaciones

Con el objetivo de dar seguimiento al presente trabajo se proponen las siguientes recomendaciones:

1. Continuar profundizando en el estudio de las antenas para aplicaciones Wi-Fi que se puedan desarrollar en la actualidad por parte de la industria cubana.

2. Continuar el uso del software *CST Microwave Studio Suite*, debido a las potencialidades que ofrece como software profesional para el modelado y simulación de todo tipo de superficies y volúmenes.
3. Proponer un diseño de antena Uda-Yagi con dipolo impreso, pero con el reflector y los elementos directores de aluminio en forma planar, para la banda Wi-Fi.
4. Que el presente trabajo sirva como fuente de estudio e información para estudiantes de la carrera de Telecomunicaciones y Electrónica, así como para todos los estudiantes de nuestra Facultad.

**REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS**

- [1] K. M. Valdivia Martínez, «Conjunto de antenas para redes WI-FI», PhD Thesis, Universidad Central "Marta Abreu" de Las Villas, Facultad de Ingeniería ..., 2017.
- [2] J. D. Kraus, «Antennas», 1988.
- [3] J. Anguera y A. Pérez, *Teoria d'antenes*. LaSalleOnline, 2008.
- [4] R. Jiménez, *Fundamentos de la Ingeniería Electromagnética*. Ed. Feijóo UCLV, 2011.
- [5] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & Sons, 2016.
- [6] Á. C. Aznar, J. R. Robert, J. M. R. Casals, L. J. Roca, S. B. Boris, y M. F. Bataller, *Antenas*, vol. 3. Univ. Politèc. de Catalunya, 2004.
- [7] E. Monachesi, A. M. Frenzel, G. Chaile, C. Agustín, y F. A. G. López, «Conceptos generales de Antenas», *Publ En Febrero Del*, 2011.
- [8] X. Yu, «Diseño de antenas de tipo parche para un transceptor WiMAX basado en el chip MAX2838», B.S. thesis, 2014.
- [9] J. J. M. Fuentes, *Fundamentos de radiación y radiocomunicación*. Escuela Técnica Superior de Ingenieros, 2007.
- [10] E. M. Lasa, «Diseño e implementación de nuevas antenas Ultra Wide Band con filtros de rechazo de bandas integrados», *Hdl Handle Net*, 2017.
- [11] C. P. Vega y A. C. López, *Sistemas de telecomunicación*, vol. 7. Ed. Universidad de Cantabria, 2007.
- [12] Á. C. Aznar y L. J. Roca, «Juan Manuel Rius Casals Jordi Romeu Robert Sebastián Blanch Boris», 1998.
- [13] A. G. Domínguez, *Cálculo de Antenas: Antenas de última generación para tecnología digital y métodos de medición*. Marcombo, 2010.
- [14] S. Uda, «On the wireless beam of short electric waves (VII)-A new electric wave projector», *J IEE Jpn.*, vol. 467, pp. 623–634, 1927.
- [15] S. Uda, «Wireless beam of short electric waves», *J IEE*, pp. 273–282, 1926.
- [16] H. Yagi, «Beam transmission of ultra short waves», *Proc. Inst. Radio Eng.*, vol. 16, n.º 6, pp. 715–740, 1928.
- [17] C. de Romero Huertas, «Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales», Master's Thesis, 2009.
- [18] H. E. Green, «Design data for short and medium length Yagi-Uda arrays», *Elec Engrg Trans Inst EngrsAustralia*, pp. 1–8, 1966.
- [19] W. L. Stutzman y G. A. Thiele, *Antenna theory and design*. John Wiley & Sons, 2012.
- [20] D. Valdés Valdés, «Antenas para redes Wi-Fi», PhD Thesis, Universidad Central "Marta Abreu" de Las Villas. Facultad de Ingeniería ..., 2016.

- 
- [21] E. C. Jordan y K. G. Balmain, *Ondas electromagnéticas y sistemas radiantes*. Paraninfo, 1978.
- [22] P. Viezbicke y Y. A. Design, «Nbs technical note 688», *US Gov. Print. Off. Wash. DC*, 1976.
- [23] O. M. Viera, «TÍTULO: ESTUDIO Y APLICACIÓN DEL CST MICROWAVE STUDIO 5 COMO HERRAMIENTA DE SIMULACIÓN DE ANTENAS», p. p.150.
- [24] «CST STUDIO SUITE 2018 Released», p. p.3.
- [25] C. Amor Jiménez, «Dipolo impreso para aplicaciones Wi-fi y caracterización de la ganancia por medio de la celda TEM», 2011.
- [26] Roberto Daza García, Ernesto Martín Jiménez, Tomás Ruz Rodríguez., «Antena Bowtie sintonizada a 2.4GHz.», jun. 2015.
- [27] Ahmet Cemal Durgun , Student Member, IEEE , Constantine A., Balanis , Life Fellow, IEEE , Craig R. Birtcher, and David R. Allee , y Member, IEEE, «IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION.», vol. 59 No. 12, n.º Design, Simulation, Fabrication and Testing of Flexible Bow-Tie Antennas., dic. 2011.
- [28] S. N. Makarov, *Antenna and EM Modeling with MATLAB*. Wiley-interscience New York, NY, 2002.
- [29] J. L. Medina-Monroy, E. Díaz-Tapia, J. L. Olvera-Cervantes, R. A. Chávez-Pérez, and A. Velázquez-Ventura, «Análisis y comparación de metodologías para determinar experimentalmente la ganancia de antenas de RF y microondas.», presentado en Simposio de Metrología Queretaro Mexico. CENAM, 2008, pp. 22-24.

## ANEXOS

### Anexo I Medición de Ganancia mediante el método de las tres antenas.



*Escenario 1:* Antena transmisora Uda-Yagi con dipolo doblado y Antena receptora Uda-Yagi con dipolo mariposa.



*Escenario 2:* Antena transmisora Uda-Yagi con dipolo doblado y Antena receptora Uda-Yagi con dipolo recto.



*Escenario 3:* Antena transmisora Uda-Yagi con dipolo mariposa y Antena receptora Uda-Yagi con dipolo recto.

**Anexo II Medición del Patrón de radiación para la antena Uda-Yagi construida con el dipolo doblado.**



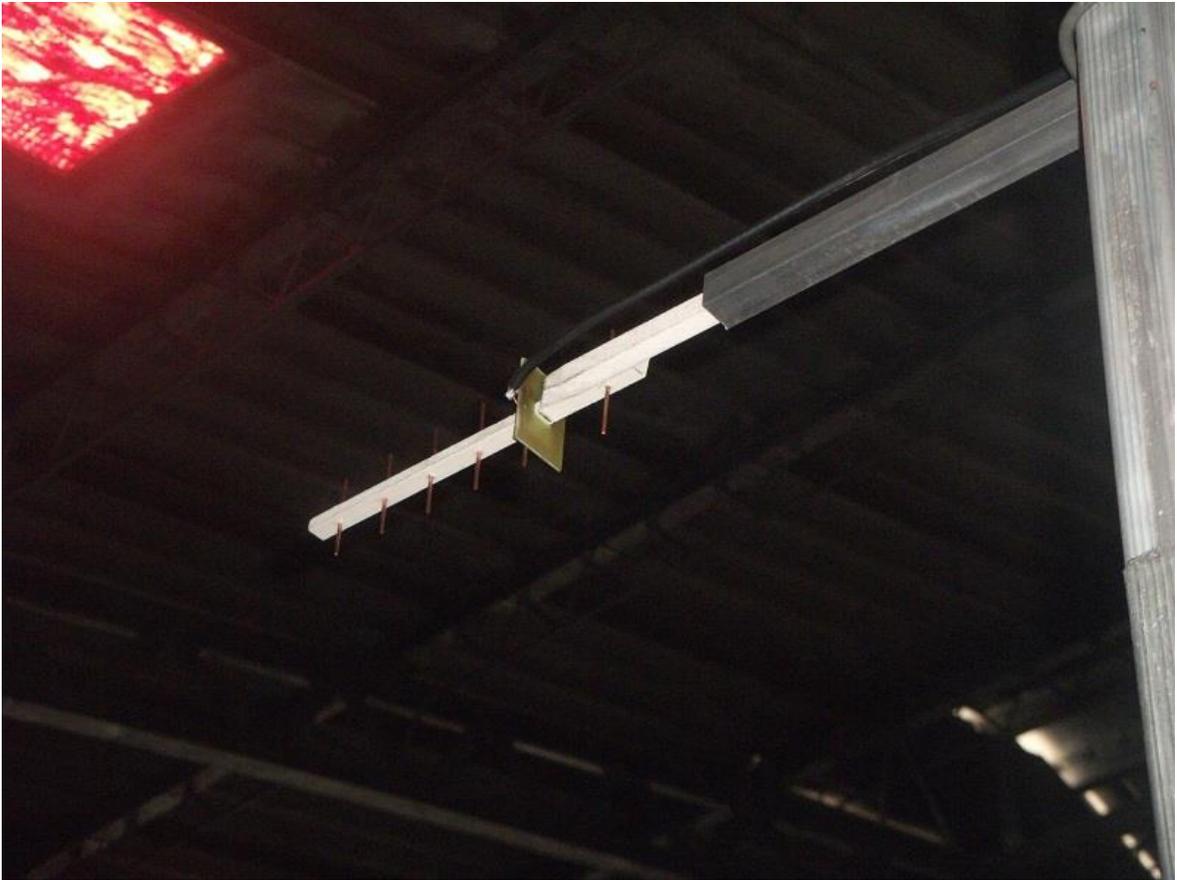
Antena transmisora Uda-Yagi con dipolo mariposa con polarización horizontal.



Antena transmisora Uda-Yagi con dipolo mariposa con polarización vertical.



Antena receptora Uda-Yagi con dipolo do lado con polarización horizontal.



Antena receptora Uda-Yagi con dipolo doblado con polarización vertical.



Medición del patrón de radiación en el plano E.



Medición del patrón de radiación en el plano H.



Escala graduada.