



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR

TESIS DE DOCTOR EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

Antenas Pequeñas en UHF

Victor Marcelo Peruzzi

BAHÍA BLANCA

ARGENTINA

2021

Prefacio

Esta tesis se presenta como parte de los requisitos para acceder al grado académico de Doctor en Ingeniería Eléctrica de la Universidad Nacional del Sur y no ha sido presentada previamente para la obtención de otro título en esta Universidad u otra. La misma contiene los resultados obtenidos en investigaciones llevadas a cabo en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y de Computadoras (DIEC) de la Universidad Nacional del Sur, durante el período comprendido entre el 22 de Agosto de 2017 al 1 de diciembre de 2020, bajo la dirección del Dr. Favio R. Masson y del Dr. Pablo S. Mandolesi, de la Universidad Nacional del Sur.

Ing. Victor Marcelo Peruzzi



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR
Secretaría General de Posgrado y Educación Continua

La presente tesis ha sido aprobada el/...../.....,
mereciendo la calificación de (.....)

Agradecimientos

“ Todo lo que se escribe de ciencia puede ser modificado. Al público, esto le puede parecer extraño: ¿la ciencia no debería proporcionar certezas? En realidad, sólo puede darlas la religión, a quien las acepte. El hecho de que cada religión ofrezca certezas distintas puede ser preocupante, pero al parecer esto no perturba a los creyentes. Lo mismo se puede decir de ciertas convicciones políticas. En otras palabras, sólo la fe da certeza, con una excepción: las matemáticas, aunque conviene destacar que también lo consigue porque es muy tautológica.”

Luigi Luca Cavalli-Sforza en “Genes, pueblos y lenguas.”

“Hay que tener confianza en los hechos, que siempre superan las expectativas”

Rodolfo Walsh, comentado por Horacio Verbitsky en “Vida de perro: Balance político de un país intenso, del 55 a Macri.”

Gracias:

A mi familia: padres, abuelos, tíos, primos y especialmente hermano. En ella comencé a ser el que soy, en ella nació la curiosidad y el gusto por saber, el espíritu crítico, la charla amable, el sentido del humor y la mesa en compañía de los afectos.

A mi familia, la que formamos con Alejandra, y de la cual Luca y Genaro, en orden de aparición, son un bello resultado.

A Favio y Pablo. Nos conocimos hace más de 30 años cuando iniciaba mi carrera docente y ellos eran dos jóvenes estudiantes. Desde entonces hemos coincidido en distintos proyectos que cimentaron una relación de afecto y confianza mutua. Esta tesis es una etapa más de lo que comenzó allá lejos y hace tiempo.

A Hernán y Diego, que fabricaron los dispositivos que medí y ensayé. La pericia y profesionalismo que pusieron para hacerlos ayudaron a que los resultados fluyeran naturalmente.

A Jorge y Eduardo. Sin lugar a dudas dos de las cabezas más brillantes del DIEC. Siempre es un gusto compartir con ellos la charla informal a la hora del mate, a veces de literatura, a veces de cine, a veces de deporte y afortunadamente nunca de trabajo.

A los compañeros del departamento, son muchos para nombrarlos a todos. A los doblemente compañeros, siempre son muchos pero algunos quieren mantenerse anónimos.

Resumen

La revolución tecnológica iniciada a mediados del siglo pasado con la invención del transistor, a puesto en nuestras manos un sinnúmero de dispositivos electrónicos que están transformando la sociedad moderna. El teléfono inteligente posiblemente es el más notorio de ellos. Todo indica que en el futuro cercano se incrementará la cantidad de elementos de uso masivo que harán uso de comunicaciones inalámbricas y en los que la antena será uno de sus componentes fundamentales.

Los consumidores presionan para que estos dispositivos sean cada vez más pequeños, tengan menor consumo de energía y puedan transmitir mayores tasas de información, requerimientos que en última instancia se trasladan a sus antenas. En contraposición, sus prestaciones dependen en gran medida de su tamaño en relación a la longitud de onda, y por lo tanto reducir sus dimensiones implica deteriorar su ganancia, eficiencia o ancho de banda. Hay en ellas, como siempre sucede en la ingeniería, un balance entre lo que la aplicación requiere y lo que la física permite.

Esta tesis trata sobre estas antenas, denominadas eléctricamente pequeñas y se enfoca en dos aplicaciones: las comunicaciones satelitales y los sistemas UHF RFID; proponiendo soluciones novedosas para mejorar sus prestaciones como así también facilitar su diseño. Se presentarán dos antenas cuyo rasgo distintivo es que irradian ondas con polarización circular y están diseñadas a partir de elementos sencillos, los dipolos acortados.

Una de ellas, destinada a un satélite pequeño, aprovecha la propia estructura metálica del satélite para mejorar las prestaciones de los dipolos cruzados. La otra, destinada a un tag de UHF RFID, se distingue por incorporar una red de adaptación de impedancias simple y que permite la fabricación de la antena con costos bajos, requerimiento fundamental de los sistemas de identificación automática. Diseñar una antena con estas características requiere conocer a priori la impedancia del chip, para lo cual se ideó un procedimiento que, a diferencia de los métodos convencionales, permite caracterizarla completamente. En tanto que para la antena se desarrolló una técnica de medición basada en un balun de bajo costo construido en placas de circuito impreso.

Abstract

The technological revolution that began in the middle of the last century with the invention of the transistor put in our hands countless electronic devices that are transforming modern society. The smartphone is possibly the most notorious of them. Everything points to the fact that shortly the number of mass-use items that will make use of wireless communications, and where the antenna will be one of its fundamental components will increase.

Consumers are pushing for these devices to become smaller, have lower power consumption, and can transmit higher rates of information, requirements that ultimately transfer to their antennas. In contrast, its performance depends to a large extent on its size relative to the wavelength, and therefore reducing its dimensions involves impairing its gain, efficiency, or bandwidth. There is in them, as always happens in engineering, a balance between what the application requires and what physics allows.

This thesis deals with these antennas, called electrically small and focuses on two applications: satellite communications and UHF RFID systems; proposing novel solutions to improve its performance as well as facilitate its design. Two antennas will be presented, whose distinctive feature is that they radiate waves with circular polarization and are designed from simple elements, the shortened dipoles.

One of them, intended for a small satellite, takes advantage of the satellite's metal structure to improve the performance of the crossed dipoles. The other, intended for an RFID UHF tag, is distinguished by incorporating a simple impedance matching network, and which allows the manufacture of the antenna with low costs, a fundamental requirement of automatic identification systems. Designing an antenna with these characteristics requires a priori knowledge of the chip impedance, for which a procedure was designed that, unlike conventional methods, allows it to be fully characterized. While for the antenna, a measurement technique was developed based on a low-cost balun built on printed circuit boards.

Índice general

Agradecimientos	III
Resumen	V
Abstract	VII
Índice general	IX
Índice de figuras	XIII
1. Introducción	1
Introducción	1
1.1. Pasado, presente y futuro de las comunicaciones móviles	2
1.1.1. Convergencia de múltiples Sistemas	3
1.1.2. Los próximos sistemas	7
1.2. Definición de Antena Pequeña	8
1.3. Parámetros de las antenas pequeñas	10
1.3.1. Impedancia de entrada	11
1.3.2. Eficiencia	12
1.3.3. Directividad y Ganancia	12
1.3.4. Factor de calidad Q y Ancho de Banda	13
1.4. Teoría de las Antenas Pequeñas	16
1.5. Límite en la miniaturización de una antena	20

1.5.1.	La antena MIFA (<i>Meandered Inverted F Antenna</i>)	22
1.6.	Técnicas para la miniaturización de antenas	26
1.6.1.	Miniaturización por cambios en las formas	26
1.6.2.	Miniaturización mediante carga de materiales	29
1.6.3.	Miniaturización con técnicas de optimización	30
1.6.4.	Miniaturización con metamateriales artificiales	32
1.7.	Contribuciones y estructura de la tesis	34
2.	Dipolos cruzados con plano reflector	39
2.1.	Pico Satélites	40
2.2.	Dipolos cruzados con plano reflector	42
2.3.	Diseño del prototipo	46
2.4.	Mediciones Realizadas sobre el prototipo	53
2.5.	Conclusiones del capítulo	58
3.	Medición de Impedancias de un chip UHF RFID	59
3.1.	Características de la impedancia de un chip RFID	60
3.2.	Determinación de la impedancia de un chip UHF RFID	62
3.3.	Procedimiento alternativo para la medición de la impedancia de un <i>chip</i> UHF RFID	68
3.4.	Resumen de las mediciones realizadas	75
3.5.	Conclusiones del capítulo	76
4.	Diseño y caracterización de un balun para medición de antenas UHF RFID	79
4.1.	Transición de desbalanceado a balanceado	80
4.2.	Técnicas de medición de antenas balanceadas de UHF RFID	82
4.2.1.	Medición con analizador vectorial de dos puertos	83
4.3.	Medición de antenas de <i>tags</i> UHF RFID con un balun PCB	86

4.4.	Modelo del balun para medición de antenas de <i>tags</i> UHF RFID	88
4.5.	Diseño del balun	94
4.6.	Medición de los parámetros <i>scattering</i> del balun	97
4.7.	Medición de la impedancia de una antena con el balun	98
4.8.	Verificación del bloqueo de corrientes de malla	100
4.9.	Conclusiones del capítulo	102
5.	Antena con Polarización Circular para un <i>tag</i> UHF RFID	105
5.1.	El rango de un <i>tag</i> UHF RFID	106
5.2.	Los dipolos cruzados con lazos de adaptación	108
5.3.	Diseño del prototipo de la antena	114
5.3.1.	Diseño de los Dipolos Vertical y Horizontal	115
5.3.2.	Evaluación de los dipolos cruzados	118
5.3.3.	Diseño de la red de adaptación	122
5.4.	Conclusiones del Capítulo	129
6.	Medición de la relación axial e impedancia de la antena	131
6.1.	Medición de la impedancia de entrada	132
6.2.	Medición del AR	136
6.3.	Medición del <i>tag</i> con un lector UHF RFID	138
6.4.	Conclusiones del Capítulo	142
7.	Epílogo y Perspectivas	145
7.1.	Perspectivas	150
A.	Diseño de un dipolo acoplado por lazo	153
	Bibliografía	157

Índice de figuras

1.1. El límite fundamental de mínimo Q (Chu) para diferentes antenas.	20
1.2. Transformación de un dipolo en una antena MIFA.	22
1.3. Dimensiones del dipolo y la antena MIFA.	24
1.4. Coeficiente de reflexión del Dipolo y la antena MIFA.	26
1.5. Técnicas de miniaturización por cambios en las formas.	27
2.1. Dipolos cruzados.	42
2.2. Circuito de los dipolos cruzados.	44
2.3. Dipolos horizontal y vertical de antena Pico Satélite.	47
2.4. Patrón de radiación de dipolos cruzados de la antena del Pico Satélite.	49
2.5. Impedancia de entrada de los dipolos cruzados.	50
2.6. Patrón de radiación de la antena del Pico Satélite.	51
2.7. AR de la antena del Pico Satélite.	52
2.8. Fotografía del prototipo de la antena de un Pico Satélite.	53
2.9. Coeficiente de reflexión medido y simulado de la antena de un Pico Satélite.	54
2.10. Medición del patrón de la antena de un Pico Satélite.	55
2.11. Elipse de polarización de la antena de un Pico Satélite.	56
2.12. Medición del AR de la antena de un Pico Satélite.	57
2.13. AR de la antena de un Pico Satélite en función de la frecuencia.	57
3.1. Diagrama de bloques de un chip RFID.	60

3.2. Conexionado del instrumental para medir el umbral de potencia de un chip UHF RFID.	63
3.3. Comando de encendido <i>query</i> de un chip UHF RFID.	64
3.4. Medición del umbral de encendido de un chip UHF RFID.	65
3.5. Conectores con chip RFID y cortocircuito de calibración.	66
3.6. Impedancia del chip RFID en función de la potencia.	67
3.7. Diagrama de conexión del instrumental para caracterización de un chip UHF RFID.	69
3.8. Panel frontal del analizador para caracterización del chip RFID.	70
3.9. Respuesta de chip RFID para potencia por debajo del umbral.	71
3.10. Respuesta de chip RFID para potencia umbral.	72
3.11. Impedancia del chip RFID durante el comando RN16 de respuesta.	74
3.12. RCS normalizado del chip durante la respuesta RN16.	75
4.1. Diagrama esquemático de la transición entre un cable coaxil (desbalanceado) y un dipolo.	81
4.2. Diagrama esquemático de la medición con dos puertos de un analizador vectorial.	84
4.3. Diagrama esquemático del <i>test fixture</i> construido con coaxiales.	85
4.4. Fotografía del accesorio de medición y sus calibradores.	86
4.5. Medición con balun por extracción.	87
4.6. Diagrama esquemático del balun PCB.	89
4.7. Circuito del balun PCB.	89
4.8. Coeficiente de reflexión a la entrada del balun en función de las impedancias y longitudes.	92
4.9. Coeficiente de reflexión del balun en función de la impedancia de la línea desbalanceada.	93
4.10. Simulación de corrientes en el balun.	95
4.11. Dimensiones del balun.	96

4.12. Medición de los parámetros S del balun.	97
4.13. Parámetros S del balun.	98
4.14. Impedancia medida del dipolo.	100
4.15. Medición corrientes de malla con balun.	101
4.16. Variación en la resistencia del dipolo por corrientes de malla.	102
5.1. Esquema de la antena para el <i>tag</i> UHF RFID.	110
5.2. Modelo <i>odd even</i> de la antena del <i>tag</i>	111
5.3. Modelo de la antena del <i>tag</i> en modo <i>odd</i>	113
5.4. Circuito de la antena del <i>tag</i>	114
5.5. Forma de las pistas de los dipolos cruzados.	116
5.6. Impedancia de los dipolos cruzados.	117
5.7. Patrón de radiación de los dipolos cruzados.	119
5.8. AR de los dipolos cruzados.	120
5.9. Impedancia de los dipolos cruzados.	121
5.10. Forma de las pistas de la antena del <i>tag</i>	122
5.11. Impedancia de la antena para distintas longitudes de la red de adaptación.	124
5.12. Impedancia de la antena para distintos anchos de la red de adaptación.	124
5.13. AR de la antena del <i>tag</i> para distintas dimensiones de la red de adaptación.	126
5.14. Distribución de las corrientes en la estructura de la antena.	127
5.15. Patrón de radiación de la antena del <i>tag</i>	128
5.16. Ganancia y Directividad de la antena del <i>tag</i> en función de la frecuencia.	129
6.1. Medición diferencial de la antena del <i>tag</i>	132
6.2. Medición con el balun de la antena del <i>tag</i>	133
6.3. Impedancia medida y simulada de la antena del <i>tag</i>	134
6.4. Coeficientes de reflexión medidos y simulados de la antena del <i>tag</i>	135
6.5. Medición del AR de la antena del <i>tag</i>	137
6.6. Elipse de polarización de la antena del <i>tag</i>	138

6.7. AR en función de la frecuencia de la antena del <i>tag</i>	139
6.8. Medición del rango del <i>tag</i>	140
6.9. Rangos de lectura del <i>tag</i> en función de su orientación.	142
A.1. Diagrama del dipolo acoplado por lazo y su circuito equivalente.	153
A.2. Dimensiones finales del dipolo acoplado por lazo.	154

Capítulo 1

Introducción

Una antena es un componente de circuito que produce el acoplamiento de una onda electromagnética entre un medio guiado y uno no guiado, por ejemplo entre un cable coaxial y el espacio libre. Es decir, se trata de una interfaz que transforma una señal eléctrica en una onda electromagnética que se propaga por el espacio. Desde hace más de cien años, cuando Marconi realizó la primera comunicación trascontinental, las antenas son componentes fundamentales de los sistemas electrónicos (Ramsay, 1981).

Hay dos circunstancias en las cuales las antenas muestran ventajas sobre los medios guiados y por tal razón motivan su uso extendido en los sistemas electrónicos. Una de ellas ocurre cuando se deben vincular puntos geográficos muy distantes entre si, por ejemplo en los enlaces intercontinentales, ya que los costos de los medios guiados supera al de los radioenlaces. La otra es cuando se deben realizar comunicaciones con -y entre- dispositivos móviles, donde la propia existencia de una línea de transmisión atenta contra la movilidad del equipo a conectar. Ambas situaciones permiten clasificar las antenas en dos grandes grupos de acuerdo al tipo de enlace en que se las emplea. Si bien esta clasificación no es taxativa, como se verá más adelante, permite un primer acercamiento al tema que se estudia en esta tesis. En general las antenas de los radioenlaces que cubren largas distancias suelen ser estructuras con dimensiones significativas, mientras que, fundamentalmente por una cuestión práctica, las antenas de los dispositivos móviles

suelen ser pequeñas.

Esta Tesis se centra sobre el segundo grupo de antenas, aquellas que por estar relacionadas a dispositivos portátiles son generalmente “pequeñas”. Si bien ambos tipos de antenas no son equivalentes, es preciso aclarar que las dimensiones reducidas son un requerimiento en la mayoría de los sistemas móviles de uso masivo, y que por ese motivo, los desarrollos recientes en antenas pequeñas se han hecho para satisfacer las necesidades crecientes de dicho mercado (Fujimoto and Morishita, 2014), (Volakis et al., 2010). En la siguiente sección, para dar un contexto al tema que aquí se presenta, se hará un repaso de la evolución de los sistemas de comunicación asociados a dispositivos móviles y su relación con las antenas.

1.1. Pasado, presente y futuro de las comunicaciones móviles

Los primeros sistemas de comunicación para dispositivos móviles surgieron hace más de un siglo en el transporte naval para la transmisión de mensajes a los buques en alta mar. Estos sistemas utilizaban portadoras de muy baja frecuencia para enviar mensajes en código Morse y sus antenas consistían en hilos de alambre montados sobre las estructuras de los mástiles.

La invención del tubo de vacío en 1906 permitió construir los primeros moduladores en amplitud para transmitir mensajes de voz. Poco tiempo después, el control del ancho de banda de las señales mediante filtros permitió un manejo más eficiente del espectro a través del uso de canales. Hitos a destacar de esta etapa inicial son la instalación de un sistema de comunicaciones (unidireccional) en los patrulleros de la ciudad de Detroit en 1928; y el lanzamiento al mercado del primer sistema de comunicaciones móviles para vehículos (MTS Mobile Telephone Service) por parte de la empresa AT&T en 1946. También el primer transceptor portátil (*hand held transceptor o walkie talkie*), fabricado a pedido de las fuerzas armadas estadounidenses por la compañía Galvin Manufacturing

Company (luego Motorola) durante la Segunda Guerra Mundial.

La aparición del transistor en 1948, y de los circuitos integrados en 1959, permitieron un aumento en la frecuencia de operación, un mejor uso del espectro y una disminución del peso y tamaño de los artefactos. Hasta el advenimiento de los teléfonos celulares la gran mayoría de los sistemas de comunicaciones móviles eran de grandes dimensiones, montados en vehículos y orientados a servicios de seguridad, defensa y control de flotas (camiones, trenes, taxis), y cuyas antenas generalmente no eran parte del propio equipo.

1.1.1. Convergencia de múltiples Sistemas

Las crecientes mejoras en la industria electrónica que ocurrieron desde fines de la década de 1970, luego de la aparición de los circuitos integrados, causaron un profundo impacto en diferentes sectores de la economía. Las escalas de integración crecientes lograron el abaratamiento de diferentes componentes electrónicos que hasta ese momento, y justamente por razones de precio, estaban al alcance de pocos usuarios.

Desde el punto de vista de lo que en esta tesis se muestra, es interesante analizar lo que sucedió con los equipos de comunicación móvil, las computadoras digitales y un conjunto de sistemas entre los cuales se destacan la identificación por radio frecuencia (RFID), los sistemas de navegación satelital (GNSS) o pequeños satélites de uso civil y comercial. Alrededor de teléfonos móviles y computadoras surgieron mercados masivos que definieron nuevas trayectorias en sus prestaciones, al principio siguiendo caminos separados, pero que desde finales del siglo XX comenzaron a converger. Esta convergencia dio lugar a la aparición de nuevos dispositivos, como los teléfonos inteligentes (*smartphones*), donde las antenas son un elemento clave. Muchos de los trabajos de investigación sobre antenas realizados en las últimas décadas se enfocan en lograr mejoras en las capacidades inalámbricas de los teléfonos (Volakis et al., 2010) (Fujimoto and Morishita, 2014).

Las primeras redes modernas de telefonía celular nacieron en la década de 1980 -AMPS (Advanced Mobile Phone System) de EEUU en 1983 o TACS (Total Access Communication System) del Reino Unido en 1985- y se conocen actualmente como redes de primera

generación (1G). El suceso comercial de las redes 1G sumado al avance de la industria electrónica, que posibilitó la utilización de técnicas de procesamiento digital, dieron lugar a la aparición de la segunda generación (2G) de sistemas de telefonía celular reguladas por las especificaciones GSM (Global Systems for Mobile Communications) y IS-54 e IS-95 (Interim Standard), versión digital de la especificación AMPS.

El creciente número de usuarios de teléfonos celulares apoyado en el continuo avance de la electrónica indujeron a que la industria en forma coordinada cree nuevas especificaciones de carácter global y atiendan una demanda creciente, el acceso a redes de datos desde los sistemas móviles. Entonces, en los inicios del Siglo XXI, aparecen los sistemas de tercer generación 3G, como UMTS (Universal Mobile Telecommunications Service) en 2001 y CDMA-2000 en 2002.

Más cerca en el tiempo, en el año 2008, la industria define los requisitos de la cuarta generación de sistemas (4G) con las mismas premisas de su predecesora, acuerdo de la industria para una definición de alcance global y mejoras en la vinculación a redes de datos, ahora con capacidades multimedia. Entre las mejoras respecto de 3G se puede mencionar soporte nativo IP para todos sus servicios (incluso telefonía IP), mayor velocidad para la transferencia de datos (100 Mbps para móviles que se desplazan respecto de la estación base y hasta 1 Gbps cuando están en reposo), y alta calidad de servicio QoS (*Quality of Service*) para soporte de aplicaciones multimedia. Los sistemas de quinta generación (5G) se están desplegando y especificando en este momento y se espera que proporcionen picos de tasa de transferencia de datos de 20 Gbps, amplíen la capacidad de Internet de las Cosas de 4G y habiliten aplicaciones de misión crítica que requieren alta confiabilidad y baja latencia.

En forma análoga a lo sucedido con la telefonía celular, las computadoras digitales tuvieron una evolución similar. La aparición del microprocesador y el abaratamiento de los circuitos integrados de memorias RAM (*Random Acces Memory*) impulsó la aparición de pequeñas computadoras para uso hogareño primero (*home computers*), de uso personal y/o profesional con la PC (*personal computer*) a comienzos de la década de 1980, y

por último la computadoras portátiles (*laptops, notebook y netbooks*). El uso masivo de las computadoras impulsó el desarrollo de tecnologías para conectarlas y surgieron así primero las redes de área local LAN (cableadas) (*local area network*), y a finales de 1990 las redes inalámbricas o WLAN (*wireless local area network*). En el sector de las redes de computadoras también las empresas del sector se agruparon para fijar criterios y establecer normas de alcance global a través de la Wi-Fi Alliance, que utiliza la marca registrada Wi-Fi [®]. El mercado creciente y los progresos en la electrónica hicieron que la industria lleve la tasa de transferencia de los 2 Mbps de la primera versión del estándar, a 54 Mbps en las versiones 802.11a y 802.11g de los años 1999 y 2003 respectivamente, llegando hasta los 600 Mbps en la versión 802.11n del año 2009.

Siguiendo caminos distintos, pero impulsados también por los progresos de la microelectrónica, otro conjunto de sistemas de comunicaciones inalámbricas han tenido evoluciones similares a las de los teléfonos celulares y las computadoras. Una breve descripción de alguno de ellos incluye:

- La identificación por radiofrecuencia (RFID), tecnología de identificación automática (IA) alternativa al código de barras que surgió a mediados de la década de 1960 en sistemas para detectar robos de mercadería en los grandes centros comerciales. Los sistemas UHF RFID pasivos se impusieron a principios de la década de 1990, cuando por integración de diodos Schotky a los circuitos electrónicos, se pudieron hacer rectificadores con capacidad para alimentar el circuito de la etiqueta *tag*. Desde entonces, las antenas de los *tags* también han sido objeto de estudios para mejorar las prestaciones de los sistemas.
- Los sistemas de navegación por satélite GNSS (*Global Navigation Satellite System*) son otro ejemplo. En 1994 el gobierno de EEUU permitió el uso para aplicaciones civiles del sistema GPS (*Global Positioning System*), en servicio bajo el control del sistema de defensa desde su lanzamiento en 1978; y a partir del año 2000 se permitió su uso civil con la misma precisión que los sistemas de defensa. Desde entonces se

han usado en aplicaciones para: agricultura de precisión, vehículos automatizados y seguimiento de flotas, cartografía y asistencia en la sincronización de redes de telefonía celular, por mencionar algunas.

- Los satélites pequeños, clasificados en micro, nano, pico y femto satélites, surgieron como alternativa de bajo costo a los tradicionales utilizados en sistemas de defensa y comunicaciones. Un caso particular son los CubeSat, surgidos en 1999 como una iniciativa académica del Politécnico de California (California Polytechnic State University) y la Universidad de Stanford para posibilitar a las universidades el acceso al desarrollo de tecnología espacial. En los CubeSat la baja de los costos se logró usando componentes “de mercado” COTS (*Commercial Off the Shelf*) y estandarizando el sistema de lanzamiento al restringir su volumen a cubos de 10 centímetros de lado.

Muchos de los sistemas y tecnologías descritas en los párrafos previos han confluído con velocidad creciente en modernos dispositivos y servicios de comunicaciones. En el último lustro hemos sido testigos de la incorporación en nuestra vida cotidiana del que posiblemente sea el exponente más representativo de los logros de la ingeniería electrónica, el teléfono inteligente (*smartphone*). En él se combina una computadora, un teléfono, una cámara de video, un reproductor de música y un receptor de GPS. A diario los usamos para navegar por Internet, para hacer transacciones bancarias, para sacar fotos y filmar, para saber a donde ir y cuánto caminamos, para enviar y recibir mensajes de video y voz, para escuchar radio, para ver televisión y en ocasiones para aquello que fue concebido: hablar con otra persona distante.

La creación del *smartphone* es una consecuencia de los avances de la microelectrónica, pero también, sin lugar a dudas, de los esfuerzos realizados en el estudio y desarrollo de las antenas pequeñas. Lo que el futuro depara también requerirá del desarrollo de nuevas antenas para satisfacer los requerimientos que estas nuevas tecnologías imponen.

1.1.2. Los próximos sistemas

El futuro inmediato de las comunicaciones personales y domésticas se está organizando alrededor de un nuevo paradigma, llamado Internet de las Cosas, o simplemente IoT por su expresión en inglés (*Internet of Things*). La idea básica es disponer de una red de objetos (cosas) con dispositivos electrónicos incorporados (software, sensores, actuadores, *tags* RFID) que puedan conectarse e intercambiar datos. Es decir, cada objeto (artículo en un almacén, vehículo en una flota, herramienta en un taller, sensor de temperatura en un edificio, etc.) posee un dispositivo electrónico que lo identifica, y además le permite conectarse a Internet.

Desde el punto de vista normativo ha comenzado la planificación para que a partir del año 2020 esté disponible la quinta generación (5G) de redes. El objetivo es conectar cualquier tipo de dispositivos y cualquier tipo de aplicación con la sola condición que su funcionamiento requiera de comunicaciones. Para cumplir esa aspiración las redes deberán soportar mayor número de usuarios, ser más eficientes en el uso del espectro y ser escalables, es decir con capacidad para brindar distintos anchos de banda sobre el mismo esquema de funcionamiento.

Se abrirá de esta forma un nuevo campo para futuras aplicaciones que llevarán la instrumentación electrónica a cada objeto de uso cotidiano, como sugiere el nombre dado a este nuevo paradigma. A manera de ejemplo se mencionan dos cuestiones que ya están en la agenda de los investigadores. Una de ellas es la electrónica “vestible” y se trata de la posibilidad de colocar sensores, u otros dispositivos, en el entorno del cuerpo humano, ya sea en las prendas de vestir como también en relojes o pulseras. El ejemplo restante son los dispositivos implantables dentro del cuerpo humano, ya sea para cuestiones médicas de diagnóstico o tratamiento, como también para identificación.

Es obvio que estas nuevas aplicaciones tecnológicas requerirán de antenas para sus comunicaciones, y que de alguna forma deberán ser “pequeñas”. Desde ese punto de vista, además de trabajar con las formas, será necesario investigar sobre nuevos materiales, por

ejemplo tintas o tejidos conductores; o el uso de metamateriales para hacer superficies que permitan independizar el comportamiento de la antena del efecto del cuerpo humano.

1.2. Definición de Antena Pequeña

La definición convencional de antenas pequeñas, formulada por Wheeler (1947), dice que las antenas eléctricamente pequeñas ESA (*Electrically Small Antenna*) son aquellas cuya dimensión máxima es menor a $\lambda/2\pi$. Una definición equivalente, dada por Chu (1948), dice que ESAs son aquellas antenas cuyas dimensiones cumplen con la condición:

$$ka \leq 0,5 \tag{1.1}$$

donde k es el número de onda $2\pi/\lambda$ y a es el radio de una esfera que encierra la antena denominada *esfera de Chu*. Otras definiciones de antenas ESA establecen que son aquellas cuyas dimensiones máximas son inferiores a un octavo de longitud de onda (Schelkunoff and Friis, 1952), o que caben en una esfera $ka \leq 1$ (Harrington, 1960).

Estas definiciones hacen referencia a longitudes eléctricas, como es frecuente en radiofrecuencias, pero sin embargo no son suficientes para describir completamente el tipo de antenas aquí estudiadas. Por ejemplo la antena de la radio AM de la Universidad Nacional del Sur es una estructura metálica de 30 metros de altura, que a la frecuencia de 1240 KHz cumple con la definición de ESA, pero no es una antena adecuada para un dispositivo portátil. Por el contrario, un dipolo de 16 milímetros impreso sobre una placa FR4 es una antena que puede ser útil en un teléfono con conectividad WLAN (5 GHz) aunque no pertenece al grupo de ESAs.

Una definición más amplia debe tener en cuenta, además del tamaño relativo a la longitud de onda, otros aspectos de interés en relación a los modernos sistemas de comunicación. En ese sentido se puede hacer una clasificación que incluya las antenas físicamente pequeñas, las que son pequeñas en alguna de sus dimensiones y las que por el agregado de funciones son comparables a otras de mayores dimensiones (Fujimoto and Morishita,

2014):

- PCSA (Physically Constrained Small Antenna): Antenas que tienen restricciones de tamaño solo en alguna de sus dimensiones, por ejemplo la altura. Pertenecen a este grupo las antenas *microstrip* (MSA *Micro Strip Antenna*) o ILA (*Inverted L Antenna*), utilizadas en vehículos. Al estar montadas sobre grandes superficies metálicas, como el techo de un automóvil, no tienen restricciones en el tamaño de la superficie radiante o en el largo del segmento horizontal en las ILA; pero si poseen restricciones en su altura por cuestiones estéticas o aerodinámicas.
- FSA (Functionally Small Antenna): Antenas a las cuales se les puede agregar funciones, o mejorar prestaciones, sin alterar sus dimensiones. Las antenas FSA no son necesariamente ESAs, aunque si se las puede equiparar a ellas en el sentido que las mejoras introducidas -sin cambiar sus dimensiones- las hace comparables a otras antenas que para lograr el mismo resultado deben agrandarse. Un ejemplo típico para mejorar el ancho de banda en antenas MSA o PIFA (*Planar Inverted F Antenna*), es el agregado de ranuras o conexiones a tierra para introducir nuevas frecuencias de resonancia. Otro ejemplo típico es incluir elementos activos en la antena para variar su sintonía o cambiar la frecuencia de trabajo.
- PSA (Physically Small Antenna): Antenas cuyas dimensiones físicas son reducidas, clasificación esta última con ninguna significación sobre las características eléctricas. Si bien la definición remite a una cuestión "subjetiva" respecto de cual es la cota para decir que algo es chico, en el contexto de dispositivos portátiles un parámetro de medida adecuado es considerar que cabe en la palma de la mano. En general las antenas para frecuencias de microondas y ondas milimétricas pertenecen por naturaleza al conjunto de las PSA. En frecuencias más bajas se utilizan antenas como dipolos, lazos, hélices y estructuras planas como las MSAs o PIFAs, que suelen ser también ESAs.

La clasificación detallada no permite establecer límites concretos y mensurables entre

cada categoría. Por ejemplo una antena MSA con un dieléctrico de alta permitividad puede medir menos de $\lambda/5$ y ser entonces del tipo ESA, pero simultáneamente es una FCSA. Algo similar ocurre con las antenas con plano de tierra como los monopolos de $\lambda/4$. Si el plano de tierra es de grandes dimensiones, como el techo de un vehículo, la antena consiste solamente en el monopolo y es una ESA. En cambio en un teléfono celular, donde el plano de tierra es pequeño, las corrientes en él también irradian y la antena es en realidad un dipolo asimétrico que por sus dimensiones no es una ESA.

Más allá del comentario previo sobre los límites de esta clasificación, su uso es de suma utilidad en el diseño de antenas para dispositivos de comunicación pequeños y portátiles. En general diferentes clases de antenas requieren disponer de distintas técnicas para abordar el problema. Hacer una antena ESA -miniaturizar una antena- significa partir de una antena conocida, un dipolo por caso, y reducir sus dimensiones, por ejemplo mediante cargas en sus extremos; pero sin deteriorar las prestaciones. Distinto es agregar nuevas funciones a una antena, es decir hacer una FSA. En este caso se parte de un diseño existente, por ejemplo la antena PIFA de un teléfono celular, y mediante la inserción de ranuras en el irradiante se crean nuevas frecuencias de resonancia que la transforman en multibanda. En la siguiente sección se hará una reseña de los parámetros utilizados en las antenas pequeñas para evaluar sus prestaciones, más allá del grupo o tipo al cual pertenezcan.

1.3. Parámetros de las antenas pequeñas

Las antenas pequeñas exhiben características específicas que difieren de las de las antenas cuyas dimensiones son comparables a la longitud de onda. En esta sección se analizará su comportamiento en relación a parámetros tales como impedancia de entrada, eficiencia, directividad y ganancia y por último factor de calidad y ancho de banda.

1.3.1. Impedancia de entrada

Las antenas pequeñas se caracterizan por tener bajas resistencias de radiación y elevadas componentes reactivas. Por ejemplo, un dipolo cilíndrico de diámetro $2d$ y longitud $2a$ que cumple con la condición de ser eléctricamente pequeño dada por Chu ($ka \leq 0,5$) (Chu, 1948) tiene componentes de impedancia dados por (Fujimoto and Morishita, 2014):

$$R_{in} = 20(ka)^2\Omega, \quad (1.2)$$

$$X_{in} = \frac{60(\ln(2a/d) - 3,39)}{ka}\Omega, \quad (1.3)$$

donde en ambos casos se trata de fórmulas aproximadas y sus resultados están expresados en Ohms (según el autor se trata de una excelente aproximación para $ka \leq 0,2$). Un dipolo con largo total de $\lambda/10$ y diámetro de $\lambda/100$ tiene una resistencia de 2Ω y una reactancia capacitiva de -75Ω . Resultados similares se pueden observar en otro tipo de antenas. Por ejemplo los lazos tienen valores relativamente bajos de resistencia de radiación (relacionada con el cuadrado de su área) y valores elevados de reactancia inductiva. Expresiones análogas a (1.2) y (1.3) se presentan en (Balanis, 1997) (Fujimoto and Morishita, 2014), válidas siempre que se mantenga la condición de Chu para antenas eléctricamente pequeñas.

La impedancia altamente reactiva que poseen tanto dipolos como lazos eléctricamente pequeños es una limitación desde el punto de vista de la transferencia de potencia del transmisor a la antena (o de la antena al receptor). Una de las formas de solucionar este problema es agregar redes adaptadoras, lo que a su vez ocasiona otros inconvenientes como se tratará en la sección siguiente. Otra alternativa es el uso de estructuras auto inductivas como los dipolos plegados (Best, 2005) o el adaptador tipo T (Balanis, 1997).

1.3.2. Eficiencia

La eficiencia de radiación es la relación entre la potencia radiada por la antena y la potencia entregada en sus terminales de entrada. Para un dipolo en resonancia (y en ancho de banda reducido), dicha relación se puede expresar como:

$$\eta = \frac{R_{rad}}{(R_l + R_{rad})}, \quad (1.4)$$

donde R_{rad} es la resistencia que modela la potencia radiada y R_l es la resistencia en serie que representan las pérdidas en la antena. Al reducir las dimensiones aumenta el peso relativo de la resistencia de pérdidas y de acuerdo a la expresión (1.4) disminuye la eficiencia de la antena. El efecto es aún mayor al contabilizar las pérdidas introducidas por las redes de adaptación necesarias para compensar el aumento de la componente reactiva. Este es un aspecto importante del diseño de estas antenas, reducir sus dimensiones implica necesariamente bajar su eficiencia.

1.3.3. Directividad y Ganancia

La directividad es una cifra de mérito que indica la capacidad de la antena para irradiar energía en una dirección determinada. El patrón de radiación de las antenas pequeñas tiende a aproximarse al de un dipolo ideal, omnidireccional en el plano horizontal para dipolos verticales, y con una directividad relativamente baja. Es posible obtener mediante la combinación de dipolos eléctricos y magnéticos patrones de radiación bidireccionales y direccionales, con directividades un poco más elevadas (Kwon, 2005) (Kwon, 2008) (Pozar, 2009).

La ganancia de la antena es la cifra de mérito utilizada en las antenas pequeñas, porque además de indicar la característica direccional del patrón, tiene en cuenta las pérdidas de potencia. Éstas se clasifican en las que son intrínsecas a la antena, como las de conductores y dieléctricos, y las que están relacionadas con los restantes componentes del sistema como las originadas en la falta de adaptación entre antena y transmisor o en

la polarización de los campos radiados. Para diferenciarlas se las denomina ganancia de la antena en el primer caso y ganancia realizada cuando se tiene en cuenta el resto de las pérdidas. La expresión de la ganancia de la antena es:

$$G = \eta D, \quad (1.5)$$

donde η es el rendimiento.

1.3.4. Factor de calidad Q y Ancho de Banda

La definición del factor de calidad Q y su relación con el ancho de banda es un aspecto fundacional del estudio de las antenas eléctricamente pequeñas. En su artículo “Límites fundamentales de las antenas pequeñas” Wheeler (1947) estableció una relación entre la potencia radiada y el tamaño (volumen) de las antenas, y definió el Q como el cociente de las partes imaginaria y real de la impedancia. Enfocó su análisis utilizando modelos de parámetros concentrados, paralelo RC para dipolos eléctricos y serie RL para dipolos magnéticos (lazos y bobinas) y observó que cuando se reduce el tamaño de una antena la potencia radiada disminuye y la energía reactiva aumenta. Según esto último, es claro que reducir las dimensiones de una antena significa incrementar su Q.

La definición del Q dada por Wheeler, que representa la antena con parámetros concentrados, es análoga a la utilizada en circuitos resonantes donde se la expresa como el cociente entre la potencia disipada y la energía reactiva almacenada por ciclo. Sin embargo cuando se trata de antenas, donde no siempre son válidos los modelos de parámetros concentrados, se define el factor de calidad de una antena Q_A como (el subíndice A se utiliza para diferenciarlo del Q de los circuitos):

$$Q_A = \frac{2\omega_0 \max(W_e, W_m)}{P_A}, \quad (1.6)$$

donde W_e y W_m es la energía por unidad de tiempo almacenada en los campos eléctricos y magnéticos, ω_0 es la frecuencia de resonancia de la antena y P_A es la potencia entregada

a la antena (o potencia radiada si ésta se supone sin pérdidas).

A diferencia del Q , definir el ancho de banda en las antenas es más impreciso. Esto es así porque son varios los parámetros dependientes de la frecuencia que miden las prestaciones de las antenas, y no todos suelen variar de la misma forma. Es común en muchas antenas, el dipolo corto es un ejemplo, que el ancho de banda de la directividad sea mayor al de la impedancia de entrada. Por ese motivo cuando se refiere a antenas, el ancho de banda se expresa claramente en relación a alguna cifra de mérito (ganancia, ancho del haz principal, relación axial, impedancia de entrada, etc.).

En las antenas pequeñas, con patrones normalmente omnidireccionales y baja directividad, el ancho de banda se refiere a la impedancia de entrada. Generalmente se lo expresa mediante las pérdidas de retorno (coeficiente de reflexión expresado en decibeles):

$$R_L = 20 \log |\Gamma|, \quad (1.7)$$

o también es frecuente asociarlo a la relación de onda estacionaria ROE o (VWSR).

Habiendo definido Q y ancho de banda en las antenas, resta un comentario final sobre la relación que existe entre ellos. Recurriendo a la teoría de circuitos se puede aproximar la impedancia de un dipolo de corto (compensado con una inductancia) por un circuito RLC serie. La impedancia del conjunto es:

$$Z = R + j\omega L - \frac{j}{\omega C} = R + j\omega L \left(\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega^2} \right), \quad (1.8)$$

donde $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ es la frecuencia de resonancia. El factor de calidad Q del circuito es:

$$Q = \frac{2\omega_0 W_H}{P} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC}, \quad (1.9)$$

donde P es la potencia disipada en la resistencia y W_H la energía almacenada en la inductancia. El ancho de banda a 3 dB de la impedancia, es decir la variación de frecuencia para la cual el módulo de la impedancia aumenta $\sqrt{2}$ veces su valor en resonancia, se puede estimar aproximando el término $(\omega^2 - \omega_0^2)$ de la expresión (1.8) por $2(\omega - \omega_0)\omega$.

Siempre y cuando la diferencia de frecuencias sea pequeña la aproximación es válida y la impedancia de entrada se puede calcular como $R + j2L(\omega - \omega_0)$. La condición de 3 dB será cuando las partes real e imaginaria tengan el mismo módulo, es decir cuando:

$$R = \pm 2L(\omega - \omega_0). \quad (1.10)$$

Reemplazando el valor de R de la ecuación (1.10) en la ecuación (1.9) se obtiene la expresión:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{\omega_0 L}{2L(\omega - \omega_0)} = \frac{1}{B}, \quad (1.11)$$

donde B es el ancho de banda de 3 dB relativo a la frecuencia de resonancia $2(\omega - \omega_0)/\omega_0$ o ancho de banda fraccional.

La relación inversa entre B y Q de la ecuación (1.11) no es fácilmente extrapolable a las antenas. Por un lado la aproximación es válida para anchos de bandas pequeños, típicos de los circuitos de alto Q , pero no siempre sucede tal cosa en las antenas. Además la impedancia de la antena es más compleja que un circuito RLC y con la particularidad que la resistencia varía con la frecuencia. Igualmente es ilustrativo para poner el foco en los problemas relacionados con las antenas eléctricamente pequeñas. El trabajo de Wheeler basado en modelos circuitales de dipolos o lazos estableció una relación entre Q y ancho de banda, y fue el punto de partida para nuevas investigaciones sobre las antenas pequeñas.

Los trabajos que le siguieron permitieron deducir expresiones más exactas de Q mínimo, y generalizarlas a diferentes topologías incluyendo antenas con polarización circular. Para ello se recurrió al análisis de los campos eléctrico y magnético, a la integración del patrón de radiación y a modelos equivalentes con circuitos. En la siguiente sección se hará una recorrida por algunas de esas contribuciones, que conforman lo que habitualmente se denomina Teoría de las Antenas Pequeñas.

1.4. Teoría de las Antenas Pequeñas

Como se mencionó antes, el estudio sistemático de las antenas pequeñas se inicia con el trabajo de Wheeler en el año 1947. En él consideró que las antenas pequeñas se comportan como capacitores (dipolos) o inductancias (lazos) y los supuso confinados a un volumen cilíndrico. Demostró que el factor de calidad para esas antenas cilíndricas es inversamente proporcional a su volumen, y por lo tanto relacionado con la dimensión al cubo. Expresado en la notación actual de las ESAs el mínimo Q es:

$$Q = \frac{1}{(ka)^3}, \quad (1.12)$$

donde a es el radio de una esfera que contiene la antena y $k = 2\pi/\lambda$ es la constante de fase. También trabajó en un modelo de antena basado en una bobina resonante de paso variable y forma esférica, que podía irradiar igual potencia en los modos TM_{10} y TE_{10} (combinación de dipolo eléctrico y lazo). Demostró que en una antena de esas características el Q mínimo era la mitad del calculado anteriormente (radiando solo uno de los modos).

Siguiendo las investigaciones de Wheeler, Chu (1948) analizó el Q mínimo de antenas con polarización vertical y máxima radiación en el plano ecuatorial. Su contribución principal fue confinar la antena a una esfera de radio a (esfera de Chu) dentro de la cual se aloja una red de alimentación sin pérdidas. Supuso que la energía de los campos eléctricos y magnéticos dentro de la esfera es cero. Es evidente que ninguna antena real cumple con tal condición y tiene un Q superior, por lo tanto el Q propuesto por Chu es el mínimo posible.

Pensar el problema de esta manera le facilitó el cálculo de la potencia radiada tomando la parte real de la integral del vector de Poynting sobre la superficie de la esfera. Para el cálculo de la energía reactiva no pudo utilizar la misma técnica ya que energía almacenada fuera de la esfera es infinita. Entonces recurrió a un modelo circuital y representó el espacio

exterior a la esfera con una red de circuitos LC que caracterizan los diferentes modos de propagación de la onda esférica irradiada por la antena.

Harrington (1960) extendió el modelo propuesto por Chu a antenas con polarización lineal e igual excitación en los modos TE y TM, e introdujo las pérdidas en los irradianes en los cálculos de Q. Confirmó los resultados de Chu que establecen que el Q mínimo para antenas con excitación en ambos modos simultáneamente es la mitad del que se obtiene excitando solo TE o solo TM.

Con posterioridad Collin and Rothschild (1964) proponen un enfoque alternativo al de Chu para antenas con excitación TE o TM. Los trabajos previos utilizaban modelos circuitales para evaluar la energía reactiva debido a la imposibilidad de su cálculo usando el vector de Poynting, ya que solo permite evaluar la diferencia neta de energía entre campo eléctrico y magnético. Su aproximación parte del hecho que la potencia radiada por la antena se puede computar como la densidad de energía de los campos eléctricos y magnéticos ($U_m + U_e$) multiplicada por la velocidad de propagación. Por otra parte la densidad de energía total es conocida y se puede integrar en todo el espacio. Entonces la diferencia entre la energía total (la integral de la densidad de energía fuera de la esfera de Chu) y la energía radiada (computada a partir de la componente real del vector de Poynting) es la energía reactiva de los campos eléctricos y magnéticos. De esta forma llegan a la expresión del Q mínimo dado por:

$$Q = \frac{1}{(ka)^3} + \frac{1}{ka}. \quad (1.13)$$

Utilizando el método propuesto por Collin y Rothschild para determinar la energía reactiva almacenada Fante (1969) confirma la relación inversa entre Q mínimo y ancho de banda fraccional. Siguiendo esa propuesta, McLean (1996) propone hacer el cálculo utilizando únicamente el modo TM_{10} , o únicamente el modo TE_{10} , o ambos igualmente excitados; por ser los únicos que contribuyen a la radiación en antenas pequeñas. Con este procedimiento McLean verifica la expresión 1.13 y la confirma luego extrapolando

el método a un modelo circuital. Para el caso de excitación en los modos TM_{10} y TE_{10} considera uno de ellos en cuadratura temporal, obteniendo el Q mínimo para una antena con polarización circular como:

$$Q = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{(ka)^3} + \frac{2}{ka} \right). \quad (1.14)$$

Más cerca en el tiempo otras contribuciones relevantes fueron las de Yaghjian y Best, entre los años 2003 y 2008, con nuevas expresiones para el cálculo del Q (Best and Yaghjian, 2004) (Yaghjian and Best, 2005) (Stuart et al., 2007) en función de la impedancia de la antena y sobre la relación entre Q y el ancho de banda del ROE. En sus trabajos parten de un modelo circuital de la antena sintonizada en resonancia con un elemento reactivo en serie e impedancia de entrada de la forma $Z_{in} = R_a(\omega) + j(X_a(\omega) + X_s(\omega))$. Expresan el coeficiente de reflexión en función de la impedancia de entrada para $Z_0 = R_a(\omega_0)$ y mediante operaciones algebraicas y expansiones en series de Taylor obtienen la siguiente expresión para el ancho de banda fraccional en función del ROE (B_{ROE}):

$$B_{ROE} \approx \frac{4R_a(\omega)}{\omega_0 |Z'_{in}(\omega_0)|} \left[\frac{ROE - 1}{2\sqrt{ROE}} \right], \quad (1.15)$$

válida para anchos de banda fraccionales mucho menores a 1, lo cual se verifica si el término entre corchetes es menor o igual a 1.

También obtienen a partir del modelo circuital una expresión para el Q, válida tanto para la resonancia ($X'_{in}(\omega_0)$ mayor que 0) como para la antiresonancia ($X'_{in}(\omega_0)$ menor que 0):

$$Q(\omega_0) \approx \frac{\omega_0 |Z'_{in}(\omega_0)|}{2R_a(\omega_0)}. \quad (1.16)$$

Esta ecuación, reemplazada en la expresión 1.15 realaciona en ancho de banda fraccional relativo al ROE y el Q de la antena:

$$Q \approx \frac{1}{B_{ROE}(\omega_0)} \frac{ROE - 1}{\sqrt{ROE}}. \quad (1.17)$$

Otras contribuciones son las de Kwon (2005, 2008) y Pozar (2009) sobre el Q y la ganancia de antenas excitadas en modos TE y TM simultáneamente. Si bien los trabajos de Chu y McLean habían demostrado que excitando igualmente ambos modos se obtenían patrones polarizados circularmente y un Q de aproximadamente la mitad del que se obtiene excitando solo uno de los modos, no especificaban si la polarización circular era condición suficiente.

Kwon trabajó con dipolos eléctricos y magnéticos cruzados y demostró que el mínimo Q (la mitad del obtenido excitando solamente modos TE o TM) se obtiene cuando ambos modos son excitados igualmente, independientemente del ángulo entre los dipolos y sus diferencias de fase. Demuestra también que la máxima ganancia de 3 requiere la excitación de ambos modos y solo es posible un patrón con polarización lineal. Pozar completó el trabajo de Kwon agregando que para obtener un Q de la mitad con polarización circular, se requieren dos dipolos eléctricos cruzados en cuadratura de fase y dos dipolos magnéticos cruzados, también en cuadratura de fase.

Lo hasta aquí mencionado es una apretada síntesis de los trabajos sobre antenas eléctricamente pequeñas realizados en el transcurso de los últimos 60 años. Confirman las ideas iniciales formuladas por Wheeler y Chu y además brindan nuevas herramientas para comprender el fenómeno y dar soporte en el diseño de antenas pequeñas. Por ejemplo, las expresiones formuladas por Yaghjian y Best permiten fácilmente evaluar el Q y ancho de banda fraccional a partir de la impedancia obtenida por simulación.

Un aspecto a destacar es la distancia existente entre el Q mínimo teórico obtenido por cualquiera de los métodos reportados y el que realmente poseen distintos tipos de antena disponibles en el mercado. Esta cuestión fáctica indicaría que todavía hay un camino por recorrer para mejorar las antenas tipo ESA, como se puede observar en la Figura 1.1, extraída de Stutzman and Thiele (2012). La curva llena corresponde al límite

fundamental de mínimo Q_A (Chu) en función de las dimensiones ka , y cada punto (Q,ka) corresponde a las prestaciones de diferentes modelos de antenas pequeñas. Parte del trabajo ya ha comenzado, por ejemplo haciendo antenas que ocupen más eficientemente el espacio, como la antena de Goubau (Ravipati and Best, 2007). Sin embargo todavía hay cuestiones pendientes de respuesta, como por ejemplo: ¿Qué distribución de corrientes permiten el mejor Q ?

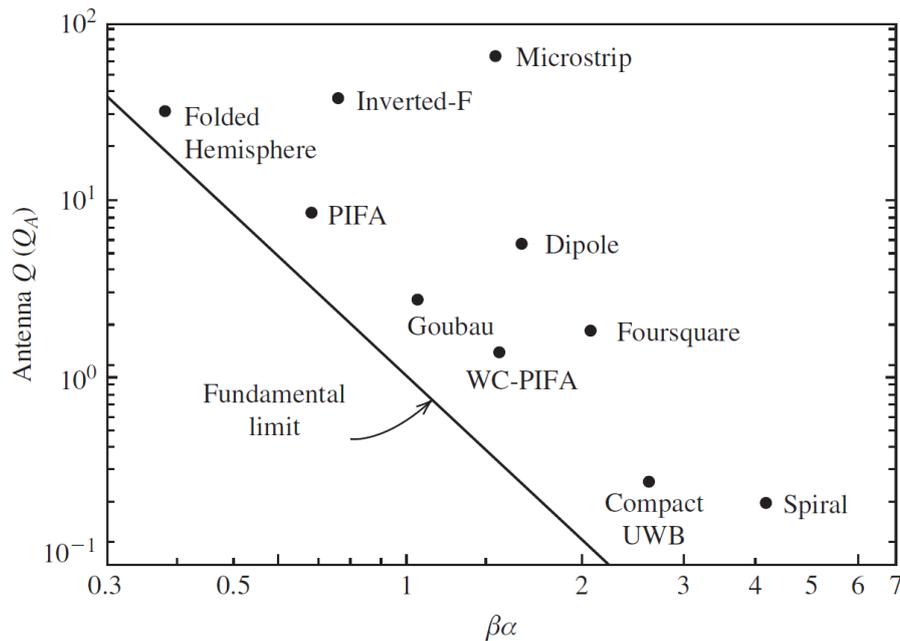


Figura 1.1: El límite fundamental de mínimo Q (Chu) y el Q de diferentes antenas. La línea representa el expresión del Q (Chu) en función βa (ka) y cada punto señala los valores de Q y radio de la esfera de Chu que los contiene para distintas antenas (Stutzman and Thiele, 2012).

1.5. Límite en la miniaturización de una antena

Diseñar antenas pequeñas es hallar una solución de compromiso entre diferentes restricciones. Por una parte están los condicionamientos del sistema en el que la antena se utilizará como son el ancho de banda, si el patrón debe ser direccional u omnidireccional, la ganancia mínima, el tipo de polarización, la magnitud y tipo de la impedancia de entrada o si su estructura es balanceada o desbalanceada. Otras consideraciones a tener en cuenta provienen de las características constructivas del dispositivo donde se colocará

la antena. Efectivamente, no es lo mismo hacer una antena para un satélite, donde la industria aeroespacial impone condiciones muy severas en cuanto a peso, rigidez, rangos de temperatura, etc.; que la antena para un teléfono celular, donde priman cuestiones relacionadas con el diseño industrial y la estética del dispositivo.

Cumplir con todos los requerimientos mencionados lleva a elegir antenas tipo PCSA, es decir restringidas en alguna de sus dimensiones; o en la generalidad de los casos, del tipo ESA, es decir eléctricamente pequeñas. Es importante destacar entonces el peso que tiene lo analizado en la sección precedente respecto a los límites en la reducción de las dimensiones las antenas.

Conforme se reducen sus dimensiones la antena se torna más reactiva y disminuye la potencia radiada. En parte porque disminuye la eficiencia debido a que la resistencia de radiación se reduce en mayor medida que la de pérdidas (la resistencia de radiación depende del cuadrado de la longitud mientras que la de pérdidas solo de la longitud). También por la pérdida de adaptación entre las impedancias de antena y línea de alimentación, que disminuye la potencia efectivamente transferida a la antena.

Esta segunda consecuencia es factible de corregir aunque la solución, agregar redes reactivas, también tiene sus costos en términos de las prestaciones de la antena. Añadir redes de adaptación complican el diseño de la antena, tanto si se implementa mediante elementos concentrados que tornan la fabricación más compleja; como si se hace con elementos distribuidos por el área que ocupan. Pero además las pérdidas propias de las redes adaptadoras degradan aún más la eficiencia de la antena.

Sin embargo, la mayor dificultad está relacionada con los cambios en el ancho de banda. Al adaptar la antena, para compensar el aumento de la parte reactiva originada en la reducción de tamaño, se la lleva nuevamente a la resonancia, pero el nuevo punto de resonancia ocurre con una resistencia menor y una energía reactiva mayor. Es decir con un factor de calidad Q mayor, o equivalentemente con menor ancho de banda.

1.5.1. La antena MIFA (*Meandered Inverted F Antenna*)

El cambio en las prestaciones de una antena al reducir sus dimensiones se aprecian claramente en la antena MIFA (*Meandered Inverted F Antenna*), que es el resultado de aplicar diferentes técnicas de miniaturización a un dipolo. En la Figura 1.2 se muestran algunos de los pasos necesarios para transformar un dipolo en una MIFA.

El primer paso es convertir el dipolo en un monopolo colocando un plano conductor entre ambas armaduras y perpendicular a su dirección (Figura 1.2 a)). El paso siguiente es girar el extremo de la armadura del monopolo de manera que quede paralelo al plano de tierra, como se observa en la Figura 1.2 b)). La antena conformada se denomina tipo ILA (*Inverted L Antenna*) por la forma del irradiante sobre el plano de tierra. El efecto logrado es equivalente a agregar un capacitor en el extremo del dipolo acortado. Se puede pensar el conductor paralelo al plano de tierra como una línea de transmisión bifilar (el otro conductor es la imagen espejada bajo el plano de tierra) de longitud inferior a $\lambda/4$ que vista desde sus terminales es un capacitor.

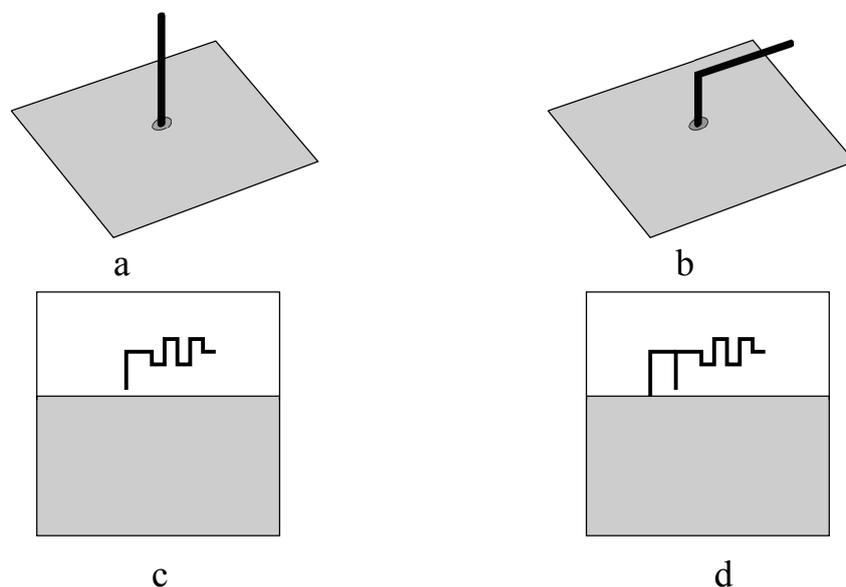


Figura 1.2: Transformación de un dipolo en una antena MIFA. a) monopolo sobre plano conductor , b) armadura del monopolo plegada (antena ILA), c) armadura acortada con meandros y estructura coplanar (PCB) y d) agregado de lazo de adaptación de impedancias.

La forma de la antena ILA, tal como se muestra en la figura, no es apta para ser

utilizada en un dispositivo de pequeñas dimensiones. La siguiente modificación en ese sentido consiste en colocar la armadura con forma de L y plano de tierra sobre el mismo plano, lo que permite su fabricación sobre una placa de circuito impreso. Posteriormente, para lograr una mayor reducción en las dimensiones se acorta la armadura del monopolo haciendo que tenga un recorrido en “zig-zag ” o en forma de meandro, como se observa en la Figura 1.2 c).

Si bien el acortamiento logrado por la aplicación de estas técnicas permite reducir sensiblemente el tamaño total de la antena, su impedancia de entrada es fuertemente capacitiva y alejada del los 50 Ohms típicos de los sistemas de RF. La ganancia realizada es entonces muy baja por falta de adaptación entre las impedancias. La última etapa para llegar a la antena MIFA, tal como se la utiliza en dispositivos de comunicación (Wallace, 2009), se obtiene agregando un lazo entre el extremo del tramo vertical del monopolo y el plano de tierra, como se muestra en la Figura 1.2 d). El lazo agrega una inductancia que compensa la capacidad del dipolo en L.

Obviamente, por lo dicho antes, el Q de la antena MIFA será superior al del dipolo (y su ancho de banda menor) , sin embargo es difícil cuantificar la magnitud de los cambios introducidos. Afortunadamente los programas de simulación electromagnética son una herramienta excelente para evaluar los cambios en las prestaciones de la antena.

En los próximos párrafos, para ejemplificar esto último, se mostrará el diseño de un dipolo y una antena MIFA y se compararán las prestaciones de ambos. El ejemplo permite también introducir una referencia metodológica sobre los trabajos que se presentan en esta tesis, el diseño con herramientas de simulación electromagnética. En ese sentido es oportuno destacar que el simulador permitió no solo establecer las dimensiones de los dispositivos que se presentarán en los siguientes capítulos; sino que también sirvió para construir un conocimiento profundo y en detalle del funcionamiento de las estructuras desarrolladas. Por ejemplo, el uso de características tales como los monitores de campo cercano o de corrientes en los conductores, que aunque no son parámetros usuales de evaluación de una antena como la ganancia o su coeficiente de reflexión, sirven para

inferir su comportamiento.

El único requerimiento establecido para las antenas fue la frecuencia de operación de 1 GHz y el esquema constructivo basado en láminas PCB. Ambas antenas se diseñaron a partir de un bloque en laminado FR-4 (*Flame Retardante type 4*) de 140 mm de ancho, 120 mm de altura y 1.5 mm de espesor.

Para ambos modelos se realizaron simulaciones sucesivas cambiando sus dimensiones hasta llegar al objetivo propuesto, impedancia de 50 Ohms a la frecuencia de 1 GHz. En el caso del dipolo la tarea fue relativamente sencilla puesto que solo se requiere trabajar con la longitud total y el ancho de las pistas. El objetivo se logró para una longitud de 113 mm y ancho de 2 mm.

En las simulaciones de la antena MIFA, se utilizó el mismo ancho de pista y se fijó la altura del monopolo (tramo vertical) en 10 mm. En la Figura 1.3 se muestra el diagrama del modelo de la antena MIFA con sus principales dimensiones.

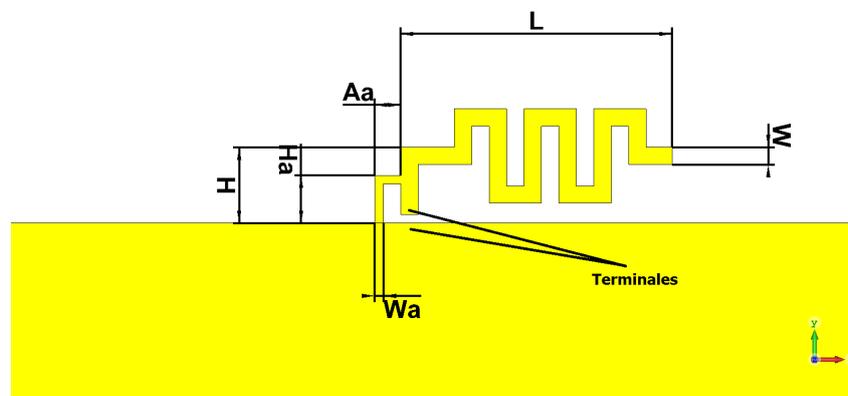


Figura 1.3: Diagramas con las dimensiones del Dipolo y de la antena MIFA diseñados sobre placas FR-4 de 140x120 mm y 1.5 mm de espesor.

A diferencia del dipolo son muchos los parámetros que establecen la impedancia de entrada y el proceso de diseño es más complejo. En ese sentido las simulaciones se realizaron siguiendo los siguientes criterios:

- La altura del monopolo H determina la resistencia de entrada.

- La longitud L determina la componente capacitiva de la impedancia.
- La separación A_a y la altura H_a del lazo de adaptación la componente inductiva de la impedancia de entrada.
- El ancho de la pista del lazo de adaptación W_a también determina la impedancia de entrada.

Las dimensiones finales obtenidas fueron: Largo total del monopolo 66 mm (considerando la longitud de los meandros), altura del monopolo 9 mm, separación de la pista de adaptación 3 mm, ancho de la pista de adaptación 1 mm y altura de la pista de adaptación 5 mm. Las dimensiones totales ocupadas por la antena MIFA fueron de 34.15 mm de ancho y 13.2 mm de altura (36.6 mm según la diagonal), es decir $1/3$ de la longitud del dipolo.

En la Figura 1.4 se muestran los resultados finales de la simulación con ambos modelos. Las curvas corresponden al coeficiente de reflexión a la entrada de ambas antenas, expresados en dB y en función de la frecuencia.

Claramente se observa en las curvas los cambios introducidos en el comportamiento de la antena al reducir sus dimensiones. Si bien en ambos casos se logra una adaptación excelente, con el módulo del coeficiente de reflexión por debajo de -25 dB, el efecto es notorio en el ancho de banda. En el caso del dipolo el ancho de banda a -10 dB es de 108 MHz, es decir un ancho de banda fraccional de 10.8%, mientras que en la antena MIFA es menos de la mitad, 42 MHz o como fraccional 4.2%.

En cuanto al patrón de radiación la directividad obtenida del dipolo es 1.61 (2.07 dBi), muy cercano al teórico para un dipolo de esa longitud, mientras que el obtenido para la antena MIFA fue 1.7 (2.3 dBi), un poco alejado del teórico para un monopolo (este valor depende de las dimensiones del plano de tierra). El otro efecto notorio es en la disminución de la eficiencia de la antena, que en el caso del dipolo fue de del 94% y en la antena MIFA del 79%.

En el ejemplo anterior se llevó una antena al límite de dimensiones que la definen

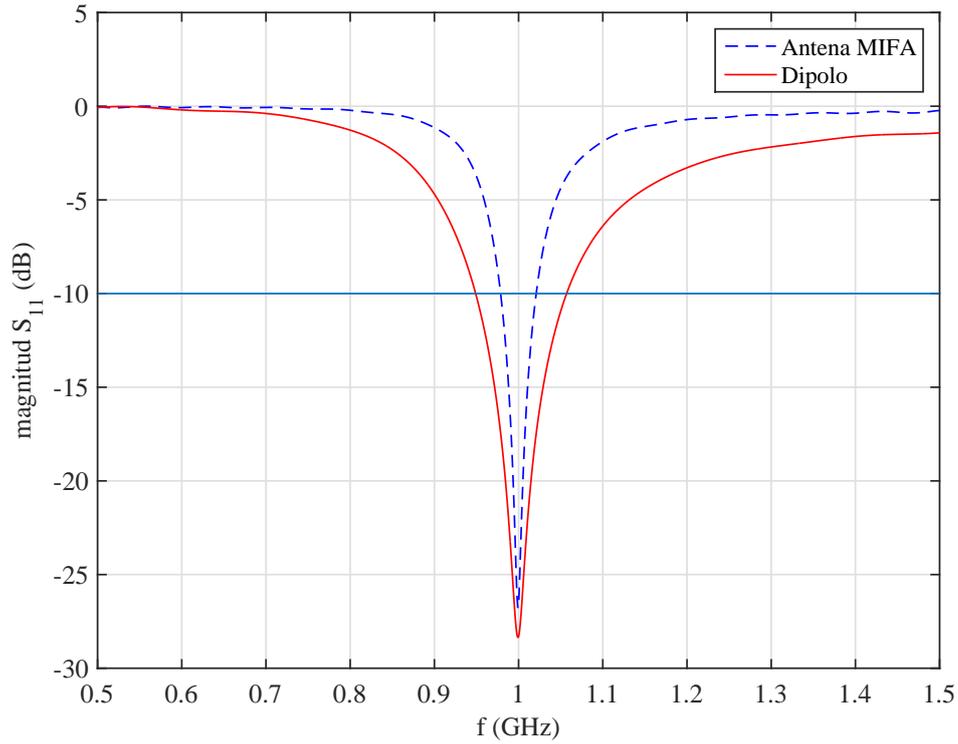


Figura 1.4: Magnitud del S_{11} (en dB) obtenidos por simulación del dipolo y la antena MIFA. Se observa claramente la disminución en el ancho de banda de la antena MIFA (línea de trazos azul) en relación al dipolo (línea llena en rojo) tomado como punto de partida del proceso de miniaturización.

como ESA (longitud menor a $\lambda/2\pi$), al costo de reducir su ancho de banda a menos de la mitad, y de bajar su eficiencia en una quinta parte. En las siguiente sección se hará una recorrida por diferentes técnicas para lograr factores de achicamiento aún mayores, sin embargo es oportuno reiterar que conocer la existencia de los límites fundamentales es una cuestión clave cuando se diseñan antenas pequeñas.

1.6. Técnicas para la miniaturización de antenas

1.6.1. Miniaturización por cambios en las formas

Los cambios en las formas de las antenas (*shaping*) es una de las técnicas de uso más frecuente para reducir sus dimensiones. Dentro de esta estrategia se incluyen mo-

dificaciones mediante doblado y plegado, elaboración de pistas con formas meándricas, helicoidales y espirales; la inserción de ranuras o cortes, etc. Todas estas aproximaciones se basan en el mismo principio, forzar las corrientes a seguir un camino de mayor longitud dentro de la estructura de la antena.

Un ejemplo del uso de esta técnica son las antenas ILA e IFA en las cuales se reduce la altura de la antena plegando el conductor de un monopolo ubicado sobre el plano de tierra. El concepto se extendió también a antenas planas tipo *microstrip*. Tomando provecho de la altura reducida de la estructura de la antena, se pliega sobre si mismo el *patch* en N capas sucesivas que aumentan la altura de la antena N veces pero reducen su largo en la misma magnitud. Por ejemplo en (Holub and Polivka, 2009) se muestra una antena para RFID en 869 MHz consistente en un *patch* con un pliegue, y en (Holub and Polívka, 2009) un esquema similar basado en un *patch* de cuarto de longitud de onda cuyo diagrama esquemático se presenta en la imagen izquierda de la Figura 1.5.

Otra técnica frecuente en antenas planas tipo MSA es practicar ranuras dentro del *patch* y/o cortes en sus laterales (no irradiantes). De esta forma las corrientes que se desarrollan en él deben seguir un camino en “zig-zag” que por ser de mayor longitud hace que sean equivalentemente más largas (Mokhtar et al., 2013) (Yang et al., 2008). El diagrama de la Figura 1.5 b), tomado de (Fujimoto and Morishita, 2014), ejemplifica el efecto de las ranuras en los caminos de las corrientes.

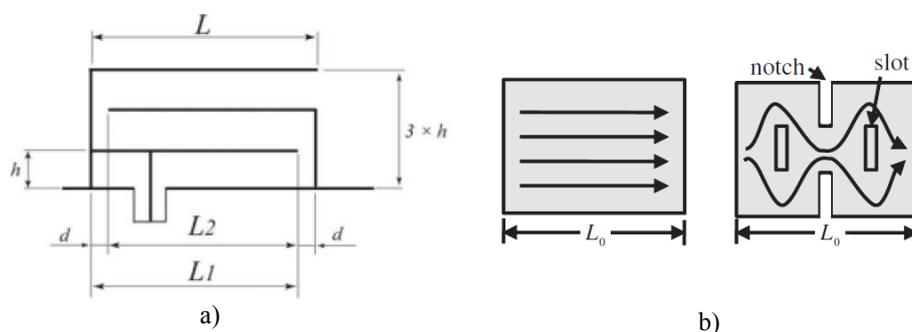


Figura 1.5: Técnicas de miniaturización por cambios en las formas. La figura a) corresponde a la antena MSA de $\lambda/4$ propuesta por (Holub and Polívka, 2009), en la cual se reduce el largo total L a expensas de triplicar la altura h. La figura b) (Fujimoto and Morishita, 2014) muestra el efecto de las ranuras en el alargamiento del camino de las corrientes sobre un *patch*.

También se suelen practicar ranuras en el plano de tierra con el mismo objetivo, con la diferencia que lo que se torna de mayor longitud es el camino de las corrientes de retorno. En teléfonos celulares también es frecuente insertar una ranura en el plano de tierra para que funcione como antena. La ventaja en este caso es que son fáciles de excitar con una línea *microstrip* y requieren poco espacio ($\lambda_0/4$) (Lin and Wong, 2007).

Varios autores que estudiaron las ESAs sugirieron que para mejorar sus prestaciones es conveniente utilizar completamente el volumen (*esfera de Chu*). Para las antenas con formas planas esto se reduce a que los conductores de la antena ocupen la mayor superficie posible, por ejemplo transformando líneas rectas en trayectorias meándricas o serpenteantes. La técnica ha sido aplicada tanto en dipolos (Rashed-Mohassel et al., 2009), como en antenas de ranura (*slot*) (Wang et al., 2000) (Elamin et al., 2013) y tipo *patch*, y se las denomina en forma genérica como antenas MLA (*meander line antenna*).

Una de las tecnologías en las cuales se han diseñado antenas tipo MLA son los *tags* de sistemas UHF RFID. Éstos deben ser de bajo costo, ocupar poco espacio y ser fáciles de aplicar en los objetos a identificar. La forma típica de construirlos es con pistas metalizadas sobre una capa de papel con material adhesivo. Las antenas de los *tags* de UHF RFID son generalmente dipolos acortados con líneas meándricas y cargas en sus extremos (Marrocco, 2008), o casos extremos donde el dipolo meándrico está formado por un texto (Keskilammi and Kivikoski, 2004).

Otra forma de completar la superficie ocupada por la antena es mediante formas fractales. Los fractales fueron propuestos por Mandelbrot (1977) y su aplicación en antenas es más reciente. Para miniaturización de antenas se han utilizado variantes de las curvas de Peano y curvas de Hilbert, con resultados comparables a los obtenidos con otras antenas meándricas (Gianvittorio and Rahmat-Samii, 2002) (Werner and Ganguly, 2003). La limitación en las prestaciones está dada por las pérdidas óhmicas en los conductores, que tienden a ser extremadamente largos, y por la cancelación de las corrientes entre conductores adyacentes que baja la resistencia de radiación.

Las técnicas de miniaturización por cambios en la forma de las antenas también se

han realizado con elementos concentrados en reemplazo de tramos de líneas (Gupta and Mumcu, 2013) (Sung, 2015). Por ejemplo los dipolos meándricos se pueden asimilar a dipolos con cargas inductivas, y la antena tipo ILA a un monopolo con carga capacitiva. La principal ventaja de esta aproximación es la reducción de las dimensiones y su desventaja es el aumento en la complejidad del montaje.

1.6.2. Miniaturización mediante carga de materiales

Otros de los métodos utilizados en la miniaturización de antenas consiste en la inserción de materiales con elevada permitividad ϵ_r o permeabilidad μ_r dentro del volumen de la antena. El efecto logrado es una disminución en la velocidad de fase dentro del material, dada por:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}}, \quad (1.18)$$

con la consiguiente disminución de la longitud de onda. La reducción obtenida en las dimensiones es $\sqrt{\mu_r \epsilon_r}$, y se puede lograr tanto con el agregado materiales magnéticos, eléctricos, o ambos (magneto dieléctricos).

Además de la reducción en el tamaño de las antenas, el agregado de materiales también modifica otros aspectos de su comportamiento; como el ancho de banda por aumento en la energía reactiva y la impedancia de la antena que es proporcional a $\sqrt{\mu_r/\epsilon_r}$. Si bien es posible utilizar cualquier tipo carga, los mayores esfuerzos de investigación se han volcado sobre el uso de materiales dieléctricos, en parte porque los materiales magnéticos poseen elevadas pérdidas por encima de los 300 MHz. Un caso aparte, que se describirá más adelante, es el de los materiales artificiales o “metamateriales”.

El mayor inconveniente del uso de materiales dieléctricos es la reducción del ancho de banda, el aumento de las pérdidas y la consiguiente pérdida de eficiencia de la antena (Volakis et al., 2010). El efecto se puede apreciar en una antena MSA dado su comportamiento similar a una línea *microstrip* de longitud $\lambda/2$.

En las líneas *microstrip*, conforme aumenta el ϵ_r el campo eléctrico se confina debajo de la línea o *patch* y paralelamente se reduce la magnitud del campo sobresaliente (*fringing fields*) que, en el caso de las antenas, es responsable de la potencia radiada. Este efecto produce un aumento del Q de la antena y una disminución del ancho de banda. Además también disminuye la impedancia de entrada de la antena (proporcional a $\sqrt{\mu_r/\epsilon_r}$) y por efecto de la desadaptación de impedancias disminuye la potencia recibida.

La magnitud de la reducción del tamaño es moderada en el caso de antenas construidas en placas de circuito impreso (FR-4), y significativa en el caso de materiales compuestos obtenidos en base a polímeros (polydimethylsiloxane PDMS) mezclados con polvos cerámicos de alta permitividad (titanato de bario) que permiten alcanzar valores de ϵ_r entre 2 y 30. Sin embargo, la mejora en cuanto a reducción de las dimensiones es decreciente conforme se aumenta el ϵ_r , y por encima de ciertos valores es inconveniente cargar la antena con permitividades elevadas. Por ejemplo en (Kramer et al., 2005) se muestra que la reducción de las dimensiones de un dipolo recubierto de material dieléctrico es despreciable cuando el ϵ_r es superior a 40.

En antenas MSA con dieléctricos de alta permitividad se compensa la disminución del ancho de banda incrementando la altura del *patch* (aumentan los campos radiantes). En (Zhou et al., 2007) se muestra una antena para GPS consistente en 2 *patches* apilados para mejorar el ancho de banda. Cada *patch* de 30.5 mm de diámetro utiliza un sustrato de diferente ϵ , 30 en el inferior y 16 en superior, y con igual altura de 6.4 mm (con dieléctrico aire el diámetro de cada *patch* debería ser de aproximadamente 110 milímetros).

1.6.3. Miniaturización con técnicas de optimización

Como se ha expuesto, el diseño de antenas pequeñas es una solución de compromiso entre las prestaciones, las dimensiones, los materiales y la facilidad de fabricación. En diseños de elevada complejidad se han utilizado herramientas de optimización como los algoritmos genéticos GA (*genetic algorithm*) o por enjambre de partículas PSA (*particle swarm optimization*).

Los algoritmos genéticos toman de las ciencias naturales el concepto de evolución por selección natural y lo transforman en un método de búsqueda . En la optimización por GA se consideran un conjunto de soluciones de prueba, elaboradas a partir de la parametrización de características geométricas y de materiales de la antena.

La técnica se utilizó por ejemplo para diseñar una antena MSA con un *patch* cuadrado de 32.9 mm de lado, montado sobre un dieléctrico con $\epsilon_r = 2,2$ 1.6 mm de alto (Herscovici et al., 2002). El *patch* de la antena se subdividió en 81 celdas iguales que podían o no estar cubiertas de metal y se utilizó el algoritmo para buscar la mínima frecuencia de resonancia, que pasó de 3 GHz a 1.8 GHz.

También se se utilizó la optimización con GA para antenas meándricas de *tags* de UHF RFID (Werner et al., 2001). En este caso el proceso de optimización tuvo en cuenta el área ocupada por la antena, las pérdidas resistivas, la longitud total (frecuencia de resonancia), y el número y posición de los tramos verticales y horizontales que conforman la antena (meandros). En el trabajo se compararon las ganancias de diferentes formas de meandros y meandros cargados en sus extremos (*top loaded*).

La optimización por enjambre de partículas es el otro método aplicado a la solución de problemas de electromagnetismo y diseño de antenas. A diferencia del GA utiliza los fundamentos de la mecánica Newtoniana para modelar la inteligencia de los enjambres. PSO se basa en que cada solución puede ser representada como un agente (partícula) dentro de un enjambre o nube.

El método se utilizó en el diseño de una antena doble banda (1.8 y 2.4 GHz) para un teléfono celular con conectividad WiFi (Jin and Rahmat-Samii, 2008). La antena está integrada en la placa principal del teléfono, construida sobre laminado con $\epsilon_r = 2,2$ de 30x80 mm. La topología elegida fue un monopolo con una carga lateral. En la optimización se buscó minimizar el coeficiente de reflexión, y se formó la “ partícula ” tomando 3 dimensiones del monopolo y considerando la carga lateral como un rectángulo dividido en 120 pequeños cuadrados (con o sin metalización).

1.6.4. Miniaturización con metamateriales artificiales

En el año 1968 el físico ruso Victor Veselago formuló la factibilidad de materiales con ϵ y μ negativos simultáneamente (Veselago, 1968). Dicha condición, posible de acuerdo con las ecuaciones de Maxwell, permitiría obtener materiales en los cuales las ondas se propagan con velocidad de grupo y fase en la misma dirección pero sentidos opuestos. Tales materiales poseerían índices de refracción negativos, de allí una de las formas de denominarlos NRI (*negative refraction index*) y servirían, por ejemplo, para construir lentes planos.

Si bien dichos materiales no tienen existencia real, en trabajos realizados durante la década de 1990 se fabricaron estructuras periódicas (*lattice*) que, dentro de un rango de frecuencias, exhibían coeficientes μ_{eff} y/o ϵ_{eff} negativos (Pendry et al., 1999) (Shelby et al., 2001). A dichos materiales artificiales se los denominó en forma genérica *metamateriales* y se los clasifica de acuerdo a sus características como DNG (*double negative*) si ϵ y μ son negativos; y SNG (*single negative*) si ϵ o μ es negativo. Los materiales SNG se suelen clasificar también como ENG (*epsilon negative*) o MNG (*mu negative*).

El uso de metamateriales permitió pensar su aplicación en la miniaturización de circuitos de RF, el diseño de filtros y cavidades resonantes de alto Q, superficies selectivas en frecuencia y la construcción de antenas. Por ejemplo con el uso de líneas de transmisión compuestas (tramos de líneas convencionales en cascada con celdas de materiales DNG) para disminuir la velocidad de fase en la antena. O también con el empleo de capas de materiales SNG o DNG colocadas en la zona de campo cercano de una antena para que funcione adaptando la impedancia de la antena a la del espacio libre.

En línea con la segunda aproximación, en (Erentok and Ziolkowski, 2008) los autores proponen modelos de antenas en 2 y 3 dimensiones compuestas por dipolos (eléctricos o magnéticos) rodeados por arcos, o esferas en 3 dimensiones, construidos en materiales tipo ENG en el caso de dipolos eléctricos y MNG en los dipolos magnéticos. En la frecuencia de trabajo el campo eléctrico (magnético) del dipolo (lazo) interactúa con el material

ENG (MNG) próximo y llega a la resonancia, produciendo la adaptación de impedancia en el espacio. Los modelos propuestos fueron validados experimentalmente en lazos y dipolos construidos sobre placas de circuito impreso (modelos 2D).

Otra aplicación de los metamateriales en antenas es la construcción de superficies que se comportan como un conductor magnético perfecto PMC (*perfect magnetic conductor*), denominadas también como conductores magnéticos artificiales AMC (*artificial magnetic conductor*), o superficies de alta impedancia HIS (*high impedance surface*). Un conductor magnético plano refleja las ondas incidentes normales con un coeficiente de reflexión próximo a la unidad, análogamente a la terminación en circuito abierto de una línea de transmisión. La primera superficie HIS construida en el año 1999 (Sievenpiper et al., 1999) consiste en una estructura periódica (*lattice*) de placas metálicas cuadradas (*patches*) conectadas por pines a un plano de tierra inferior. La estructura se asemeja a una plantación de hongos que sobresalen de la superficie. Dado que los *patches* son pequeños en relación a la longitud de onda, su comportamiento se puede describir con el uso de parámetros concentrados. Entonces la superficie se puede asimilar a una red de elementos LC en paralelo que funciona como un filtro en dos dimensiones que bloquea las corrientes superficiales.

Superficies con estas características son muy atractivas para mejorar las prestaciones de las antenas en determinadas circunstancias. Por ejemplo evitan que las propiedades del material detrás de la superficie modifique el desempeño de la antena. Un caso típico son los *tags* de UHF RFID, que para tener buen rango de operación deben tener adaptación perfecta entre antena y *chip*; y esto es un problema porque la buena adaptación depende del material sobre el que se coloca el *tag* (Du et al., 2011) (Hamzaoui et al., 2015) .

También se utilizan superficies de alta impedancia para construir antenas de bajo perfil. Los planos reflectores se utilizan para mejorar la ganancia de las antenas sumando la radiación reflejada a la propia de la antena. A diferencia de los reflectores metálicos, que requieren separaciones de $\lambda/4$, con las HIS el efecto se logra con separaciones muy pequeñas (Carrubba et al., 2007) (Al-Nuaimi and Whittow, 2009).

1.7. Contribuciones y estructura de la tesis

Como se dijo al inicio, esta tesis trata sobre antenas que puedan ser integradas fácilmente a dispositivos de comunicación móviles, fundamentalmente aquellos que son utilizados en los sistemas de localización y transporte inteligente. El funcionamiento de estos sistemas se apoya, entre muchas otras, en las tecnologías de comunicación descritas al inicio de este capítulo (GPS, WiFi, RFID). El aspecto clave de estas antenas es que deben ser pequeñas y, en muchas ocasiones, también poseer materiales y detalles constructivos que abaraten su fabricación.

Los diseños presentados giran alrededor de una idea central, mejorar las prestaciones de la antenas disponiendo los elementos radiantes en una superficie plana. Se trata de una solución de compromiso entre lo establecido por la teoría de las antenas pequeñas, esto es, un mejor uso del espacio dentro de la *esfera de Chu*, y la restricción respecto de las características constructivas que imponen los dispositivos móviles. Una forma plana facilita la fabricación de la antena sobre una placa de circuito impreso, que es una ventaja al momento de incorporar la antena al dispositivo de comunicaciones. Otro aspecto clave de los diseños, relacionado con la fabricación en PCB, es que se basan en el uso de elementos simples como los dipolos. En este aspecto cabe mencionar que las técnicas miniaturización usuales de los dipolos son muy sencillas de implementar sobre PCB, ya que no requiere del agregado de otros elementos ni modificación en el proceso constructivo.

La característica distintiva de los modelos propuestos aquí es que se basan en dipolos ortogonales. Esta disposición permite obtener patrones de radiación con polarización circular, que es un requerimiento frecuente en los sistemas de comunicación móvil dada sus ventajas respecto de la polarización lineal, de lo que se discutirá en algunos de los capítulos que siguen. Y además como subproducto favorable de esto último; debido a que para lograr polarización circular los dipolos deben poseer frecuencias de resonancia levemente distintas, se logran mejoras en el ancho de banda.

Uno de los modelos desarrollados corresponde a una antena en Banda L para un

picosatélite (Peruzzi et al., 2017). El desafío de diseño aquí es hallar una solución que contemple por una parte las restricciones de la tecnología aeroespacial, como peso, rigidez mecánica o cantidad y forma de montaje de los componentes; por otra parte los condicionamientos de tamaño que fijan las dimensiones de los Picosatélites; y por último las características relacionadas con las prestaciones del sistema de comunicaciones, como ganancia, ancho de banda o relación axial.

La solución propuesta, dos dipolos cruzados construidos con una placa de circuito impreso en FR-4 (*Flame Retardant type 4*), garantiza el cumplimiento de los requerimientos de polarización circular con buena relación axial y buen ancho de banda a la vez que mantiene bajo peso con una construcción sencilla. Un aspecto a considerar es que se pensó la antena como parte del dispositivo donde se montará, el cubo metálico de 10 centímetros de lado que forma el cuerpo del Picosatélite. Eso permitió utilizar una de las caras del satélite como superficie reflectora, con su correspondiente mejora en la ganancia. Este último es un aspecto novedoso en tanto permite que la topología de los dipolos cruzados -de buenas prestaciones en cuanto pérdidas y ancho de banda- mejore su ganancia hasta transformarla en una alternativa frente a las antenas MSA, usadas típicamente en este tipo de aplicaciones.

Un segundo modelo desarrollado, corresponde a una antena para un *tag* de UHF RFID pasivo (Peruzzi et al., 2020). En este tipo de antenas hay dos aspectos claves a ser tenidos en cuenta en su diseño. El primero de ellos es que requieren una buena adaptación entre las impedancias del chip y de la antena, que garantice máxima transferencia de potencia y por lo tanto maximice la distancia de operación de los *tags*. En segundo lugar, el otro aspecto está relacionado con las características constructivas, ya que deben ser de pequeñas dimensiones y con bajo costo para fabricación de forma masiva, y así los *tags* logren ser competitivos respecto a otros sistemas de identificación como el código de barras.

Además de los aspectos mencionados, se agregó el requerimiento de que la antena posea un patrón de radiación con polarización circular. Utilizar antenas con esta carac-

terística permite una mejora del 40 % en el rango de lectura respecto del que se obtiene con una antena polarizada linealmente como las usadas por la industria actualmente.

Sin embargo, agregar este nuevo condicionamiento dificulta aún más la elección de un tipo de antena que permita cumplir con todas las restricciones. Las investigaciones realizadas sobre *tags* con polarización circular presentan antenas lazo de grandes dimensiones o de tipo microstrip con alta complejidad para ser fabricadas en forma masiva, características que se oponen al requerimiento de dimensiones reducidas o costo bajo que imponen los sistemas de identificación automática. El esquema propuesto, elaborado también a partir de los dipolos cruzados, permite obtener muy buenas prestaciones en cuanto a adaptación de impedancias y relación axial, y simultáneamente se destaca por su simpleza constructiva.

En el desarrollo se tuvieron en cuenta todos estos aspectos. En primer lugar alcanzar una buena adaptación entre la impedancia del chip, que es capacitiva y con una relación entre parte real e imaginaria de alrededor de 10:1, y la impedancia de los dipolos cruzados que es puramente real y magnitud levemente superior a la del chip para que irradian una onda polarizada circularmente. Esto se logró con el agregado de una red de adaptación formada por dos pistas en forma de L que unen los brazos de los dipolos. Las pistas unidas a los dipolos forman un par de lazos que aportan carga inductiva y transforman los niveles de impedancia en forma análoga al adaptador tipo T.

Lograr una buena adaptación de impedancias requiere conocer con certeza la impedancia del chip del *tag*, un dato que los fabricantes de circuitos ofrecen solo para una frecuencia, en la potencia umbral y cuando el chip recibe comandos. Por esta razón fue necesario desarrollar un procedimiento de medición basado en instrumental típico de RF que permite caracterizar la impedancia de entrada de los chips UHF RFID, tanto en recepción como en respuesta, a cualquier frecuencia y para niveles de potencia distintos del umbral (Peruzzi et al., 2015).

La antena propuesta tiene una estructura balanceada, mientras que los instrumentos de medición tienen puertos (y cables) desbalanceados. Esto representa un problema para

la medición debido a que en la transición entre estructuras desbalanceadas y balanceadas se generan corrientes en la malla externa del coaxil del instrumento que alteran tanto la impedancia a medir como el campo radiado. Además, por ser una antena fuertemente inductiva el instrumento de medición trabaja alejado de su impedancia característica, es decir en una zona de poca exactitud. La solución habitual consiste en utilizar diferentes técnicas según el parámetro que se desea medir. En el caso del patrón de radiación se utiliza un balun para excitar la antena con corrientes perfectamente balanceadas. Mientras que en las mediciones de impedancia se utiliza un accesorio (*test fixture*) construido con dos líneas desbalanceadas que se conectan a dos puertos de un analizador vectorial de redes.

La solución a este último problema fue el desarrollo de una técnica de medición basada en un balun construido en PCB (Peruzzi et al., 2018). El balun, al ser concebido como un adaptador entre las impedancias de la antena y del instrumento, permite medir el coeficiente de reflexión a la entrada del balun (con la antena sobre su línea balanceada) en una zona donde el analizador vectorial es más preciso que en una medición directa.

Para finalizar este capítulo introductorio, a continuación se dará un breve detalle del contenido restante de esta Tesis. En el Capítulo 2 se presenta un primer diseño de dipolos cruzados para lograr polarización circular. El esquema es simple dado que a diferencia con las antenas para RFID no requiere incorporar una red de adaptación de impedancias, y por tratarse de una estructura desbalanceada la medición de sus parámetros es sencilla. Este diseño tiene por objetivo una antena en Banda L de un picosatélite.

Los siguientes tres capítulos constituyen un bloque destinado a la antena para un *tag* UHF RFID. En el Capítulo 3 se presenta un procedimiento para medir la impedancia de un chip comercial de UHF RFID.

El Capítulo 4 detalla los problemas asociados a la medición de este tipo de antenas. Se presenta la propuesta del balun y se comentan aspectos sobre su fabricación y las pruebas de contraste realizadas.

En el Capítulo 5 se cierra el bloque destinado al diseño de la antena para el *tag*. En él se

muestra el modelo propuesto y los resultados obtenidos por simulación electromagnética.

En el Capítulo 6, se muestran los resultados de la medición de la antena para el *tag* realizadas con el balun y por los métodos tradicionales. Y finalmente se exponen las conclusiones.

Capítulo 2

Dipolos cruzados con plano reflector

Este capítulo presenta una primera aproximación al diseño de una antena para un *tag* UHF RFID con polarización circular. Se trata de una antena basada en dos dipolos acortados, como los utilizados en los *tags*, dispuestos en forma ortogonal y alimentados en cuadratura de fase. Desde el punto de vista de su diseño es un esquema más simple que el de las antenas de RFID, en tanto no requiere incorporar la red de adaptación de impedancias al conectarse a un transmisor de 50 Ohms, y además, por tratarse de una estructura desbalanceada la medición de sus parámetros es más sencilla. Esas características permiten poner el foco sobre la evaluación del desempeño de los dipolos cruzados (acortados) en cuanto a su ancho de banda y calidad de la polarización.

La antena fue pensada para el sistema de comunicaciones de un pequeño satélite de observación terrestre. Por sus características constructivas, los dipolos se pueden implementar fácilmente sobre una placa de circuito impreso, lo que permite cumplir con los requerimientos de tamaño, peso y baja complejidad constructiva que impone la tecnología aeroespacial; y simultáneamente la exigencia de polarización circular, típica de los enlaces satelitales. La antena utiliza el cuerpo del satélite como superficie reflectora, lo que hace posible elevar la ganancia -pobre- de los dipolos cruzados a valores equivalentes a los de las antenas *microstrip* habitualmente utilizadas en este tipo de sistemas.

El capítulo inicia con una breve descripción del tipo de sistema para el que fue di-

señado, los satélites pequeños de la familia CubeSat. Luego se comentan detalles del principio de funcionamiento de la antena, los aspectos constructivos y del modelo de simulación utilizado para su diseño y los resultados de las mediciones realizadas sobre un prototipo de evaluación.

2.1. Pico Satélites

La industria de las comunicaciones impone a los satélites convencionales requerimientos de calidad de servicio y área de cobertura que condicionan la complejidad constructiva e inciden sobre cuestiones tales como su peso y consumo o el tiempo de desarrollo del proyecto. El resultado concreto es un aumento de los costos y duración de las misiones. Por ejemplo un satélite típico de comunicaciones tiene un consumo del orden de 10 kW, un peso superior 500 kg, antenas de gran ganancia y complejos mecanismos de apuntamiento. La duración típica de un proyecto desde su concepción hasta su puesta en servicio puede llegar a ser de 5 años; y los costos asociados varían entre 100 y 2000 millones de dólares (Rahmat-Samii et al., 2017).

Los satélites pequeños, y entre ellos los menores a 1 Kg. o pico satélites, han emergido como una opción alternativa para elaborar dispositivos de menor costo, peso, y tiempo de desarrollo; sin perder la confiabilidad y robustez requerida por la industria (Toorian et al., 2008). Un caso particular de este grupo son los pertenecientes a la familia CubeSat, que surgió como una iniciativa académica para posibilitar a las universidades el acceso al desarrollo de tecnología espacial. La propuesta liderada por el Politécnico de California (California Polytechnic State University) y la Universidad de Stanford, tuvo entre sus objetivos desarrollar una plataforma normalizada de bajo costo para el lanzamiento de satélites, conocida como P-POD Poly Picosatellite Orbital Deployer (Puig-Suari et al., 2001).

La forma de disminuir los costos fue mediante el aprovechamiento de los espacios libres en los lanzadores, y para esto se estableció que cada dispositivo debería ser un

cubo de 10x10x10 centímetros con un peso inferior a un Kilogramo, con especial énfasis en el diseño de las guías de lanzamiento del satélite. Otro aspecto clave para la reducción de costos fue la elección de componentes electrónicos disponibles en el mercado, COTS (*Commercial Off the Shelf*), en lugar de dispositivos desarrollados especialmente (Toorian et al., 2008), (Puig-Suari et al., 2001).

El abaratamiento de costos y las ventajas que ofrece la plataforma P-POD ha hecho que el número de misiones crezca año tras año desde el primer lanzamiento en 2002, incluso trascendiendo el ámbito académico y posibilitando que pequeñas empresas y organismos gubernamentales desarrollen pico satélites.

Desde el punto de vista de los sistemas de comunicación y sus antenas los avances tecnológicos de los últimos años también han impactado en los pequeños satélites. Las primeras misiones utilizaban intercomunicadores en la banda de radio amateur (437 MHz) (Toorian et al., 2008), y las antenas se limitaban a dipolos o monopolos. La disminución de tamaño y consumo en los circuitos electrónicos ha permitido la incorporación de nuevas tecnologías, como los circuitos de DSP o los arreglos programables, que han ampliado los rangos de frecuencia y el ancho de banda en las comunicaciones satélite-tierra e intersatélites (Muri and McNair, 2012). El aumento de la frecuencia de los sistemas de comunicación trajo aparejado la posibilidad de utilizar antenas con mejores prestaciones que los dipolos empleados en las primeras misiones, como las *microstrip* (Nascetti et al., 2015) (Yasin and Baktur, 2013), reflectoras (Chahat et al., 2016) y bocinas (Kovitz et al., 2016).

En lo que resta del capítulo se comentan los trabajos realizados para diseñar, construir y evaluar las prestaciones de un prototipo de antena con polarización circular en la Banda L (1.6 GHz) para un CubeSat. En la siguiente sección se muestra el principio de funcionamiento del esquema propuesto.

2.2. Dipolos cruzados con plano reflector

La antena se basa en un par de dipolos dispuestos en forma ortogonal y excitados con corrientes temporalmente defasadas. Se trata de una antena desarrollada por Brown en la década de 1930, quien la denominó *antenna turnstile*. Una de las características de esta antena es que irradia una onda con polarización lineal en el plano de los dipolos y con polarización circular según la dirección perpendicular a dicho plano. Considerando los requerimientos de la antena a diseñar, los dipolos cruzados poseen buen ancho de banda de la relación axial y de la impedancia, es simple de fabricar sobre placas de circuito impreso y tiene bajas pérdidas (aún cuando se la implementa en PCB). Recientemente se han publicado trabajos en la literatura donde se utilizan dipolos ortogonales para antenas con polarización circular, por ejemplo en banda L (Luo et al., 2015), o con gran ancho de banda (banda S) (He et al., 2014), o multibanda (Ta et al., 2013), o en UHF para *tags* de RFID (Tran et al., 2015).

En la Figura 2.1 se muestra un diagrama esquemático que permite explicar el principio de funcionamiento de la antena. Los dipolos están dispuestos a 90 grados entre sí (orientados en la dirección de los ejes x e y) y son excitados con corrientes I_x e I_y que determinan la magnitud y fase del campo eléctrico lejano que cada uno de ellos irradia.

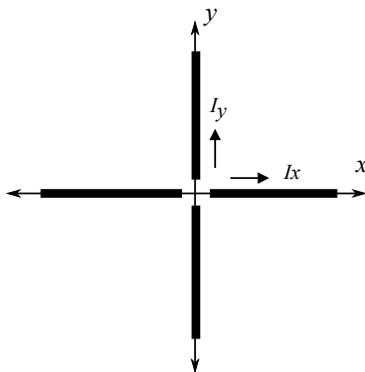


Figura 2.1: Dipolos cruzados dispuestos en la dirección de los ejes x e y , excitados por corrientes I_x e I_y .

El campo eléctrico lejano radiado por la antena en la dirección del eje $+z$ está dado por las contribuciones de ambos dipolos:

$$\vec{E} = E_x \cos(\omega t - kz - \phi_x) \vec{x} + E_y \cos(\omega t - kz - \phi_y) \vec{y}, \quad (2.1)$$

donde k es el número de onda, E_x y E_y son las magnitudes máximas del campo radiado por cada dipolo y ϕ_x y ϕ_y sus fases. Si las fases de las ondas que emiten los dipolos son iguales (o difieren en múltiplos de 180 grados) la antena irradia con polarización lineal. Si la diferencia de fases es 90 grados (o un múltiplo impar de 90 grados) y ambos dipolos irradian campos de igual magnitud ($E_x = E_y$) la antena emite una onda con polarización circular. Si la diferencia de fases ($\angle E_y - \angle E_x$) es positiva la onda que se propaga según la dirección del eje $+z$ tendrá polarización circular izquierda (*Left Hand Circular Polarized LHCP*), y la onda según el eje $-z$ polarización circular derecha (*Right Hand Circular Polarized RHCP*). Si la diferencia de fases es negativa entonces los sentidos de la polarización se invierten.

La forma de excitar los dipolos en cuadratura temporal es una de las claves del diseño de la antena. Una técnica consiste en utilizar dos dipolos iguales y alimentarlos a través de un híbrido en cuadratura. Otra forma posible, también con dipolos idénticos, es intercalar en la alimentación de uno de ellos una línea de longitud $\lambda/4$ para lograr el retardo de 90 grados en su alimentación (Ta et al., 2015). Ambas aproximaciones al problema requieren de elementos adicionales que no solo aumentan el peso y volumen de la antena, sino que además hacen más compleja su fabricación e introducen potenciales puntos de falla.

En la Figura 2.2 se muestra un circuito que permite describir otra de las maneras de lograr el defasaje de las corrientes, en este caso cambiando la fase de las impedancias de cada una de las ramas. Por ejemplo utilizando dos dipolos resistivos iguales, uno con un capacitor en serie y el restante con una inductancia en serie. Si la magnitud de las reactancias en serie de ambas ramas son iguales a la resistencia de los dipolos entonces las corrientes tienen fases de ± 45 grados respecto de la tensión de alimentación.

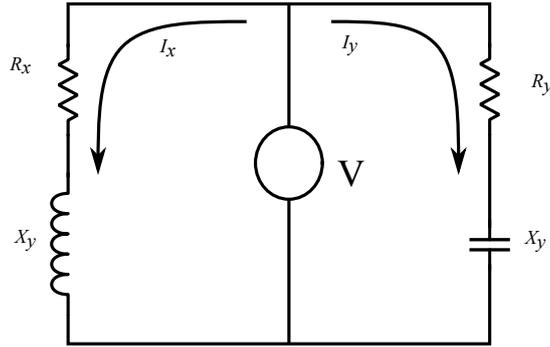


Figura 2.2: Circuito equivalente de los dipolos ortogonales conectados en paralelo. La parte real e imaginaria de las impedancias de cada dipolo establece la magnitud de las corrientes I_x e I_y y el defasaje de 90 grados necesario para irradiar una onda con polarización circular.

El uso de elementos concentrados es una mejora en tanto disminuye el volumen de la antena aunque sin embargo permanecen los inconvenientes ocasionados para su montaje, además de requerir que los componentes sean de alta precisión. Teniendo en cuenta estos problemas, una mejor opción, basada en el mismo concepto, es controlar la fase de las corrientes a través de la propia impedancia de los dipolos. Si se aumenta la longitud del dipolo por encima de la longitud a la que resuena su comportamiento será inductivo, mientras que si se la disminuye su comportamiento será capacitivo. De esta forma se puede lograr el defasaje conectando en paralelo un dipolo inductivo y uno capacitivo, sin necesidad de agregar otros componentes y haciendo el diseño extremadamente simple (Bolster, 1961),(Ta et al., 2015).

Analizando el circuito se pueden extraer las condiciones que deben verificar las impedancias de cada dipolo para lograr una onda con polarización circular. El requerimiento de diferencias de fase de 90 grados entre las corrientes de los dipolos impone que las fases de sus impedancias deben ser $\angle Z_x - \angle Z_y = \angle I_y - \angle I_x = 90^\circ$, y usando la identidad trigonométrica de la tangente de la diferencia de dos ángulos, se obtiene una de las condiciones:

$$\frac{X_x}{R_x} = \frac{R_y}{X_y}. \quad (2.2)$$

La restante condición es que ambos dipolos irradien la misma potencia, igualando

entonces los términos I^2R de ambas ramas se obtiene:

$$\frac{R_x}{(R_x^2 + X_x^2)} = \frac{R_y}{(R_y^2 + X_y^2)}. \quad (2.3)$$

Extrayendo como factor común el término R_x^2 del denominador del lado izquierdo de la igualdad y el término X_y^2 del denominador del lado derecho se obtiene la expresión:

$$\frac{R_x}{R_x^2 [1 + (X_x/R_x)^2]} = \frac{R_y}{X_y^2 [(R_y/X_y)^2 + 1]}, \quad (2.4)$$

donde los términos entre corchetes de ambos denominadores son iguales (Ecuación 2.2), quedando la expresión entonces:

$$\frac{1}{R_x} = \frac{R_y}{X_y^2}. \quad (2.5)$$

De acuerdo con la Ecuación 2.2 (diferencia de las fases de las impedancias de los dipolos) y la Ecuación 2.5 (ambos dipolos emiten igual potencia) la polarización circular se obtiene cuando $R_y = X_y = R_x = X_x = R$, siendo entonces la impedancia de entrada de los dipolos cruzados:

$$Z_{entrada} = \frac{(R + jR)(R - jR)}{R + jR + R - jR} = \frac{2R^2}{2R} = R. \quad (2.6)$$

Si bien, como se dijo al inicio de esta sección, los dipolos ortogonales poseen buen ancho de banda y bajas pérdidas, su ganancia es pobre, comparable a la de un dipolo de media longitud de onda. Para mejorar la ganancia de la antena el diseño se completa con la incorporación de una superficie reflectora dispuesta en paralelo al plano que contiene los dipolos y separada a una distancia de $\lambda/4$ (según el eje -z). Con esa separación, la onda emitida por los dipolos en la dirección del eje -z cambia el sentido de su polarización al reflejarse en el plano y se suma (en fase) a la onda radiada según el eje +z. El incremento de la potencia radiada en la dirección +z, sumado a que el patrón se hace más directivo (la antena con el reflector es equivalente a un arreglo de dos antenas separadas $\lambda/2$), se

traduce en un incremento de la ganancia a niveles comparables con el de las antenas tipo *microstrip*.

El uso de planos reflectores es habitual en el diseño de antenas por las mejoras en la ganancia que permite obtener, aunque con frecuencia su uso está limitado porque aumenta las dimensiones de la antena y hace más compleja su fabricación. Sin embargo el hecho que la antena es para un satélite de la familia CubeSat, cuyo cuerpo es un cubo de 10 centímetros de lado, permite utilizar una de sus caras como plano reflector. En cierto sentido se puede decir que la antena está concebida como del tipo FSA, en tanto se mejora la ganancia de los dipolos cruzados desplazando su ubicación respecto del cuerpo del satélite. En la siguiente sección se comentará sobre los detalles constructivos de la antena y la forma en que se implementó.

2.3. Diseño del prototipo

El diseño del prototipo de evaluación, es decir la elección de los materiales, su forma de montaje, las dimensiones y conexionado de los componentes se realizó con la asistencia de un programa de simulación electromagnética. Con esta herramienta se construyeron modelos de simulación de los distintos elementos de la antena para hallar las dimensiones óptimas utilizadas en la construcción del prototipo de evaluación.

Los dipolos se implementan en pistas de cobre sobre un bloque cuadrado de PCB en FR-4. Para reducir las dimensiones del bloque los dipolos se orientan según sus diagonales y su longitud total se reduce mediante el agregado de superficies metálicas en sus extremos. En el diagrama de la Figura 2.3 se muestra la disposición de los dipolos sobre el bloque FR-4 y el detalle de las superficies de acortamiento en forma de punta de flecha.

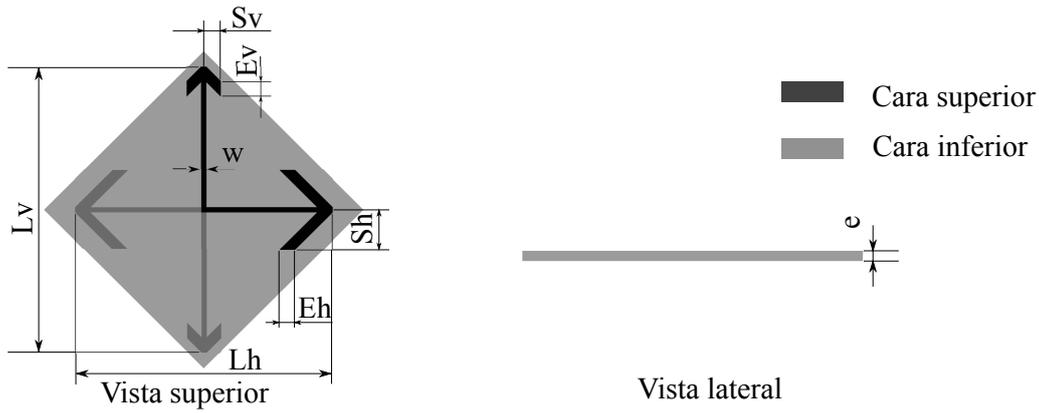


Figura 2.3: Diagrama de los dipolos vertical y horizontal sobre la placa PCB, con sus principales dimensiones.

La técnica de acortamiento propuesta se utilizó por primera vez en las antenas de radiodifusión (*top loaded dipole*) y actualmente se aplica a dipolos planos como por ejemplo los de los *tags* de RFID (Marrocco, 2008). Dichas superficies actúan como las placas de un capacitor, que acumulan en poco espacio una carga eléctrica equivalente a la que se almacena en el extremo del dipolo, con un efecto neto de disminución de su longitud. El mismo efecto se logra en las antenas tipo L invertida que se describieron en el capítulo introductorio (ver Figura 1.2), donde el tramo horizontal de la armadura es una línea de transmisión a circuito abierto de longitud menor a $\lambda/8$ y por lo tanto capacitiva. Las dimensiones de las superficies con forma de punta de flecha (sus áreas) determinan el acortamiento del dipolo e indirectamente su impedancia de entrada, que de esta manera se puede hacer inductiva o capacitiva.

El plano reflector del prototipo está implementado con una placa de material FR-4 totalmente cubierta en cobre y con las mismas dimensiones de la cara de un satélite CubeSat, 10 centímetros de lado. La placa de los dipolos está montada sobre el plano de tierra de 10 centímetros de lado mediante pequeños soportes en FR-4 (no incluidos en el modelo para no aumentar el tiempo de simulación).

El diseño se completa con el esquema de alimentación de la antena. Para esto se utiliza un cable coaxial fino (diámetro exterior 1.13 mm) que vincula los dipolos a un conector tipo SMA hembra fijado al plano reflector. Las armaduras inferior del dipolo vertical

e izquierda del dipolo horizontal, ubicadas en la cara inferior del bloque FR-4, están soldadas a la malla del coaxil. Las armaduras superior del dipolo vertical y derecha del dipolo horizontal, ubicadas en la cara superior del bloque FR-4 están unidas al conductor central del coaxil, pasante a través del laminado (Figura 2.3). Esta disposición de los dipolos simplifica su unión con los conductores del cable coaxil de alimentación dada su delgadez.

Para la obtención de las dimensiones de los componentes se confeccionaron diferentes modelos en el programa de simulación . En primera instancia se realizó un modelo de cada dipolo sobre el bloque PCB para hallar las dimensiones que permiten obtener las impedancias deseadas de acuerdo a los criterios establecidos (impedancias de igual magnitud y fases de ± 45 grados).

El dipolo vertical tiene una impedancia de entrada $34.2-j35$ Ohms con las siguientes dimensiones: Largo total (Hv) 50 milímetros, separación desde el eje central de la carga de acortamiento (Sv) 7.3 milímetros, espesor de la carga de acortamiento (Ev) 3 milímetros y ancho de la armadura (W) de 1 milímetro. En tanto el dipolo horizontal muestra una impedancia de entrada de $33.4+j33.8$ Ohms con las siguientes dimensiones: Largo total (Hh) 56 milímetros, separación desde el eje central de la carga de acortamiento (Sh) 3.3 milímetros, espesor de la carga de acortamiento (Eh) 3 milímetros y ancho de la armadura (W) de 1 milímetro. Las dimensiones finales de los dipolos confirman lo detallado sobre la técnica de acortamiento , ya que como se puede apreciar el dipolo horizontal requirió una superficie mayor para tener una impedancia inductiva (una mayor longitud equivalente).

El paso siguiente fue la elaboración de un modelo de los dipolos cruzados sobre el bloque FR-4. La simulación con los dipolos permitió evaluar el patrón de radiación, fundamentalmente en relación a la polarización (*axial ratio* AR), y su impedancia de entrada. En la Figura 2.4 se muestran los resultados obtenidos por simulación del patrón de campo lejano en la frecuencia central de 1.6 GHz.

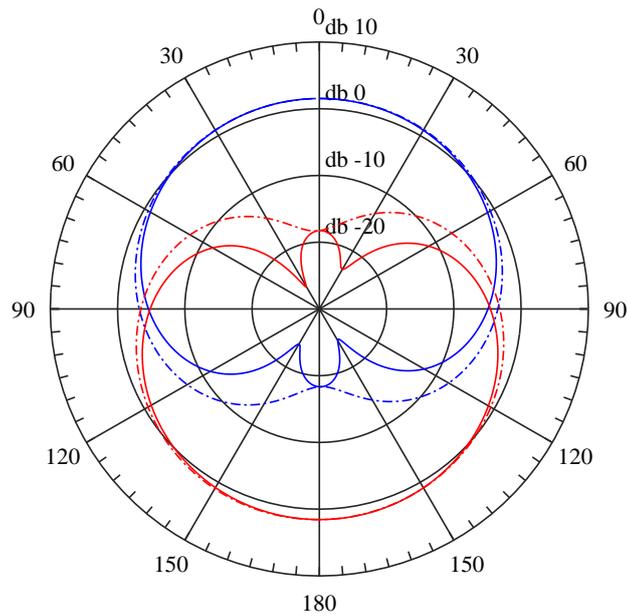


Figura 2.4: Patrón de radiación para la onda con polarización circular derecha RHCP (rojo) y circular izquierda LHCP (azul) para ambos dipolos conectados en paralelo. En las curvas se aprecia claramente que los dipolos cruzados irradian ondas con polarización circular de distinto sentido en direcciones opuestas según el eje normal al plano que los contiene.

Como se aprecia en la figura la antena irradia dos ondas polarizadas circularmente, una con sentido izquierdo (LHCP) en la dirección del eje $+z$ y otra a derecha (RHCP) según la dirección $-z$. Las curvas en color azul corresponden a la onda LHCP y las de color rojo a la onda RHCP. Para ambas polarizaciones las líneas llenas corresponden al plano xz ($\phi = 0$) y las líneas de trazos al plano yz ($\phi = 90$). La directividad máxima es de 1.62 dBi para ambas polarizaciones, en la dirección $+z$ para la onda LHCP y $-z$ para la onda RHCP.

El otro aspecto analizado con el modelo de los dipolos cruzados fue la impedancia de entrada. En la Figura 2.5 se muestran las curvas de la resistencia y reactancia de los dipolos cruzados obtenidas con el simulador (en línea de trazos azul) y calculadas como las impedancias de los dipolos horizontal y vertical conectadas en paralelo (en línea llena roja). Como se puede apreciar las diferencias en las resistencias son muy pequeñas, 0.4

Ohms en el valor máximo alcanzado en cada caso y 16 MHz en su separación; en tanto en las reactancias las diferencias son levemente superiores, con un pico de 8 Ohms en la frecuencia central, lo que pone en evidencia el efecto mínimo de los acoplamientos mutuos entre los dipolos.

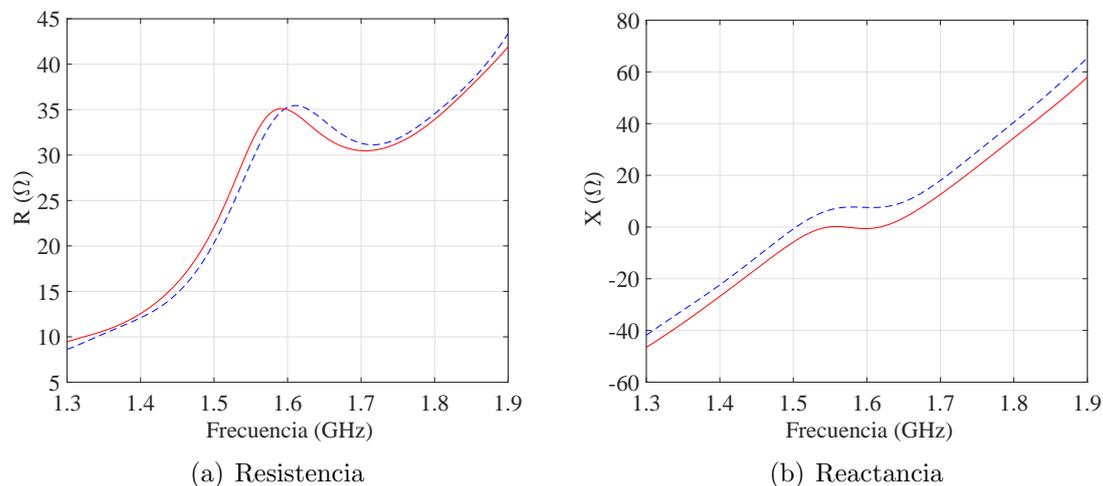


Figura 2.5: Impedancia de entrada de los dipolos cruzados en función de la frecuencia. La curva azul (línea de trazos) corresponde a la simulación y la curva roja (línea llena) es la impedancia calculada a partir las impedancias de los dipolos vertical y horizontal conectadas en paralelo. Se puede apreciar el efecto mínimo del acoplamiento mutuo entre los dipolos y la mejora en el ancho de banda debido a que sus frecuencias de resonancia están por debajo y por encima de la frecuencia central (1.6 GHz).

También se puede observar en la figura que la variación de la reactancia con la frecuencia es muy suave en torno a los 1.6 GHz. Esto se debe a que los dipolos resuenan en frecuencias por debajo y por encima de la frecuencia central, cuestión que se traduce en un ancho de banda superior al que se obtendría con un solo dipolo sintonizado en la frecuencia central.

En la etapa final del diseño con simulador se elaboró un modelo de la antena con el plano reflector y el cable coaxil de alimentación. El objetivo buscado fue establecer la separación óptima entre el plano de tierra y los dipolos en relación a las características del patrón de radiación, y verificar el comportamiento de la impedancia de entrada del conjunto. En las siguientes figuras se muestran los resultados obtenidos para una separación entre la placa de los dipolos y el plano reflector de 46.5 mm. En la Figura 2.6 se

muestra el diagrama polar del patrón de radiación de campo lejano en función del ángulo θ para ambas polarizaciones. Las trazas en azul corresponden a la onda LHCP y en rojo a la onda RHCP, en ambos casos las líneas llenas corresponden al plano xz mientras que las líneas de trazos corresponden al plano yz. En la figura se puede apreciar el efecto del plano reflector, que incrementa la Directividad para la onda LHCP y la disminuye para la onda RHCP. También se distingue que la antena irradia parte de la energía en la dirección $-z$, por efecto de las dimensiones finitas del plano reflector.

En la Figura 2.7 se muestra el diagrama cartesiano del AR en función del ángulo θ para $\phi = 0$ (plano xz) en línea azul de trazos azul y para $\phi = 90$ (plano yz) en línea color rojo. Como se puede apreciar en la imagen los dipolos cruzados muestran buenas características en cuanto a la pureza de la polarización. La relación axial según el eje z es menor a 2 dB y permanece por debajo de 3 dB para ángulos menores a $\pm\theta = 30$ grados en el plano xz y de $\pm\theta = 50$ grados en el plano yz.

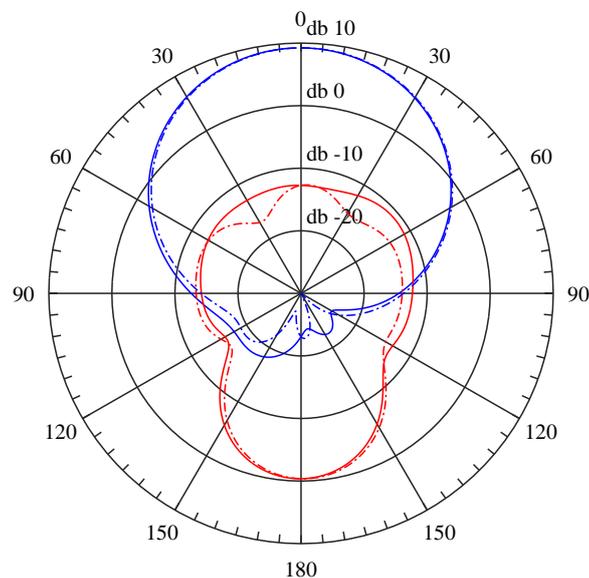


Figura 2.6: Diagramas polares del patrón de radiación de campo lejano a 1.6 GHz. Las trazas en azul corresponden a la polarización LHCP y en rojo para la polarización RHCP, mientras que las líneas llenas corresponden al plano xz y en trazos al plano yz. A diferencia del diagrama de la Figura 2.4 se puede observar el incremento de la Directividad de la onda LHCP y la disminución de la onda RHCP por efecto del plano reflector.

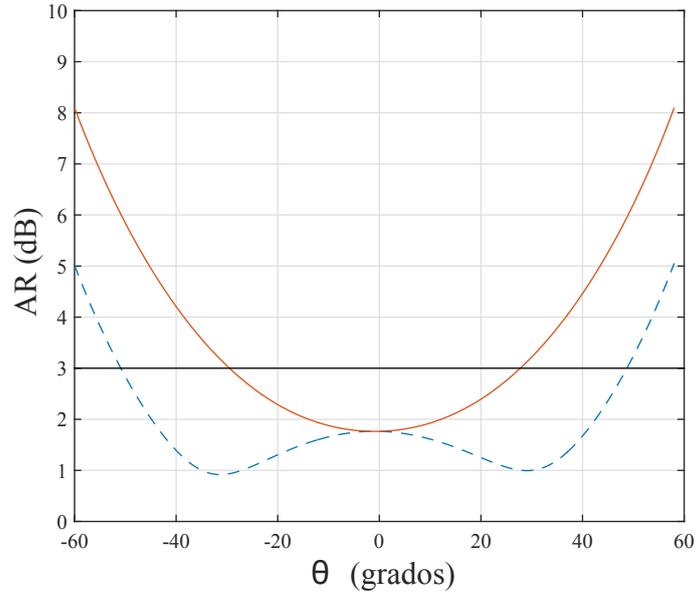


Figura 2.7: AR de la antena en función del ángulo θ según la dirección $+z$ para el plano xz en línea de trazos azul y el plano yz en línea color rojo.

Otros parámetros de la antena determinados durante el desarrollo fueron su Directividad para la onda LHCP en la dirección de máxima radiación ($\theta = 0^\circ \phi = 0^\circ$) de 9.68 dBi y su Ganancia de 9.23 dB. Es decir una eficiencia de 92 % (-0.36 dB) en la frecuencia central. Respecto del AR, el ancho del haz a -3 dB obtenido fue de 100° . En el Cuadro 2.1 se resumen las dimensiones finales del prototipo.

Cuadro 2.1: Dimensiones finales del prototipo obtenidas por simulación.

Parámetro	Significado	Dimensiones (mm)
Lv	Longitud dipolo vertical	50
Sv	Separación carga dipolo vertical	3
Ev	Ancho carga dipolo vertical	3.3
Lh	Longitud dipolo horizontal	56
Sh	Separación carga dipolo horizontal	7.3
Eh	Ancho carga dipolo horizontal	3
w	Ancho pistas dipolos	1
S	Distancia al plano de tierra	46.5
L	Lado de la placa FR-4 de los dipolos	44
e	Espesor de la placa FR-4 de los dipolos	1.5
Lt	Lado del plano de tierra	100

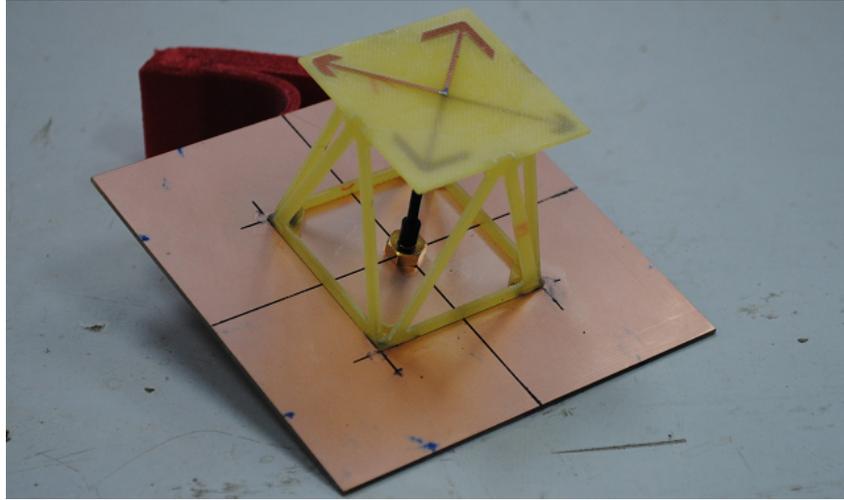


Figura 2.8: Fotografía del prototipo de la antena.

2.4. Mediciones Realizadas sobre el prototipo

En esta sección se presentan algunos de los resultados de las mediciones realizadas sobre el prototipo de evaluación, cuya fotografía se muestra en la Figura 2.8. En primera instancia se midió el coeficiente de reflexión a la entrada de la antena en función de la frecuencia. Para esta medición se utilizó un analizador vectorial de señales marca Rohde&Schwarz modelo ZVA24 y previo a las mediciones se realizó una calibración con el accesorio ZVA52 del instrumento.

Se tomaron 201 muestras del coeficiente de reflexión S_{11} de la antena entre 1 GHz y 2 GHz. En la Figura 2.9 se muestra la gráfica con los resultados de la medición (en línea azul de trazos) junto a los obtenidos por simulación durante el diseño de la antena (en línea llena color rojo).

Como se puede observar en la figura los valores obtenidos por simulación y medición son cualitativamente similares, pero con discrepancias en la frecuencia de resonancia y el mínimo del coeficiente de reflexión. Si bien tales diferencias son apreciables es preciso mencionar que lograr una mejora en las simulaciones hubiese requerido aumentar el nivel de detalle del modelo utilizado; por ejemplo agregando la estructura de soporte de los dipolos, o midiendo los valores del ϵ y la $\tan(\delta)$ del material con que se construyó el

prototipo (se simuló con los valores sugeridos de $\epsilon = 4,3$ y la $\tan(\delta) = 0,025$). Es decir un incremento significativo de las tareas durante el diseño, sin mayor impacto en los objetivos buscados con el prototipo. Los resultados confirman que la antena cumple con los requerimientos establecidos previamente en tanto el ancho de banda a -10 dB es superior a los 200 MHz o del 12.5 %.

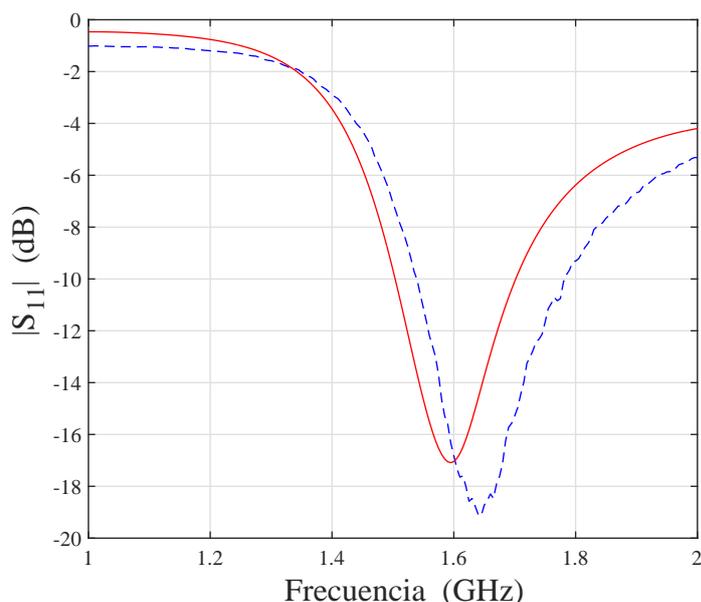


Figura 2.9: Coeficiente de reflexión S_{11} de la antena (expresado en dB) en función de la frecuencia. La curva llena de color rojo corresponde a los valores obtenidos por simulación y la curva en línea de trazos azul a los valores medidos.

Luego se realizaron las mediciones para evaluar el otro aspecto del diseño propuesto, el AR del prototipo. Para esto, primero se hizo una medición a 1.6 GHz para determinar los ejes mayor y menor de la elipse de polarización en la dirección de máxima radiación (normal al plano con los dipolos cruzados). El instrumental empleado fue un generador de señales Rohde&Schwarz SMU 200A, un analizador de espectro Rohde&Schwarz FSV y una bocina con polarización lineal de alta calidad Rohde & Schwarz HF903; y se acondicionó el espacio con paneles absorbentes ETS Lindgren FL-4500CL. En la fotografía de la Figura 2.10 se muestra la disposición de los instrumentos durante las mediciones.

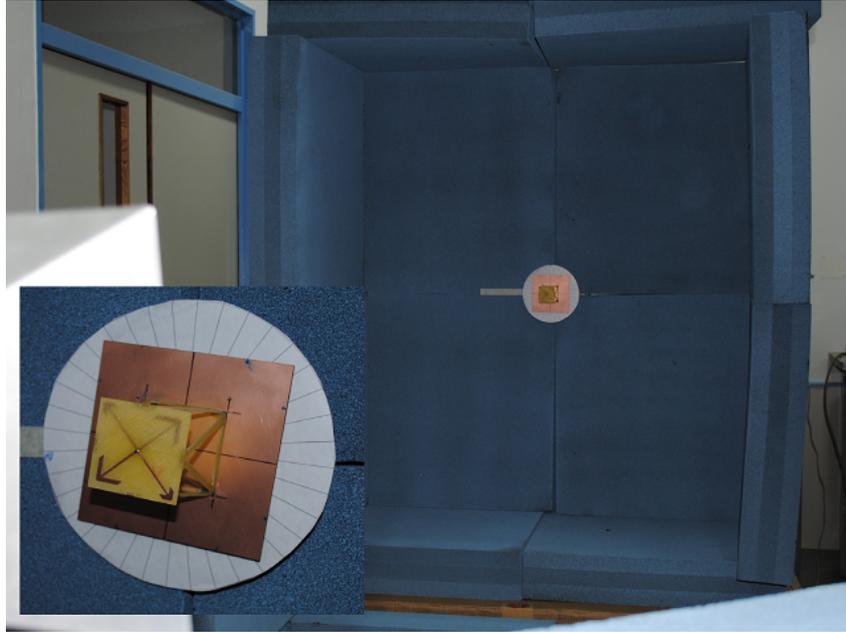


Figura 2.10: Fotografía donde se puede observar la disposición del instrumental y los paneles absorbentes preparado para las mediciones del patrón de radiación.

Con el generador de señales se alimentó la bocina linealmente polarizada y se midió con el analizador de espectro el nivel de potencia recibido por la antenna con polarización circular. La bocina se dispuso para que su campo eléctrico esté verticalmente orientado y a una altura de 1.3 metros; y la antenna con polarización circular se colocó a la misma altura, separada una distancia de 3 metros y de manera que la dirección normal al plano de los dipolos se dirija hacia la bocina. Se midió la potencia recibida por la antenna con polarización circular para diferentes orientaciones relativas de su eje vertical respecto de la onda linealmente polarizada de la bocina (rotaciones según ϕ). Se tomaron en total 36 muestras a razón de una medición cada 10 grados (ver detalle en fotografía de Figura 2.10). En la Figura 2.11 se muestran los resultados de la medición expresados en dB referidos al máximo nivel de potencia registrado. El AR medido a 1.6 GHz fue 0.5 dB, estando los ejes mayor y menor de la elipse de polarización orientados ± 45 grados respecto del eje vertical de la antenna.

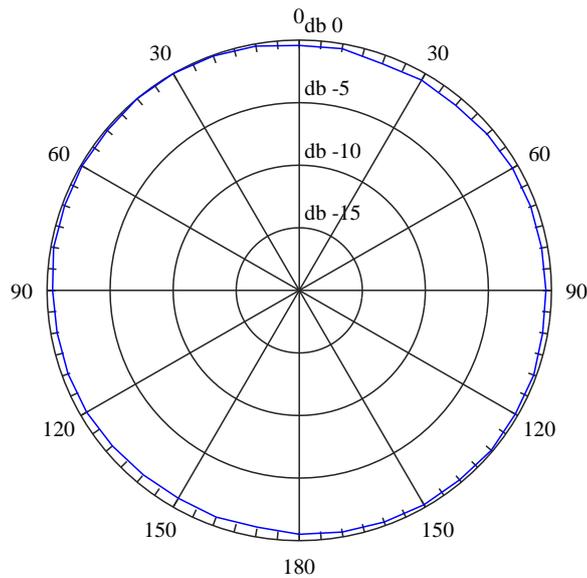


Figura 2.11: Gráfico polar de la potencia recibida por la antena en función de la inclinación respecto de su eje vertical.

Una vez determinada la orientación de la elipse de polarización se midió la variación del AR con la frecuencia. Se mantuvo la disposición de las antenas y se hicieron cambios menores en la configuración de los instrumentos. El generador de señales se programó para que realice un barrido en frecuencias entre 1.52 GHz y 1.76 GHz y el analizador de espectro para que almacene los máximos niveles de potencia detectados (*max hold*) entre 1.44 GHz y 1.84 GHz. Se tomaron dos muestras de la potencia recibida por la antena del picosatélite correspondientes a las dos orientaciones de la elipse de polarización. En la Figura 2.12 se muestra una captura de pantalla del analizador de espectro con los resultados de la medición.

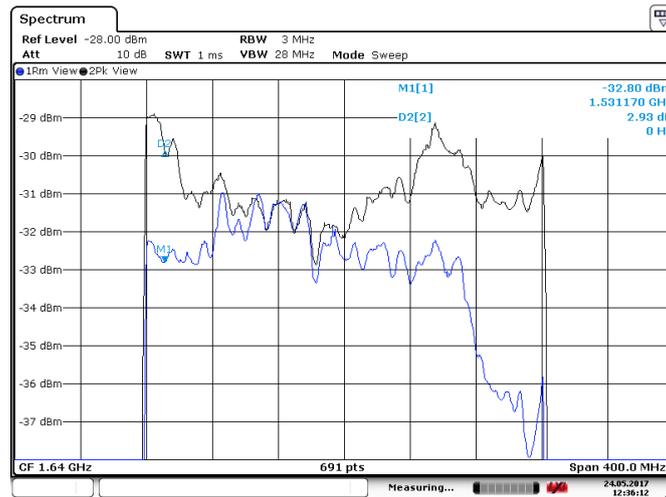


Figura 2.12: Captura de pantalla del instrumento con el registro de la potencia recibida por la antena con su eje vertical rotado 45 grados según ϕ (azul) y con su eje vertical rotado -45 grados (negro).

Para evaluar el AR en función de la frecuencia previamente se corrigieron los niveles de potencia registrados a partir del coeficiente de reflexión (potencia efectivamente recibida). En la Figura 2.13 se muestra la curva del AR en función de la frecuencia, calculada a partir de las dos mediciones.

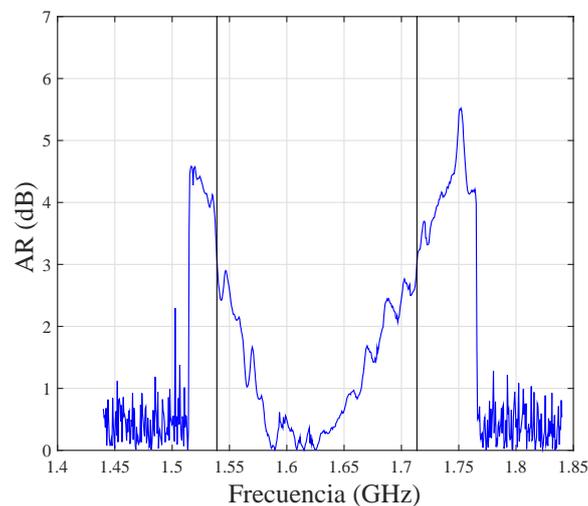


Figura 2.13: AR de la antena (en dB) en función de la frecuencia. Las líneas verticales indican los límites en frecuencia para el ancho de banda a 3 dB.

El resultado del AR en función de la frecuencia confirma las buenas prestaciones de antena anticipados en la medición del coeficiente de reflexión. En esta otra cifra de mérito

la antena exhibe un ancho de banda similar del 11 % (1538-1715 MHz). Es importante destacar que estas características del desarrollo propuesto son comparables e incluso mejores que antenas similares (Luo et al., 2015).

2.5. Conclusiones del capítulo

En este capítulo se presentó el diseño de una antena con polarización circular basada en dos dipolos ortogonales acortados. La antena tiene un diseño simple y fácil de fabricar sobre placas de circuitos impreso. Su estructura desbalanceada y su impedancia de entrada real la tornan útil para evaluar el desempeño de los dipolos cruzados, núcleo básico del diseño de la antena para un *tag*.

A lo largo del capítulo se mostró el principio de funcionamiento de la antena, como así también los pasos seguidos para su diseño con la asistencia de herramientas de simulación electromagnética. Sobre el final se presentaron los resultados de las mediciones realizadas sobre un prototipo evaluación. Los mismos confirman que la antena posee buenas prestaciones en relación a la calidad de polarización, exhibiendo un ancho de banda del AR a -3 dB del 10 %. Los valores medidos del coeficiente de reflexión muestran un ancho de banda similar y por lo tanto confirman que los dipolos ortogonales son un buen punto de partida para el diseño de la antena de un *tag*.

Capítulo 3

Medición de Impedancias de un chip UHF RFID

La prestación de un *tag* de UHF RFID depende de factores tales como la tecnología con que se fabrica el chip, las normas y regulaciones que fijan los niveles de potencia permitidos y las características de su antena. Desde el punto de vista del diseño de la antena del *tag*, su impedancia debe estar perfectamente adaptada a la del chip para obtener la máxima distancia de lectura. Sin embargo los fabricantes de circuitos de RFID publican muy pocos datos sobre su impedancia, generalmente a una sola frecuencia y para el enlace de lector a *tag*. De allí que el paso previo en el diseño de una antena es conocer con certeza la impedancia del chip que formará el *tag*.

Debido a las características de funcionamiento de los chips, en los cuales su comportamiento varía tanto con el nivel de potencia incidente como con la tarea que realiza (enviar o recibir comandos), determinar su impedancia es un problema complejo. Este capítulo trata sobre las mediciones realizadas sobre un chip comercial Alien Higgs 4. En la primera parte se describe el funcionamiento de un chip y como incide esto en las características su impedancia. Luego se presentan las mediciones llevadas a cabo. Primero se detallan la medidas realizadas siguiendo los procedimientos disponibles en la literatura. Luego se presenta el método que permite determinar la impedancia del chip tanto cuando recibe

comandos del lector como cuando los responde (Peruzzi et al., 2015).

3.1. Características de la impedancia de un chip RFID

En los sistemas UHF RFID pasivos el proceso de comunicación entre lector y *tag* se desarrolla en tres etapas. Primero el lector coloca portadora sin modular para energizar el chip, luego por modulación en amplitud le envía comandos al *tag*. Finalmente, el lector emite nuevamente la portadora sin modular para permitir que el chip codifique su respuesta mediante cambios en su impedancia, modulando de esta forma la amplitud de la onda reflejada (*backscattered*) hacia el lector.

En la Figura 3.1 se muestra un diagrama en bloques de un circuito integrado típico de RFID. Un multiplicador de voltaje es el responsable de transformar la potencia de radiofrecuencia incidente en un nivel de tensión continua que alimenta: la unidad de control, el circuito demodulador, la memoria EEPROM con su alimentación y el modulador.

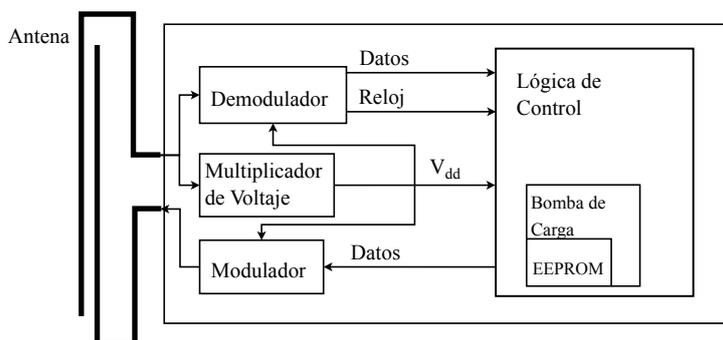


Figura 3.1: Diagrama de bloques de un chip RFID.

La impedancia de entrada del circuito está gobernada por las características del multiplicador de voltaje y es fuertemente capacitiva. La parte real de dicha impedancia depende de la resistencia serie de los diodos rectificadores y de la corriente continua suministrada al resto del circuito integrado. La parte imaginaria depende del valor de la capacidad del multiplicador y de las capacidades parásitas de los diodos.

Durante la fase inicial de la comunicación la parte real de la impedancia tiene un comportamiento no lineal dependiente de la potencia. Para bajos niveles de potencia el

rectificador no genera tensión suficiente para encender el procesador. Por encima de cierto umbral de potencia el procesador se enciende y aumenta la corriente continua extraída del multiplicador para alimentar a los circuitos restantes. Dicho aumento de corriente se manifiesta como un cambio en la resistencia de entrada del chip.

En la etapa de respuesta se activa el circuito modulador. En este caso el chip cambia la capacidad en terminales de la antena, generalmente mediante una llave conectada a un capacitor, y de esa manera cambia el módulo (o la fase) de la onda reirradiada (*backscattered*).

En resumen, la impedancia de entrada de un chip RFID cambia durante las diferentes etapas del proceso de comunicación. Ésta depende de la tarea que el chip ejecuta: recibir un comando enviado por el lector, siempre y cuando haya recibido suficiente energía para activar el procesador; o responder a un comando enviado previamente. Un caso especial son los comandos de escritura, en los que el umbral de potencia necesario es aún mayor, debido al consumo elevado de los circuitos de la EEPROM.

Desde el punto de vista del diseño de una antena para un *tag* UHF RFID, conocer con certeza el valor de la impedancia del chip es fundamental ya que, tanto para el enlace directo como para el reflejado, el rango de lectura depende de la relación entre ambas. Un criterio usual en UHF RFID es adaptar la impedancia de la antena y el chip para obtener la máxima transferencia de potencia, tomando la impedancia que presenta el integrado en el umbral de mínima potencia, es decir para el enlace directo. El criterio obedece a que con los niveles de potencia permitidos, y con las sensibilidades de los chips actuales, el rango del enlace directo es menor que el del reflejado. Coincidentemente con este criterio general los fabricantes de chips UHF RFID solo publican valores de impedancia en el umbral de encendido cuando el chip recibe comandos.

Estas características del funcionamiento de un chip de RFID, por las cuales su impedancia depende del nivel de potencia incidente y además de si el chip está recibiendo o respondiendo comandos, hacen que su medición sea una tarea compleja. En las siguientes secciones se detallan dos mediciones de la impedancia de un chip Alien Higgs realizadas

por diferentes procedimientos. En la Sección 3.2 se muestra la medición siguiendo los procedimientos detallados en la literatura, realizada a fin de disponer de una referencia de comparación con la metodología propuesta, que se presenta en la sección consecutiva.

3.2. Determinación de la impedancia de un chip UHF RFID

Como se mencionó en la sección precedente, la medición de la impedancia de entrada es una tarea dificultosa porque la misma está relacionada con el esquema de funcionamiento del chip, e implícitamente contiene la determinación del umbral de potencia de encendido. Debido a que la impedancia del chip depende de su etapa de entrada y del consumo de su procesador y memoria, la medición debe realizarse con el procesador en marcha, de lo contrario solo se mide la impedancia del multiplicador de voltaje (Nikitin et al., 2009).

Además es preciso mencionar que las impedancias típicas de los chips de UHF RFID son muy reactivas, alejadas de los 50 Ohms del instrumental y por lo tanto con ROEs muy elevadas, que ocasionan errores en la medición del coeficiente de reflexión S_{11} . Una forma de mitigar este problema, sobre todo cuando la parte real de la impedancia del chip es muy baja, es intercalar una red adaptadora entre chip e instrumento para minimizar el error (Nikitin et al., 2007), (Mayer and Scholtz, 2008), (Grosinger et al., 2010).

Este tipo de medición se realiza en dos etapas. En la primera se determina el nivel de potencia a partir del cual el chip recibe energía suficiente para encender su procesador y responder un comando al lector. Luego se realiza una medición de la impedancia del chip con un analizador vectorial, excitándolo al nivel de potencia umbral. La detección de la potencia umbral se puede realizar conectando el chip directamente sobre la salida de un lector de tipo comercial y variando la potencia emitida hasta lograr su detección (o intercalando un atenuador variable entre la salida del lector y el chip) (Chen and Lin, 2009). En la medición que se presenta en esta sección se utilizó un procedimiento semejante en el cual se simula con instrumental de RF el funcionamiento del lector (Grosinger et al.,

2010).

La técnica utiliza un generador programable de señales para emular el comando transmitido por el lector y un analizador de espectro conectado a la salida de un acoplador direccional para detectar la respuesta del chip. La Figura 3.2 muestra el esquema de conexión de los instrumentos, un generador vectorial de señales Rohde&Schwarz SMU200A y un analizador de espectro Rohde&Schwarz FSV conectado a la salida de un acoplador direccional MiniCircuits ZADC-23-2000-1.

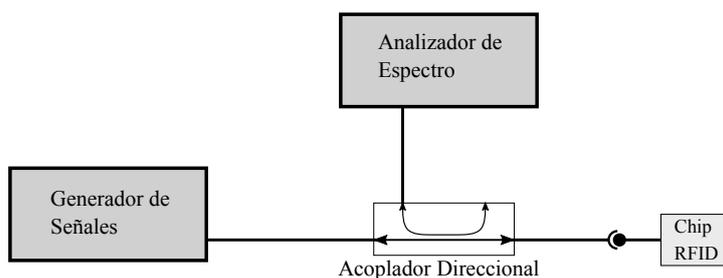


Figura 3.2: Conexión de los instrumentos para determinar el umbral de potencia de encendido de un chip de UHF RFID. Por medio generador de señales envía un comando al chip y se detecta la modulación de la onda reflejada con el analizador de espectro.

Como señal de activación se utilizó el comando *query*, que es el más simple dentro del protocolo EPCglobal Gen 2 (EPCglobal, 2008) con el cual se logra una respuesta por parte del chip. En la Tabla 3.1 se muestran los parámetros de temporizado con los que se construyó la envolvente del comando de activación utilizada para modular la portadora de RF en el generador de señales.

Cuadro 3.1: Parámetros de la secuencia de encendido.

Parámetro	Significado	Valor
Pause	Portadora <i>off</i>	4 mSeg
LeadIn	Portadora <i>on</i>	2 mSeg
Delimiter	Inicio del <i>frame</i>	12,5 μ Seg
Tari	Duración <i>cero</i>	25 μ Seg
PW	Ancho del pulso	0.265Tari
RTCali	Calibración de R a T	2.75Tari
TRCali	Calibración de T a R	2RTCali
LengthOne	Duración <i>uno</i>	1.75Tari
LeadOut	Portadora <i>on</i>	2 mSeg

En la Figura 3.3 se muestra el gráfico de la envolvente de onda del comando *query*, con la cual se moduló la portadora de 915 MHz. La secuencia posee una duración total de 8 mSeg y comienza con un período de 4 mSeg sin portadora, luego del cual se coloca la portadora durante 2 mSeg para energizar el chip (*leadin*). A continuación se puede observar el pulso de indicación de inicio de secuencia (*Delimiter*), los pulsos de calibración de temporizados (*RTC*al y *TRC*al) y el comando propiamente dicho (2100Hex) (ver detalle ampliado en imagen derecha). La secuencia finaliza con un período de portadora de 2 mSeg (*lead out*), destinados a la detección de la respuesta del *chip*.

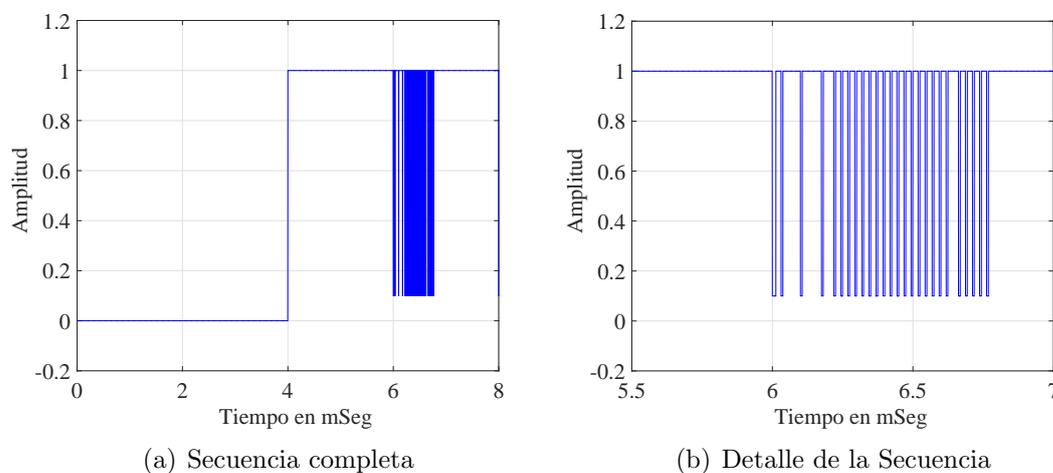


Figura 3.3: Envolvente de la secuencia de encendido del chip RFID. Durante los primeros 4 milisegundos la portadora permanece apagada, luego le sigue un período de 2 milisegundos para energizar el chip y a continuación los cambios de amplitud del comando. La secuencia finaliza con otro período de portadora sin modular para dar lugar a la respuesta.

Con la envolvente de la secuencia *query* almacenada en el generador de señales, y alimentando el chip a través de la línea principal del acoplador direccional (Fig. 3.2), se incrementó el nivel de portadora del generador de señales hasta observar la respuesta del chip en el analizador de espectro, es decir hasta llegar a la potencia de umbral. Una vez detectado el umbral de respuesta del chip se midió el nivel de potencia entregado por el generador de señales conectando la salida de la línea principal del acoplador direccional directamente al analizador de espectro. En la Figura 3.4 se muestra una captura de pantalla del analizador de espectro durante las dos mediciones. En la imagen se observa en

la traza en negro la primera medición realizada para detectar el nivel umbral. El marcador M1 se colocó a los 2,8 *mSeg* de iniciado el período *lead in*, es decir a los 6,8 *mSeg* de iniciada la secuencia. Claramente se observa el cambio en el nivel de la potencia reflejada por efecto de la variación de la impedancia del chip durante la respuesta. El nivel de potencia indicado en esa posición ($-33,60 \text{ dBm}$) corresponde al de la onda reflejada e incluye las pérdidas de acoplamiento (23 dB) y de los cables de conexión. La traza azul corresponde a la segunda medición (tomada a la salida de la línea principal del acoplador) y el nivel de potencia para la misma posición temporal (marcador M2) obtenido fue de $-8,52 \text{ dBm}$.

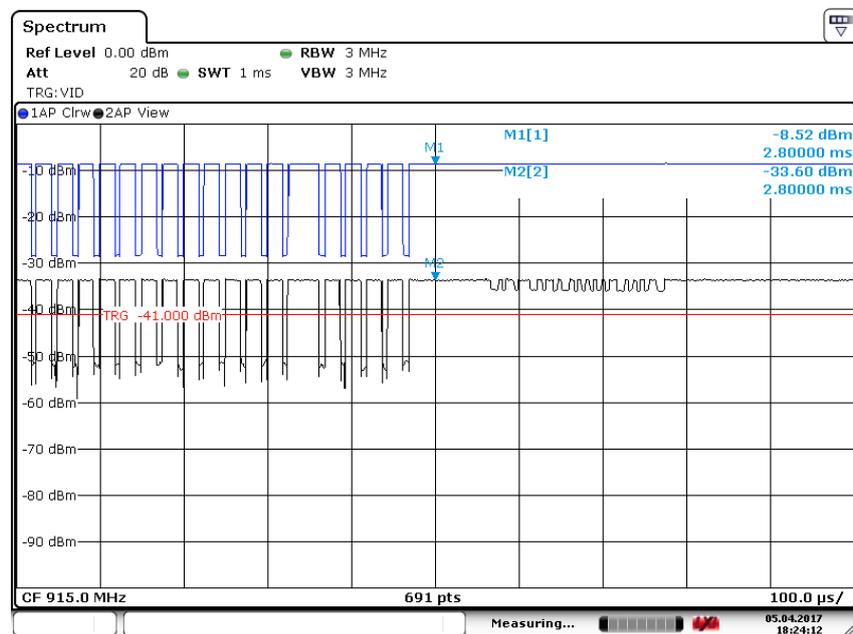


Figura 3.4: Captura de la pantalla del analizador de espectro durante la determinación del umbral de encendido. La traza azul corresponde a la potencia incidente en el chip RFID y la traza negra corresponde a la potencia reflejada. A partir del marcador M2 se puede apreciar la variación de la potencia reflejada (traza negra) mientras la potencia incidente (traza azul) permanece constante, indicando el cambio de impedancia con que el chip codifica la respuesta.

Una vez conocido el nivel de potencia umbral se hizo una medición de la impedancia de entrada del chip en función de la potencia incidente con un analizador vectorial Rohde&Schwarz ZVA 24. Para eliminar el error de fase introducido por el conector sobre el que se montó el chip, antes de la medición se realizó una calibración del instrumento con

un conector similar con un cortocircuito en su extremo. En la Figura 3.5 se muestra una fotografía del chip montado sobre el conector SMA (lado izquierdo) y del conector SMA terminado en cortocircuito utilizado para calibrar el instrumento.



Figura 3.5: Conectores SMA utilizados en la medición de la impedancia del chip en función de la potencia. El conector sobre el lado izquierdo tiene en su extremo el chip RFID y el del lado derecho un cortocircuito.

Luego de la calibración del analizador vectorial y la calibración para eliminar los errores de fase del conector, se tomaron 201 valores del coeficiente de reflexión S_{11} variando la potencia incidente entre -15 y 10 dBm y manteniendo la frecuencia en 915 MHz. A partir de los valores del coeficiente de reflexión se determinó la impedancia de entrada del chip con la ecuación:

$$Z_{Chip} = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}. \quad (3.1)$$

En la Figura 3.6 se muestran los gráficos de la impedancia del chip en función del nivel de potencia incidente P_{inc} , obtenida a partir de las mediciones de S_{11} . La curva de la izquierda corresponde a la resistencia paralelo de entrada del chip en Ohms mientras que la curva de la derecha corresponde a la reactancia paralelo. En ambas, la línea vertical señala el nivel de potencia incidente de -8.52 dBm a partir del cual el chip responde comandos.

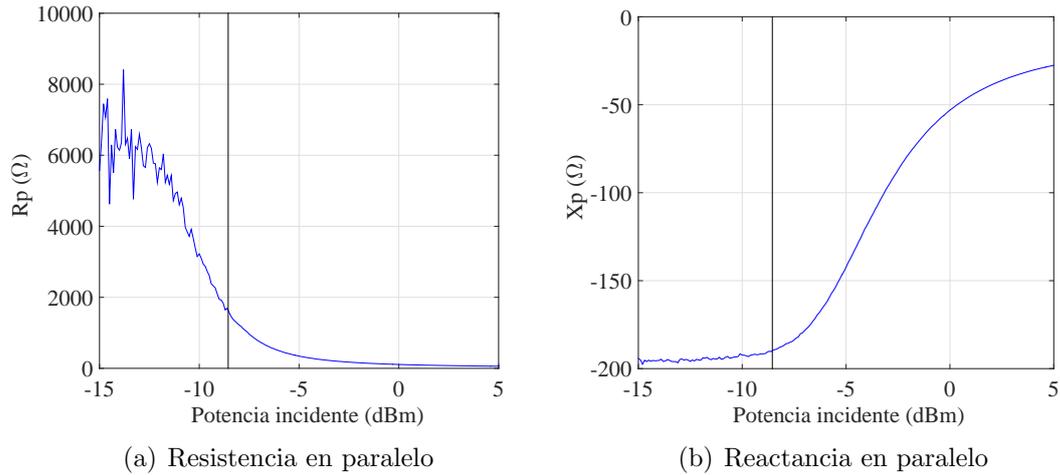


Figura 3.6: Impedancia de entrada del chip RFID en función de la potencia incidente. La curva vertical indica el nivel de potencia umbral de -8.52 dBm a partir de los cuales el chip responde comandos.

En la gráfica se puede apreciar claramente el comportamiento de la impedancia de entrada del chip RFID tal como se mencionó al inicio del capítulo. Para valores de potencia muy bajos la impedancia es fuertemente capacitiva y con valores de resistencia muy elevados debido a que el procesador no recibe potencia suficiente para encenderse. Para niveles de potencia incidente muy elevados (más de 0 dBm) el chip sigue teniendo un comportamiento capacitivo, pero la resistencia y reactancia son muy bajas, por debajo de 100 Ohms. Este comportamiento se debe al propio sistema de protección del chip para evitar daños por sobretensión cuando el *tag* se encuentra muy próximo al lector. En esa condición el chip deja cerrada la llave que conecta el varactor de modulación generando un corto circuito a la entrada para proteger el resto del sistema.

En la zona intermedia de la curva, para potencias entre -10 y -5 dBm, la resistencia en paralelo varía entre 3000 y 300 Ohms y la reactancia capacitiva entre -190 y -140 Ohms. Sin embargo no se observan singularidades que permitan inferir si el chip encendió el procesador. Es decir que la medición de la impedancia de entrada por si misma no garantiza conocer el nivel de impedancia al cual el chip responderá comandos. Ese es el motivo por el cual es preciso realizar la medición previa destinada a establecer el umbral de operación del chip. Dicha potencia corresponde a la onda incidente del generador de

señales (o del generador interno del analizador vectorial) pero no es la que efectivamente absorbe el chip. Parte de la potencia incidente se refleja por efecto de la desadaptación entre las impedancias del chip y de la línea de alimentación. La potencia absorbida por el chip se obtuvo corrigiendo la potencia incidente mediante la expresión:

$$P_{th} = P_{inc}(1 - |S_{11}|^2). \quad (3.2)$$

La potencia umbral de encendido del chip luego de la corrección de la Ecuación 3.2 fue -18.05 dBm. A ese nivel de potencia la resistencia en paralelo medida fué 1600 Ohms y la reactancia capacitiva fue de 189.6 Ohms, que a la frecuencia de 915 MHz corresponde a una capacidad de 0.905 pF.

3.3. Procedimiento alternativo para la medición de la impedancia de un *chip* UHF RFID

La medición detallada en la sección precedente permite determinar el umbral de potencia de encendido del chip y la impedancia que presenta en dicho nivel. Sin embargo no se puede asegurar que el procesador está encendido y respondiendo a un comando mientras se realiza la medición. Otro inconveniente es que no permite medir la impedancia del chip cuando responde comandos al lector. Durante la respuesta al lector la impedancia del chip alterna entre dos estados que cambian la amplitud y fase de la onda reflejada y por lo tanto determinan el rango del enlace *tag*-lector. Niveles de potencia muy altos, por ejemplo cuando los *tags* están muy próximos al lector, pueden hacer que la impedancia del chip cambie de tal manera que el lector no detecte la respuesta. Algo similar ocurre con los *tags* semi pasivos en los cuales el rango del enlace directo (lector a *tag*) es alto porque el *tag* tiene su propia alimentación.

En esta sección se muestra la técnica alternativa desarrollada que permite medir la impedancia del chip tanto cuando recibe comandos del lector como cuando los responde.

Otra ventaja es que el procedimiento se realiza en un solo paso, es decir en la misma medición en que se detecta el umbral también se mide la impedancia del chip. El esquema explota una característica de los analizadores vectoriales modernos, que permiten al usuario acceder a sus generadores y detectores internos desde el panel frontal. Si se reemplaza el generador interno del analizador vectorial por la señal modulada con el comando *query* proveniente del generador de señales la medición se hace con la certeza que el procesador está detectando el comando.

El instrumental se dispone de acuerdo al esquema mostrado en la Figura 3.7 y se introducen cambios en la configuración de ambos instrumentos. En el analizador vectorial se remueve la conexión entre su receptor de medición y su generador interno, para reemplazar este último por la portadora modulada proveniente del generador de señales.

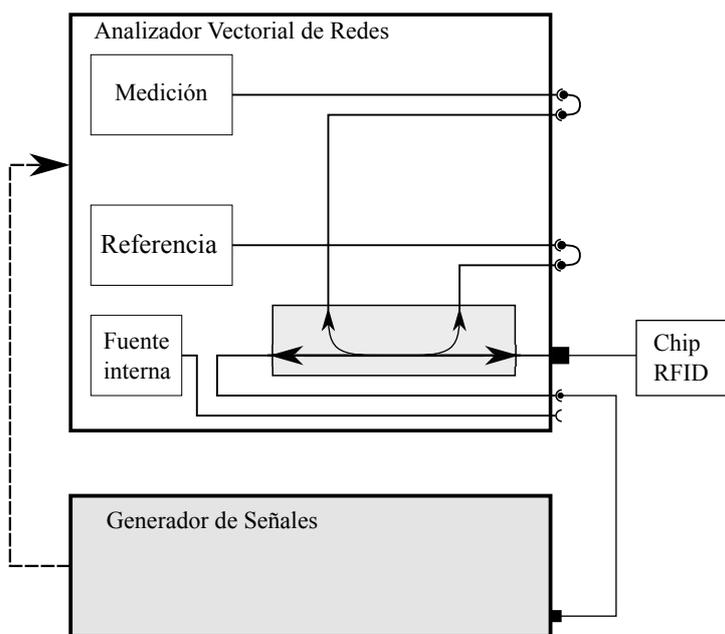


Figura 3.7: Diagrama de conexión del instrumental para caracterización de un chip UHF RFID. El analizador de redes mide el coeficiente de reflexión S_{11} del chip excitándolo con una portadora modulada por el comando *query* proveniente del generador de señales.

En la Figura 3.8 se muestra una fotografía del panel frontal del instrumento. En ella se aprecia la remoción del puente que conecta la fuente interna de *Port 1* y el ingreso de la señal de excitación proveniente del generador de señales a través del conector *in*. Es importante destacar que en este esquema no se necesita un acoplador direccional externo

para separar las ondas incidentes y reflejadas por el chip puesto que se utiliza el acoplador direccional interno del instrumento.



Figura 3.8: Fotografía del panel frontal del analizador vectorial. Se muestra la remoción del puente que permite el reemplazo del generador interno por el generador de señales externo.

Además se requieren cambios para medir el coeficiente de reflexión en cualquier instante durante el desarrollo de la secuencia del comando *query*. Para esto se programa el generador de señales para que emita un pulso de sincronismo por una de sus salidas auxiliares, que se conecta a la entrada de disparo externo del analizador vectorial (línea de trazos de la Figura 3.7). El pulso indica al analizador el momento a partir del cual realiza las mediciones. De esta forma cambiando el instante en que se genera el pulso se cambia el punto donde se mide la impedancia, pudiendo hacerlo antes del comando (*lead in*), durante su transmisión o cuando el chip responde (período *lead out*).

Utilizando la configuración de los instrumentos detallada previamente se realizaron mediciones para diferentes posiciones relativas del pulso de sincronismo dentro de la secuencia, y variando el nivel de potencia de la señal. En la Figura 3.9 se muestra una captura de pantalla del analizador vectorial para uno de los ensayos, correspondiente a la medición con el pulso ubicado a los 6,28 *mSeg* de iniciada la secuencia de encendido (período *lead out*), y para una potencia por debajo del umbral.

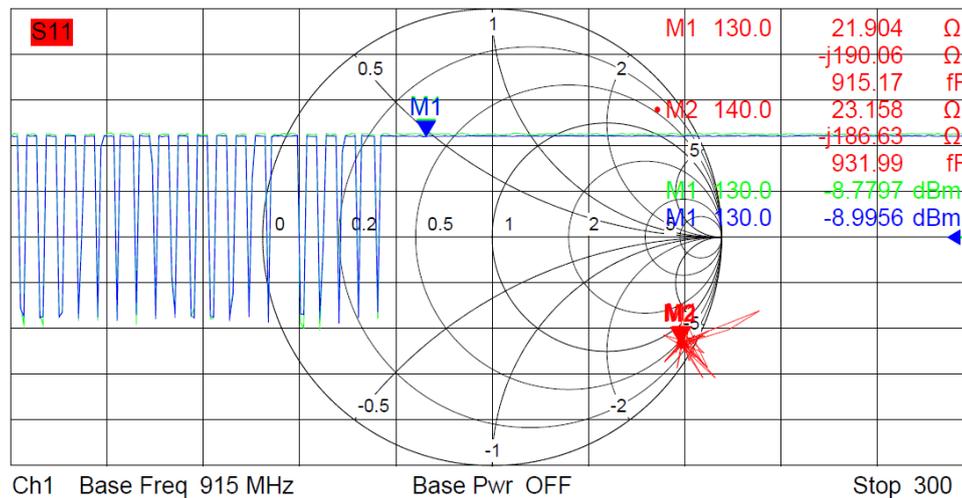


Figura 3.9: Captura de la pantalla del analizador vectorial cuando la potencia incidente es inferior al umbral de encendido. La traza verde corresponde a la onda incidente (a_1), la traza azul a la reflejada (b_1) y la roja a la medición del S_{11} . Las curvas muestran la parte final del comando *query* y el período *lead out*. Se puede apreciar que a ese nivel de potencia el chip no recibe energía suficiente para modular una respuesta.

En la imagen se puede observar los trazos correspondientes a las diferentes variables medidas en el ensayo. Las trazas color verde y azul muestran la potencia incidente y reflejada en el chip (a_1 y b_1), para 300 muestras tomadas entre los 6,28 *mSeg* y los 7,36 *mSeg* del comando de encendido *query*. Superpuesta en color rojo, sobre un Ábaco de Smith, la traza de la medición del coeficiente de reflexión S_{11} . En la traza color verde se observa el cambio de amplitud en función del tiempo de la onda incidente en la parte final del comando de encendido, y luego el comienzo del período *lead out* donde se produce la respuesta del chip cuando la potencia está por encima del umbral. La traza azul muestra la evolución temporal de la potencia reflejada. En este caso las variaciones de amplitud observadas se deben a los cambios en la potencia incidente y no a cambios en la impedancia del chip. Respecto de la traza color rojo, como se observa en el diagrama, durante el intervalo medido el coeficiente de reflexión del chip permanece constante, lo que indica que la potencia recibida no alcanza a encender sus circuitos y responder al comando *query*. También se aprecia en el diagrama una gran dispersión de los valores del S_{11} , e incluso que algunos de ellos se ubican fuera del Ábaco de Smith. Esto se debe a que algunas mediciones ocurren cuando la potencia incidente es muy baja por efecto de la modulación en amplitud

del comando *query*. Sobre el margen superior derecho de la imagen se observan los valores que toman las diferentes magnitudes medidas, en un marcador colocado en la muestra 130 de la secuencia.

En la Figura 3.10 se muestra una captura de pantalla en la medición posterior, en el umbral de potencia de encendido del chip.

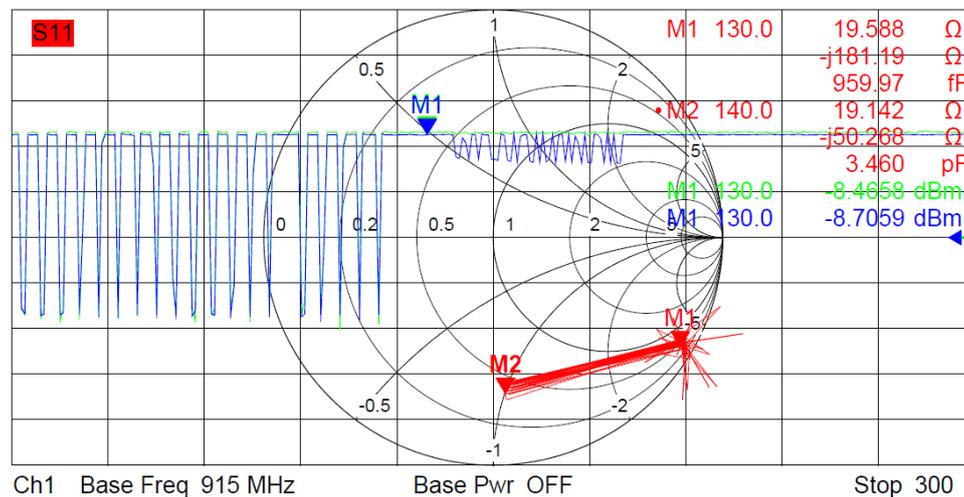


Figura 3.10: Captura de la pantalla del analizador vectorial para el umbral de potencia de encendido. Se puede apreciar la respuesta modulada en la onda reflejada (traza azul) y los cambios del coeficiente de reflexión S_{11} que indican el comando de respuesta RN16 por parte del chip.

A diferencia de la imagen previa, en este caso se aprecia la respuesta del chip al comando *query*. Por una parte, en la traza color azul, se observa la variación de la potencia reflejada mientras la potencia incidente (traza color verde) permanece constante. Ese cambio en la potencia reflejada mientras la potencia incidente permanece constante es producto del cambio del coeficiente de reflexión con el cual el chip modula su respuesta. El mismo efecto se observa también en la traza color rojo correspondiente al coeficiente de reflexión del chip, donde se advierte que el mismo alterna entre dos valores durante la modulación de la respuesta.

Los marcadores M1 se ubicaron sobre la muestra 130 de la medición, correspondiente al inicio del período *lead out*. En las dos primeras trazas dichos marcadores indican el nivel de potencia. En la medición del S_{11} se agregó un segundo marcador M2 sobre la muestra 140, correspondiente a uno de los momentos en que el chip conmuta la llave que

agrega un capacitor en paralelo para modular la respuesta. Para el nivel de potencia de -8.46 dBm, la potencia efectivamente absorbida por el chip (corregida con la medición de S_{11} y la Ecuación 3.2) fue de -18.22 dBm. Mientras que la impedancia del chip alterna entre 19.6-j189 Ohms y 19.14-j50.27 Ohms de acuerdo a la conmutación del capacitor de modulación de la respuesta.

Como se mencionó al inicio de esta sección, una de las ventajas de este procedimiento radica en que requiere menos instrumental, ya que no es necesario utilizar un acoplador direccional y un analizador de espectro para detectar el umbral. La otra ventaja, y que se desprende de la observación de las Figuras 3.9 y 3.10, es que el procedimiento se realiza en un solo paso. En efecto, aumentando progresivamente la potencia del generador se puede ver como el coeficiente de reflexión pasa de estar en un punto fijo (indicando la impedancia que presenta el circuito rectificador), a alternar entre dicho punto y otro correspondiente al efecto del capacitor en paralelo que modula la respuesta. Y simultáneamente, en la misma pantalla del instrumento, se mide el nivel de potencia al cual esto ocurre.

Con la misma configuración de los instrumentos, se realizó un ensayo adicional aumentando el nivel de potencia incidente en pasos de 1 dBm a partir de -8 dBm. Para cada nivel de potencia se midió el coeficiente de reflexión en 3 situaciones: Sin modular la portadora, y para los dos estados de conmutación del chip cuando se modula la portadora con el comando *query*.

En la Figura 3.11 se muestra la resistencia y reactancia capacitiva en paralelo (calculadas a partir del coeficiente de reflexión) en función de la potencia incidente para los tres estados: portadora sin modular en azul (asteriscos) y con portadora modulada por el comando *query*, sin conmutar el capacitor en la curva verde (línea de trazos) y con el capacitor conectado en rojo (trazo y punto). Como se puede apreciar en la figura no existen grandes diferencias en las impedancias cuando el chip recibe portadora sin modular (curva en azul) y cuando, durante la respuesta a un comando, no conmuta el capacitor de modulación de la respuesta (curva en verde). El resultado es compatible con la arquitectura de los chips RFID cuya impedancia de entrada está compuesta por una

resistencia que representa las pérdidas del rectificador y el consumo del procesador, un capacitor del multiplicador de tensión; y el capacitor que el chip conmuta para modular la respuesta.

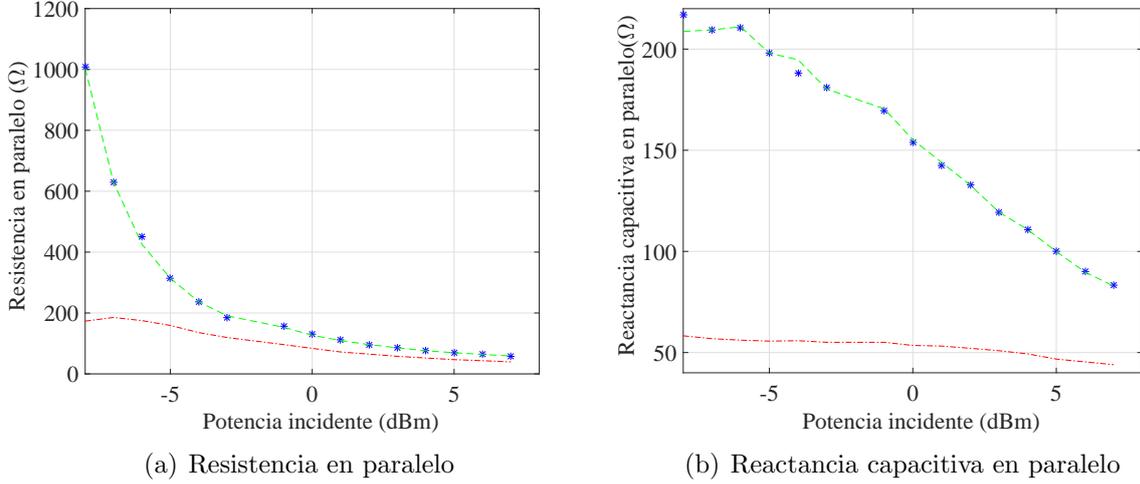


Figura 3.11: Resistencia y reactancia capacitiva en paralelo en función de la potencia incidente. La traza azul (asteriscos) corresponde al caso de la portadora sin modular. Las curvas verde (trazos) y roja (trazo y punto) corresponden a los dos estados del chip durante la respuesta al comando *query*.

Otro aspecto importante de esta última medición es que permite evaluar el rango de lectura de las comunicaciones de *tag* a lector, establecidas por el enlace reverso o *backscattered*. En este caso el rango lo determina la sensibilidad del lector para detectar los cambios en la onda reflejada, dados por la sección transversal del radar diferencial $\Delta\sigma$ (RCS *radar cross-section*) (Nikitin et al., 2007):

$$\Delta\sigma = \frac{\lambda^2 G^2}{4\pi} |\Gamma_h - \Gamma_l|^2, \quad (3.3)$$

donde G es la ganancia de la antena del *tag* y Γ_h y Γ_l son los coeficientes de reflexión entre la impedancia de la antena Z_a y el chip en ambos estados (con y sin el capacitor conmutado), calculados con la ecuación (Nikitin et al., 2007):

$$\Gamma_{h,l} = \frac{Z_{chip\ h,l} - Z_a^*}{Z_{chip\ h,l} + Z_a}. \quad (3.4)$$

A partir de las impedancias del chip en ambos estados durante la respuesta, y considerando una impedancia de antena de $18+j180$ Ohms (adaptación para máximo rango), se calcula el $\Delta\sigma$, cuya gráfica normalizada por el factor $(\frac{\lambda^2 G^2}{4\pi})$ se muestra en la Figura 3.12. Como se puede apreciar en la gráfica, para potencias incidentes muy elevadas (superiores a 0 dBm), la sección transversal del radar cae por debajo de la cuarta parte del valor que posee en la potencia umbral (-8 dBm). Un ejemplo de esta situación es cuando un *tag* se ubica muy próximo al lector y por efecto de la potencia elevada su respuesta cae de tal forma que puede ocasionar fallas de lectura.

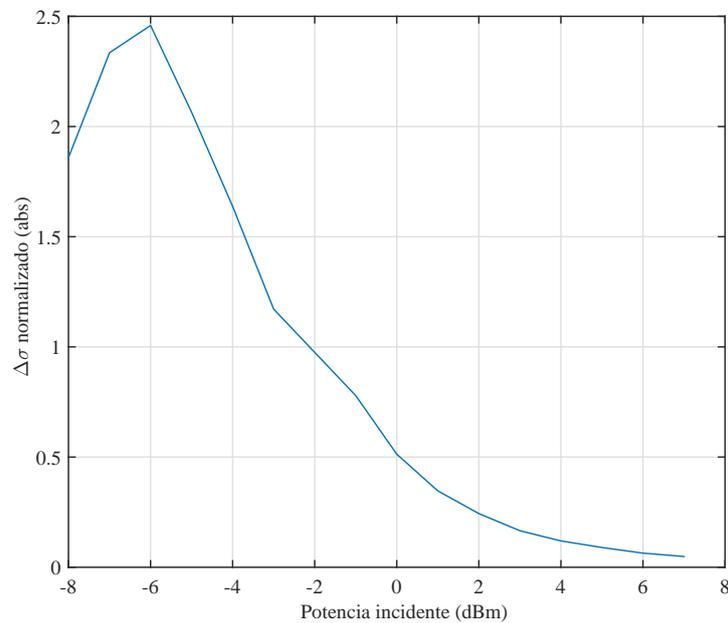


Figura 3.12: Cálculo de la sección transversal de radar diferencial a partir de las mediciones de la impedancia durante la respuesta del chip al comando *query* y para una impedancia de antena de $18+j180$ Ohms. Potencias incidentes muy elevadas (por ejemplo con *tags* muy cercanos al lector) pueden hacer caer la potencia reflejada por debajo de la sensibilidad del lector.

3.4. Resumen de las mediciones realizadas

Las mediciones descritas se hicieron sobre un chip Higgs 4 fabricado por la firma Alien Technology para *tags* destinados a la identificación de productos de venta masiva. Este circuito integrado está preparado para el mercado global, con frecuencias de operación de

860 a 960 MHz y compatibilidad total con las normas EPCGlobal Class-1 Generation-2 e ISO/IEC 18000-6C. El fabricante publica en la hoja de datos el umbral de potencia y la resistencia y capacidad de entrada (modelo en paralelo) a esa potencia y para la frecuencia de 915 MHz. En el caso del encapsulado SOT-323 del chip utilizado, el umbral de potencia publicado en su hojas de datos es -18.5 dBm, la resistencia de 1800 Ohms y la capacidad de 0.95 pF (Alien-Technology, 2007).

Las mediciones realizadas sobre el chip según los procedimientos descritos en la bibliografía permitieron determinar una resistencia de entrada de 1600 Ohms y una capacidad de 0.905 pF en el umbral de potencia de -18.05 dBm. Ambos valores fueron medidos en la frecuencia de trabajo de 915 MHz. Para las mediciones según el procedimiento desarrollado en esta tesis se obtuvo una resistencia de 1695 Ohms en paralelo con un capacitor de 0.948 pF cuando el chip está respondiendo comandos en uno de los estados de la respuesta; y una resistencia de 151 Ohms en paralelo con un capacitor de 3 pF en el otro. El valor de potencia umbral detectado con esta medición fue de -18.22 dBm.

3.5. Conclusiones del capítulo

El capítulo resume las mediciones realizadas sobre un chip comercial modelo Higgs 4 fabricado por la firma Alien. En primer lugar se desarrollaron mediciones reportadas en la literatura sobre el tema. Luego se describió un método (Peruzzi et al., 2015) que simplifica el procedimiento de medición, y además posibilita medir la impedancia cuando el chip responde comandos.

Los valores de impedancia medidos con ambos procedimientos concuerdan entre si, y también con los valores publicados por el fabricante del chip para el caso en que el capacitor de modulación está desconectado. Con respecto a los valores medidos de la impedancia durante la respuesta para el caso en que el chip conecta el capacitor, no hay reportes en la literatura y el fabricante, como se dijo, no los publica. Sin embargo la

resistencia y capacidad medidas son coherentes con el modelo circuital, compuesto de una llave que conecta a un capacitor en paralelo con la entrada del circuito.

La coincidencia de los valores medidos permiten concluir que el método desarrollado es ventajoso, en tanto con el mismo instrumental y en un procedimiento más simple se obtienen los mismos resultados que usando la técnica frecuente. Y además el método agrega la posibilidad de medir la impedancia cuando el chip recibe comandos, considerando que si bien los resultados no se pudieron contrastar con otras mediciones, los valores obtenidos son compatibles con el modelo circuital.

Capítulo 4

Diseño y caracterización de un balun para medición de antenas UHF RFID

Las antenas de los *tags* de UHF RFID se caracterizan por poseer una estructura balanceada e impedancias altamente inductivas, mientras que los instrumentos de medición poseen entradas desbalanceadas e impedancias reales (50 o 75 Ohms). Estas diferencias entre los instrumentos y las antenas de UHF RFID hacen que su medición sea una tarea compleja. Se trata de un problema semejante al de los chip RFID debido a que se deben medir coeficientes de reflexión en zonas donde el analizador de redes no brinda gran exactitud. Pero además en el caso de las antenas se debe garantizar la excitación perfectamente balanceada de su estructura.

En este capítulo se presenta un balun especialmente diseñado (Peruzzi et al., 2017) para hacer este tipo de mediciones. Comienza con un análisis de las ventajas y desventajas de las diferentes técnicas reportadas para abordar el problema. Luego se formula la propuesta del balun PCB. Se comentan todas las etapas de su diseño desde la elección de la topología hasta la construcción de un prototipo y la medición de sus parámetros *scattering*.

Sobre el final del capítulo se presenta la evaluación del prototipo del balun diseñado. Se muestran las mediciones de impedancia de un dipolo acoplado por lazo realizadas con el balun y con un accesorio basado en dos cables coaxiales (*test fixture*).

4.1. Transición de desbalanceado a balanceado

A diferencia de la mayoría de los equipos de comunicación, los *tags* de UHF RFID no requieren de cables que conecten antena y circuito integrado. Los terminales de entrada del chip se conectan directamente a los terminales de la antena para formar el *tag*. Sin embargo durante el proceso de diseño de la antena es necesario realizar mediciones para determinar sus parámetros, cuestión que obliga a intercalar una línea de transmisión entre la antena y el equipo de medición. La línea de alimentación influye en la forma que se establecen los campos electromagnéticos en la proximidad de la antena y en como se distribuyen sus corrientes de excitación. El efecto es doble ya que se alteran las corrientes que excitan la antena y además el cable funciona como reflector del campo radiado modificando su distribución espacial. Si las corrientes que circulan por el alimentador son de igual magnitud y sentido de circulación opuesto, es decir están perfectamente balanceadas, los campos generados por cada una de ellas se cancelan mutuamente en las zonas lejanas. Por ejemplo una línea de transmisión bifilar que alimenta un dipolo es una estructura simétrica, en la que cada conductor de alimentación posee la misma impedancia característica respecto del plano de tierra (ubicado entre ambos conductores), como también lo son las impedancias de las armaduras del dipolo.

Sin embargo en la transición entre una línea coaxil (desbalanceada) y un dipolo dicha simetría no se mantiene. En la Figura 4.1 se muestra un diagrama esquemático de la conexión de un cable coaxil a un dipolo que es útil para describir el problema. Por el cable coaxil se propaga una onda con corrientes I_+ e I_- balanceadas (igual magnitud y sentido opuesto) que alimenta los terminales D e I del dipolo. Dichas corrientes se desarrollan en la cara interna de la malla exterior y en la cara externa del conductor central utilizando

solo una pequeña sección de ambos conductores (efecto *skin*). La impedancia de cada terminal de la antena (puntos D e I) respecto de la cara externa de la malla del coaxil es diferente respecto de los puntos M y M', haciendo que las corrientes en las armaduras se desbalancen y se manifieste una corriente en la malla externa del coaxil (I_{me}). (La impedancia entre M e I es cercana a un corto circuito mientras que entre M' y D es un circuito abierto).

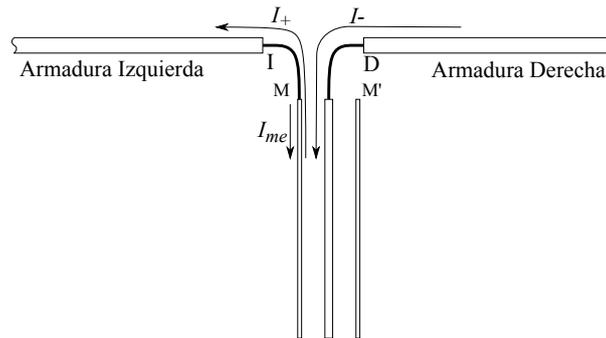


Figura 4.1: Diagrama esquemático de la transición entre un cable coaxil (desbalanceado) y un dipolo.

Una forma de visualizar este efecto es considerar la onda que se propaga por las caras internas del coaxil como una fuente de tensión ubicada entre los puntos D e I, y la antena como una estructura desbalanceada formada por la armadura derecha del dipolo y la armadura izquierda unida a la cara externa de la malla del coaxil (puntos I-M). Es decir como un dipolo asimétrico en el cual la corriente I_- de la armadura derecha es la suma de la corriente I_+ que se desarrolla en la armadura izquierda y la corriente I_{me} en la malla externa del coaxil (la malla externa es también una estructura metálica que irradia). El efecto es doble, por un lado el cambio en la distribución de las corrientes modifica la impedancia y el campo radiado por la antena. Por el otro la corriente en la malla irradia y por lo tanto también modifican la impedancia y la forma del patrón.

La solución habitualmente utilizada en los sistemas de comunicaciones es el agregado de una estructura que permita la transición entre las estructuras balanceadas y desbalanceadas, es decir un balun. Para la medición de antenas para *tags* de UHF RFID se han reportado distintas formas de hacerlas, las cuales se detallarán en la siguiente sección.

4.2. Técnicas de medición de antenas balanceadas de UHF RFID

Las puntas simples (*single ended*) o tipo GS (*Ground Signal*) son accesorios utilizados en las mediciones de radio frecuencia. Generalmente están construidas a partir de la extensión mediante dos terminales (*tips*) de la malla y conductor central de un cable coaxil. Poseen un elevado ancho de banda y bajas pérdidas y son usados en mediciones de componentes tanto en frecuencia como en tiempo (TDR *Time Domain reflectometry*). Sin embargo, por la forma de la transición en el extremo del coaxil, se produce el fenómeno detallado en la sección precedente y no se recomienda su uso para medición de impedancias (Kuo et al., 2008).

Una alternativa para alimentar las antenas en forma balanceada es por medio de balunes basados en transformadores con núcleo de ferrite. El transformador garantiza que las corrientes sobre el punto de conexión a la antena sean perfectamente balanceadas, y por ser de fácil construcción son muy utilizados en comunicaciones. Hay disponibles en el mercado gran variedad de estos dispositivos y con muy buen ancho de banda, sin embargo, por poseer elevadas pérdidas su uso es limitado en las mediciones de antenas de *tags* de UHF.

Una técnica muy precisa, basada en la teoría de la imagen, es la medición de un monopolo ubicado sobre un plano conductor perfecto. El patrón del monopolo colocado sobre el plano es igual al producido por el dipolo equivalente sin plano conductor. Con planos conductores de unas pocas longitudes de onda se obtienen mediciones de impedancia muy precisas. En Tikhov et al. (2005) por ejemplo, se la emplea para medir una antena de ranura. Lamentablemente la técnica, por su principio de funcionamiento, está restringida a antenas que posean una estructura con un plano de simetría.

Todas las técnicas mencionadas no evitan el error introducido por el propio cable alimentador. Como se mencionó en la sección precedente, el cable utilizado en la medi-

ción actúa de algún modo como reflector del campo irradiado por la antena, alterando su patrón de radiación y su impedancia de entrada. Para salvar este error se han probado dos métodos indirectos. Uno de ellos mide el RCS (*Radar Cross Section*) de la antena conectada a una carga conocida (Mats et al., 2009). En un trabajo reciente se utilizan *transceivers* de fibra óptica para conectar la antena al equipamiento de medición (Fukasawa et al., 2014).

Finalmente, para completar la enumeración de las distintas técnicas de medición, en el siguiente apartado se comentará sobre una de las técnicas más precisas para la medición de impedancias. En el procedimiento se utilizan dos puertos de un analizador vectorial conectados a la antena mediante un accesorio (*test fixture*) construido con dos cables coaxiales.

4.2.1. Medición con analizador vectorial de dos puertos

La técnica para medir antenas balanceadas con un analizador vectorial de dos puertos fue propuesta por Meys and Janssens (1998). Utilizaron un accesorio consistente en dos líneas *microstrip* de 50 Ohms con un plano de tierra común (*back to back*) entre los puertos del analizador y la antena a medir.

En la Figura 4.2 se muestra un diagrama esquemático del modelo. Cada terminal de la antena se conecta a los respectivos conductores de alimentación de los puertos del analizador vectorial. Los conductores de tierra de ambos alimentadores se unen entre sí (línea de trazos en el diagrama) formando un plano de tierra virtual entre las armaduras del dipolo. De esta forma la antena se analiza como una red de dos puertos.

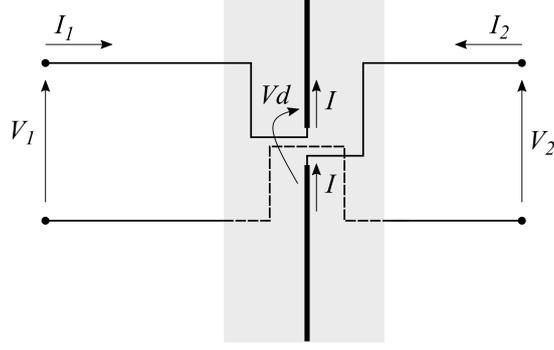


Figura 4.2: Diagrama esquemático de la medición con accesorio *test fixture*. Cada terminal de la antena se une al respectivo puerto del analizador vectorial manteniendo los conductores de tierra unidos entre sí. Los dos terminales de la antena y la tierra se consideran como una red de 2 puertos.

Con el modelo de la Figura 4.2 se puede hallar la impedancia en modo diferencial de la antena Z_d , en función de la tensión de alimentación $V_d = V_1 - V_2$ y de la corriente I en los terminales de la antena. Expresando la relación tensión corriente en los terminales de la antena en función de los parámetros impedancia:

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (4.1)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (4.2)$$

y reemplazando $I_1 = I$ y $I_2 = -I$ se puede hallar una expresión de la impedancia diferencial Z_d en función de los parámetros impedancia.

$$Z_d = \frac{V_d}{I} = Z_{11} - Z_{12} - Z_{21} + Z_{22}. \quad (4.3)$$

Luego, convirtiendo los parámetros impedancia en parámetros *scattering*, se llega a la expresión de la impedancia de la antena en función de los parámetros medidos con el analizador vectorial.

$$Z_d = \frac{2Z_0(1 - S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} - S_{12} - S_{21})}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}, \quad (4.4)$$

donde Z_0 es la impedancia característica de las líneas del accesorio de conexión (generalmente 50 Ohms).

Uno de los inconvenientes de este método es que se debe hacer una calibración para eliminar las pérdidas y retardos de fase de los tramos de línea *microstrip* del accesorio. Palmer and van Rooyen (2006) proponen reemplazar las líneas *microstrip* por dos cables coaxiales semi rígidos. En la Figura 4.3 se muestra el esquema de conexión y el detalle del *test fixture* compuesto por dos coaxiales de bajas pérdidas unidos en sus mallas. La ventaja de esta propuesta es que se puede medir con mayor exactitud las pérdidas y retardos de fase en los coaxiales que en las líneas *microstrip*.

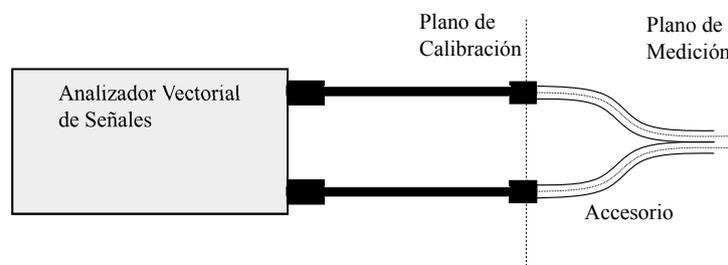


Figura 4.3: Diagrama esquemático del *test fixture* construido con coaxiales.

En la medición de antenas de *tags* de UHF RFID el método se ha utilizado con diferentes variantes en cuanto al manejo de los errores introducidos por el accesorio. Por ejemplo en (Qing et al., 2009) se calibra el cable con una medición a circuito abierto (*port extension*). En (Zhu et al., 2010) se hace una medición en modo mixto (combinación de parámetros S en modo común y modo diferencial) y se calibra el accesorio con 3 cables, uno terminado en corto circuito, otro en circuito abierto y otro con una resistencia de 50 Ohms.

En varias de las mediciones de estructuras balanceadas que se hicieron como parte de los trabajos de esta tesis se utilizó el procedimiento detallado en los párrafos previos con pequeñas modificaciones. El accesorio se construyó con secciones de cable coaxial de bajas pérdidas RG 174 de 120 mm de largo y con sendos conectores SMA Hembra en uno de los extremos. Ambos conectores se montaron sobre una placa de material FR-4, y en el

extremo opuesto se soldaron las mallas de los cables dejando libres los alambres de los conductores centrales. En la Figura 4.4 se muestra una fotografía del *test fixture*.

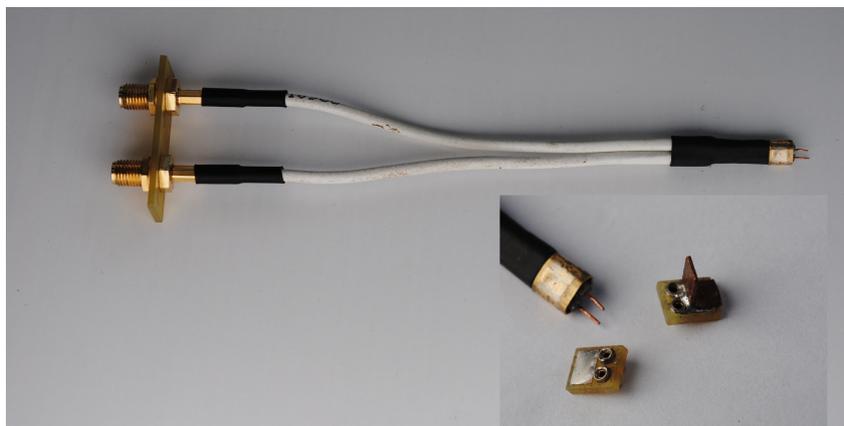


Figura 4.4: Fotografía del accesorio de medición (*test fixture*) utilizado para medir estructuras balanceadas. En la ampliación se observa el detalle de las terminaciones en cortocircuito y circuito abierto utilizadas para eliminar las pérdidas y retardos de fase ocasionados por los coaxiales.

Las mediciones se realizaron con un analizador vectorial de redes Rohde & Schwarz ZVA24 que permite la operación en modo mixto, es decir la medición automática de parámetros *scattering* en forma diferencial combinando en un puerto virtual las mediciones de dos puertos físicos (*virtual port mode*). Para eliminar los errores ocasionados por las pérdidas y retardos del accesorio se construyeron especialmente dos terminaciones, cortocircuito y circuito abierto, sobre un bloque en FR-4 y con dos zócalos cilíndricos para conectarse a los conductores del accesorio (ver detalle ampliado en la Figura 4.4).

4.3. Medición de antenas de *tags* UHF RFID con un balun PCB

Como se mencionó antes, una de las técnicas utilizadas para medir impedancias de antenas balanceadas es por medio de un balun con núcleo de ferrite. El principal activo del balun de ferrite es que permite que las corrientes de alimentación de la antena sean perfectamente balanceadas, y su principal desventaja es que por las pérdidas que agrega

degrada la medición de la impedancia.

Una alternativa poco explorada es el uso como accesorio de medición de balunes construidos en placas de circuito impreso PCB (*printed circuit board*). Como componentes de circuitos, son dispositivos de uso muy frecuente en los sistemas de comunicación, por ejemplo para alimentar antenas balanceadas a partir de amplificadores desbalanceados (*single ended*). Entre sus principales ventajas se puede mencionar que son fáciles de fabricar, con bajo costo de materiales y pocas pérdidas.

La Figura 4.5 muestra el esquema de medición con un balun, en el cual se mide el coeficiente de reflexión Γ_e en su entrada, con la antena conectada sobre su salida balanceada. Luego, a partir de los parámetros *scattering* del balun y de la medición de Γ_e , se “extrae” (*de embedding*) el valor del coeficiente de reflexión de la antena Γ_a y posteriormente su impedancia.

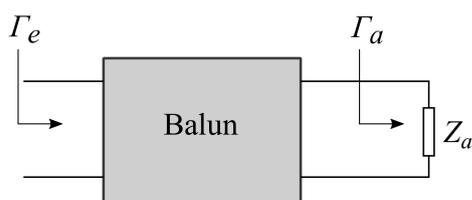


Figura 4.5: Esquema de medición de una antena con un balun PCB. El coeficiente de reflexión de la antena se extrae de los parámetros S del balun y la medición del coeficiente de reflexión a la entrada del balun.

El balun PCB se puede considerar un adaptador entre las impedancias de la antena del *tag*, fuertemente inductiva y con baja resistencia, y la del instrumento de medición, de 50 Ohms resistivos. Concebido con este criterio permite realizar las mediciones dentro del rango de impedancias donde el instrumento tiene mayor exactitud, pudiendo superar la que se obtiene con la medición diferencial.

En esta propuesta de medición el balun tiene un uso dual. Por un lado garantiza la excitación de las corrientes balanceadas que es fundamental en la medición del campo radiado. Por otra parte permite medir la impedancia de la antena con una precisión equivalente a la que brinda la medición con el accesorio y dos puertos del analizador. En

la siguiente sección se presentará el modelo del balun.

4.4. Modelo del balun para medición de antenas de *tags* UHF RFID

Hay dos cuestiones centrales en la forma de construir un balun PCB: el tipo de líneas que utiliza y la forma en que se vinculan eléctricamente. Respecto de la línea del lado desbalanceado (sección que se conecta al instrumento), la misma se puede implementar mediante líneas *microstrip*, *stripline* o guía de onda coplanar CPW (*Coplanar Wave Guide*). En tanto el lado balanceado se puede hacer con pistas coplanares *coplanar stripline* (dos líneas sobre la misma cara del PCB), con pistas paralelas *parallel stripline* (dos líneas en ambas caras del PCB) o con una línea ranurada (*slotline*).

En cuanto a la forma en que ambas líneas se unen entre sí hay dos esquemas posibles, a través de una transición gradual o bloqueando las corrientes de retorno. Las transiciones graduales se hacen mediante un cambio progresivo de la geometría de las líneas. Una de las formas más frecuentes es la transición de una línea *microstrip* en una línea *stripline*, usada en la alimentación de antenas de banda ancha tipo espiral o Vivaldi. En general para ser efectivas requieren dimensiones de varias longitudes de onda. El otro esquema utiliza una estructura resonante para elevar la impedancia del camino de retorno de las corrientes hacia el conductor de tierra. Generalmente se utiliza un *stub* de $\lambda/4$ terminado en cortocircuito, que limita su ancho de banda por debajo del 10%.

Esta última es la estrategia elegida en esta tesis. La Figura 4.6 muestra un diagrama esquemático del balun. Sobre el lateral izquierdo se ubican los elementos correspondientes a la línea desbalanceada tipo *microstrip*, con el conductor central (de color oscuro en el diagrama) ubicado en la cara superior y el plano de tierra en la cara inferior (color claro en el diagrama). En el lateral derecho, sobre la cara inferior, se ubica la línea balanceada que alimenta la antena.

La transición entre ambas líneas se hace mediante un pin metálico que une el extremo

de la línea *microstrip* al plano de tierra. En el plano de tierra se inserta una ranura de longitud $\lambda_g/4$, que se despliega hacia la izquierda a partir del punto de unión entre ambas líneas. De esta forma la pista de la línea *microstrip* se transforma en una de las pistas (L en el diagrama) de la línea balanceada, y ambas pistas de la línea balanceada confluyen en el plano de tierra, aisladas entre sí por la elevada impedancia de la ranura $\lambda_g/4$.

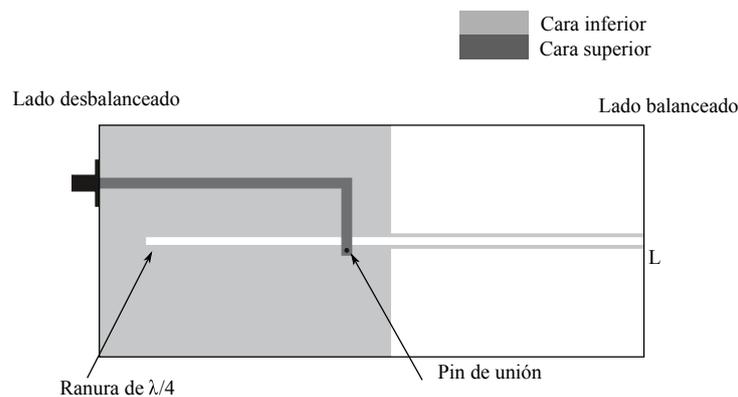


Figura 4.6: Diagrama esquemático del balun. El lado izquierdo corresponde a la línea *microstrip* que se conecta al instrumento a través del conector SMA. Sobre el lado derecho se ubica la línea balanceada que se conecta a la antena. La pista *microstrip* se une mediante un pin soldado al plano de tierra, en el que se despliega una ranura de longitud $\lambda_g/4$ hacia la izquierda, y hacia la derecha se transforma en la pista L de la línea balanceada, quedando ambos conductores de la línea balanceada aislados por la alta impedancia de la ranura.

La Figura 4.7 muestra el circuito equivalente del circuito del balun, compuesto por: un tramo de línea desbalanceada de impedancia característica Z_{0d} , una línea balanceada de impedancia característica Z_{0b} , y en la unión entre ambas una impedancia Z_s que representa al *stub* de $\lambda_g/4$ terminado en cortocircuito.

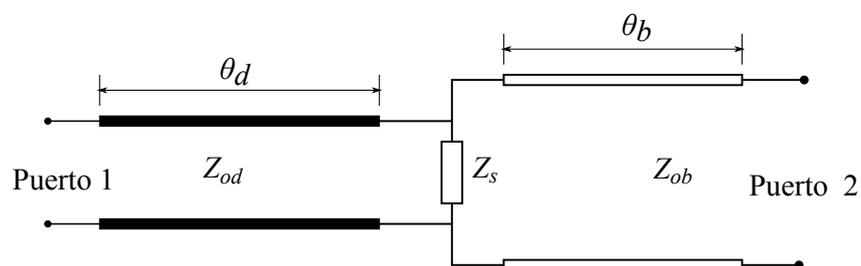


Figura 4.7: Modelo del balun consistente en una línea desbalanceada de impedancia Z_{0d} , una línea balanceada Z_{0b} con el *stub* de $\lambda/4$ en paralelo.

El circuito de la figura permite hallar los parámetros *scattering* del balun. Desprecian-

do las pérdidas en ambas líneas, el efecto de los elementos concentrados que modelan la transición entre líneas (inductancia del tramo de pista que cruza sobre el stub y el pin de unión) y considerando la impedancia del *stub* Z_s como un circuito abierto, los parámetros son:

$$S_{11} = \Gamma e^{-2j\theta_d}, \quad (4.5)$$

$$S_{22} = -\Gamma e^{-2j\theta_b}, \quad (4.6)$$

$$S_{21} = \sqrt{1 - \Gamma^2} e^{-j(\theta_d + \theta_b)}, \quad (4.7)$$

$$S_{12} = S_{21}. \quad (4.8)$$

Donde θ_d y θ_b son los retardos de fase en cada línea y Γ es el coeficiente de reflexión entre las líneas desbalanceada y balanceada, dado por:

$$\Gamma = \frac{Z_{0b} - Z_{0d}}{Z_{0b} + Z_{0d}}. \quad (4.9)$$

Como se ha mencionado, el balun se concibió como un instrumento para medir impedancias de *tags* UHF RFID alternativo al método con dos puertos. Una antena para un *tag* basado en el chip Higgs 4 tiene un módulo del coeficiente de reflexión de 0.92 si se mide de esa forma (se debe computar con una impedancia característica de $2Z_0$ o 100 Ohms), y se tomó ese valor como referencia para diseñar el balun.

Partiendo de la ecuación que establece el coeficiente de reflexión a la entrada de un cuadripolo, S'_{11} , en función de sus parámetros *scattering* y del coeficiente de reflexión en la carga, Γ_l :

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{12}\Gamma_l}{1 - S_{22}\Gamma_l}, \quad (4.10)$$

y reemplazando en ella los parámetros S del balun por los obtenidos en las Ecuaciones 4.5 a 4.8, S'_{11} por Γ_e (coeficiente de reflexión a medir) y Γ_l por Γ_a (coeficiente de reflexión de la antena sobre línea balanceada de salida) se obtiene la ecuación:

$$\Gamma_e = \Gamma e^{-2j\theta_a} + \frac{(1 - \Gamma)(1 + \Gamma)e^{-2j(\theta_b + \theta_a)}\Gamma_a}{1 + \Gamma_a\Gamma e^{-2j\theta_b}}, \quad (4.11)$$

que relaciona el coeficiente de reflexión Γ_e con los parámetros Γ , θ_a y θ_b determinados por las dimensiones del balun.

A partir de esa expresión se pueden encontrar las dimensiones del balun que permiten minimizar el coeficiente de reflexión en su entrada. Extrayendo como factor común el término $e^{-2j\theta_a}$ y operando algebraicamente se obtiene:

$$|\Gamma_e| = \left| \frac{\Gamma + \Gamma_a e^{-2j\theta_b}}{1 + \Gamma\Gamma_a e^{-2j\theta_b}} \right|. \quad (4.12)$$

Como se puede apreciar, la condición ideal $\Gamma_e = 0$ (adaptación perfecta) ocurre cuando los módulos de ambos coeficientes de reflexión, $|\Gamma_a|$ y $|\Gamma|$, son iguales y las fases de los dos términos del numerador difieren en 180 grados, es decir cuando se cumple que:

- Γ es positivo y la diferencia entre la fase del coeficiente Γ_a y la longitud eléctrica de la línea balanceada $-2j\theta_b$ es 180 grados.
- Γ es negativo y la diferencia entre la fase del coeficiente Γ_a y la longitud eléctrica de la línea balanceada $-2j\theta_b$ es 0 grado.

En la Figura 4.8 se muestra un gráfico de la Ecuación 4.12 para una impedancia de antena de $18 + j180$ Ohms, el valor óptimo para un chip Higgs 4, y para una impedancia de la línea balanceada de 180 Ohms. En la gráfica se pueden apreciar claramente que las dos condiciones de coeficiente nulo ocurren cuando $\Gamma = 0,9$ y la longitud eléctrica de la línea balanceada es 135 grados, o cuando $\Gamma = -0,9$ y la longitud eléctrica de la línea balanceada es 45 grados.

En la práctica es extremadamente difícil llegar a $|\Gamma_e| = 0$ porque para ello el coeficiente de reflexión entre ambas líneas Γ debe ser 0.9, o lo que es equivalente sus impedancias características deben tener una relación 19:1. Sin embargo, para impedancias no tan distantes entre sí, es posible reducir el $|\Gamma_e|$ considerablemente cuando Γ es positivo (Γ negativo implica que la impedancia de la línea balanceada es mucho menor que la de la línea desbalanceada).

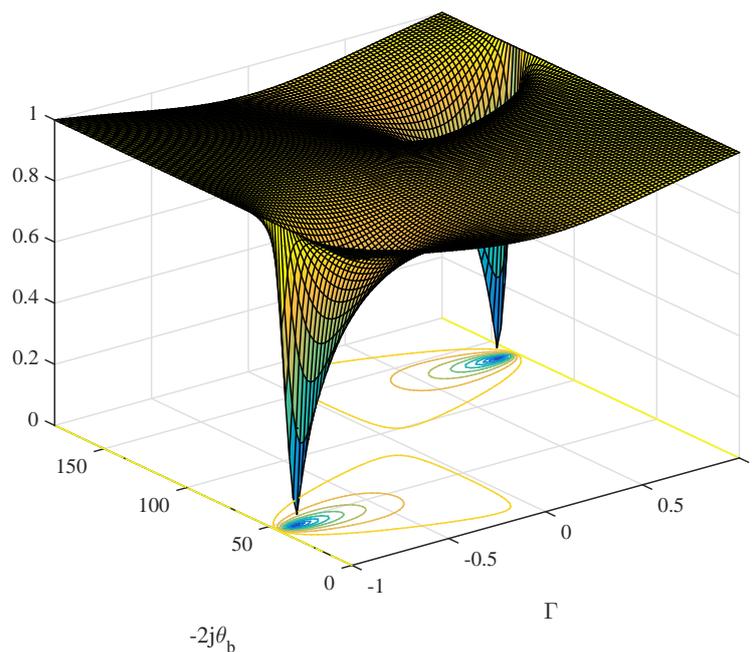


Figura 4.8: Módulo del coeficiente de reflexión a la entrada del balun en función de Γ y la longitud eléctrica de la línea balanceada $-2j\theta_b$. Se aprecian en la figura que las dos condiciones de mínimo se dan cuando el módulo de Γ es 0.9 y las longitudes eléctricas de la línea balanceada son 135 y 45 grados.

En la Figura 4.9 se muestra un gráfico de isolíneas del módulo del coeficiente de reflexión a la entrada del balun en función de la impedancia característica de la línea desbalanceada y del retardo de fase de la línea balanceada. El gráfico se hizo considerando que la impedancia característica de la línea balanceada es 180 Ohms y el retardo de fase se ubica en torno de los 135 grados. Como se puede apreciar en el gráfico, si la impedancia característica de la línea desbalanceada es de 30 a 80 Ohms (Eje x), valores alcanzables con líneas *microstrip*, los módulos del coeficiente de reflexión varían entre 0.5 y 0.8 para

un defasaje de 135 grados.

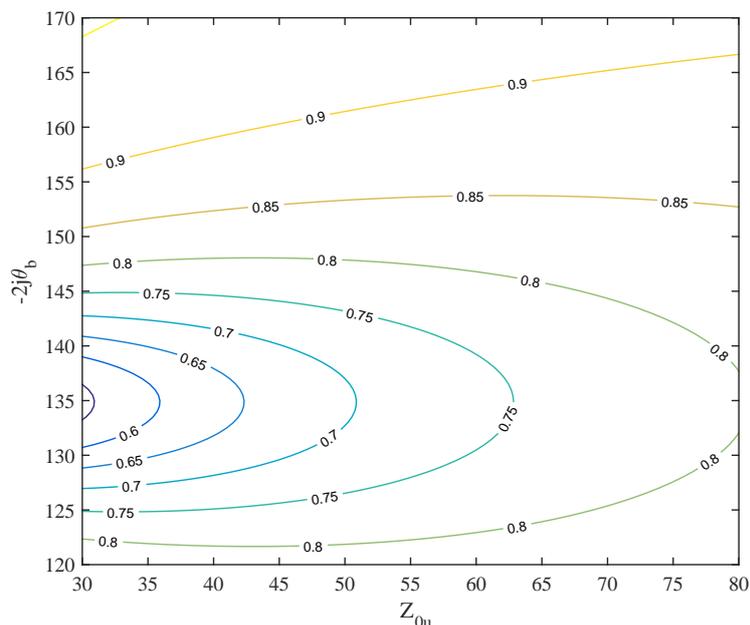


Figura 4.9: Isolíneas del módulo del coeficiente de reflexión a la entrada del balun en función de la impedancia característica de la línea desbalanceada y del retardo de fase de la línea balanceada. Con líneas microstrip de 30 a 80 Ohms se pueden lograr módulos de $|\Gamma_e|$ entre 0.5 y 0.8.

En base al análisis detallado se resumen en el siguiente listado los criterios utilizados para el diseño del balun con el simulador:

- La impedancia característica de la línea balanceada de 180 Ohms minimiza el módulo del coeficiente de reflexión entre la antena y la línea balanceada del balun.
- La longitud de la línea balanceada de $3/8\lambda$ hace que la diferencia entre la fase de Γ_a y la introducida por la línea balanceada sea de 180 grados.
- Mínima longitud de la línea microstrip (dentro de los límites que la topología permiten ya que su longitud debe ser mayor a la ranura del plano de tierra).
- Impedancia característica de la línea microstrip de 50 Ohms (impedancias cercanas a 30 Ohms requieren pistas muy anchas para el dieléctrico utilizado).

4.5. Diseño del balun

Las dimensiones del balun se hallaron con la asistencia del programa de simulación electromagnética MWS CST. La primera etapa consistió en la confección de un modelo del dispositivo, con el mayor nivel de detalle posible, pero sin que este represente un aumento significativo del tiempo de procesamiento para la solución de los campos electromagnéticos.

En ese sentido se incorporó al modelo el conector tipo SMA de alimentación, pero en él no se incluyeron detalles constructivos del pin de alimentación, o de la cavidad entre el pin y su cuerpo exterior. En el puerto de alimentación balanceada no se incluyeron los zócalos cilíndricos para la conexión del balun a la antena o al instrumental de medición. Ambos elementos, por sus pequeñas dimensiones, generan grillas con elevado números de puntos de resolución de las ecuaciones de campo.

Respecto de las constantes de los materiales seleccionados (permitividad del dieléctrico FR-4 y Teflón en la cavidad del conector SMA y la conductividad del cobre), se utilizaron los valores provistos por el propio programa . En ambos puertos de alimentación del modelo (lados balanceado y desbalanceado) se utilizó excitación tipo guía de onda. Si bien en el simulador es más sencillo la alimentación mediante puertos concentrados, estos no brindan información sobre las constantes de propagación de la línea que alimentan.

El simulador se configuró para que resuelva las ecuaciones de Maxwell en el dominio de frecuencias sobre una malla tetraédrica (*Frequency Domain Solver* según la terminología del fabricante). Las simulaciones se realizaron para determinar los parámetros *scattering* en el rango de frecuencias entre 860 Mhz y 960 Mhz.

Siguiendo los criterios detallados en la sección previa se obtuvieron primero las dimensiones de la línea balanceada. Se trabajó cambiando el ancho y separación de las pistas hasta llegar a una impedancia característica próxima a los 180 Ohms. Luego, con la información de la velocidad de propagación de la línea (proporcionado por el programa), se fijó su longitud total en $3/8\lambda$ a la frecuencia central de 915 MHz.

Posteriormente se determinó el largo de la ranura del plano de tierra. En el Gráfico 4.10 se muestra una captura de pantalla del simulador con la distribución de las corrientes en la frecuencia central de trabajo.

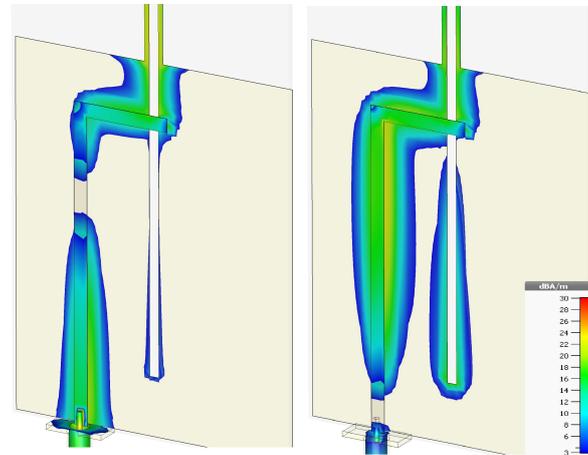


Figura 4.10: Captura de pantalla del simulador CST durante el dimensionamiento de la ranura. En la imagen de la derecha se aprecia que en el pin de unión de ambas líneas las corrientes producidas por la fuente del extremo balanceado son nulas, indicando un punto de alta impedancia.

La imagen de la izquierda muestra la densidad de corriente producida por la alimentación de la línea desbalanceada en tanto la imagen del lado derecho corresponde a la alimentación de la línea balanceada. Las corrientes están expresadas en dBA/m siguiendo la escala de colores de la figura. Para ambas fuentes de excitación se observa que las corrientes son nulas en el sector donde se ubica el pin que une la pista microstrip al plano de tierra, indicando que se trata de un punto con alta impedancia. También se puede apreciar que para la alimentación de la línea balanceada las corrientes son máximas en el extremo en corto circuito de la ranura que forma el stub de $\lambda/4$.

Finalmente se dimensionó la pista *microstrip*. Para ello se construyó un segundo modelo del balun, en este caso reemplazando el conector SMA por un puerto de guía de onda aplicado a la pista *microstrip*. Esta modificación permitió evaluar la impedancia y velocidad de propagación de la línea *microstrip* (caso contrario el simulador brinda estos datos sobre el conector coaxial).

Luego de varias simulaciones, se obtuvo un ancho de pista de 2.8 mm, con una impe-

dancia característica de 50 Ohms. Valores más bajos de impedancia hubiesen requerido pistas de mayor ancho, haciendo más complejo el diseño del sector donde la pista se conecta al pin. También se prolongó el plano de tierra debajo de la pista en el sector donde ésta cruza sobre la ranura, para evitar distorsiones en la impedancia de la línea en ese sector.

En la Figura 4.11 se muestra un diagrama del balun con la dimensiones físicas obtenidas en las diferentes etapas del desarrollo: largo total 140 mm, ancho 60 mm, ancho de la pista *microstrip* 2.8 mm, separación de líneas coplanares 2 mm, ancho de las pistas coplanares 1 mm, largo de la ranura desde el pin de conexión 51.6 mm.

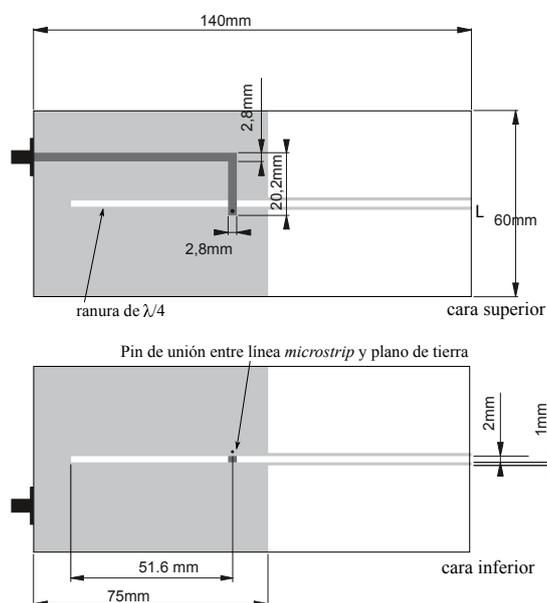


Figura 4.11: Principales dimensiones del prototipo de balun determinadas por simulación.

Las restantes dimensiones del prototipo son: Espesor de la placa FR-4 1.5 mm y espesor de las pista de cobre 0.035 mm. Para dichas dimensiones el simulador obtuvo una impedancia característica de la línea balanceada de 196Ω y un $\epsilon_{eff} = 2,2693$, que a la frecuencia de operación (915 MHz) significa una longitud de onda de 217.5 mm.

Utilizando las dimensiones obtenidas con el programa de simulación se construyó un prototipo del balun, al cual se le midieron sus parámetros *scattering*. Los detalles de esta etapa del desarrollo del balun se comentan en la siguiente sección.

4.6. Medición de los parámetros *scattering* del balun

Para utilizar el balun como instrumento de medición de impedancias, se debieron medir previamente sus parámetros *scattering*. Por la propia naturaleza del balun, que tiene uno de sus puertos balanceados, esta tarea remite a los mismos problemas que la medición de una antena balanceada. Por la precisión que brinda en comparación a otros métodos, las mediciones sobre el lado balanceado del balun se hicieron de acuerdo al procedimiento detallado en la Sección 4.2.1.

En la Figura 4.12 se observa una fotografía del instrumental y el balun tal como se los dispuso durante la medición. Sobre el extremo de la línea balanceada del balun se soldaron dos pequeños zócalos cilíndricos, cuyo diámetro interior permitió el contacto con los *tips* del accesorio diferencial. Los parámetros *scattering* se midieron entre 860 y 960 MHz y referidos a una impedancia característica de 50 Ohms utilizando 3 puertos del analizador vectorial ZVA 24.

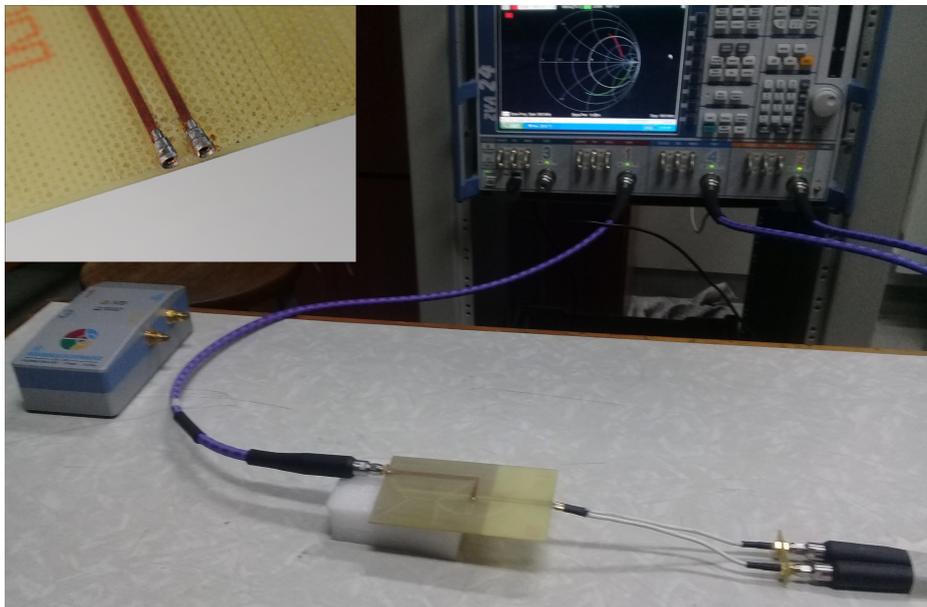


Figura 4.12: Disposición de los instrumentos durante la medición de los parámetros *scattering* del balun. En la imagen ampliada (arriba a la izquierda) se observa el detalle de los zócalos de conexión del balun.

En la Figura 4.13 se muestran los parámetros *scattering* del balun medidos y ob-

tenidos por simulación durante el diseño. Las trazas en línea llena corresponden a las mediciones (S_{11} en azul, S_{22} en verde y S_{21} en rojo) y en línea de trazos corresponden a las simulaciones.

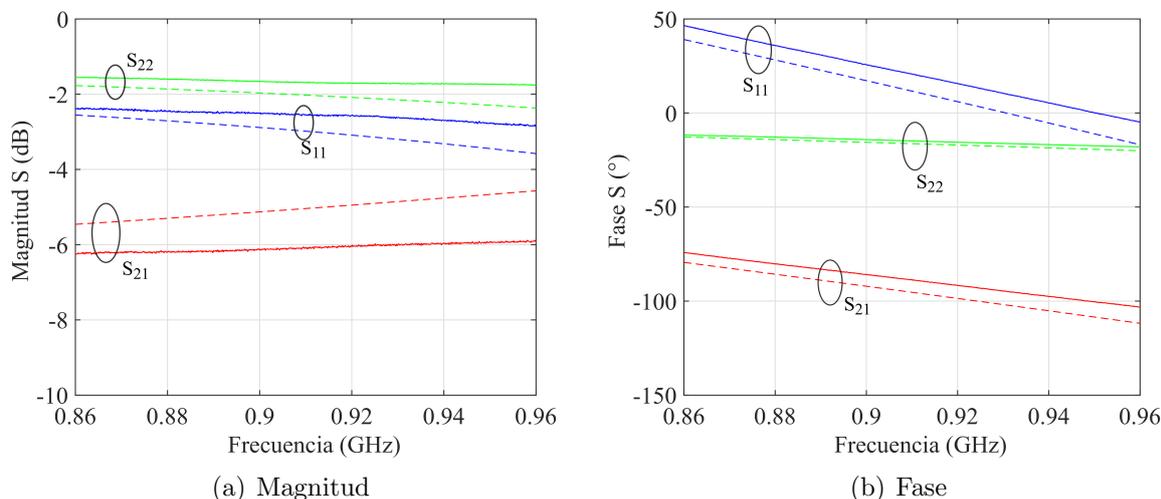


Figura 4.13: Magnitud y fase de los parámetros *scattering* del balun en función de la frecuencia. S_{11} en azul, S_{22} en verde y S_{21} en rojo, las curvas en línea llena corresponden a mediciones y en línea de trazo a simulaciones.

Como se aprecia en los gráficos, los valores simulados y medidos presentan pequeñas diferencias, sobre todo en la fase de los parámetros S_{11} y S_{12} , y en el módulo de S_{22} . En el contexto del problema, la extracción de la impedancia de la antena, el dato importante son los parámetros medidos, y por lo tanto se evaluó que dichas diferencias como aceptables para el nivel de detalle del modelo utilizado. En la próxima sección se comentan las mediciones realizadas a una antena para evaluar las prestaciones del balun como accesorio de medición.

4.7. Medición de la impedancia de una antena con el balun

Para evaluar las prestaciones del balun propuesto se hicieron un conjunto de mediciones de contraste. Con ese fin se diseñó y construyó un dipolo acoplado con lazo en PCB

cuya impedancia de entrada es de $30+j260$ Ohms cuyos detalles se muestran en el Anexo A. Se montó el balun sobre un trípode de madera, y en su extremo se colocó el dipolo lazo uniendo los zócalos cilíndricos con alambres de cobre.

Luego de la calibración del instrumento, se tomaron 201 medidas del coeficiente de reflexión a la entrada del balun entre 860 y 960 MHz. A partir de los valores medidos del coeficiente de reflexión Γ_e , y de los parámetros *scattering* del balun (previamente medidos), se obtuvo el coeficiente de reflexión de la antena Γ_a , con la ecuación:

$$\Gamma_a = \frac{\Gamma_e - S_{11}}{S_{22}(\Gamma_e - S_{11}) + S_{12}^2}, \quad (4.13)$$

obtenida a partir de la Ecuación 4.11. La impedancia de la antena Z_a se calculó a partir del coeficiente de reflexión (extraído de la medición con el balun) según:

$$Z_a = Z_0 \frac{1 + \Gamma_a}{1 - \Gamma_a}. \quad (4.14)$$

donde Z_0 es 50 Ohms (todas las mediciones se refirieron a dicha impedancia característica).

Luego se hicieron las mediciones de la impedancia de la antena utilizando el método de medición con el *test fixture*. En las siguientes figuras se muestran los resultados obtenidos con ambos métodos de medición y por simulación.

En la Figura 4.14 se muestran las curvas de resistencia y reactancia de entrada en función de la frecuencia. Las trazas en azul corresponden a la medición con el balun, las rojas (trazos y puntos) a la medición con el accesorio y las verdes a las del programa de simulación (trazas).

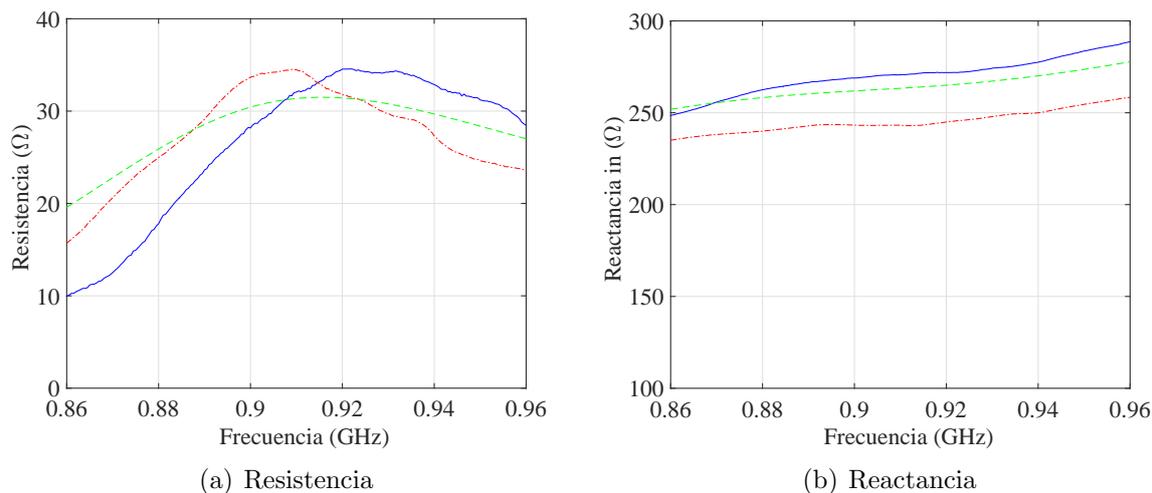


Figura 4.14: Impedancia de entrada de la antena de prueba en función de la frecuencia. Las curvas en azul corresponden a la medición con el balun, las curvas en rojo (trazas y puntos) a la medición con el accesorio y en verde (trazos) a la simulación.

Como se puede apreciar en las gráficas, las curvas son cualitativamente similares, con diferencias del orden del 12 % en las resistencias máximas, que en el caso del balun se dan para una frecuencia de 920 MHz, 5 MHz por encima de la frecuencia de la resistencia máxima por simulación, y 5 MHz por debajo en la medición diferencial. En cuanto a las curvas de la reactancia, las diferencias son menores, del orden del 8 % a lo largo de la banda de frecuencias. En la frecuencia de 915 MHz la resistencia medida fue de 33 Ohms (por ambos métodos se obtuvo el mismo valor) y la obtenida por simulación fue de 31,5 Ohms; en tanto para las mediciones de la reactancia los valores determinados fueron de 270 Ohms mediante el balun, 243 Ohms con el accesorio y 264 Ohms en la simulación.

4.8. Verificación del bloqueo de corrientes de malla

Para completar la evaluación del balun propuesto, se realizó un ensayo para determinar su efectividad en el bloqueo de las corrientes en la malla del cable coaxil de alimentación. Como se mencionó al inicio del capítulo, si la antena balanceada no se alimenta con corrientes de igual módulo y fases opuestas, el desequilibrio entre ellas circula por la malla externa del cable coaxil.

La medición directa de dichas corrientes requiere de instrumental muy específico, como por ejemplo el utilizado para evaluar un balun para medición de antenas de teléfonos celulares en (Icheln et al., 2004). Para evaluar la presencia de corrientes en modo común en la malla se utilizó un procedimiento indirecto mediante núcleos de transformadores de ferrite.

Se repitieron las mediciones del balun con el dipolo lazo conectado sobre su salida balanceada, pero en este caso colocando núcleos toroidales de ferrite sobre el cable coaxil de alimentación. En la Figura 4.15 se muestra una fotografía de la disposición de los elementos en la medición.

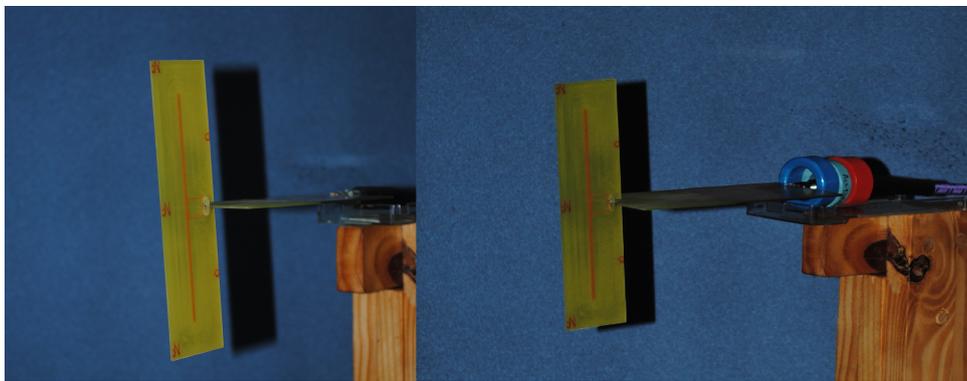


Figura 4.15: Esquema de medición del balun. En la fotografía de la derecha se aprecian los núcleos de ferrite colocados sobre el cable coaxil del instrumento para verificar el bloqueo de las corrientes de modo común.

El razonamiento utilizado es que si las corrientes de malla son nulas, la absorción de energía por parte de los núcleos de ferrite no cambiará la resistencia medida (los núcleos toroidales de ferrite son una técnica usual para bloquear las emisiones de RF en los dispositivos electrónicos). Para asegurar que la medición no se realice con el núcleo ubicado sobre un mínimo de la corriente de malla las mediciones se hicieron cambiando la posición del núcleo en pasos de 40 milímetros (aproximadamente $\lambda/8$).

En la Figura 4.16 se muestra la resistencia de la antena medida sin colocar el ferrite en línea de trazos (medición previa), y tres mediciones (trazas azul rojo y verde) correspondientes a diferentes posiciones del núcleo a lo largo del coaxil. Como se puede apreciar, la presencia de los núcleos aumenta la resistencia medida en la banda de frecuencias con-

siderada (entre 900 y 930 MHz), lo que indica la presencia de corrientes sobre la malla del cable coaxil del analizador vectorial. Las diferencias detectadas por efecto del núcleo, menores al 5% , son aceptables teniendo en cuenta las magnitudes medidas.

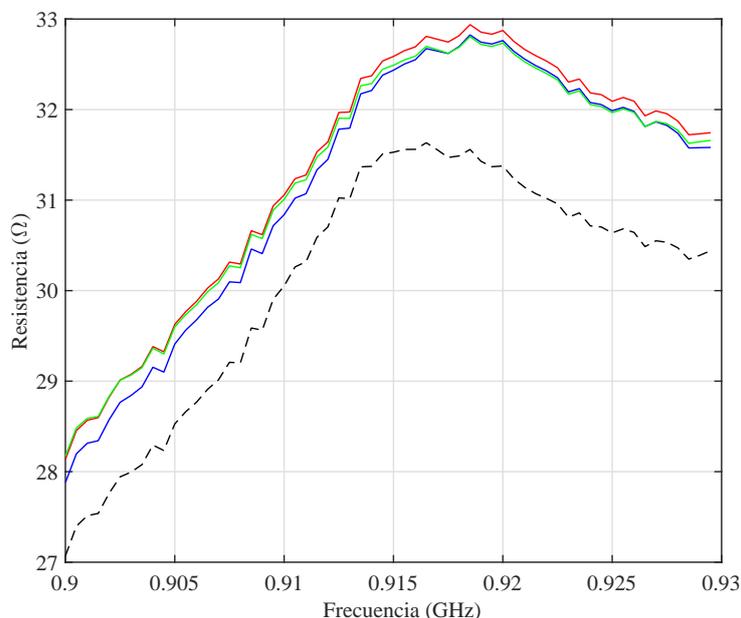


Figura 4.16: Medición de la antena con un núcleo de ferrite sobre el coaxil del instrumento. Las curvas corresponden a la resistencia de la antena sin colocar el núcleo de ferrite en línea de trazos (medición previa) y las mediciones con el núcleo de ferrite en distintas posiciones a lo largo del coaxil (curvas verde, azul y roja).

4.9. Conclusiones del capítulo

El capítulo detalla los trabajos realizados para diseñar un balun destinado a la medición de la antena para un *tag* de UHF RFID. La medición de parámetros tales como la impedancia de entrada o el patrón de radiación es un aspecto clave dentro del flujo de trabajo de diseño de las antenas para *tags*. Realizar estas mediciones, por las características de impedancia altamente inductiva y estructura balanceada, es un desafío debido a que los instrumentos típicos de radiofrecuencia tienen entradas desbalanceadas y resistencia interna de 50 Ohms.

Normalmente este problema de medición se soluciona con un balun o con un accesorio

de medición (*test fixture*) y un analizador de dos puertos. Se trata de una técnica muy precisa en la medición de impedancia de entrada pero no se puede utilizar si el instrumento de medición tiene un solo puerto, por ejemplo un generador de señales en mediciones de ganancia o patrón de radiación. En esos casos se recurre a un balun con núcleo de ferrite que garantiza excitación balanceada de la antena aunque por sus pérdidas, y por la relación de transformación, es muy impreciso en la medición de impedancia.

El balun presentado en este capítulo (Peruzzi et al., 2017) se concibió para que tenga un uso dual, es decir que sirva tanto en la medición de la impedancia como en el patrón de radiación. Sumar esta funcionalidad al balun representó agregar un nuevo requerimiento a su diseño, que se lo concibió como si fuese un adaptador entre las impedancias de la antena y del instrumento. Las mediciones de la impedancia de entrada realizadas con el balun sobre una antena de prueba se ajustan tanto a las obtenidas con la medición diferencial como a las que se obtuvieron por simulación. El efecto de las corrientes en la malla externa del cable coaxil es mínimo, como se comprobó en forma indirecta mediante núcleos de ferrite, confirman que el balun propuesto cumple también con el requerimiento de excitar la antena con corrientes balanceadas.

Capítulo 5

Antena con Polarización Circular para un *tag* UHF RFID

La distancia máxima a la que puede operar un *tag* de UHF RFID es función de diversos factores. Algunos de ellos, como la máxima potencia radiada por el lector, o la ganancia de su antena transmisora, se establecen mediante regulaciones internacionales. Otros, como las sensibilidades del chip y del lector, los determina la tecnología utilizada para fabricarlos. Los restantes factores dependen de la antena del *tag*, principalmente su impedancia de entrada y el tipo de polarización.

En este capítulo se presenta una antena con polarización circular para un *tag* de UHF RFID (Peruzzi et al., 2020). Una antena con estas características permite una mejora del 40% en el rango de operación respecto de la que se obtiene con una antena con polarización lineal. El desafío que presenta su diseño es lograr tales prestaciones bajo las condiciones que los sistemas de identificación automática imponen, esto es una antena pequeña que sea fácil de fabricar en forma masiva y con bajo costo de materiales.

El punto de partida del diseño es un esquema similar a la antena del picosatélite presentada en el Capítulo 2, consistente en dipolos cruzados y excitados con corrientes en cuadratura de fase. Para cumplir con los requerimientos de impedancia de este tipo de antenas se incorporó una red de adaptación simple y que no deteriora el ancho de banda,

tanto de la impedancia como de la relación axial (AR *axial ratio*).

5.1. El rango de un *tag* UHF RFID

Como se mencionó en el Capítulo 3 en los sistemas RFID pasivos todas las comunicaciones requieren de la portadora por parte del lector, que es quien provee energía al chip del *tag*. La comunicaciones del lector al *tag* se hacen por modulación en amplitud de la portadora, mientras que en las respuestas el *tag* cambia la amplitud y fase de la onda reflejada modificando la impedancia del chip. Se distinguen entonces dos radioenlaces, uno denominado *forward link* para las comunicaciones de lector a *tag*, mientras que el restante denominado *backscattered link* para las respuestas del *tag* al lector .

El enlace directo permite estimar la máxima distancia de lectura de un sistema RFID independientemente de la sensibilidad del lector, es decir cuando la sensibilidad del lector es lo suficientemente alta para detectar la presencia del *tag* siempre que éste se encienda. El nivel de potencia P_{tag} que llega al *tag* de acuerdo con las expresiones de Friis para propagación de ondas en el espacio libre es:

$$P_{tag} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 P_{tx-lector} \cdot G_{lector} \cdot G_{tag} \cdot \chi \cdot \tau, \quad (5.1)$$

donde λ es la longitud de onda en el espacio libre, $P_{tx-lector}$ es la potencia transmitida por el lector, G_{lector} es la ganancia de la antena del lector, G_{tag} es la ganancia de la antena del *tag*, R es la distancia entre ambas antenas, χ es el coeficiente de adaptación de polarización de ambas antenas y τ el coeficiente de adaptación de potencia, dado por:

$$\tau = \frac{4R_A R_{chip}}{(R_A + R_{chip})^2 + (X_A + X_{chip})^2}, \quad (5.2)$$

siendo R_A y X_A las partes real e imaginaria de la impedancia de la antena del *tag* y R_{chip} y X_{chip} las del chip UHF RFID.

Por otra parte el enlace reflejado permite estimar la distancia máxima de lectura de

un sistema RFID cuando la sensibilidad del *tag* es tan alta que éste siempre se enciende. Para este enlace, la potencia recibida por la antena del lector $P_{rx-lector}$ de acuerdo a lo establecido por las ecuaciones del radar monoestático es:

$$P_{rx-lector} = \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} P_{tx-lector} \cdot G_{lector}^2 \cdot \chi \cdot \sigma, \quad (5.3)$$

donde σ es la sección transversal del radar o RCS (*radar cross section*) del *tag* de RFID.

La Ecuación 5.1 establece la máxima distancia posible para el enlace directo, mientras que la Ecuación 5.3 lo hace para el enlace reflejado. La menor de ambas longitudes determina el rango de operación máximo para un sistema UHF-RFID pasivo, (Rao et al., 2005) (Nikitin and Rao, 2008). Para los niveles de potencia EIRP (*Effective Isotropic Radiated Power*) permitidos por normas y regulaciones y para las sensibilidades del chip (P_{tag}) y lector ($P_{rx-lector}$) establecidos por la tecnología con que se fabrican; el rango operación de los sistemas UHF RFID actuales es el que establece enlace directo, dado por:

$$R = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right) \sqrt{\frac{P_{tx-lector} G_{lector} G_{tag} \chi \tau}{P_{tag}}}. \quad (5.4)$$

Desde el punto de vista del diseño de la antena para un *tag*, los dos parámetros con los cuales se puede mejorar su rango son τ y χ . El primero, τ , indica el grado de adaptación entre las impedancias de antena y chip; y es igual a 1 cuando ambas impedancias son complejas conjugadas y se produce la máxima transferencia de potencia de la antena al chip.

El factor χ es el coeficiente de polarización o factor de pérdidas por polarización (*Polarization Loss Factor*) entre ambas antenas. Los sistemas de UHF RFID utilizan una antena con polarización circular en el lector; y un dipolo de bajo costo y polarización lineal en el *tag*. Esta combinación permite darle mayor confiabilidad a las comunicaciones, ya que asegura que el *tag* recibe energía, cualquiera sea su orientación (siempre que éste se encuentre en el plano normal a la onda incidente) al costo de incrementar las pérdidas

por polarización en 3 dB ($\chi = 0,5$).

Utilizar antenas en los *tags* con polarización circular es una alternativa para aumentar el rango de operación. Si ambas antenas tienen la misma polarización se logra un incremento de 3 dB en la potencia recibida por el *tag* (en comparación a un *tag* con polarización lineal), o lo que es equivalente una mejora del 40 % en el rango de operación (Cho et al., 2009).

El uso de antenas con polarización circular para *tags* de UHF RFID han sido investigadas en los últimos años. Por ejemplo en (Tsai et al., 2014) se presenta un lazo cuadrado de 127x127 milímetros, con una abertura que agrega carga reactiva para lograr la polarización circular, con la cual se logran elevados rangos de operación. En (Chen et al., 2012) se muestra una antena tipo *patch* con dos ranuras ortogonales, de menores dimensiones (70x70 mm) y con un buen ancho de banda.

Los diseños analizados tienen algunos inconvenientes; como poseer grandes dimensiones físicas o estructuras complejas de fabricar en forma masiva y con bajo costo, cuestiones ambas que limitan su aplicación en sistemas comerciales de identificación automática. En la siguiente sección se presenta el modelo de la antena propuesto, que supera las prestaciones e inconvenientes de antenas con polarización circular diseñadas para aplicaciones de RFID. El mismo se basa en una combinación de dos dipolos ortogonales, como el de la antena presentada en el Capítulo 2, y que también se ha estudiado en antenas para *tags* (Deavours, 2009), (Liu et al., 2013), (Tran et al., 2015), (Chiu and Hong, 2017).

5.2. Los dipolos cruzados con lazos de adaptación

Los dos aspectos claves que se consideraron en el diseño de la antena propuesta están contenidos en la expresión de la Ecuación 5.4 que determina el rango de operación de los sistemas UHF RFID pasivos. Por un lado que posea polarización circular para llevar el coeficiente χ de 0.5 a 1, y por lo tanto permita mayores rangos. Por otro que la impedancia de entrada sea la compleja conjugada de la impedancia del chip RFID para

lograr la máxima transferencia de potencia.

En referencia al primer requerimiento, el punto de partida del desarrollo es el esquema de dos dipolos acortados capacitivamente dispuestos en forma ortogonal. Esta propuesta, utilizada en la antena para un Picosatélite presentada en el Capítulo 2, permite obtener una onda con polarización circular a partir de elementos sencillos, fáciles de fabricar en forma masiva y con bajas pérdidas.

El cumplimiento del segundo requisito, la impedancia de entrada, impone la necesidad de agregar a la estructura una red que transforme la impedancia resistiva pura de los dipolos cruzados en una impedancia inductiva que permita buena adaptación al chip. En términos cuantitativos transformar los 30 Ohms resistivos de los dipolos cruzados en una impedancia de 18 Ohms reales y 180 Ohms inductivos, de acuerdo con las mediciones del chip Higgs 4 presentadas en el Capítulo 3.

Una forma de obtener dichos niveles de impedancia es mediante el agregado de dos inductancias, una en paralelo con los dipolos cruzados, y otra en serie con el paralelo de ambos. La solución con elementos concentrados aumenta la complejidad del montaje, suma potenciales puntos de falla y requiere de inductancias muy precisas, cuestiones importantes en el contexto del diseño de la antena.

La solución que se propone para lograr la transformación de impedancias simplificando el diseño y construcción, es el uso de dos pistas de cobre conectadas a los dipolos que permitan obtener el desempeño buscado. En la Figura 5.1 se muestra un diagrama del esquema de adaptación elegido. Consiste en la incorporación de dos pistas de cobre, una que une la armadura izquierda del dipolo horizontal con la armadura superior del dipolo vertical; y otra que en forma análoga une la armadura inferior del dipolo vertical con la armadura derecha del dipolo horizontal. Ambas pistas, junto con las armaduras de los dipolos, forman dos lazos conectados en paralelo a los terminales de la antena.

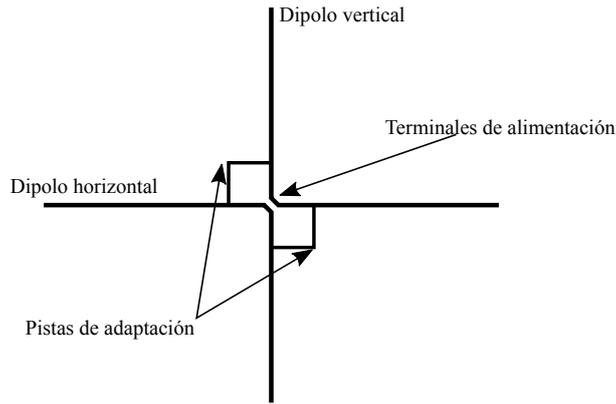


Figura 5.1: Esquema de la antena propuesta, dos dipolos cruzados y su red de adaptación formadas por dos pistas en forma de L que unen el brazo izquierdo (derecho) del dipolo horizontal con el brazo superior (inferior) del dipolo vertical.

El esquema tiene semejanzas con el adaptador tipo T usado en dipolos de *tags* de UHF RFID comerciales. Sin embargo, a diferencia de la adaptación T tradicional el esquema propuesto posee dos lazos de adaptación, además de los dos dipolos.

La alimentación de dipolos con adaptador T fue propuesta por Uda en el año 1954. Desde entonces ha sido utilizado por los diseñadores como una forma sencilla de multiplicar la impedancia del dipolo y aportarle carga inductiva en paralelo. Un análisis de su funcionamiento aplicado a dipolos cilíndricos siguiendo el esquema presentado por Uda se detalla en (Balanis, 1997). Su aplicación en antenas para *tags* de UHF RFID se ha reportado en (Marrocco, 2008) (una extensión a formas planas de (Balanis, 1997)), y en forma más detallada en (Demarest and Deavours, 2011). Todos estos trabajos tienen en común que enfocan el análisis considerando la antena y el adaptador como una red de dos puertos a las que se les superponen dos alimentaciones, una en la que la estructura trabaja como antena y otra en la que se anulan las corrientes de radiación (en inglés se los menciona como modos *even-odd*).

Un punto de vista alternativo, presentado en el artículo de (Zamora et al., 2013), considera los tramos de pista del adaptador como inductancias concentradas. Dadas sus longitudes pequeñas en comparación a la longitud de onda y suponiendo la antena como un circuito resonante serie, se obtienen expresiones de diseño a partir de un modelo de parámetros concentrados. Los resultados de este modelo son cualitativamente similares

en tanto multiplica la impedancia de entrada (en este caso el factor de multiplicación depende las inductancias serie y paralelo) y agrega carga inductiva. Este enfoque se ha utilizado por ejemplo para analizar una antena para un *tag* basada en dos dipolos cruzados con un solo lazo de adaptación (Tran et al., 2015).

En los siguientes párrafos se analiza el comportamiento de la antena con doble lazo de adaptación siguiendo los trabajos mencionados. El análisis permite extraer conclusiones sobre el comportamiento de la antena de suma utilidad para su diseño con las herramientas de simulación. Se considera la antena como una red con tres puertos, uno para sus terminales de alimentación y los dos restantes para cada lazo de adaptación, excitada en modo dual.

La Figura 5.2 muestra un diagrama simplificado de los modelos del adaptador con dos lazos. La imagen del lado izquierdo muestra la antena (los dipolos cruzados) con ambos lazos en paralelo y un solo puerto de alimentación. La imagen central muestra la estructura con los tres puertos excitados de manera que la estructura funcione como un irradiante (modo antena). La imagen de la derecha muestra la misma estructura y sus 3 puertos alimentados de modo que no irradie (denominado modo línea de transmisión en el caso del adaptador T tradicional).

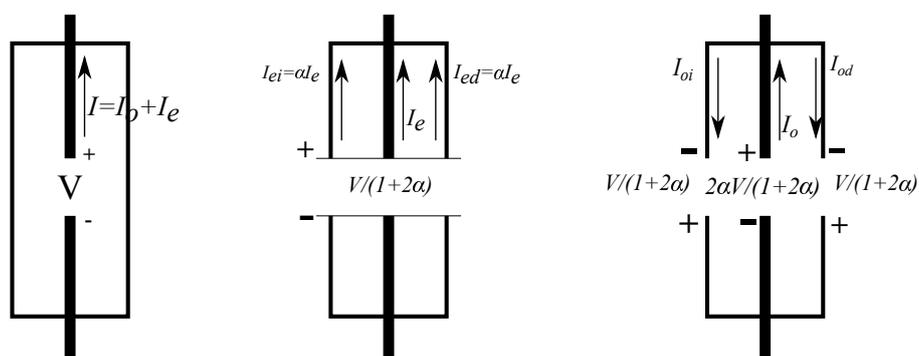


Figura 5.2: Análisis de la impedancia de entrada de la antena considerándola como una estructura con tres puertos y dos modos de excitación. La imagen de la izquierda corresponde al esquema de la antena con su terminal de alimentación excitados por las corrientes I_o e I_e de cada modo. La imagen central corresponde a la excitación en modo *antena*, donde las corrientes irradian. La imagen derecha corresponde a la excitación en modo *línea de transmisión* donde las corrientes en los puertos están balanceadas y no irradian.

La impedancia de entrada de la antena estará dada por la relación tensión-corriente

en sus terminales, que de acuerdo al esquema de la Figura 5.2 (imagen lado izquierdo) estará dado por:

$$Z_{entrada} = \frac{V}{I_o + I_e} \quad (5.5)$$

Las corrientes I_o e I_e se pueden hallar a partir de los dos modos de excitación. En el modo de alimentación como antena (modo *even* en la bibliografía), según el esquema de la imagen central de la Figura 5.2, los tres puertos se alimentan con iguales tensiones y producen corrientes I_e de distinta magnitud en cada puerto, siendo la relación entre ellas $I_{ei}/I_e = I_{ed}/I_e = \alpha$, donde I_{ed} es la corriente en el lazo de adaptación de la derecha e I_{ei} corresponde al lazo de la izquierda. Nótese que este modo de alimentación es equivalente a conectar los tres puertos en paralelo y entonces las cargas son forzadas por la fuente a desplazarse en la misma dirección tanto en la antena como en los dos lazos. De allí el nombre de excitación en modo antena. La corriente en este modo de acuerdo al diagrama estará dada por:

$$I_e = \frac{\frac{V}{(1+2\alpha)}}{(1+2\alpha)Z_c} = \frac{V}{(1+2\alpha)^2 Z_c}, \quad (5.6)$$

donde Z_c es la impedancia de la estructura conectando sus tres puertos en paralelo.

En el modo de alimentación como línea de transmisión (modo *odd*), imagen derecha en la Figura 5.2, las tensiones en cada puerto deben ser tales que las corrientes estén perfectamente balanceadas, $I_o = I_{oi} + I_{od}$, donde I_{oi} e I_{od} son las corrientes de los lazos de la izquierda y la derecha respectivamente en este modo de excitación. Esta condición implica que no se desarrollan corrientes de radiación en la antena (más precisamente en las armaduras de los dipolos). En el caso de un adaptador T tradicional en este modo de alimentación la estructura de la antena es una línea de transmisión terminada en cortocircuito, de allí la denominación de este modo de excitación. Es preciso aclarar que así como en el modo *even* iguales tensiones generan corrientes de magnitudes distintas (relacionadas por α), en el modo *odd* se requieren que las tensiones deban estar desbalanceadas en

la misma proporción α para que las corrientes sean de igual magnitud.

Suponiendo que por ser simétricos ambos lazos tienen corrientes iguales, $I_{oi} = I_{od}$, la corriente de alimentación en el modo *odd* será:

$$I_o = I_{od} + I_{oi} = \frac{V}{2Z_t} + \frac{V}{2Z_t} = \frac{V}{Z_t}, \quad (5.7)$$

donde $2Z_t$ es la impedancia de cada uno de los dos lazos, de acuerdo al diagrama simplificado de la antena en este modo de excitación que se muestra en la Figura 5.3.

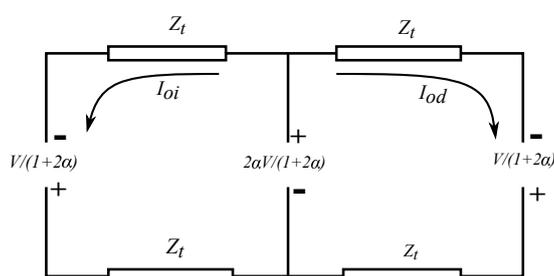


Figura 5.3: Modo de excitación como *línea de transmisión*, la alimentación en los puertos de los lazos fuerza a que las corrientes I_{oi} e I_{od} estén balanceadas con la corriente en el puerto de alimentación de la antena I_o (esto requiere que las tensiones estén desbalanceadas en el mismo factor α que las corrientes en la excitación en modo *antena*).

Conociendo las corrientes de ambos modos de funcionamiento, I_e dada por la Ecuación 5.6 e I_o dada por la Ecuación 5.7, y aplicando el principio de superposición se halla finalmente una expresión para la impedancia de entrada dada por:

$$Z_{entrada} = \frac{V}{I_o + I_e} = \frac{V}{\frac{V}{(1+2\alpha)^2 Z_c} + \frac{V}{Z_t}} = \frac{(1+2\alpha)^2 Z_c Z_t}{(1+2\alpha)^2 Z_c + Z_t}, \quad (5.8)$$

En la Figura 5.4 se muestra un modelo equivalente de la antena y su red de adaptación con dos lazos, elaborado a partir de la ecuación de la impedancia de entrada. Como cabría de esperar, el circuito equivalente es semejante al obtenido en los trabajos mencionados para el adaptador T convencional. Las diferencias están en el factor de división de corrientes (que en la expresión hallada aparece duplicado), y en la componente reactiva del lazo que aparece dividida por dos (son dos los lazos en paralelo).

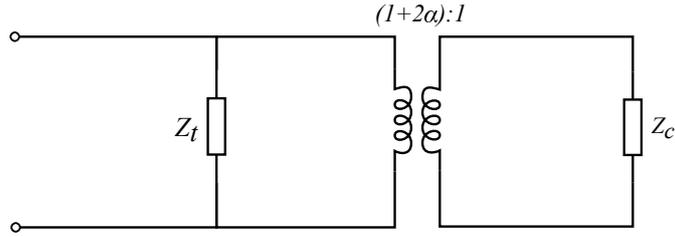


Figura 5.4: Modelo de la impedancia de entrada de la antena propuesta, formada por el paralelo de la impedancia Z_t (los lazos de adaptación) y la impedancia Z_c , transformada por la relación entre las corrientes α en las pistas en L y los dipolos.

La aplicación tan extendida de este modelo para el diseño de antenas de *tags* UHF se basa en el supuesto que la impedancia en modo común (Z_c) de la Ecuación 5.8 es aproximadamente igual a la que presenta la antena sin la red de adaptación. Sin embargo dicha suposición es válida solamente en ciertos casos como se detalla en (Demarest and Deavours, 2011), o por ejemplo en el dipolo plegado de media longitud de onda.

Las dimensiones que posee la red de adaptación en la antena propuesta hacen que no se pueda inferir tal igualdad o proximidad entre ambas impedancias. Un análisis con el enfoque presentado en (Zamora et al., 2013) tiene un inconveniente semejante. Esa aproximación se basa en que la antena del *tag* posee un plano de simetría perpendicular al eje de los terminales de alimentación (pared eléctrica o *E wall*), algo que en el modelo propuesto tampoco es posible.

Más allá de estos comentarios sobre la exactitud del modelo para predecir el comportamiento de la antena, su uso es de suma utilidad para el diseño del prototipo con herramientas de simulación electromagnética. El modelo de la Figura 5.4 sirve como guía durante el análisis paramétrico de las dimensiones de la red de adaptación. Esos aspectos del diseño del prototipo se comentarán en la siguiente sección.

5.3. Diseño del prototipo de la antena

A fin de evaluar las prestaciones de la antena se elaboró un modelo de evaluación sobre una placa de material FR-4. El diseño y el análisis paramétrico de sus dimensiones se realizaron con el programa de simulación electromagnética CST. El simulador se configuró

para que resuelva las ecuaciones de Maxwell utilizando el método de las diferencias finitas (*frequency domain solver* de acuerdo a la terminología usada por CST), en la banda de frecuencias de 860 a 960 MHz. Por el tipo de estructuras a simular, se utilizó el modo de excitación con puertos concentrados (impedancia interna 50 ohms) y los resultados de salida (parámetros *scattering*) se normalizaron a 50 Ohms.

La antena se desarrolló en etapas sucesivas mediante la elaboración de diferentes modelos de simulación. Primero se trabajó sobre las dimensiones de cada uno de los dipolos. Luego se analizó un modelo con los dipolos cruzados, fundamentalmente para evaluar las características tales como el comportamiento de la relación axial y la impedancia de entrada.

Por último se construyó un modelo de los dipolos cruzados con su red de adaptación. Sobre él se trabajó en la búsqueda de las dimensiones que permiten la mejor adaptación entre la impedancia de la antena y la del chip Alien Higgs 4. Finalmente se evaluaron a partir de los datos de la simulación las prestaciones de los parámetros de interés de la antena como la ganancia y eficiencia en función de la frecuencia, el ancho de banda del AR, el ancho del haz de potencia media, etc.

5.3.1. Diseño de los Dipolos Vertical y Horizontal

El prototipo de la antena está diseñado para ser fabricada sobre un bloque cuadrado de material tipo FR-4 de 1.5 milímetros de espesor y con las pistas de cobre (0.035 milímetros de espesor) sobre una de sus caras. Las simulaciones se realizaron asignando al material una permitividad relativa de 4.3 y una tangente de pérdidas de 0.025. Las dimensiones del bloque cuadrado destinado a la antena son de 64 milímetros de lado, aproximadamente $1/4$ de λ a la frecuencia de trabajo. Los dipolos están ubicados sobre las diagonales del bloque portante de FR-4, permitiendo de esta manera extender su longitud máxima dentro del área de la antena.

Para reducir al máximo su longitud los dipolos tienen en sus extremos superficies metálicas cuadradas, orientadas de manera que sus diagonales estén alineadas con las

armaduras de los dipolos. De esta forma las superficies de acortamiento siguen el contorno del bloque de material FR-4 y permiten un mejor uso del espacio.

En la Figura 5.5 se muestra el diagrama de los dipolos vertical y horizontal, y la formas de las superficies de acortamiento correspondientes. Las dimensiones que establecen la impedancia de cada dipolo son:

- La longitud total, L_h para el dipolo horizontal y L_v para el dipolo vertical.
- La separación entre la alimentación del dipolo y el punto de conexión a la superficie de acortamiento, H_v y H_h .
- Las dimensiones de la superficie de acortamiento, d_h y d_v .
- El ancho de las armaduras de los dipolos, w_h y w_v .
- El ancho de la ranura de conexión a las superficies de acortamiento, s_h y s_v .

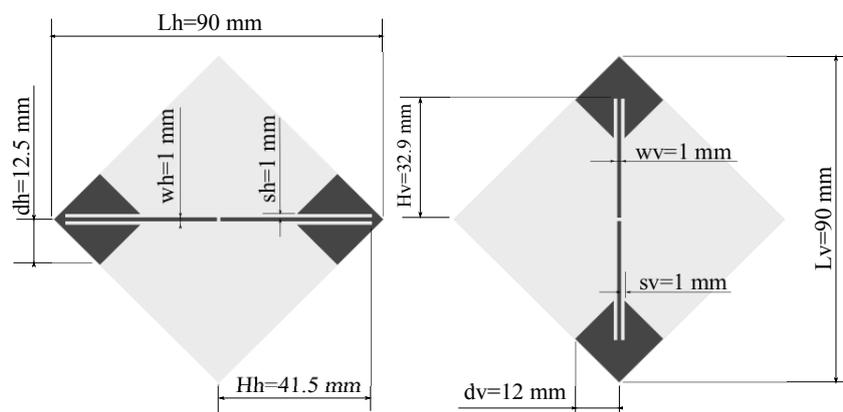


Figura 5.5: Esquema de los dipolos horizontal y vertical con sus dimensiones. Se aprecia en el diagrama la forma de las superficies de acortamiento de los extremos y su disposición en diagonal dentro del bloque de material FR-4 y las dimensiones.

Ambos dipolos tienen la misma longitud total ($L_h = L_v = 90 \text{ milímetro}$), el mismo ancho de pista ($w_h = w_v = 1 \text{ milímetro}$) y el mismo ancho de las ranuras de conexión ($s_h = s_v = 1 \text{ milímetro}$); y la impedancia de cada dipolo (capacitiva o inductiva) se establece a través de las dimensiones de la superficie de acortamiento (d_h y d_v) y la separación del punto donde se conecta al dipolo (H_h y H_v). Las dimensiones H_h y d_h son las que determinan

la impedancia del dipolo horizontal con fase de 45 grados, y las dimensiones H_v y d_v la impedancia del dipolo vertical con fase de -45 grados.

En las siguientes figuras se presentan los resultados finales del proceso de diseño con simulador de ambos dipolos. La Figura 5.6 muestra la resistencia y la reactancia de entrada en función de la frecuencia, en ambos casos para los dipolos horizontal (línea de trazos roja) y vertical (línea llena azul) y para las dimensiones que mejor se ajustaron al objetivo.

Las dimensiones finales del dipolo vertical fueron $L_v=90$ mm, $H_v=32.9$ mm y $d_v=12$ mm, $s_v=1$ mm y $w_v=1$ mm. Con esas dimensiones el dipolo exhibe a 915 MHz una resistencia de 26.6 ohms y una reactancia capacitiva de 27 ohms. Las dimensiones finales del dipolo horizontal fueron $L_h=90$ mm, $H_h=41.5$ mm y $d_h=12.5$ mm, $s_h=1$ mm y $w_h=1$ mm. Con esas dimensiones del dipolo exhibe a 915 MHz una resistencia de 31.7 ohms y una reactancia inductiva de 31.2 ohms.

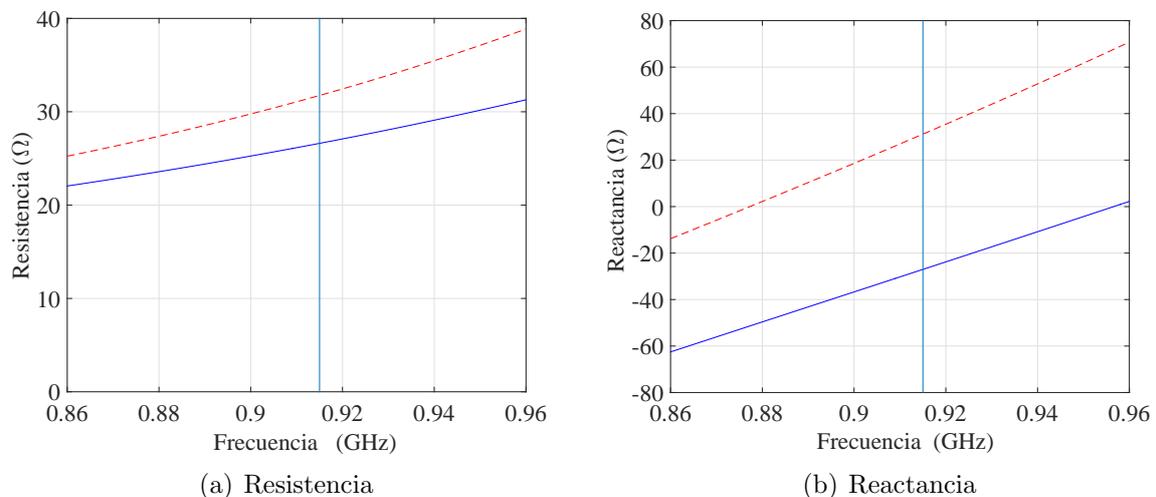


Figura 5.6: Resistencia de entrada en función de la frecuencia de los dipolos vertical (línea llena azul) y horizontal (línea de trazos roja) para las dimensiones finales ($L_v=90$ mm, $H_v=32.9$ mm y $d_v=12$ mm, $s_v=1$ mm $w_v=1$ mm $L_h=90$ mm, $H_h=41.5$ mm y $d_h=12.5$ mm, $s_h=1$ mm y $w_h=1$ mm). La línea vertical señala la frecuencia de 915 MHz en la cual se evaluó el cumplimiento del objetivo de impedancia.

Como se puede apreciar en las figuras se pudieron ajustar las dimensiones para lograr que los dipolos tengan impedancias con fases ± 45 grados (los valores absolutos de las fases

difieren en menos de un grado a 915 MHz) y con diferencias un poco más significativas en los módulos (se apartan entre ellos 6 Ohms). Es preciso mencionar que en torno al punto de resonancia del dipolo su resistencia aumenta con la frecuencia y por lo tanto es difícil lograr módulos de la impedancia más cercanos.

5.3.2. Evaluación de los dipolos cruzados

El paso siguiente en el diseño del prototipo fué la creación de un modelo de simulación de los dipolos cruzados y para las dimensiones halladas en la etapa previa. El objetivo de esta etapa del desarrollo fue evaluar si el patrón de radiación y la impedancia de entrada concuerdan con los objetivos inicialmente planteados. El programa de simulación se utilizó con la misma configuración, salvo pequeños cambios de ubicación del puerto de excitación y el agregado de monitores de campo lejano en la frecuencia central de 915 MHz.

En las siguientes figuras se muestran los resultados de la evaluación realizada. En la Figura 5.7 se muestran los diagramas polares del patrón de radiación de campo lejano a la frecuencia de 915 MHz, en función del ángulo θ para $\phi = 0$ (plano xz), y para $\phi = 90$ (plano yz).

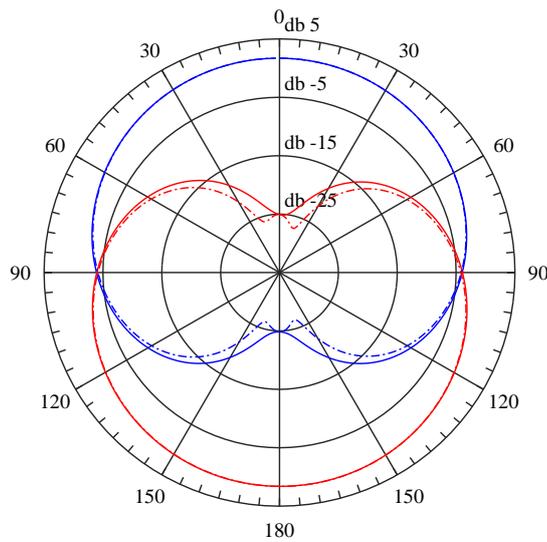


Figura 5.7: Diagrama polar del patrón de radiación de campo lejano de los dipolos cruzados. Las curvas en color azul corresponden a la onda LHCP y las curvas en color rojo a la onda RHCP (la línea llena corresponde al plano xz y la de trazos al plano yz). La antena irradia dos ondas polarizadas circularmente de distinto sentido (LHCP y RHCP) y en direcciones opuestas ($+z$ y $-z$).

Como se puede apreciar en los gráficos, los dipolos cruzados generan ondas polarizadas circularmente, con polarización a izquierda (LHCP) según la dirección de propagación del eje z , y con polarización a derecha (RHCP) según la dirección del eje $-z$. La Directividad de la onda LHCP fue de $1,7 \text{ dB}_{ic}$ y de $1,61 \text{ dB}_{ic}$ para la onda RHCP, ambas en la frecuencia de 915 MHz . La eficiencia de radiación evaluada por el programa de simulación a esa frecuencia fue del 96% .

También se evaluó el desempeño de los dipolos cruzados en relación a la polarización circular. En la Figura 5.8 se muestra el diagrama cartesiano del AR en función del ángulo θ para $\phi = 0$ y $\phi = 90$.

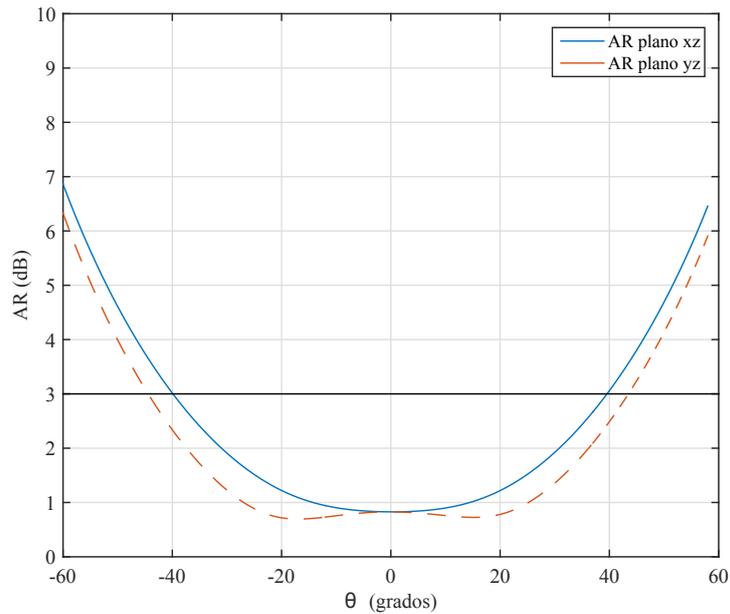


Figura 5.8: AR de los dipolos cruzados en función del ángulo θ . La curva en color azul corresponde al plano xz ($\phi = 0$) y la curva color rojo (trazos) al plano yz ($\phi = 90$). Los dipolos cruzados exhiben un AR de 0.8 dB en la dirección del eje z y un ancho del haz de 80 en plano xz y de 88 en el plano yz.

Como se puede apreciar en la figura la onda circularmente polarizada irradiada por los dipolos cruzados es de muy alta pureza, con un AR de 0.8 dB según la dirección del eje z. El ancho del haz para un AR por debajo de 3 dB es de 84 grados en el plano xz $\phi = 0$ y levemente superior, 86 grados en el plano zy $\phi = 90$. Estos resultados indican que los valores de impedancia obtenidos en la sección previa permiten alcanzar el objetivo de polarización circular y no se degrada en forma notable con las pequeñas diferencias en la impedancia de cada dipolo.

Para finalizar se analizó la impedancia de entrada de los dipolos cruzados. En la Figura 5.9 se muestra el gráfico de la impedancia de entrada en función de la frecuencia obtenida para la simulación de los dipolos cruzados (curva en línea llena color azul) y computada como el paralelo de los dipolos vertical y horizontal (curva en línea de trazos color rojo).

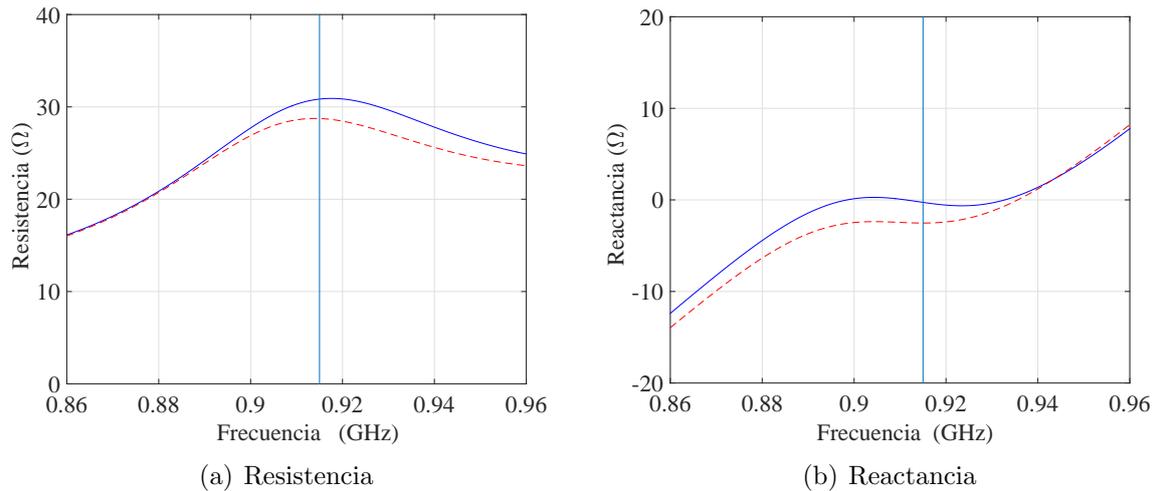


Figura 5.9: Impedancia de entrada en función de la frecuencia de los dipolos cruzados obtenida por simulación (línea llena azul) y calculada a partir de la impedancia de los dipolos horizontal y vertical conectados en paralelo (línea de trazos roja). Los dipolos cruzados tienen impedancia de entrada real y el acoplamiento mutuo es bajo.

Estos resultados confirman los obtenidos previamente del patrón de radiación de la antena. La resistencia de los dipolos cruzados tiene un máximo en la frecuencia central de 915 MHz, cuya magnitud es similar a la de cada uno de los dipolos. En tanto la componente reactiva es prácticamente nula en dicha frecuencia. Si bien se pueden observar discrepancias entre la impedancia de los dipolos cruzados y la calculada a partir de la impedancia de los dipolos, que indican un grado mínimo de acoplamiento mutuo, los valores obtenidos ratifican la estrategia utilizada para el diseño.

Otra conclusión que se puede extraer a partir de estos resultados está referida al ancho de banda de la impedancia de entrada. Como se muestra en la figura, la pendiente de la curva de reactancia es nula en torno a la frecuencia central de 915 MHz, debido al efecto de la doble resonancia obtenida al conectar eléctricamente en paralelo un dipolo que resuena levemente por debajo de 915 MHz y el otro levemente por encima. Utilizar un doble punto de resonancia para aumentar el ancho de banda es una estrategia frecuente en el diseño de antenas, y en el caso del modelo propuesto se trata de un subproducto ventajoso del requerimiento de polarización circular.

5.3.3. Diseño de la red de adaptación

En la etapa final del desarrollo del prototipo de la antena se incorpora la red de adaptación de impedancias. Como se mencionó previamente la función de la red es transformar la resistencia de entrada de 31 ohms de los dipolos cruzados en la impedancia de entrada necesaria para cumplir con el requerimiento de máxima transferencia de potencia al chip Alien Higgs 4.

Para el diseño de la red de adaptación se elaboró el modelo de la antena completa. En la Figura 5.10 se muestra un diagrama con la disposición final de los elementos que la constituyen, los dipolos cruzados y las pistas de adaptación con forma de L. Durante las simulaciones se mantuvieron las dimensiones de los dipolos horizontal y vertical, en vista de la evaluación favorable de su comportamiento detallada en el apartado previo.

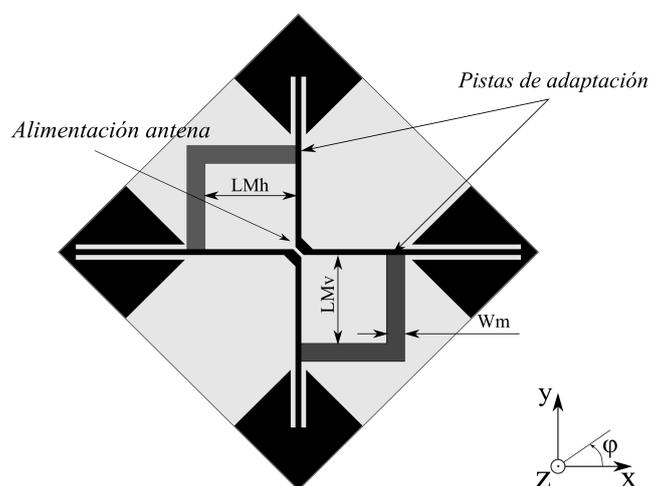


Figura 5.10: Diagrama del prototipo completo, con los dipolos cruzados y el agregado de las pistas en forma de L que forman la red de adaptación de impedancias.

Primero se buscaron las dimensiones de las pistas en forma de L que mejor ajustan a la impedancia de entrada buscada de $18 + j180 \Omega$. En el análisis paramétrico de las dimensiones de la red de adaptación se utilizó como referencia el modelo presentado en la Figura 5.4. De acuerdo a ese modelo la impedancia de entrada de la antena está formada por el paralelo entre la reactancia inductiva de los lazos (X_l) y la resistencia equivalente R_e que presentan los dipolos cruzados a la entrada del transformador. Siendo

$R_{eq} = (1 + 2\alpha)^2 Z_a$, donde Z_a es la resistencia de entrada de los dipolos cruzados y α es la relación entre las corrientes de los dipolos y del lazo, la impedancia de entrada de la antena es entonces:

$$Z_{entrada} = \frac{R_{eq} j X_t}{R_{eq} + j X_t} = \frac{R_{eq}}{\left(\frac{R_{eq}}{X_t}\right)^2 + 1} + j \frac{X_t}{\left(\frac{X_t}{R_{eq}}\right)^2 + 1}. \quad (5.9)$$

Considerando que el requerimiento de máxima transferencia de energía impone que la R_{eq} deba ser igual a la resistencia paralelo del chip RFID, de 1800 ohms, y que la reactancia inductiva de los lazos X_t debe ser de igual magnitud que la reactancia del capacitor paralelo del chip (0.95 pF o 180 ohms a la frecuencia central de 915 MHz); se infiere que la R_{eq} deberá ser de una magnitud 10 veces superior a la X_t lo que permite aproximar la impedancia de la antena como:

$$Z_{entrada} = \frac{R_{eq}}{\left(\frac{R_{eq}}{X_t}\right)^2 + 1} + j \frac{X_t}{\left(\frac{X_t}{R_{eq}}\right)^2 + 1} \simeq \frac{X_t^2}{R_{eq}} + j X_t. \quad (5.10)$$

Esta expresión final de la impedancia de entrada de la antena permite establecer los criterios para la búsqueda de las mejores dimensiones de la red de adaptación. En efecto, la componente reactiva de la antena está dada por la inductancia de los lazos, que tiene relación directa con las dimensiones LMh y LMv (su área). En cambio la parte real depende de la reactancia de los lazos (elevada al cuadrado) y de la R_{eq} que es función de la relación de corrientes, dada en última instancia por la relación entre los anchos de las pistas de los dipolos (wh y wv) y de la pista de adaptación (Wm).

En las siguientes figuras se mostrarán algunos ejemplos indicativos del comportamiento de la impedancia de entrada en relación a las dimensiones de la red de adaptación.

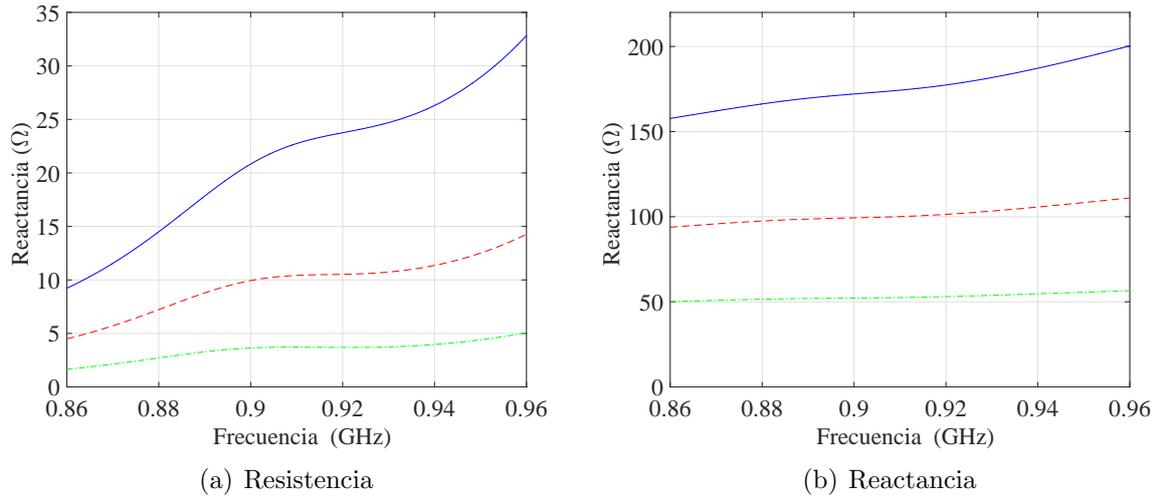


Figura 5.11: Impedancia de entrada del prototipo en función de la frecuencia manteniendo fijo el ancho de pista $W_m=3$ mm y cambiando sus largos $L_{Mh}=L_{Mv}=16$ mm (línea llena azul) , $L_{Mh}=L_{Mv}=12$ mm (línea de trazos roja) y $L_{Mh}=L_{Mv}=8$ mm (línea de punto y trazo verde).

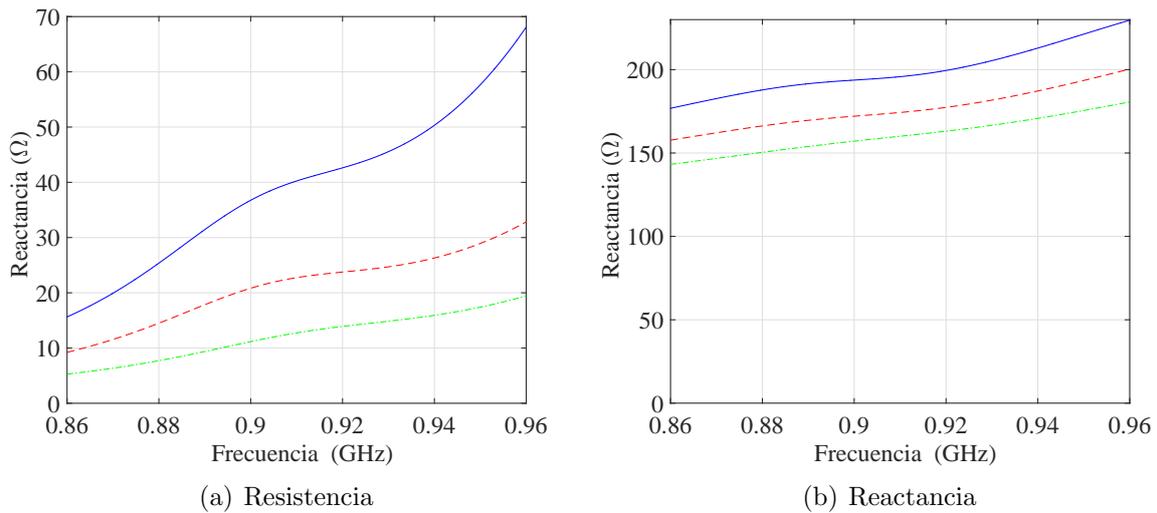


Figura 5.12: Impedancia de entrada del prototipo en función de la frecuencia manteniendo fijo el largo $L_{Mh}=L_{Mv}=16$ mm y cambiando los anchos $W_m=4$ mm (línea llena azul) , $W_m=3$ mm (línea de trazo roja) y $W_m=2$ mm (línea de punto y trazo verde).

En la Figura 5.11 se muestra la impedancia de entrada de la antena en función de la frecuencia manteniendo constante el ancho de la pista de adaptación $W_m=3$ mm y para 3 largos de la pista de adaptación $L_{Mh}=L_{Mv}=16$ mm (línea llena azul), $L_{Mh}=L_{Mv}=12$ mm (línea de trazo roja) mm y $L_{Mh}=L_{Mv}=8$ mm (línea de punto y trazo verde). En tanto la Figura 5.12 corresponde a las simulaciones en las que se mantuvo fija la separación

LMh=LMv=16 mm y se cambió el ancho de la pista de adaptación Wm para 3 anchos, Wm=4 mm (línea llena azul) , Wm=3 mm (línea de trazo roja) y Wm=2 mm (línea de punto y trazo verde).

Como se observa en esas curvas, si se mantiene fijo el ancho de la pista de adaptación Wm en 3 mm y se cambian las longitudes LMh y LMv el efecto logrado es un cambio significativo tanto de la resistencia como de la reactancia de entrada. Esto se debe a que la R_{eq} se mantiene aproximadamente constante y la X_t crece con el área del lazo, impactando en ambos componentes de la impedancia de la antena (los incrementos en las resistencias son mayores que en las reactancias). En cambio si se mantiene fija la longitud de las pistas de adaptación LMh=LMv=16 mm y se cambia el ancho Wm, los cambios en la resistencia de la antena son notorios mientras que lo de la componente reactiva son relativamente bajos (las resistencias se duplican en cada cambio, mientras que las reactancias permanecen entre 160 y 195 Ohms).

A través de varias simulaciones se determinó que anchos Wm por debajo de 3 mm producen resistencias de entrada por encima de los 25 Ohms, mientras que largos de pista LMh y LMv por debajo de los 12 mm producen inductancias de entrada menores a 100 Ohms. El mejor ajuste a los valores establecidos como objetivo se hallaron para un ancho de pista Wm=4 mm y longitudes LMh=LMv=17 mm, donde la impedancia de entrada de la antena es 17+j185 Ohms.

A continuación se analizó el comportamiento otro de los parámetros de interés en el diseño propuesto, el AR de la antena. Si bien las cifras obtenidas en la evaluación de los dipolos cruzados fueron muy satisfactorias, la red de adaptación incorporada cambió en forma significativa su estructura. Por un lado el ancho de las pistas de adaptación elevado indica que por el lazo circularán corrientes elevadas (la impedancia del lazo es 10 veces inferior a la R_{eq}). En segunda instancia sus separaciones también son grandes y las corrientes que se desarrollan en ellos no se cancelan entre sí, transformándose en corrientes radiantes. En los casos usuales de este tipo de adaptación las separaciones son menores y las corrientes en las pistas de adaptación se cancelan mutuamente.

La verificación del AR de la antena mostró que los cambios introducidos con las pistas en forma de L degradaron el AR de la antena llevándolo por encima de los 3 dB en prácticamente todo el ancho de banda de la antena. Esto requirió realizar un trabajo adicional de sintonía fina de las dimensiones de la red de adaptación. En la Figura 5.13 se muestran los resultados obtenidos en dicha corrección.

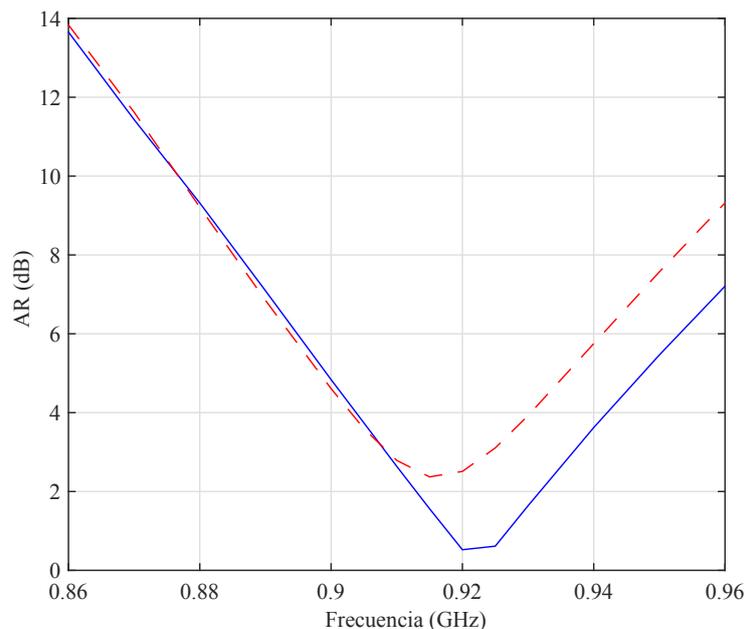


Figura 5.13: AR de la antena en función de la frecuencia para las dimensiones obtenidas inicialmente en línea a trazos roja ($LM_h=LM_v=17$ mm y $W_m=4$ mm) y los corregidas para mejorarlo en trazo azul lleno ($LM_h=16.6$ mm $LM_v=17$ mm $W_m=3.8$ mm).

Las curvas muestran el AR en función de la frecuencia para las dimensiones obtenidas inicialmente, $W_m=4$ mm, $LM_v=LM_h=17$ mm en línea de trazos color rojo; y luego de la corrección realizada para mejorarlo en línea llena color azul. Como se puede observar en el gráfico, con las dimensiones obtenidas en la modificación, $LM_h=16.6$ mm, $LM_v=17$ mm y $W_m=3.8$ mm, el AR de la antena mejora sensiblemente hasta alcanzar un mínimo de 0.5 dB y un ancho de banda a 3 dB de 30 MHz. Esas prestaciones en el ancho de banda del AR superan a las obtenidas por antenas de dimensiones similares, como las presentadas en (Tran et al., 2015), (Chen et al., 2016); y comparables a las obtenidas con antenas con un área 4 veces mayor (Tsai et al., 2014).

En la Figura 5.14 se muestra la distribución de corrientes en la estructura de la antenna para las fases de 0, 90, 180 y 270 grados (desde arriba a la izquierda en el sentido de las agujas del reloj). Como se puede apreciar en la gráfica obtenida con el simulador, las corrientes se desarrollan en el dipolo vertical para fases de 0 y 180 grados y en el dipolo horizontal para fases de 90 y 270 grados (con sentidos opuestos en cada dipolo). Dicha distribución es compatible con la onda con polarización circular a izquierda (LHCP) emitida por la antenna.

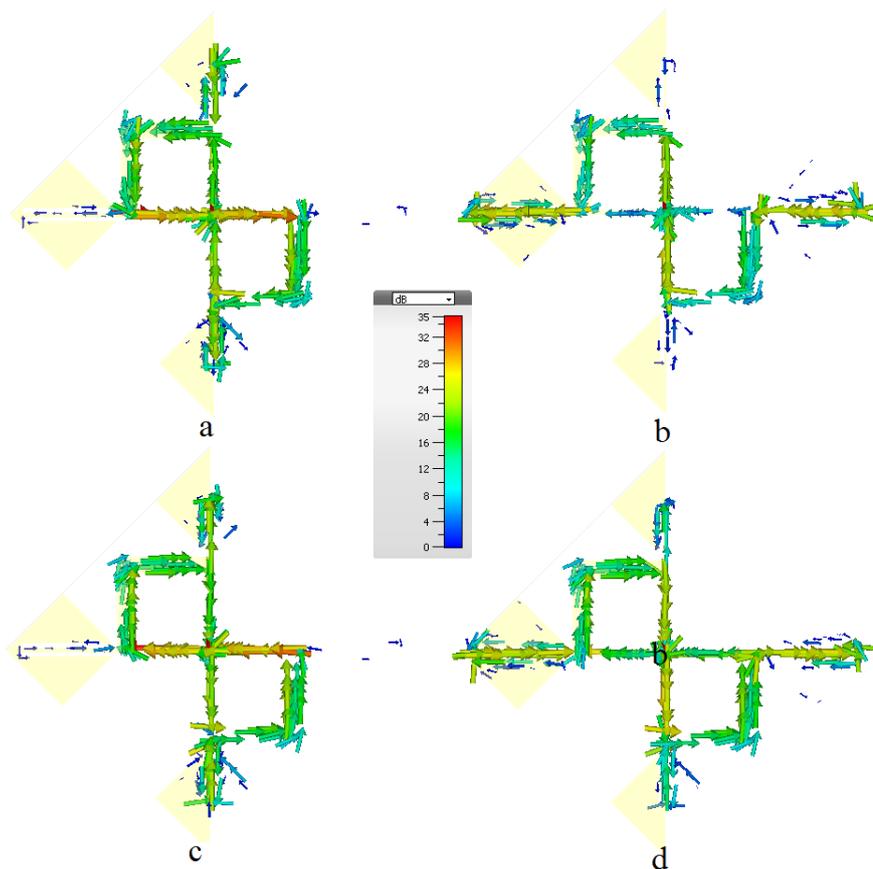


Figura 5.14: Distribución de las corrientes en la estructura de la antenna para fases de 0, 90, 180 y 270 grados, desde arriba a la izquierda en el sentido de las agujas del reloj. Las corrientes para fases de 0 y 180 (imágenes a y c) se desarrollan en el dipolo vertical (con sentidos opuestos) mientras que para fases de 90 y 270 grados en el horizontal (imágenes b y d).

La figura también permite apreciar la magnitud de las corrientes que se desarrollan sobre las tiras de adaptación en forma de L. Como lo confirma la sintonía fina realizada sobre la antenna variando las dimensiones de dichas pistas, esas corrientes contribuyen a formar el campo radiado por la antenna.

Para finalizar con el diseño de la antena se realizó una evaluación de otros parámetros de interés como la forma del patrón de radiación y la ganancia. En la Figura 5.15 se muestran los diagramas polares del patrón de campo lejano de la antena.

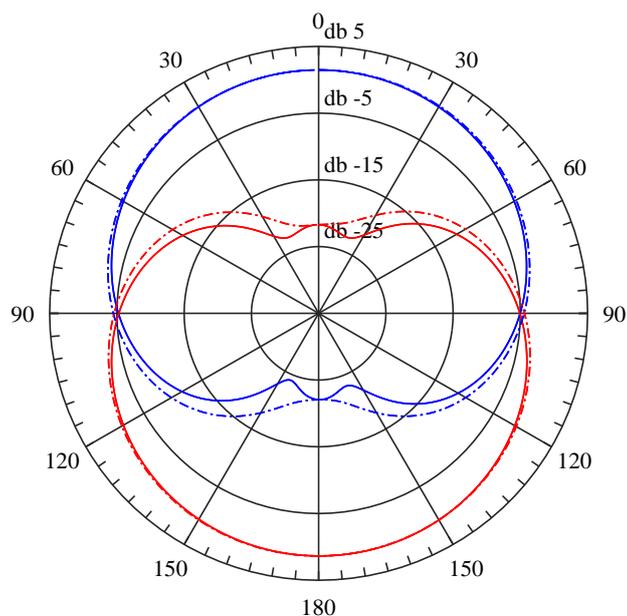


Figura 5.15: Diagrama polar del patrón de radiación de campo lejano de la antena propuesta. Las curvas en color azul corresponden a la onda LHCP y las curvas en color rojo a la onda RHCP (la línea llena corresponde al plano xz y la de trazos al plano yz). Las características de radiación de los dipolos cruzados no se ve modificada por la red de adaptación.

Los gráficos muestran que el agregado de la red de adaptación no modificó el patrón de campo lejano de la antena consistente en dos ondas polarizadas circularmente, una con polarización a izquierda (LHCP) según la dirección $+z$ y otra en sentido contrario (RHCP) según la dirección opuesta.

La Figura 5.16 muestra el comportamiento de la Ganancia y la Directividad de la antena en función de la frecuencia. Como se aprecia en la figura, la red de adaptación tampoco introduce cambios significativos en relación a los obtenidos con los dipolos cruzados.

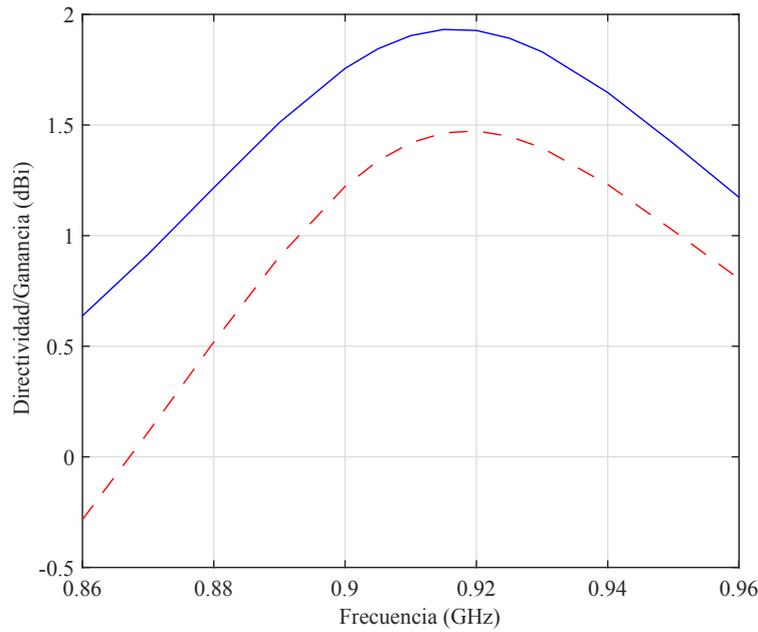


Figura 5.16: Ganancia (línea de trazos roja) y Directividad en dBi (línea llena azul) de la antena en función de la frecuencia.

A partir de los valores de Ganancia y Directividad se hizo una evaluación de la eficiencia de la antena. El diseño presenta muy buenos valores de eficiencia, ya que ésta permanece por debajo de 1 dB en toda la banda de frecuencias. En términos absolutos es una eficiencia mínima del 81 % a 860 MHz y máxima de 92 % en 960 MHz, levemente por debajo de la calculada para los dipolos cruzados (96 %).

5.4. Conclusiones del Capítulo

En este capítulo se presentó en detalle el proceso de diseño de una antena con polarización circular para un tag de UHF RFID que permite una mejora del 40 % en el rango de lectura comparado con otras de tags comerciales. A partir del análisis teórico del comportamiento de la antena propuesta y con la asistencia de un programa de simulación se demostraron como los distintos parámetros estructurales afectan su comportamiento.

La antena presentada se basa en dos dipolos cruzados y excitados por corrientes con diferencias de fase de 90 grados, una topología muy sencilla y fácil de sintonizar y fabricar

con bajos costos, que es un requerimiento clave de los sistemas UHF RFID. El principal desafío que presenta el diseño de la antena es la incorporación de una red de adaptación de impedancias que no torne más complejo y costoso el proceso de fabricación del *tag*.

La solución propuesta es un par de pistas en forma de L con las que se forman lazos que aportan carga inductiva a los dipolos cruzados. El esquema tiene similitudes con los adaptadores tipo T usados en los *tags* comerciales y difiere con ellos en su doble lazo de adaptación. La forma del lazo, hecho con dos tiras en forma de L es la contribución novedosa de la antena propuesta. Esta disposición permite obtener dos lazos grandes y, a su vez, que las corrientes se desarrollen dentro de la estructura en direcciones ortogonales. A diferencia de otras presentadas en trabajos anteriores, las pistas en L permiten que las corrientes contribuyan al campo radiado y en última instancia faciliten ajustar el AR. En el siguiente capítulo se presentan los resultados de las mediciones hechas sobre el prototipo diseñado.

Capítulo 6

Medición de la relación axial e impedancia de la antena

En el presente capítulo se muestran las evaluaciones realizadas a la antena con polarización circular para un *tag* de UHF RFID cuyo desarrollo se presentó en el capítulo previo. Primero se midieron dos parámetros centrales en la evaluación del desempeño de la antena propuesta, su impedancia de entrada y su AR. Como se ha mencionado a lo largo de esta tesis el rango de lectura de un *tag* depende fundamentalmente de ambos parámetros, de allí que medirlos es una tarea de suma importancia dentro del flujo de diseño. Una buena adaptación entre las impedancias del chip y su antena permite la máxima transferencia de potencia al chip, mientras que la polarización circular permite una mejora del rango respecto de la que se obtiene con un *tag* convencional linealmente polarizado.

Por la naturaleza de estas antenas, con resistencias bajas e inductancias altas (normalmente en relación 10:1) y con una estructura balanceada, medir sus parámetros es un desafío. Para realizarlas se recurrió a las técnicas analizadas a lo largo de la tesis; para la impedancia el uso de dos puertos del analizador (Sección 4.2.1) y para el AR el balun (Sección 4.6).

En segunda instancia se construyó un *tag*, adosando a la antena un chip Higgs 4,

y se evaluó su comportamiento con un lector de RFID comercial. Este segundo ensayo tiene una ventaja respecto de las mediciones realizadas previamente ya que la antena se evaluó sujeta a las condiciones reales de funcionamiento, sin la presencia de los cables del instrumental que, aunque sea minimizado, modifican o alteran el parámetro que se está midiendo.

6.1. Medición de la impedancia de entrada

Para la determinación de la impedancia de la antena propuesta se siguió el mismo procedimiento utilizado en la medición del dipolo acoplado con lazo, detallada en la Sección 4.7 del Capítulo 4. Primero se midió la impedancia por el método diferencial. En la fotografía de la Figura 6.1 se muestra la disposición del instrumental y los accesorios tal cual se dispusieron durante la medición. Se utilizó la misma configuración del analizador vectorial Rhode & Schwarz ZVA24 que en las mediciones previas (un puerto virtual basado en los puertos físicos 2 y 4 del instrumento).

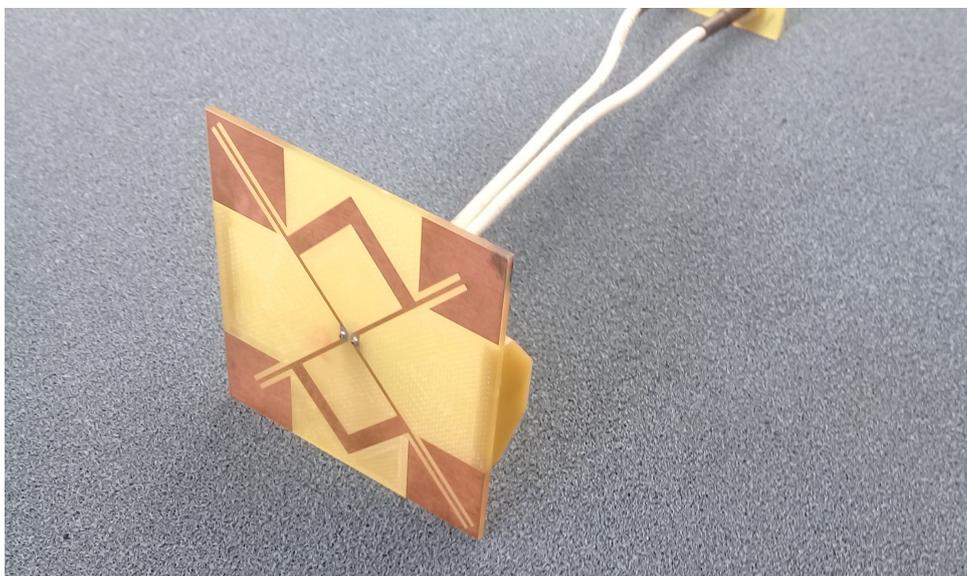


Figura 6.1: Medición de la antena con el accesorio construido con dos coaxiales (*test fixture*).

Luego se realizó la medición utilizando el balun presentado en el Capítulo 4. En este método la impedancia de la antena se obtiene en forma indirecta a partir de la medición

del coeficiente de reflexión a la entrada del balun con la antena a medir conectada a su puerto balanceado. El coeficiente de reflexión de la antena Γ_a se calcula a partir del coeficiente de reflexión medido Γ_e , utilizando la expresión (4.13):

$$\Gamma_a = \frac{\Gamma_e - S_{11}}{S_{22}(\Gamma_e - S_{11}) + S_{12}^2}, \quad (6.1)$$

donde S_{11} , S_{22} y S_{12} son los parámetros *scattering* del balun. Luego, como en las restantes mediciones de impedancia realizadas con analizador vectorial, se obtiene la impedancia por medio de la expresión:

$$Z_a = Z_0 \frac{1 + \Gamma_e}{1 - \Gamma_e}. \quad (6.2)$$

La fotografía de la Figura 6.2 muestra en detalle el montaje del balun y la antena durante la medición.

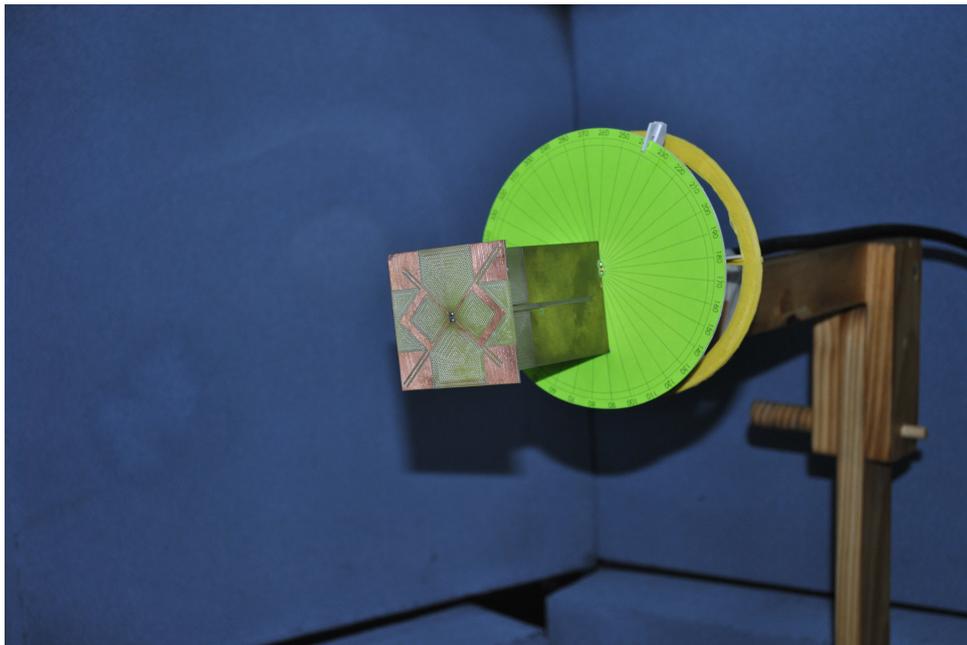


Figura 6.2: Detalle del montaje de la antena y el balun utilizado en las mediciones de la impedancia de la antena.

En las siguientes figuras se muestran los resultados de las mediciones realizadas con ambas metodologías y, a los efectos de establecer comparaciones, los resultados obtenidos por simulación durante el desarrollo. La Figura 6.3 corresponde a la resistencia y

reactancia de entrada en función de la frecuencia.

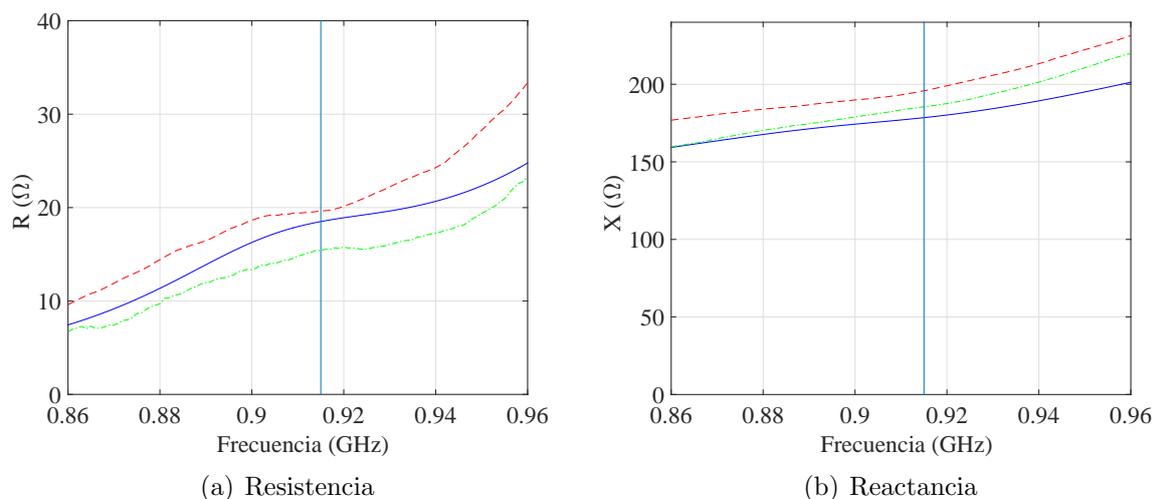


Figura 6.3: Impedancia de entrada de la antena en función de la frecuencia por medición diferencial (rojo a trazos), por simulación (azul) y por medición con balun (verde en punto y trazos).

A la frecuencia central de trabajo de 915 MHz, la resistencia de entrada medida por el método diferencial fue 19.6 Ohms, la obtenida por simulación fue 18.4 Ohms y medida con el balun fue 15.4 Ohms. En tanto los valores de reactancia fueron 196 Ohms en la medición diferencial, 178 Ohms con el programa de simulación y 185 Ohms en la medición con el balun.

Tomando como referencia la medición diferencial los valores de resistencia determinados con el balun presentan una diferencia del orden del 30% en toda la banda de frecuencias, con un mínimo del 22% en 915 MHz (frecuencia en la que el balun tiene las mejores prestaciones). En el caso de la reactancia las diferencias varían entre el 5 y 10% a lo largo de la banda, siendo el mínimo también en torno de los 915 Mhz.

Por otra parte, si se toma como referencia la impedancia obtenida por simulación, la resistencia del método diferencial se aparta por exceso y la del método del balun por defecto. Mientras que para la reactancia ambos métodos se apartan por encima.

Cualquiera sea el criterio tomado como referencia para evaluar la exactitud de las mediciones, el común denominador es que los valores de la reactancia obtenidos muestran menores apartamientos porcentuales que los de la resistencia. Esto está relacionado con

la forma en que se obtienen los valores de impedancia a partir de las mediciones del coeficiente de reflexión (Ecuación 6.2).

Pequeñas diferencias en el coeficiente de reflexión -el error del instrumento en el caso de la medición diferencial- se magnifican en la impedancia calculada. La figura 6.4 ilustra este argumento presentando los tres coeficientes de reflexión sobre el Ábaco de Smith.

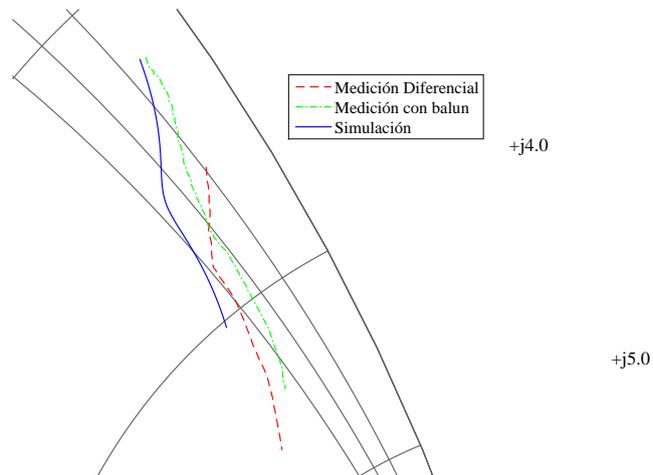


Figura 6.4: Coeficientes de reflexión medidos y por simulación. Las curvas de resistencia constante dibujadas corresponden a 5, 10 y 15 Ohms, mientras que las de reactancia corresponden a 150, 200 y 250 Ohms. Se puede apreciar como pequeñas variaciones en el módulo del coeficiente de reflexión se transforman en cambios significativos de la resistencia y despreciables de la inductancia.

Como se puede observar en la gráfica, pequeñas variaciones del módulo del coeficiente de reflexión desplazan radialmente las trazas hacia curvas que corresponden a resistencias muy distintas pero con reactancias similares. Por ejemplo una variación del 1 % del módulo del coeficiente de reflexión equivale a una variación de 4 Ohms en la resistencia y 1 Ohm en la inductancia (una variación del 22 % en la resistencia y de solo 0.5 % en la reactancia).

Las variaciones en los valores de la inductancia del 5 al 10 %, son atribuibles a diferencias en la fase del coeficiente de reflexión. Esto también se puede ver en la misma gráfica, donde pequeñas variaciones de fase rotan las trazas a curvas de distinta inductancia. Por ejemplo una variación de 6 grados en el coeficiente de reflexión (la exactitud del analizador vectorial) se traduce en un cambio de menos de 2 Ohms en la resistencia

y de 18 Ohms en la inductancia.

Si bien en una primera lectura estos errores porcentuales parecen elevados, es preciso mencionar que son habituales en la medición de antenas con estas características. Como se ha mencionado en varias oportunidades a lo largo de esta tesis, el origen del problema es que estas antenas poseen impedancias con parte real pequeña (10 a 30 Ohms) y parte reactiva 10 veces mayor. Impedancias con esos valores dan lugar a coeficientes de reflexión cercanos a la unidad, donde el analizador vectorial no brinda mucha exactitud. Las publicaciones sobre antenas para *tags* de UHF RFID en general no muestran curvas con mediciones del S_{11} (o del ROE) en función de la frecuencia, característica siempre presente en la evaluación de las antenas. Lo común en RFID es mostrar el comportamiento de la resistencia y la inductancia, o del coeficiente de reflexión referido a la impedancia compleja del chip RFID que se evalúa a partir de la impedancia medida. Por ejemplo en (Zhu et al., 2010), trabajo que muestra distintos esquemas de calibración en mediciones diferenciales de antenas para *tags*, la resistencia medida a 900 MHz varía entre 10 y 14 Ohms; mientras que en (Ge et al., 2016), que mide una antena utilizando un balun y un *test fixture*, la diferencia entre resistencia simulada y medida es del orden del 50 %.

6.2. Medición del AR

El otro parámetro interés evaluado fué el AR. Primero se determinó el nivel de potencia recibido por la antena en función del ángulo de incidencia de una onda linealmente polarizada según la dirección perpendicular al plano de los dipolos cruzados. Para esta medición se utilizó un generador de señales Rohde & Schwarz SMU 200A, un analizador de espectro Rohde & Schwarz FSV, una bocina Rohde & Schwarz HF907 y el balun.

El generador de señales se utilizó para alimentar a la bocina linealmente polarizada con una portadora de 915 MHz y 10 dBm de potencia. La antena del *tag* se conectó al analizador de espectro a través del balun y ambas antenas se colocaron a una altura de 1 metro y una separación de 2 metros. El espacio circundante a las antenas se acondicionó

con paneles absorbentes ETS Lindgren FL-4500CL. En la Figura 6.5 se muestra una fotografía del equipamiento durante el desarrollo de las mediciones.



Figura 6.5: Medición del AR de la antena. La antena se conectó al analizador de espectro a través del balun y se iluminó con una onda polarizada linealmente.

Manteniendo fija la bocina (campo eléctrico orientado según la vertical) se rotó el eje vertical de la antena del *tag* según el ángulo ϕ en pasos de 10 grados y se registró el nivel de potencia recibido por el analizador de espectro para cada orientación relativa. La Figura 6.6 muestra el diagrama polar de los 36 niveles de potencia registrados, expresados en dB referidos al máximo nivel de potencia detectado (eje vertical de la antena del *tag* coincidente con el campo vertical de la bocina).

Como se desprende del diagrama polar, el eje mayor de la elipse de polarización coincide con el eje vertical, mientras que el eje menor coincide con el eje horizontal de la antena. El AR (diferencia en dB de los niveles de potencia registrados según el eje vertical y horizontal) a 915 MHz fue de 2.5 dB, cercano al valor obtenido por simulación de 1.6 dB. En el gráfico se aprecia una pequeña diferencia entre los valores de las mediciones a 0 y 180 grados, atribuibles a desbalances en la salida del balun, en tanto dicha diferencia no ocurre en el ensayo realizado con un *tag* (descrita en la siguiente sección).

Una vez determinados los ejes mayor y menor de la elipse de polarización se evaluó el ancho de banda del AR. Para esta medición se programó el generador de señales para

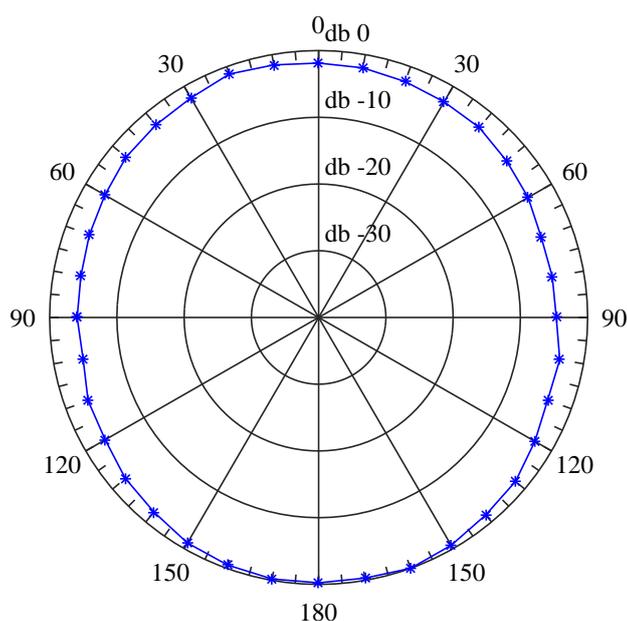


Figura 6.6: Diagrama polar de la potencia recibida por la antena del *tag* en función del ángulo de inclinación entre su eje vertical y la onda linealmente polarizada de la bocina.

que realice un barrido en frecuencias entre 900 y 950 MHz y el analizador de espectro se configuró para que registre los máximos niveles de potencia recibidos en cada frecuencia. Se realizaron dos mediciones, una para cada uno de las orientaciones de los ejes de la antena del *tag*, cuyos resultados se muestran en la Figura 6.7.

La antena muestra un AR mínimo cercano a 0 dB en la frecuencia de 925 MHz y un ancho de banda a -3 dB de 30 MHz (910-940 MHz). Como se puede apreciar en la gráfica los valores medidos y simulados son cualitativamente semejantes aunque levemente desplazados en frecuencia.

6.3. Medición del *tag* con un lector UHF RFID

Además de las mediciones descritas en las secciones previas, orientadas a determinar las cifras de mérito usuales de las antenas, se hizo un ensayo para evaluar la prestación de la antena bajo las mismas condiciones en las que debe operar en los sistemas comerciales.

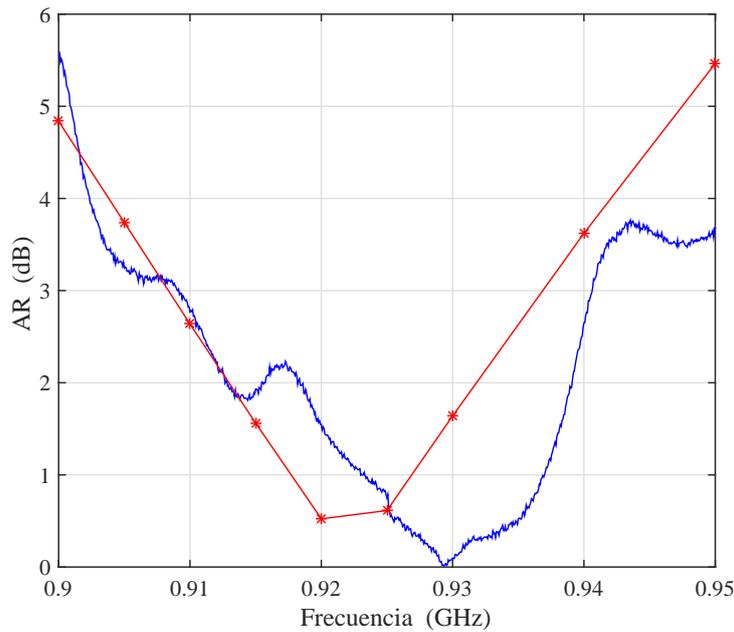


Figura 6.7: AR de la antena en función de la frecuencia. La curva roja corresponde a los resultados del simulador y la curva azul a los valores medidos (calculados como la diferencia entre las potencias recibidas con el eje vertical de la antena alineado con la onda de la bocina y rotada en 90 grados).

Una de las diferencias entre las antenas de los *tags* y las utilizadas en equipos de comunicación es la ausencia del cable de alimentación. En la mayoría de las antenas convencionales el cable de alimentación es parte del sistema al cual está destinada y por lo tanto siempre se las evalúa en condiciones similares a las de funcionamiento, al menos en este aspecto.

En general muchas antenas pequeñas, como por ejemplo las de los teléfonos celulares, están incorporadas a la placa PCB del dispositivo y se las alimenta a través de un línea microstrip. Cuando se evalúan sus prestaciones se incorpora un conector en el punto donde está la salida RF del chip y se mide el conjunto de la placa PCB con su antena. En este caso la única diferencia entre la antena medida y el la antena en funcionamiento dentro del dispositivo está dada por el conector. Sin embargo en las antenas de los *tags* esa técnica no se puede usar, salvo en el caso de antenas desbalanceadas como las que se diseñan para operar sobre superficies metálicas (*anti metal tags*).

En el caso de las antenas de los *tags* es posible hacer una evaluación mediante un esquema similar al mostrado en el Capítulo 3 para detectar el umbral de potencia de en-

cendido. En este caso entre el analizador y el chip RFID se deben intercalar los elementos correspondientes a la propagación por el espacio libre, es decir la antena transmisora y la antena del *tag*, separadas por una distancia que asegure condiciones de campo lejano. A partir del umbral de potencia de encendido del *tag* y la separación entre las antenas se puede calcular el rango para cualquier nivel de potencia transmitida. Este esquema, evaluado inicialmente, requiere de niveles de potencia transmitidos por encima de los que permite el generador de señales u obliga a que las antenas estén muy próximas. Debido a esto se realizó una evaluación con un lector comercial y el procedimiento descrito en (Nikitin et al., 2005) y reportado en antenas similares a la propuesta aquí (Tran et al., 2015).

Para la medición de la antena se montó un chip Higg4 con encapsulado SOT-323 sobre el prototipo fabricado en laminado FR-4. Las mediciones se llevaron a cabo con un lector Alien ALR 9900+ y la misma bocina con polarización lineal de las mediciones previas. En la Figura 6.8 se muestra el montaje del lector y la bocina durante las mediciones.



Figura 6.8: Medición del rango del *tag* con un equipo lector Alien ALR 9990+ y una bocina con polarización lineal. La fotografía de la derecha muestra el *tag* armado con el chip Alien Higgs 4 (encapsulado SOT-323) y la antena.

A diferencia de los equipos de evaluación específicos, que permiten configurar la frecuencia de las comunicaciones lector-*tag*, el lector ALR 9900+ trabaja de acuerdo a las regulaciones internacionales, que para nuestra región establece la técnica de FHSS (*frequency hopping spread spectrum*) con 50 canales entre 902.75 y 927.25 MHz. El lector

se configuró para que cada vez que envía un comando de interrogación para detectar la presencia del *tag* realice 200 intentos, de manera que garantice la evaluación en todo el canal.

La bocina se colocó a una distancia de 1.2 metros del *tag* y se conectó al lector con un cable coaxial de 4.3 dB de pérdidas. Se enviaron comandos de interrogación al lector, disminuyendo la potencia transmitida desde el máximo permitido por el equipo de 316 dBm , hasta que el lector no detecte presencia del *tag* (se consideró que el lector no detecta el *tag* cuando la cantidad de lecturas fue inferior a los 200 intentos). La medición se repitió cambiando la orientación relativa de la antena del tag respecto a la de la bocina, en forma análoga a la medición del AR pero en este caso se tomaron pasos de 45 grados.

El rango de lectura para una determinado nivel de potencia isotrópica efectivamente radiada (EIRP *effective isotropic radiation power*) se estableció con la expresión (Nikitin et al., 2005):

$$r = d \sqrt{\frac{EIRP}{P_{min} G_t L}} \quad (6.3)$$

donde P_{min} es la mínima potencia requerida para detectar el *tag*, G_t es la ganancia de la bocina de 5.5 dB, L son los 4.5 dB de pérdidas del cable de la antena del lector y d es la separación entre la antena del lector y el *tag*.

Los rangos de lectura medidos para una EIRP de 1 W (nivel de potencia establecido para nuestra región) estuvieron entre 9 y 12.8 metros. El valor máximo se obtuvo con el eje vertical de la antena del *tag* alineado con la onda polarizada linealmente, y el rango de 9 metros para la antena del *tag* inclinada en 90 grados. La Figura 6.9 muestra el diagrama polar de las mediciones del rango para las distintas orientaciones relativas.

Esos valores confirman las buenas prestaciones de la antena en relación a otras alternativas utilizadas en *tags* de RFID. El rango de lectura logrado es muy superior al de la antena con dipolos cruzados presentada en (Tran et al., 2015), de 7.3 metros para una potencia EIRP estimada de 3.28 W (valor muy por encima del máximo permitido en

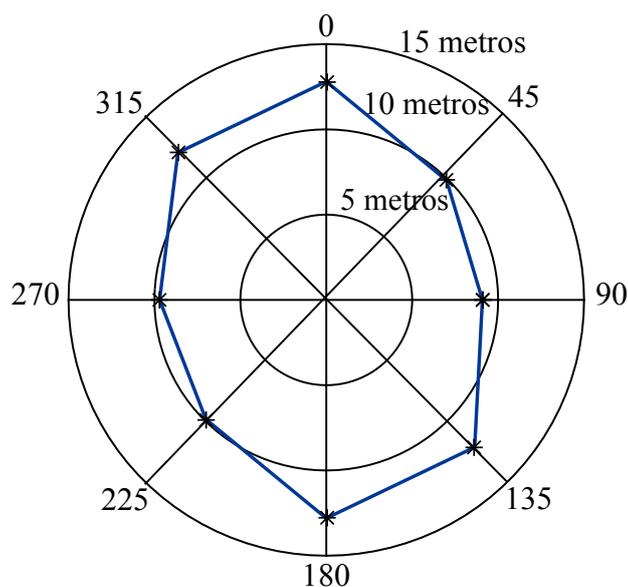


Figura 6.9: Rangos de lectura medidos para diferentes orientaciones relativas del tag con respecto a la onda linealmente polarizada..

nuestra región). Un rango levemente mayor, de 14.3 metros para una potencia de 1 W, se logra con una antena de grandes dimensiones (127x127 mm) presentada en (Tsai et al., 2014).

6.4. Conclusiones del Capítulo

En este capítulo se mostraron las mediciones realizadas para evaluar las prestaciones de la antena con polarización circular (Peruzzi et al., 2020) cuyo diseño se presentó en el Capítulo 5. La preparación y ejecución de estas tareas se basó en cuestiones analizadas a lo largo de esta tesis, como los detalles referidos a la medición de la impedancia del chip RFID presentados en el Capítulo 3 o la técnica de medición con un balun presentada en el Capítulo 4.

La impedancia de entrada que la antena posee es muy cercana al objetivo de diseño, teniendo en cuenta la exactitud que la medición permite, y hace posible una muy buena adaptación a la impedancia del chip Higgs 4. Por otra parte las mediciones del AR

muestran que el diseño presentado tiene muy buenas prestaciones en ese aspecto, en coincidencia con las metas planteadas al inicio de su desarrollo y los valores obtenidos por simulación. El buen desempeño de la antena en dichos parámetros fue confirmado con un ensayo posterior con un lector comercial de RFID.

Por último se muestra un análisis de las prestaciones de la antena propuesta en relación a otras similares basadas en dipolos cruzados y construidas en placas de circuito impreso. En la comparación se tuvieron en cuenta los parámetros de diseño que determinan el buen desempeño de la antena de un *tag*, esto es el coeficiente de reflexión (o la impedancia) y el AR en función de la frecuencia; y también otras cifras de mérito de interés desde punto de vista de los sistemas de identificación automática, como el rango de lectura para un dado nivel de EIRP y las dimensiones finales del *tag*.

El rango de lectura de 12.8 metros obtenido por la antena propuesta es superado solamente por la antena presentada en (Chiu and Hong, 2017), de mayores dimensiones y para un nivel EIRP de 4 Watts (de acuerdo a la expresión (Nikitin et al., 2005) el rango de la antena para un nivel EIRP de 1 W es de 7.75 metros). Considerando las dimensiones finales del *tag*, la antena es superada por la que se presenta en (Tran et al., 2015), con un rango mucho menor y para un nivel EIRP superior de 3.28 W.

Cuadro 6.1: Tabla comparativa de antenas para *tags* UHF RFID basadas en dipolos cruzados.

Ant	Rango (m)	-3 dB AR (MHz)	-10 dB S (MHz)	Dim. mm.	EIRP W
Deavours (2009)	-	900-930 ²	890-940 ¹	120x120	-
Liu et al. (2013)	6.5	903-934 ¹	- ³	68x68	4
Tran et al. (2015)	7.6	905.2-916.6 ¹	890-929	35.6x35.6	3.28
Chiu and Hong (2017)	15.5	892-932 ¹	884-941 ¹	95.8x95.8	4
Esta Tesis	12.8	910-940	886-924	64x64	1

¹ Por simulación

² Medición indirecta

³ 894-929 MHz a -3 dB

Capítulo 7

Epílogo y Perspectivas

Los dispositivos electrónicos de uso masivo que utilizamos a diario requieren de antenas cada vez más pequeñas y con capacidad de transmitir grandes tasas de información. Nuevos sistemas que se incorporarán al mercado en el futuro mediano, aún en etapa de desarrollo y planificación, tendrán las mismas exigencias para sus antenas y dispositivos de comunicación. Sin embargo las prestaciones de las antenas dependen del tamaño relativo a la longitud de onda, de allí que diseñar antenas cada vez más pequeñas, con gran ancho de banda y bajas pérdidas sigue siendo un problema a resolver.

La cuestión central es que conforme se reducen las dimensiones de las antenas su resistencia de radiación se hace proporcionalmente más pequeña que su reactancia y su resistencia de pérdidas (la resistencia de radiación depende del cuadrado de las dimensiones mientras que la resistencia de pérdidas depende linealmente). Para poder transferir la máxima energía al espacio es necesario entonces incorporar una carga reactiva que compense el desequilibrio producido por la reducción en las dimensiones de la antena. Agregar una carga reactiva para adaptar la impedancia de la antena a la del transmisor impacta negativamente en sus prestaciones. Desde el punto de vista de la energía puesta en los terminales la antena, la reducción en las dimensiones de la antena y las pérdidas en su red de adaptación hacen que disminuya su eficiencia de radiación. Sumar carga reactiva para adaptar impedancias también introduce cambios en la respuesta en frecuencia,

ya que al adaptar la impedancia se lleva la antena nuevamente a la resonancia, pero esto ocurre con un factor de calidad Q superior al que la antena tenía antes de la reducción en sus dimensiones. Por lo tanto al reducir las dimensiones, y agregar carga reactiva para compensar el efecto del cambio de impedancia, se reduce el ancho de banda de la antena. El estudio e interés en este tipo de antenas no es nuevo, comienza con el trabajo de Wheeler (1947), y permanece vigente en tanto los dispositivos se hacen más pequeños y exigen miniaturizar sus antenas. En ese sentido durante los últimos años se avanzó en los siguientes aspectos:

- Se estableció una relación entre el factor de calidad Q y las dimensiones de una antena. Gran parte de las investigaciones realizadas tuvieron por objeto corregir o mejorar la aproximación inicial de Wheeler que relaciona el Q con la inversa del cubo de la dimensión máxima de la antena. Hoy se dispone de expresiones que permiten evaluar el Q para antenas con distintas polarizaciones y con distintos tipos de patrones (omnidireccionales o direccionales) y en todas ellas está presente el término $1/(ka)^3$ estimado por Wheeler, que sigue siendo una regla simple para tener a una primera aproximación sobre las prestaciones de una antena pequeña.
- Se obtuvieron expresiones que relacionan el ancho de banda fraccional de una antena y su Q . Es otro de los aspectos sobre los cuales se ha trabajado en la búsqueda de relaciones más exactas que las iniciales, en los cuales se extrapolaba desde la teoría de circuitos una relación inversa entre ambas cantidades.

Paralelamente con estos avances, que contemplan los aspectos teóricos del estudio de las antenas pequeñas, se han desarrollado técnicas para reducir su tamaño. Las mismas se pueden reunir en dos grandes grupos:

- Reducción de las dimensiones por cambios en las formas. Se trata de cambiar la forma de los irradianes de una antena convencional, como por ejemplo un dipolo o *microstrip* para que las corrientes se desarrollen en un espacio de menores dimensiones. Una de las formas más antiguas de hacerlo es colocando un plano de

tierra en el plano de simetría de la antena, por ejemplo para reducir un dipolo a un monopolo. Otra forma típica son los dipolos cargados, en los cuales se reemplaza una parte de la armadura de un dipolo por una superficie metálica que almacene en una distancia reducida la misma carga eléctrica. También haciendo que las corrientes se desarrollen por caminos más largos, insertando ranuras en los planos de tierra o haciendo que las trayectorias sigan formas de meandros. O la combinación de ambas técnicas como por ejemplo en las antena tipo ILA, MIFA o en antenas *microstrip* en cortocircuito con ranuras en el plano de tierra e irradiante.

- Reducción por cambios en los materiales. En este caso se trata de reducir la velocidad de propagación de manera que la longitud de onda dentro de la estructura cargada con el material sea menor a la que se obtiene en el espacio libre. El efecto se puede lograr tanto con cambios en la permitividad eléctrica (ϵ_r) como en la permeabilidad magnética (μ_r), o con una combinación de ambos (que permite una mayor grado de libertad puesto que ambos también determinan la impedancia característica). En el caso de materiales convencionales la técnica se usa con carga del tipo dieléctrica dado que los materiales magnéticos son de altas pérdidas. Un caso especial es el de los metamateriales, en los cuales se controla la permitividad o permeabilidad fabricando el material como un arreglo (en 2 o 3 dimensiones) de estructuras resonantes cuyas dimensiones son inferiores a la longitud de onda.

Hasta aquí se presentó el estado de arte de lo que en forma genérica se denomina como antenas pequeñas. Esta tesis antes que proponer una estructura de antena y su diseño, se centra sobre un problema más general que es el conjunto aplicación-antena. Esto es, las restricciones que imponen algunos sistemas al diseño de la antena y su medición. Se eligió la tecnología de los *tags* de RFID pasivo que impone a las antenas restricciones adicionales al tamaño, como que sean fáciles de fabricar en forma masiva y a bajo costo, o que su impedancia de entrada sea inductiva para transferir la mayor energía al chip de naturaleza capacitiva. El diseño de estas antenas implica entonces desafíos adicionales

como incorporar una red de adaptación de impedancias pequeña y que no aumente la complejidad constructiva de la antena. También resolver los problemas en la medición de sus parámetros, originados en la distancia entre su impedancia, con parte real relativamente baja (10 a 30 Ohms) y parte inductiva de una magnitud 10 veces mayor, y los 50 Ohms reales del instrumental.

Las antenas presentadas utilizan técnicas habituales de reducción de las dimensiones, como los dipolos acortados, el uso de la carga de materiales (utilizar dieléctricos relativamente gruesos permite reducir la longitud de los irradianes), y parten de una idea central: distribuir las corrientes en forma más eficiente dentro del espacio ocupado por la antena. Este es un aspecto no completamente resuelto dentro del estudio de las antenas pequeñas pero sobre el cual existe evidencia empírica. Como se dijo en el capítulo introductorio, una de las preguntas no resueltas es: ¿Qué distribución de corrientes permite obtener el mejor Q de una antena?. La antena de Goubau, con prestaciones muy cercanas a las establecidas por el límite del mínimo Q y corrientes distribuidas dentro del volumen que ocupa, es una evidencia en ese sentido.

La forma más económica y simple de incorporar una antena sobre dispositivos electrónicos de uso masivo es construir la misma sobre la placa de circuito impreso; esto implica que las corrientes se deben desarrollar en un plano. Una forma de hacerlo es disponer los dipolos en las diagonales de una placa cuadrada. Una consecuencia relevante de esto es que se puede lograr que la antena emita una onda con polarización circular, requerimiento fundamental de los sistemas de comunicación inalámbrica de los dispositivos móviles. La antena presentada en (Peruzzi et al., 2017) muestra que tomando como base los dipolos cruzados se pueden hacer antenas con muy buenas prestaciones en cuanto a calidad de polarización, ancho de banda y ganancia.

Un esquema similar es el de la antena para un *tag* de UHF RFID que se presenta en (Peruzzi et al., 2020). Utilizando dipolos cruzados, cuya impedancia de entrada es real, se incorpora al diseño una red de adaptación consistente en dos pistas de cobre en forma de L que permite buena adaptación a la impedancia del chip con el que se forma el *tag*.

Las pistas forman junto a las armaduras de los dipolos dos lazos y funcionan como un doble adaptador T. Los dipolos cruzados con doble lazo de adaptación es otro aporte de esta tesis; a diferencia de esquemas similares basados en lazos simples, permite obtener un buen ancho de banda del AR con un área comparable al de los dipolos convencionales de RFID ($0,04\lambda_0^2$).

La medición de la impedancia del chip es una cuestión central del diseño de la antena para un *tag*, en tanto fija la impedancia “objetivo”. En (Peruzzi et al., 2015) se presenta un procedimiento para caracterizar completamente la impedancia de un circuito de UHF RFID. A diferencia de las mediciones tradicionales que se deben realizar en dos etapas, el procedimiento desarrollado sirve para determinar la impedancia de entrada y el umbral de encendido del chip en una sola instancia. Además, por la forma en que se realiza la medición, el ensayo hace posible obtener la impedancia del chip cuando responde comandos, cuestión que por los métodos tradicionales es imposible de resolver.

Evaluar el desempeño de la antena de un *tag* es otro de los aspectos importantes durante su diseño. Si bien la mejor forma de hacerlo es ensayar un *tag* con un lector comercial, reproduciendo de esta forma las condiciones reales de operación, en las etapas previas es necesario medir la antena. El uso de dos puertos en un analizador vectorial junto a un accesorio basado en dos cables coaxiales brinda la precisión suficiente para medir la impedancia de entrada. En tanto el patrón de radiación se mide alimentando la antena con un balun de ferrite, que si bien tiene pérdidas garantiza la excitación balanceada de la antena. En (Peruzzi et al., 2018) se presenta una técnica de medición que permite realizar ambas mediciones utilizando un balun. Al estar concebido como un adaptador entre las impedancias de la antena y del instrumento, hace posible medir la impedancia de la antena utilizando un solo puerto del analizador vectorial y con una precisión similar a la que se logra con el accesorio y dos puertos del analizador.

7.1. Perspectivas

La distancia existente entre el límite de mínimo Q y las prestaciones de las antenas que utilizan los dispositivos electrónicos actuales muestra que aún es posible mejorar su desempeño. Existe entonces un camino por recorrer en el diseño de antenas para estos dispositivos conforme el mercado presiona por hacerlos cada vez más pequeños. Más allá de las cuestiones teóricas pendientes de resolución, es claro que las investigaciones se deberán orientar según los lineamientos mencionados previamente, trabajar con la forma y disposición de los irradianes y en las propiedades electromagnéticas de los materiales.

Un ejemplo es la antena presentada en (Diaz et al., 2018) para un sistema de localización basado en un chip de UWB. El requerimiento es que posea dimensiones físicas reducidas, que su fabricación sea barata y permita integrarse fácilmente al chip y con gran ancho de banda. En su diseño se trabajó exclusivamente en el cambio de las formas de los irradianes, en un esquema que se basa en replicar varias instancias de una antena PIFA tradicional para lograr múltiples puntos de resonancia equidistantes y que garanticen el ancho de banda requerido por la aplicación.

Desde el punto de vista de los materiales, las nuevas tecnologías de fabricación aditiva (impresión 3D) abren un nuevo abanico de posibilidades para la fabricación de antenas y componentes de radio frecuencia. La impresión 3D se ha comenzado a utilizar en la fabricación de antenas, tanto en la construcción de partes metálicas con formas complejas como de antenas puramente dieléctricas. Si bien por el momento la fabricación de partes metálicas se limita a procesos de metalización sobre matrices construidas mediante impresión 3D, los progresos en ese terreno muestran que en el futuro se podrán construir directamente utilizando como material de aporte metales. En el caso de los dieléctricos las tecnologías de impresión 3D con aporte de materiales plásticos ya han alcanzado un grado de desarrollo que permite acceder a ellas a muy bajo costo, como así también se dispone de materiales “cargados” que exhiben una elevada permitividad. El uso de estos materiales de aporte en la impresión de antenas otorga nuevos grados de libertad en el

diseño de antenas. Por ejemplo permite construir antenas en las cuales la permitividad del material varía con la posición como en las lentes dieléctricas.

Una tecnología semejante es la que permite la “impresión” de antenas sobre papel mediante el uso de tintas conductoras. Se trata de una solución investigada en el campo de la identificación automática para abaratar el proceso de incorporación del *tag* al embalaje. En esa misma línea, los envases de polietileno (PE) también son un objetivo sobre el cual se pueden hacer aportes desde el campo de las antenas aplicadas a la identificación. El polietileno es uno de los materiales más utilizados en los envases de productos masivos y una de sus características -aparte de su bajo costo- es que es muy difícil depositar otros materiales sobre su superficie (tintas o metales). En (Grafia et al., 2018) se muestra la aplicación de una capa de grafito sobre polietileno para formar una película absorbente a las radiofrecuencias. Una película de grafito cuya impedancia superficial sea comparable a la del espacio libre permitiría aplicar sobre ella tags en los cuales el comportamiento de la antena no se vería alterado por las características electromagnéticas del material contenido en el envase.

Apéndice A

Diseño de un dipolo acoplado por lazo

Para evaluar las prestaciones del balun como accesorio de medición se diseñó y construyó un dipolo acoplado por lazo, que es un tipo de antena de uso habitual en los *tags* de UHF RFID comerciales. En la Figura A.1 se muestra un diagrama esquemático de la antena y su circuito equivalente.

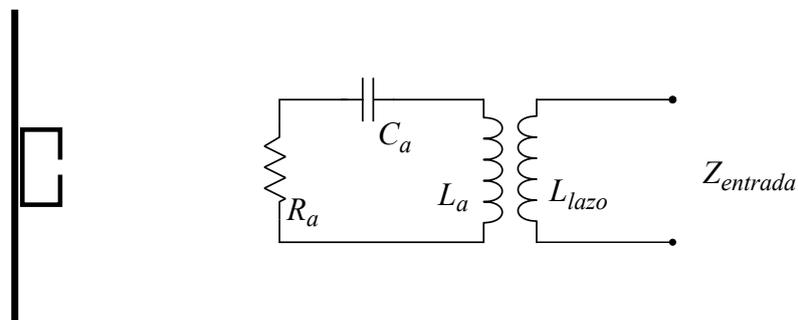


Figura A.1: Diagrama del dipolo acoplado por lazo y su circuito equivalente.

La impedancia de entrada de la antena está dada por la impedancia del dipolo Z_a y el acoplamiento mutuo M entre el lazo y el dipolo, que depende de la separación entre ambos y los anchos de sus pistas. Si las dimensiones del dipolo son tales que a la frecuencia de trabajo es resonante, entonces la resistencia de entrada de la antena es (Marrocco, 2008):

$$R_{ent} = \frac{(2\pi f M)^2}{R_a}; \quad (\text{A.1})$$

donde R_a es la resistencia del dipolo en resonancia. Por otra parte la reactancia de entrada X_{ent} está dada por la inductancia del lazo L_{lazo} ,

$$X_{ent} = j(2\pi f L_{lazo}). \quad (\text{A.2})$$

que depende fundamentalmente de su área. Las dos componentes de su impedancia dependen de dimensiones distintas, cuestión que facilita su diseño. La resistencia es función de la longitud y el ancho del dipolo, y del ancho de la pista del lazo y su separación al dipolo, mientras que la inductancia depende solamente del área del lazo.

Para hallar las dimensiones de la antena se construyeron tres modelos con el programa de simulación CST. Primero se simuló el dipolo principal con el objetivo que sea resonante a 915 MHz. Luego se construyó un modelo de simulación del lazo de alimentación y se hallaron la dimensiones para que la reactancia de entrada sea cercano a los 200 Ohms. Por último se construyó un modelo de ambos componentes y se trabajó con la separación entre ambos elementos para ajusta a la impedancia requerida.

En la Figura A.2 se muestra el diagrama de la antena y sus principales dimensiones. El prototipo se construyó sobre una placa de material FR-4 de 40 mm de ancho, 160 mm de largo y 1.5 mm de espesor.

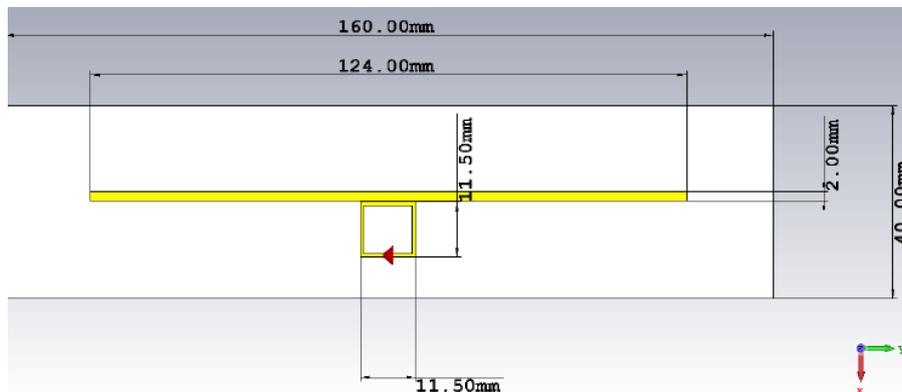


Figura A.2: Modelo del dipolo con acoplamiento por lazo y sus principales dimensiones. A la izquierda fotografía del prototipo.

Las dimensiones principales de la antena fueron: Largo del dipolo 140 mm, ancho del dipolo 2 mm, lazo de acoplamiento de 11.5 mm de lado y ancho de la pista del lazo de 0.7 mm. Para la conexión al balun se colocaron dos zócalos cilíndricos en los terminales del lazo, a una separación de 2 mm. Los valores de impedancia de entrada del dipolo, tanto medidos como simulados, se presentan en el Capítulo 4.

Bibliografía

- Al-Nuaimi, M. K. T. and Whittow, W. G. (2009). Novel planar AMC for low profile antenna applications. In *2009 Loughborough Antennas Propagation Conference*, pages 145–148.
- Alien-Technology (2007). *Alien Higgs 4 Datasheet*. Alien Technology.
- Balanis, C. (1997). *Antenna Theory: Analysis and Design (2nd Edition)*. Wiley, New York.
- Best, S. R. (2005). The performance properties of electrically small resonant multiple-arm folded wire antennas. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 47(4):13–27.
- Best, S. R. and Yaghjian, A. D. (2004). The lower bounds on Q for lossy electric and magnetic dipole antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 3(1):314–316.
- Bolster, M. (1961). A new type of circular polarizer using crossed dipoles. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 9(5):385–388.
- Carrubba, E., Genovesi, S., Monorchio, A., and Manara, G. (2007). AMC-based low profile antennas for 4G communication services. In *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 3364–3367.
- Chahat, N., Hodges, R. E., Sauder, J., Thomson, M., Peral, E., and Rahmat-Samii, Y. (2016). CubeSat deployable Ka-band mesh reflector antenna development for earth science missions. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(6):2083–2093.

- Chen, H. D., H., S., Sim, C. Y. D., and Tsai, C. H. (2012). Coupling-feed circularly polarized RFID tag antenna mountable on metallic surface. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60(5):2166–2174.
- Chen, H.-D., Tsai, C.-H., Kuo, C., et al. (2016). Compact circularly polarized meandered-loop antenna for UHF-band RFID tag. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 15:1602–1605.
- Chen, S. and Lin, K. (2009). Characterization of RFID strap using single-ended probe. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 58(10):3619–3626.
- Chiu, C. and Hong, J. H. (2017). Circularly polarized tag antenna on an AMC substrate for wearable UHF RFID applications. In *2017 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, pages 71–74.
- Cho, C., Park, I., and Choo, H. (2009). Design of a circularly polarized tag antenna for increased reading range. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 57(10):3418–3422.
- Chu, L. J. (1948). Physical limitations of omni-directional antennas. *Journal of applied physics*, 19(12):1163–1175.
- Collin, R. and Rothschild, S. (1964). Evaluation of antenna Q. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 12(1):23–27.
- Deavours, D. D. (2009). A circularly polarized planar antenna modified for passive UHF RFID. In *2009 IEEE International Conference on RFID*, pages 265–269.
- Demarest, K. R. and Deavours, D. D. (2011). Limitations of the Uda model for T-match antennas. *Progress In Electromagnetics Research*, 113:1–15.
- Diaz, G. G., Peruzzi, V. M., Masson, F. R., and Mandolesi, P. S. (2018). Compact ultra-wideband printed inverted-f antenna for location systems. In *2018 Argentine Conference on Automatic Control (AADECA)*, pages 1–6.

- Du, J., Wu, C. Y., Zhu, W. J., and Liu, Q. (2011). Ultrathin low cost EBG structure for insulating UHF RFID tag from metal objects. In *2011 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC)*, pages 1–4.
- Elamin, N. I. M., Rahman, T. A., and Abdulrahman, A. Y. (2013). New adjustable slot meander patch antenna for 4G handheld devices. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12:1077–1080.
- EPCglobal (2008). Radio-frequency identity protocols class-1 generation-2, UHF RFID protocol for communications at 860 MHz-960 MHz,. Version 1.2.0.
- Erentok, A. and Ziolkowski, R. W. (2008). Metamaterial-inspired efficient electrically small antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(3):691–707.
- Fante, R. (1969). Quality factor of general ideal antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 17(2):151–155.
- Fujimoto, K. and Morishita, H. (2014). *Modern small antennas*. Cambridge University Press, United Kingdom.
- Fukasawa, T., Nishimoto, K., Yanagi, T., and Miyashita, H. (2014). Measurement methods for a small antenna with reduced influence of a measurement cable. In *Electromagnetics (iWEM), 2014 IEEE International Workshop on*, pages 253–254.
- Ge, H., Yao, Y., Yu, J., Chen, X., and Valderas, D. (2016). Straight-forward impedance measurement for balanced RFID tag antenna. *Electronics Letters*, 52(3):181–182.
- Gianvittorio, J. P. and Rahmat-Samii, Y. (2002). Fractal antennas: a novel antenna miniaturization technique, and applications. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 44(1):20–36.
- Grafia, A. L., Peruzzi, M., and Barbosa, S. (2018). Desarrollo de películas plásticas con capacidad de absorber ondas de radiofrecuencia. In *18° Congreso Internacional de Metalurgia y Materiales SAM - CONAMET 2018*.

- Grosinger, J., Mecklenbrauker, C., and Scholtz, A. (2010). UHF RFID transponder chip and antenna impedance measurements. In *Digest of Intl. EURASIP Workshop on Technology*, pages 43–46.
- Gupta, S. and Mumcu, G. (2013). Dual-band miniature coupled double loop GPS antenna loaded with lumped capacitors and inductive pins. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61(6):2904–2910.
- Hamzaoui, D., Vuong, T. P., Djahli, F., and Kiani, G. I. (2015). Metamaterial RFID tag designs for long read range. In *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pages 1764–1765.
- Harrington, R. F. (1960). Effect of antenna size on gain, bandwidth, and efficiency. *Journal of Research of The National Bureau of Standards*, 64(1):1–12.
- He, Y., He, W., and Wong, H. (2014). A wideband circularly polarized cross-dipole antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13:67–70.
- Herscovici, N., Osorio, M. F., and Peixeiro, C. (2002). Miniaturization of rectangular microstrip patches using genetic algorithms. *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, 1(1):94–97.
- Holub, A. and Polivka, M. (2009). Electrically small meanderly folded patch antennas. In *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, pages 2546–2549.
- Holub, A. and Polívka, M. (2009). Vertically meander-folded, shorted-patch antennas. *Microwave and Optical Technology Letters*, 51(12).
- Icheln, C., Krogerus, J., and Vainikainen, P. (2004). Use of balun chokes in small-antenna radiation measurements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 53(2):498–506.

- Jin, N. and Rahmat-Samii, Y. (2008). Particle swarm optimization for multi-band handset antenna designs: A hybrid real-binary implementation. In *2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 1–4.
- Keskilammi and Kivikoski (2004). Using text as a meander line for RFID transponder antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 3:372–374.
- Kovitz, J. M., Manohar, V., and Rahmat-Samii, Y. (2016). A spline-profiled conical horn antenna assembly optimized for deployable Ka-band offset reflector antennas in CubeSats. In *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (AP-SURSI)*, pages 1535–1536.
- Kramer, B. A., Lee, M., Chen, C.-C., and Volakis, J. L. (2005). UWB miniature antenna limitations and design issues. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, volume 3, pages 598–601.
- Kuo, S.-K., Chen, S.-L., and Lin, C.-T. (2008). An accurate method for impedance measurement of RFID tag antenna. *Progress In Electromagnetics Research*, 83:93–106.
- Kwon, D.-H. (2005). On the radiation Q and the gain of crossed electric and magnetic dipole moments. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(5):1681–1687.
- Kwon, D.-H. (2008). Radiation Q and gain of TM and TE sources in phase-delayed rotated configurations. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 56(8):2783–2786.
- Lin, C. I. and Wong, K. L. (2007). Printed monopole slot antenna for internal multiband mobile phone antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(12):3690–3697.
- Liu, Y., Liu, Q., and Hu, J. (2013). Novel circular polarization antenna for UHF RFID application. In *2013 2nd International Symposium on Instrumentation and Measurement, Sensor Network and Automation (IMSNA)*, pages 986–989.

- Luo, Y., Chu, Q. X., and Zhu, L. (2015). A low-profile wide-beamwidth circularly-polarized antenna via two pairs of parallel dipoles in a square contour. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(3):931–936.
- Mandelbrot, B. B. (1977). *The Fractal Geometry of Nature*. W. H. Freeman and Company.
- Marrocco, G. (2008). The art of UHF RFID antenna design: impedance-matching and size-reduction techniques. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 50(1):66–79.
- Mats, L., Cain, J. T., and Mickle, M. H. (2009). The in-situ technique for measuring input impedance and connection effects of RFID tag antenna. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, 6(1):4–8.
- Mayer, L. and Scholtz, A. (2008). Sensitivity and impedance measurements on UHF RFID transponder chips. In *Proceedings of the second international EURASIP workshop on RFID technology*.
- McLean, J. S. (1996). A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, 44(5):672.
- Meys, R. and Janssens, F. (1998). Measuring the impedance of balanced antennas by an S-parameter method. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 40(6):62–65.
- Mokhtar, M. H., Rahim, M. K. A., Murad, N. A., and Majid, H. A. (2013). A compact slotted microstrip patch antenna for RFID applications. In *2013 IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA)*, pages 1–4.
- Muri, P. and McNair, J. (2012). A survey of communication sub-systems for intersatellite linked systems and CubeSat missions. *JCM*, 7(4):290–308.
- Nascetti, A., Pittella, E., Teofilatto, P., and Pisa, S. (2015). High-gain S-band patch antenna system for earth-observation CubeSat satellites. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 14:434–437.

- Nikitin, P., Rao, K., and Martinez, R. (2007). Differential RCS of RFID tag. *Electronics Letters*, 43(8):431–432.
- Nikitin, P. V., Rao, K. S., Martinez, R., and Lam, S. F. (2009). Sensitivity and impedance measurements of UHF RFID chips. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57(5):1297–1302.
- Nikitin, P. V. and Rao, K. V. S. (2008). Antennas and propagation in UHF RFID systems. In *2008 IEEE International Conference on RFID*, pages 277–288.
- Nikitin, P. V., Rao, K. V. S., Lam, S. F., Pillai, V., Martinez, R., and Heinrich, H. (2005). Power reflection coefficient analysis for complex impedances in RFID tag design. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(9):2721–2725.
- Palmer, K. D. and van Rooyen, M. W. (2006). Simple broadband measurements of balanced loads using a network analyzer. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 55(1):266–272.
- Pendry, J. B., Holden, A. J., Robbins, D. J., and Stewart, W. J. (1999). Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(11):2075–2084.
- Peruzzi, M., Masson, F., Mandolesi, P., and Perotoni, M. (2018). Technique for measurement of UHF RFID balanced antennas. *Electronics Letters*, 54(2):59–60.
- Peruzzi, V. M., Masson, F. R., and Mandolesi, P. S. (2015). Characterization of a UHF RFID chip. In *2015 XVI Workshop on Information Processing and Control (RPIC)*, pages 1–6.
- Peruzzi, V. M., Masson, F. R., and Mandolesi, P. S. (2017). Circularly polarized L band antenna for pico-satellites. In *2017 XVII Workshop on Information Processing and Control (RPIC)*, pages 1–6.

- Peruzzi, V. M., Masson, F. R., Mandolesi, P. S., and Perotoni, M. B. (2020). Wide axial-ratio bandwidth crossed dipole RFID antenna. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 125:153381.
- Pozar, D. M. (2009). New results for minimum Q, maximum gain, and polarization properties of electrically small arbitrary antennas. In *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*, pages 1993–1996.
- Puig-Suari, J., Turner, C., and Ahlgren, W. (2001). Development of the standard CubeSat deployer and a CubeSat class picosatellite. In *Aerospace Conference, 2001, IEEE Proceedings.*, volume 1, pages 1–347. IEEE.
- Qing, X., Goh, C. K., and Chen, Z. N. (2009). Impedance characterization of RFID tag antennas and application in tag co-design. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57(5):1268–1274.
- Rahmat-Samii, Y., Manohar, V., and Kovitz, J. M. (2017). For satellites, think small, dream big: A review of recent antenna developments for CubeSats. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 59(2):22–30.
- Ramsay, J. (1981). Highlights of antenna history. *IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter*, 23(6):7–20.
- Rao, K. V. S., Nikitin, P. V., and Lam, S. F. (2005). Antenna design for UHF RFID tags: a review and a practical application. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(12):3870–3876.
- Rashed-Mohassel, J., Mehdipour, A., and Aliakbarian, H. (2009). New schemes of size reduction in space filling resonant dipole antennas. In *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, pages 2430–2432.
- Ravipati, C. B. and Best, S. R. (2007). The goubau multi element monopole antenna -

- revisited. In *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 233–236.
- Schelkunoff, S. A. and Friis, H. T. (1952). *Antennas: theory and practice*. Wiley, New York.
- Shelby, R. A., Smith, D. R., and Schultz, S. (2001). Experimental verification of a negative index of refraction. *Science*, 292(5514):77–79.
- Sievenpiper, D., Zhang, L., Broas, R. F. J., Alexopolous, N. G., and Yablonovitch, E. (1999). High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(11):2059–2074.
- Stuart, H. R., Best, S. R., and Yaghjian, A. D. (2007). Limitations in relating quality factor to bandwidth in a double resonance small antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 6:460–463.
- Stutzman, W. L. and Thiele, G. A. (2012). *Antenna theory and design*. John Wiley & Sons, New York.
- Sung, Y. (2015). Circularly polarized square-ring antenna loaded with reactive components. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(11):4648–4657.
- Ta, S. X., Park, I., and Ziolkowski, R. W. (2013). Circularly polarized crossed dipole on an HIS for 2.4/5.2/5.8-GHz WLAN applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12:1464–1467.
- Ta, S. X., Park, I., and Ziolkowski, R. W. (2015). Crossed dipole antennas: A review. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 57(5):107–122.
- Tikhov, Y., Kim, Y., and Min, Y.-H. (2005). A novel small antenna for passive RFID transponder. In *2005 European Microwave Conference*, volume 1.
- Toorian, A., Diaz, K., and Lee, S. (2008). The CubeSat approach to space access. In *2008 IEEE Aerospace Conference*, pages 1–14.

- Tran, H. H., Ta, S. X., and Park, I. (2015). A compact circularly polarized crossed-dipole antenna for an RFID tag. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 14:674–677.
- Tsai, C.-H., Chen, H.-D., and Sim, C.-Y.-D. (2014). High-gain circularly-polarized loop tag antenna for long reading distance RFID application. *Microwave and Optical Technology Letters*, 56(10):2335–2341.
- Veselago, V. G. (1968). The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ . *Soviet Physics Uspekhi*, 10(4):509.
- Volakis, J. L., Chen, C.-C., and Fujimoto, K. (2010). *Small antennas: miniaturization techniques & applications*, volume 1. McGraw-Hill, New York.
- Wallace, R. (2009). Antenna selection guide. *Texas Instruments, Application Note AN058*.
- Wang, H. Y., Simkin, J., Emson, C., and Lancaster, M. J. (2000). Compact meander slot antennas. *Microwave and Optical Technology Letters*, 24(6):377–380.
- Werner, D., Werner, P., and Church, K. (2001). Genetically engineered multiband fractal antennas. *Electronics Letters*, 37(19):1150–1151.
- Werner, D. H. and Ganguly, S. (2003). An overview of fractal antenna engineering research. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 45(1):38–57.
- Wheeler, H. A. (1947). Fundamental limitations of small antennas. *Proceedings of the IRE*, 35(12):1479–1484.
- Yaghjian, A. D. and Best, S. R. (2005). Impedance, bandwidth, and Q of antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(4):1298–1324.
- Yang, S. L. S., Kishk, A. A., and Lee, K. F. (2008). Frequency reconfigurable U-Slot microstrip patch antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 7:127–129.

- Yasin, T. and Baktur, R. (2013). Circularly polarized meshed patch antenna for small satellite application. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12:1057–1060.
- Zamora, G., Zuffanelli, S., Paredes, F., Martí, F., Bonache, J., et al. (2013). Design and synthesis methodology for UHF-RFID tags based on the T-match network. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 61(12):4090–4098.
- Zhou, Y., Chen, C.-C., and Volakis, J. L. (2007). Dual band proximity-fed stacked patch antenna for tri-band GPS applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(1):220–223.
- Zhu, H., Ko, Y. C. A., and Ye, T. T. (2010). Impedance measurement for balanced UHF RFID tag antennas. In *2010 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, pages 128–131.