

CONFORMACIÓN DE HACES DE ANTENA PARA ESTUDIO DEL PLASMA IONOSFÉRICO

Tesis Doctoral presentada por

Juan Pablo Cifardini

Para acceder al grado académico de

DOCTOR EN INGENIERÍA



FACULTAD DE INGENIERÍA

UNIVERSIDAD NACIONAL DE LA PLATA

Director de Tesis: Dr. Claudio Brunini
Co-Director: Dr. Ing. José Alberto Bava

La Plata, Marzo de 2019

Prefacio

Esta Tesis es presentada como parte de los requisitos para obtener el grado académico de Doctor en Ingeniería, en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de La Plata. La misma contiene los resultados de los estudios desarrollados bajo la dirección del Dr. Claudio Brunini y la codirección del Dr. José Alberto Bava.

La investigación fue subvencionada por el Programa de Becas de Doctorado de la Secretaría de Ciencia y Técnica de la Universidad Nacional de La Plata.

Los fondos para llevar a cabo los desarrollos de ingeniería fueron aportados por la Red Argentina para el Estudio de la Atmósfera Superior (RAPEAS), establecida por el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET).

Agradecimientos

Quiero expresar mi agradecimiento:

A los ingenieros Guillermo Rodríguez y Ezequiel García, por convocarme a formar parte de RAPEAS y convencerme de llevar a cabo este trabajo de Doctorado.

Al Doctor Claudio Brunini, que aceptó dirigir este trabajo de investigación sin conocerme previamente.

Al Doctor Miguel Ferrando Bataller, Director del Grupo de Radiación Electromagnética (ITEAM) de la Universidad Politécnica de Valencia, y a su grupo de trabajo, los Doctores Eva Antonino Daviu, Marta Cabedo Fabrés y Nora Mohamed Mohamed Hicho, por brindarme su experiencia de varios años en la investigación de la Teoría de Modos Característicos.

A Antonio Vila Jimenez y Bernardo Bernardo Clemente, por realizar las medidas de la antena de bajo perfil en la cámara anecóica del GRE de la Universidad Politécnica de Valencia.

A Daniel Sánchez Escuderos, Miguel Ferrando Rocher, Tomás Bernabeu Jiménez y Antonio José Berenguer Berdú por sus consejos y sugerencias para algunos de los artículos que forman parte de esta Tesis, y por brindarme su amistad durante mi estadía en Valencia.

Finalmente al Doctor José Alberto Bava, por sus apreciados y relevantes aportes, críticas, comentarios y sugerencias durante el desarrollo de esta investigación.

Índice

Prefacio	iii
Agradecimientos	v
Índice	vii
Resumen	xi
Capítulo 1: Introducción	1
1.1 Antecedentes y motivación.....	1
1.2 Objetivos de la Tesis.....	2
1.3 Organización y estructura de la Tesis.....	2
1.4 Publicaciones	4
Capítulo 2: Ionosfera	7
2.1 Introducción.....	7
2.2 La Atmósfera Terrestre.....	7
2.3 Formación de la Ionosfera Terrestre.....	11
2.3.1 Ionización	12
2.3.2 Recombinación	13
2.3.3 Perfil general de Densidad Electrónica	14
2.4 Regiones de la Ionósfera.....	15
2.4.1 Regiones Inosféricas regulares	15
2.4.1.1 Región D.....	16
2.4.1.2 Región E	18
2.4.1.3 Región F	18
2.4.1.4 Capa F1.....	18
2.4.1.5 Capa F2.....	19
2.4.2 Regiones Ionosféricas irregulares - Capa Ionosférica Esporádica Es	20
2.4.3 Región superior (Top-side).....	21
2.5 Estudio de la Ionosfera mediante ondas Electromagnéticas.....	21
Capítulo 3: Radar de Dispersión Incoherente	23
3.1 Introducción.....	23
3.2 Sistemas de Radar.....	25
3.3 La Ecuación del Radar.....	26
3.4 Dispersión Incoherente de la Ionósfera	28

3.5 Espectro de Dispersión Incoherente	29
3.6 Parámetros Ionosféricos medidos por los Radares de Dispersión Incoherente	33
3.7 Polarización de la señal de radar	39
3.8 Frecuencia de operación de radares ISR.....	44
3.9 Radares ISR Activos Actualmente	45
3.9.1 Jicamarca	47
3.9.2 MU y EAR.....	48
3.9.3 AMISR/PFISR.....	50
3.10 Arquitecturas básicas de los Radares basados en agrupaciones de antenas con barrido de fase	52
3.11 Antenas de Radares ISR.....	54
Capítulo 4: Diseño de antenas utilizando la Teoría de Modos Característicos	57
4.1 Introducción	57
4.2 Formulación Matemática de los Modos Característicos.....	58
4.3 Corrientes Características.....	60
4.4 Interpretación física de los Modos Característicos.....	63
4.5 Significancia Modal.....	64
4.6 Ángulo Característico	67
4.7 Excitación de Modos Característicos.....	68
4.8 Modos Antena y Modo Línea de Transmisión	72
4.9 Diseño sistemático de antenas usando Modos Característicos	73
Capítulo 5: Antena Dipolos Cruzados	75
5.1 Introducción.....	75
5.2 Análisis de dipolos cruzados aplicando técnicas de Modos Característicos	75
5.3 Dipolos cruzados con polarización circular.....	79
5.4 Dipolos cruzados de distinta longitud con alimentación única y polarización circular	86
Capítulo 6: Antenas de Ranuras Cruzadas	91
6.1 Introducción.....	91
6.2 Principio de Babinet	91
6.3 Impedancia de la Antena de Ranura	94
6.4 Campos radiados por la Antena de Ranura	98
6.5 Análisis Modal de una lámina metálica cuadrada finita.....	99
6.6 Análisis Modal de una lámina metálica cuadrada finita con una ranura	103
6.7 Antena de Ranuras Cruzadas.....	107

6.7.1	Excitación de los Modos Característicos de la Antena de Ranuras Cruzadas	109
6.7.2	Diagrama de radiación de la Antena de Ranuras Cruzadas	111
6.8	Modelos experimentales de la Antena de Ranuras Cruzadas	112
6.8.1	Antena de Ranuras Cruzadas en lámina metálica.....	112
6.8.2	Antena de Ranuras Cruzadas en material de circuito impreso ...	118
6.8.3	Antena de Ranuras Cruzadas de bajo perfil en banda S	123
6.9	Ventajas de la antena de Ranuras Cruzadas	134
Capítulo 7: Agrupaciones de Antenas		137
7.1	Introducción.....	137
7.2	Campos radiados por Agrupaciones – Factor de Agrupación	137
7.3	Agrupación Lineal Uniforme.....	140
7.4	Agrupaciones con barrido de fase (Phased Arrays).....	146
7.5	Lóbulos de difracción (Grating Lobes)	148
7.6	Directividad de Agrupaciones Lineales.....	151
7.7	Agrupaciones Lineales No Uniformes	153
7.8	Agrupaciones Bidimensionales Planas.....	156
7.9	Directividad de Agrupaciones Bidimensionales Planas	160
Capítulo 8: Agrupaciones de Antenas de Ranuras Cruzadas		161
8.1	Introducción.....	161
8.2	Agrupación lineal de Antenas de Ranuras Cruzadas	161
8.2.1	Diseño preliminar	162
8.2.2	Simulaciones.....	165
8.2.3	Desplazador de fase.....	168
8.2.4	Modelo Experimental de la Agrupación lineal de Antenas de Ranuras Cruzadas	178
8.2.5	Medidas del Diagrama de Radiación.....	180
8.3	Agrupación Bidimensional de Antenas de Ranuras Cruzadas	183
8.3.1	Diseño preliminar	183
8.3.2	Simulaciones.....	184
8.3.3	Modelo Experimental de la Agrupación Bidimensional de Antenas de Ranuras Cruzadas	186
8.3.4	Medidas del Diagrama de Radiación.....	188
8.3.5	Análisis de acoplamiento entre radiadores de la agrupación.....	190
8.3.5.1	Análisis de la agrupación en modo recepción	190
8.3.5.2	Análisis de la agrupación en modo transmisión	195

Capítulo 9: Conclusiones	199
9.1 Conclusiones.....	199
9.1.1 Análisis y diseño de antenas utilizando la Teoría de los Modos Característicos	199
9.1.2 Agrupaciones de Antenas	201
9.1.3 Diseño de componentes de Radio Frecuencia	202
9.2 Trabajos Futuros	203
Bibliografía	205
Bibliografía	205

Resumen

La atmósfera del planeta Tierra constituye uno de los sistemas físicos más complejos conocidos por el hombre. En términos coloquiales se la puede definir como una mezcla de gases que interactúa química, dinámica y electromagnéticamente con el medio que se extiende desde la superficie terrestre hasta los alrededores del Sol. A los propósitos de este trabajo de investigación, interesa la clasificación de la atmósfera terrestre de acuerdo al contenido de electrones libres. De acuerdo a esta última cantidad, la atmósfera terrestre puede ser dividida en dos grandes regiones: la atmósfera neutra, que comprende la región que se extiende desde la superficie terrestre hasta los 50 km de altura aproximadamente, y la ionosfera, región de la atmósfera comprendida entre los 50-60 km de altura y los 1000 km de altura, aproximadamente.

Hace más de 80 años que la ionosfera es objeto de análisis, sin embargo, su estudio ha cobrado especial importancia durante el transcurso de las últimas décadas. Durante la década de 1990 y la primera década del siglo XXI el conocimiento de las características físicas de la ionosfera se convirtió en una necesidad de extrema importancia, puesto que la capacidad de predicción de los fenómenos ionosféricos resulta esencial para la optimización de los sistemas de radio-comunicaciones y los de navegación global basados en satélites.

Esta necesidad de conocimiento y capacidad de predicción ionosféricas requiere de instrumentación de alta sensibilidad y confiabilidad, así como también de modelos que incorporen los datos medidos por los instrumentos, y de esta manera, logren una predicción precisa de los fenómenos que en ella ocurren. En consecuencia, durante las últimas décadas, gran cantidad de instrumentos han sido desarrollados, mejorados e instalados alrededor del globo. Uno de los instrumentos desarrollados para estudiar la ionosfera es el Radar de Dispersión Incoherente, el cual permite medir una amplia variedad de parámetros ionosféricos además de proporcionar información acerca de las propiedades y el comportamiento de la atmósfera neutra en general.

El estado actual de la tecnología de radares permite el desarrollo de los mismos adoptando el concepto de agrupaciones o conjuntos de antenas (antenna array). Las agrupaciones de antenas se utilizan en multitud de aplicaciones que precisan la síntesis de un diagrama de radiación con especificaciones muy precisas de directividad, ancho de haz o nivel de lóbulo principal a secundario y, además, permiten variar electrónicamente la forma del diagrama de radiación, evitándose el uso de sistemas mecánicos de apuntamiento posibilitando cambios instantáneos de dirección del haz.

El aporte de este trabajo de investigación es el estudio y el planteo de bases teóricas para el desarrollo de antenas que conforman una agrupación y que permiten generar un haz orientable electrónicamente. Se estudian disposiciones, métodos de conformación de haz y se analiza su aplicación práctica en un Radar de Dispersión Incoherente aplicado al estudio de la ionosfera.

La Tesis aplica la Teoría de los Modos Característicos para el análisis y diseño de las antenas elementales que componen la agrupación de antenas. El análisis de Modos

Característicos es un método utilizado en electromagnetismo que brinda información de las posibles características de resonancia electromagnética de una estructura mediante la búsqueda y el examen de los modos propios de la misma, brindando una idea física de las propiedades fundamentales de la radiación de objetos e información valiosa en el diseño de antenas.

Capítulo 1

Introducción

1.1 Antecedentes y motivación

La ionosfera es un plasma confinado dentro del campo magnético de la Tierra que se extiende entre las alturas de 50 y 1000 km. Desde un punto de vista científico, constituye un ambiente natural en el que interactúan dicho plasma, la radiación y el viento solar y los campos magnéticos de la Tierra e interplanetario [1]. Como se halla suficientemente cerca de la superficie terrestre es posible medir las principales variables físicas y químicas que caracterizan su comportamiento, gracias a lo cual se constituye en un indicador importante de la climatología espacial [2]. La predicción del clima espacial resulta cada vez más importante para los sistemas de comunicaciones, tanto terrestres, como satelitales y de aeronavegación [3]; para los radares de defensa y control del espacio aéreo; para los sistemas satelitales de observación de la Tierra; para los modelos climáticos de gran escala, etc.

Una de las herramientas desarrolladas para estudiar la ionosfera es el Radar de Dispersión Incoherente (ISR por sus siglas en inglés), el cual permite medir una amplia variedad de parámetros ionosféricos además de proporcionar información acerca de las propiedades y el comportamiento de la atmósfera neutra en general [4][5].

El estado actual de la tecnología de radares permite el desarrollo de los mismos adoptando el concepto de agrupaciones o conjuntos de antenas (antenna array) evitándose el uso de sistemas mecánicos de apuntamiento y posibilitando cambios instantáneos de dirección del haz, modificar la forma su diagrama de irradiación y generar haces múltiples [6]-[17]. Como ejemplos de estos radares se pueden citar el caso del AMISR (Advanced Modular Incoherent Scatter Radar) [18]-[19] y el EISCAT 3D (European Incoherent Scatter Radar) que se está desarrollando actualmente en Escandinavia [20].

La presente Tesis Doctoral propone el estudio de estas técnicas con el fin de realizar diseños de agrupaciones de antenas en función de los requerimientos de radares de dispersión incoherente. El objetivo principal de este trabajo de doctorado es estudiar y sentar las bases teóricas para el desarrollo de antenas que conformen una agrupación, que permita generar un haz orientable electrónicamente, y se analiza su aplicación práctica en un radar de dispersión incoherente.

Por otra parte, el análisis de Modos Característicos [21]-[35] es un método utilizado en electromagnetismo que brinda información de las posibles características de resonancia electromagnética de una estructura mediante la búsqueda y el examen de los modos propios de la estructura. La existencia de los modos es independiente de la excitación. El análisis de modos característicos da una idea física de las propiedades electromagnéticas fundamentales de la radiación de objetos e información valiosa en el diseño de antenas.

La Tesis aplica la Teoría de los Modos Característicos para el diseño de las antenas elementales que componen la agrupación de antenas. Las investigaciones se centraran fundamentalmente en el efecto de la configuración de alimentación y su localización sobre la excitación de los modos.

1.2 Objetivos de la Tesis

Los objetivos específicos de esta Tesis se pueden resumir en:

- Estudiar los procesos que gobiernan la dinámica de la Ionosfera terrestre.
- Definir los requerimientos de antenas y agrupaciones de antenas para el uso en radares de dispersión incoherente.
- Estudiar las distintas técnicas para lograr conformación de haces mediante agrupaciones de antenas.
- Estudiar la teoría de los Modos Característicos y aplicarla al diseño de antenas.
- Realizar diseños originales a partir de los requerimientos generados.
- Validar mediante mediciones de los modelos desarrollados.
- Sentar un marco base para implementar un desarrollo tecnológico concreto aplicable al estudio de la ionósfera.

1.3 Organización y estructura de la Tesis

Los contenidos de esta Tesis se dividen en 9 Capítulos donde se abordan las diferentes temáticas de investigación y desarrollo que integran este manuscrito.

En este capítulo se describe una breve introducción a esta Tesis con su motivación, principales objetivos y su organización y estructura.

El Capítulo 2 presenta una descripción de la ionósfera terrestre. Se analizan los procesos que dan lugar a la formación de la misma y se detallan las características de cada región ionosférica. Finalmente se enumeran las diferentes técnicas que se emplean para el sondeo de la ionosfera mediante la utilización de ondas de radio.

En el Capítulo 3 se analizan generalidades sobre los sistemas de radar, se estudian los fenómenos físicos involucrados en el proceso de dispersión incoherente de ondas de radio de la ionosfera terrestre y se presenta el estado del arte de los radares de dispersión incoherente. A partir de este análisis se establecen requerimientos de diseño concretos del sistema de radar y requerimientos particulares para la antena.

En el Capítulo 4 se presenta la Teoría de los Modos Característicos. El análisis de Modos Característicos es un método utilizado en electromagnetismo que brinda información de las posibles características de resonancia electromagnética de una estructura, dando una idea física de las propiedades electromagnéticas fundamentales de

la radiación de objetos, e información valiosa en el diseño de antenas. En este capítulo se describe la interpretación física y excitación de los Modos Característicos, concluyendo con un método sistemático para el diseño de antenas utilizando esta teoría.

En el Capítulo 5 se utiliza la Teoría de los Modos Característicos para analizar las características de radiación de las antenas de dipolos cruzados. Estas antenas son utilizadas por la mayoría de los radares de dispersión incoherente basados en agrupaciones de antenas que operan en la actualidad y también los radares ISR actualmente en desarrollo. Se analizan en particular las condiciones de alimentación de la antena para obtener distintos tipos de polarización.

En el Capítulo 6 se analiza el funcionamiento de las antenas de ranuras aplicando la Teoría de los Modos Característicos, y se propone una nueva antena de ranuras cruzadas que cumple con los requerimientos para ser utilizada como radiador elemental en radares ISR basados en agrupaciones de antenas. Además se demuestra que la nueva antena posee algunas ventajas para esta aplicación, en comparación con la antena de dipolos cruzados usada actualmente en los radares ISR.

En el Capítulo 7 se presenta la teoría básica de agrupaciones de antenas. Las agrupaciones de antenas se utilizan en multitud de aplicaciones que precisan la síntesis de un diagrama con especificaciones muy precisas de directividad, ancho de haz o nivel de lóbulo principal a secundario y, además, permiten variar electrónicamente la forma del diagrama de radiación modificando la amplitud y la fase de las alimentaciones de las antenas básicas (agrupaciones de barrido electrónico o phased-arrays).

En el Capítulo 8 se describe la metodología implementada para el diseño, construcción y la validación de agrupaciones de antenas, ideadas como instancia de desarrollo para una agrupación de mayor tamaño, destinada a ser utilizada en un radar ISR. Se selecciona como elemento radiante a la antena de ranuras cruzadas y se diseña una agrupación lineal de cuatro antenas. Se describe la fabricación de un modelo de pruebas y la evaluación de su desempeño mediante mediciones. A partir de los resultados obtenidos con la agrupación lineal de antenas de ranuras cruzadas se diseña una agrupación bidimensional de 16 antenas, se describe la fabricación de un modelo experimental y se efectúa un análisis de acoplamiento entre los radiadores de la agrupación. En este capítulo también se detalla el diseño original de un desplazador de fase, necesario para el movimiento del haz generado por las agrupaciones de antenas.

En el Capítulo 9 se describen las conclusiones de esta Tesis Doctoral y las propuestas para el trabajo futuro.

1.4 Publicaciones

Finalmente, es importante destacar que algunos de los resultados de este trabajo de Tesis han dado origen a una serie de artículos que se han publicado en revistas y presentado en congresos y jornadas, los cuales se listan a continuación:

Congresos Internacionales:

- J. P. Ciafardini, G. Rodríguez, E. García, N. Mohamed Mohamed Hicho, E. Antonino Daviu, J. A. Bava, M. Ferrando Bataller, “Diseño de antena unidireccional de polarización circular y bajo perfil para aplicaciones en banda S”, XXXII Simposiun Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Septiembre de 2017, Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena, Murcia, España. ISBN: 978-84-697-5632-4.
- J. P. Ciafardini, E. Antonino Daviu, M. Cabedo Fabrés, N. Mohamed Mohamed Hicho, J. A. Bava, M. Ferrando Bataller, “Crossed-Slot Antenna Array Design for an Incoherent Scatter Radar and Characteristic Modes Analysis”, EuCAP 2016, the 10th European Conference on Antennas and Propagation, Abril de 2016, Davos, Suiza. Publicado en IEEE Xplore. Electronic ISBN: 978-8-8907-0186-3, DOI:10.1109/EuCAP.2016.7481131.
- N. Mohamed Mohamed Hicho, E. Antonino Daviu, M. Cabedo Fabrés, J. P. Ciafardini, M. Ferrando Bataller, “On the Interaction of Characteristic Modes in Slot Antennas Etched on Finite Ground Planes”, EuCAP 2016, the 10th European Conference on Antennas and Propagation, Abril de 2016, Davos, Suiza. Publicado en IEEE Xplore. Electronic ISBN: 978-8-8907-0186-3, DOI: 10.1109/EuCAP.2016.7481188.
- G. Rodríguez, E. García, J. P. Ciafardini, J. A. Bava, “Desarrollo de una agrupación bidimensional de antenas para un radar de dispersión incoherente”, XXXI Simposiun Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Año 2016, Universidad Autónoma de Madrid, Madrid, España. ISBN: 978-84-608-9674-6.
- J. P. Ciafardini, G. Rodríguez, E. García, N. Mohamed Mohamed-Hicho, E. Antonino Daviu, J. A. Bava, “Agrupación de antenas de ranuras para un radar de dispersión incoherente”, XXX Simposiun Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Año 2015, El Baluarte, palacio de Congresos y Auditorio de Navarra, Pamplona, España.

Congresos Nacionales:

- J. P. Ciafardini, G. Rodríguez, E. García, N. Mohamed Mohamed Hicho, E. Antonino Daviu, J. A. Bava, M. Ferrando Bataller, “Antena de bajo perfil para uso en trajes espaciales”, IX Congreso Argentino de Tecnología Espacial, Instituto Universitario Aeronáutico, Córdoba, Argentina, Abril de 2017.
- J. P. Ciafardini, E. Antonino Daviu, M. Cabedo Fabrés, N. Mohamed Mohamed Hicho, J. A. Bava, M. Ferrando Bataller, “Analysis of crossed dipole to obtain circular polarization applying Characteristic Modes techniques”, Congreso Bienal Argencon IEEE, Año 2016. Publicado en IEEE Xplore. Electronic ISBN: 978-1-4673-9765-0. DOI: 10.1109/ARGENCON.2016.7585266.
- E. García, J.P. Ciafrdini, G. Rodriguez, “Desarrollo y Medición de una Agrupación de Antenas de Ranuras Cruzadas”, Congreso Bienal Argencon IEEE, Año 2016. Publicado en IEEE Xplore. Electronic ISBN: 978-1-4673-9765-0. DOI: 10.1109/ARGENCON.2016.7585347.
- J. P. Ciafardini, E. García, G. Rodríguez, J.A. Bava, “Arreglos de antenas con haces orientables electrónicamente aplicables en radares de dispersión incoherente”, Terceras Jornadas de Investigación, Transferencia y Extensión de la facultad de Ingeniería de la UNLP, 1° Ed. La Plata, Universidad Nacional de La Plata, 2015. E-Book. ISBN: 978-950-34-1189-6.
- J. P. Ciafardini, E. García, G. Rodríguez, J. A. Bava, “Antena de Ranuras Cruzadas para un Radar Ionosférico”, Congreso Bienal Argencon IEEE, Año 2014. Publicado en IEEE Xplore. ISBN: 978-1-4799-4270-1. DOI: 10.1109/ARGENCON.2014.6868573.
- G. Rodríguez, E. García y J. P. Ciafardini, “Despalzador de Fase para un Radar Ionosférico”, Congreso Bienal Argencon IEEE, Año 2014. Publicado en IEEE Xplore. ISBN: 978-1-4799-4270-1. DOI: 10.1109/ARGENCON.2014.6868576.
- J. P. Ciafardini, E. García, G. Rodríguez, J. A. Bava, “Desarrollo de un Arreglo de Antenas Para Estudios de la Alta Atmósfera y Otras Aplicaciones”, VII Congreso Argentino de Tecnología Espacial - Universidad Nacional de Cuyo. Mendoza, Argentina, Mayo de 2013.

Workshop:

- G. Rodríguez, E. García y J. P. Ciafardini, “RF systems development for ionospheric studies”, First International Workshop of the Argentine Network for Upper Atmospheric Research – CONICET – CCT La Plata, Argentina del 21 al 23 de Noviembre de 2012.

Jornadas:

- G. Rodríguez, J. P. Ciafardini y E. García, “Antenas de Ranuras Cruzadas en Arreglos Para Radars de Dispersión Incoherente”, Jornada de Simulación Electromagnética 2015, Departamento de Electrotecnia, Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de La Plata, Argentina, Octubre de 2015.
- J. P. Ciafardini, G. Rodríguez, E. García, J. A. Bava, “Desarrollo de Arreglos de Antenas con Haces Orientables Electrónicamente Aplicables a Radars de Dispersión Incoherente”, – XXVII Reunión Científica de la Asociación Argentina de Geofísicos y Geodestas, San Juan, Argentina, Noviembre de 2014.
- J. P. Ciafardini, E. García, G. Rodríguez, J. A. Bava, “Análisis por Software de un Arreglo de Antenas para Estudios Ionosféricos”, Primer Encuentro de Simulación de Sistemas Irradiantes, Escuela Superior Técnica, Facultad de Ingeniería del Ejército Argentino, Ciudad Autónoma de Buenos Aires, Argentina, Octubre de 2014.

Capítulo 2

Ionosfera

2.1 Introducción

La ionosfera consiste en la parte ionizada de la atmosfera superior. Esta definición implica que se trata de una mezcla de gases neutros y cargados eléctricamente que se encuentra limitada espacialmente por efectos térmicos y gravitacionales. Aunque solo está presente como un elemento minoritario, la componente que contiene cargas tiene consecuencias importantes. Por ejemplo, permite el flujo de corrientes eléctricas, lo que lleva a perturbaciones del campo magnético y efectos de calentamiento electrodinámico. También modifica la dinámica de la atmosfera superior al producir o frenar los vientos termosféricos. Finalmente modifica mediante reflexión o refracción, atenuación o rotación del plano de polarización las ondas electromagnéticas que lo atraviesan. Esto último afecta las comunicaciones satelitales que atraviesan la ionosfera, las comunicaciones que utilizan a la ionosfera como un espejo, el posicionamiento y la navegación satelital y a los satélites de orbitas baja (LEO) alterando su órbita debido a la fuerza de arrastre que ejerce el gas de plasma sobre estos. Lo expuesto anteriormente lleva a que el conocimiento del comportamiento y la estructura de la ionosfera sean de gran interés. La ionosfera es un sistema dinámico en donde los parámetros del plasma ionosféricos de la Tierra muestran una marcada variación con la altura, la latitud, longitud, el tiempo universal, las estaciones, el ciclo solar y la actividad magnética. Las variaciones no son solamente el resultado de los mecanismos de acoplamiento y retroalimentación que operan en el sistema ionosfera-atmosfera neutra, sino que se deben también al acoplamiento que presenta la ionosfera con otras regiones del sistema solar-terrestre, que incluyen al sol, el medio interplanetario y la magnetosfera.

Una definición formal de la ionósfera está dada por la IEEE en su estándar 211-1997 [36] donde se define a la Ionósfera Terrestre como la parte de la atmósfera superior donde los iones y electrones de alta energía térmica están presentes en cantidades suficientes para afectar a la propagación de las ondas de radio.

2.2 La Atmósfera Terrestre

La atmósfera es la envoltura gaseosa que rodea al planeta Tierra y que comprende una mezcla de gases. Los principales componentes de la atmósfera se resumen en la Tabla 2.1 [37]. Con excepción del oxígeno, los componentes más abundantes son químicamente neutros y por lo tanto mantienen la misma concentración volumétrica hasta una altura de 100-110 km. Los componentes inactivos, como dióxido de carbono, juegan un papel importante en el balance de energía, mientras que los componentes activos como el

ozono, a pesar de su muy baja concentración, juegan un papel importante en la absorción de la radiación UV y rayos-X. Una propiedad importante de la atmósfera es la presión p , igual a 1,03 Pascales a nivel del mar, y que disminuye junto con la densidad ρ al aumentar la altitud. La presión p a una altitud h se define como el peso de una columna estática de aire de sección recta unitaria que se extiende desde ese punto hasta el límite superior de la atmósfera:

$$p = \int_0^h g\rho dh \tag{2.1}$$

Donde g es la aceleración de la gravedad.

Tabla 2.1: Composición de la Atmósfera – Concentración de sus principales componentes [37].

<i>Elementos Inactivos</i>		
Nitrógeno	N ₂	78.11 %
Oxígeno	O ₂	20.95 %
Argón	A _r	0.93 %
Neón	N _e	18.18 x 10 ⁻⁴ %
Helio	H _e	5.24 x 10 ⁻⁴ %
<i>Elementos Activos</i>		
Agua	H ₂ O	Desde 0 a 7 %
Dióxido de carbono	CO ₂	Desde 0.01 a 0.1 %
Ozono	O ₃	Desde 0 a 0.00001 %

Otro parámetro importante para caracterizar la atmósfera neutra es la altura de escala H . La atmósfera es considerada como un fluido en equilibrio hidrostático compuesta de una mezcla de gases, en los que la ley de los gases ideales sigue siendo válida con aproximación aceptable:

$$p = nKT \tag{2.2}$$

Donde K es la constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23}$ J/K), n es el número de moléculas por unidad de volumen, y T es la temperatura absoluta.

Entonces, asumiendo que la presión atmosférica puede variar solamente con la altura h , la fuerza hacia arriba debido al gradiente es igual al peso de la atmósfera:

$$\frac{dp}{dh} = -g\rho \tag{2.3}$$

y suponiendo que la densidad $\rho = nm$, con m la masa molecular media, tenemos:

$$\frac{dp}{dh} = -gmn \quad (2.4)$$

Entonces tomando el número de moléculas n de la ecuación 2.2:

$$\frac{dp}{p} = -\frac{gm}{KT} dh \quad (2.5)$$

Mediante la integración de esta ecuación:

$$p = p_0 \exp\left(-\int_0^h \frac{gm}{KT} dh\right) = p_0 \exp\left(-\int_0^h \frac{dh}{H}\right) \quad (2.6)$$

Donde $H=KT/gm$ es definido como la altura de escala, y p_0 es la presión correspondiente a la altura $h=0$.

Para entender el significado físico de este parámetro se introducen algunas aproximaciones. Se supone que hasta 100 km, m puede considerarse constante, entonces H debe variar sólo en proporción a T y en el caso en que también la temperatura sea uniforme:

$$p = p_0 e^{-h/H} \quad (2.7)$$

Entonces, H es la diferencia de altitud que corresponde a una variación en la presión p igual a e^{-1} , es decir, aproximadamente 0,37%, en otras palabras la diferencia de altitud cuando la atmósfera tiene una presión o una densidad ρ igual a $1/e$ del nivel de referencia. A nivel del mar, H es igual a 8 km y se mantiene casi constante, como se supuso anteriormente, hasta una altitud de 100 km. Por encima de 100 kilómetros a la aproximación definida anteriormente ya no es válida. De hecho, además de que T varía con la altitud, m tampoco es constante, sino que varía en función de la masa molecular de los diferentes elementos, cada uno de los cuales se distribuye de acuerdo a su propia altura de escala. Esto significa que los componentes con menor masa molecular, como el hidrógeno o el helio, tienen una altura de escala mayor y son más numerosos a mayor altitud. Además, la altura de escala representa una medida del gradiente de densidad y

presión, por lo que una altura más baja escala representa un mayor gradiente de presión o densidad.

El parámetro más importante que se utiliza para describir la estructura vertical y las regiones de la atmósfera es el comportamiento de la temperatura con la altitud, debido a que esta tendencia refleja los numerosos procesos físicos y químicos en juego (Fig. 2.1) [37]. De la misma forma, el comportamiento de la densidad de electrones se puede utilizar para describir la estructura vertical de la ionosfera.

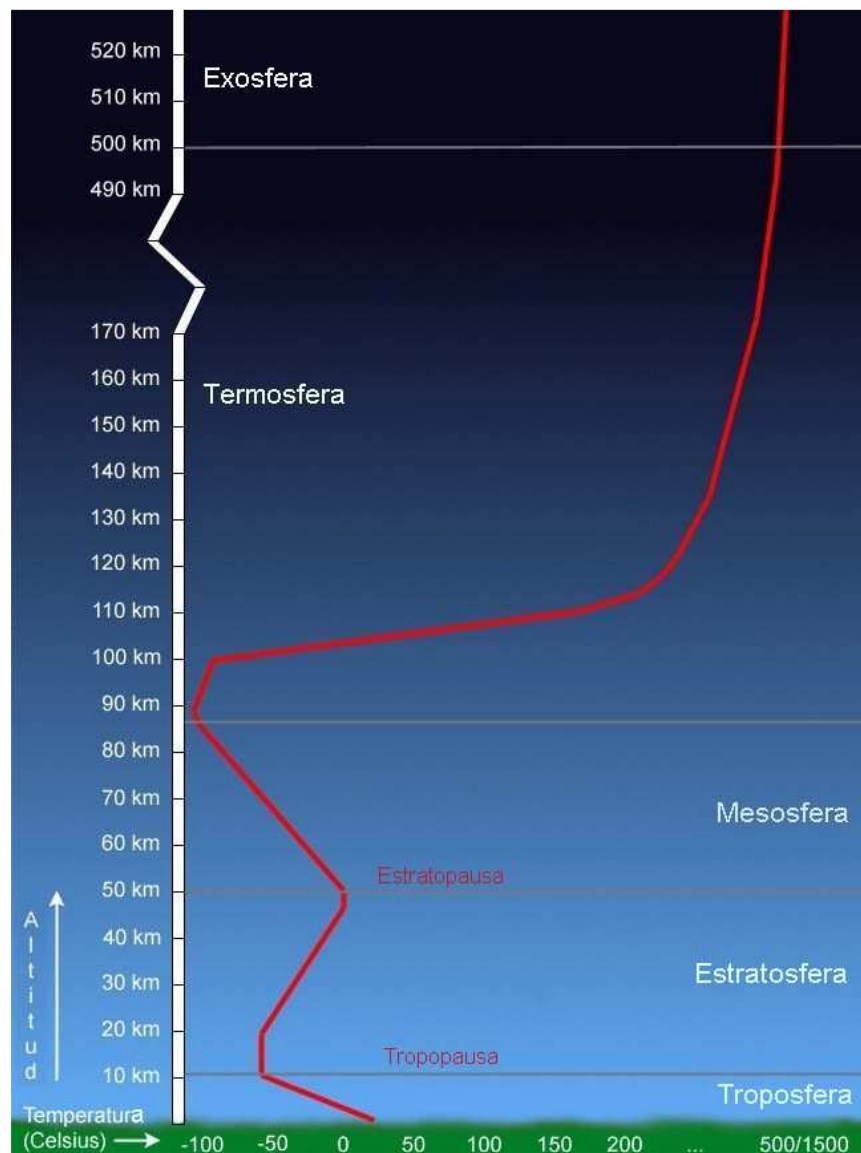


Figura 2.1: Temperatura de la atmósfera función de la altitud y las regiones caracterizadas por la inversión de este parámetro físico.

De la superficie de la Tierra hasta 10 km por encima de los polos y hasta 15 km por encima de las regiones ecuatoriales la disminución de la temperatura media es de aproximadamente 6,5 °K por km hasta un nivel conocido como la tropopausa. Hasta este nivel se extiende la sección de la atmósfera que sustenta la vida, donde se producen la mayoría de los fenómenos meteorológicos, y donde el proceso físico es principalmente termodinámico. La razón para esta disminución de la temperatura es el movimiento de convección vertical del aire: el gas en contacto con la superficie caliente de la Tierra se expande y se enfría a medida que se mueve hacia arriba en un proceso adiabático.

Por encima de la troposfera y la tropopausa la temperatura comienza a aumentar de nuevo, incrementándose de -70 a 0 °K, hasta una altitud de 50 kilómetros limitada por la estratopausa. Esta región es llamada la estratosfera y el aumento de la temperatura es debido a la existencia de una capa de ozono, una molécula de tri-atómica de oxígeno que absorbe la radiación *UV* del sol.

Por encima de los 50 km la temperatura comienza a disminuir de nuevo en una región de transición llamada la mesosfera, continuando hasta unos 90 km donde la temperatura alcanza aproximadamente -70 a -90 °K. El límite superior de la mesosfera es la mesopausa, por encima del cual se encuentra la termosfera donde la temperatura aumenta de nuevo debido a la absorción de los rayos *UV* por oxígeno y nitrógeno, alcanzando una temperatura de 1500 °K a una altitud de 200-300 km. La materia a esta altura es muy baja densidad y por lo tanto el parámetro de temperatura no tiene sentido y es mejor considerar la velocidad media cuadrática de las partículas.

En esta porción de la atmósfera superior el oxígeno molecular y el nitrógeno no están uniformemente mezclados, estando estratificados de acuerdo con su masa molecular con una altura de escala particular. En la termosfera y la región superior de la exosfera la fuerte radiación ultravioleta y los rayos *X* producen una ionización intensa por lo que estas dos regiones se solapan con la ionosfera.

2.3 Formación de la Ionosfera Terrestre

Por encima de la estratosfera, es decir más allá de los 50 km de altitud, la atmósfera se caracteriza por una alta densidad de electrones libres e iones libres, en su mayoría producidos por la foto-ionización de los rayos *X* y radiación *UV* que llegan desde el Sol y en menor medida a altas latitudes por ionización corpuscular. Esta sección de la atmósfera, incluyendo las capas que se referencian como la mesosfera, termosfera, y exosfera, se define como la ionosfera.

Una densidad alta o relevante de electrones libres e iones libres no es una característica que define claramente un límite, ya que los electrones y los iones están presentes para cualquier altitud en la atmósfera inferior y superior. Por lo tanto, una

definición más práctica, procedente de la primera aplicación de comunicaciones de radio de larga distancia, establece el límite en la parte de la atmósfera en la que la densidad de ionización es suficiente para desviar las ondas de radio en la gama de 2-30 MHz.

Sin embargo, si bien es fácil de definir el límite inferior de la ionosfera, hay opiniones diversas sobre cómo establecer su límite superior. Un compromiso razonable sería hasta los 1500 Km de altura, donde la densidad ionosférica suele ser menor al 1% de la máxima, la cual ocurre entre los 350 y 550 Km. Por arriba de este límite la ionosfera es identificada como una región de transición con la plasmasfera.

La existencia y la variabilidad en el tiempo de la ionosfera están relacionadas con dos procesos físicos opuestos, la Ionización y la Recombinación.

2.3.1 Ionización

La ionización se produce cuando los rayos ultravioletas (fotones) penetran en la atmósfera interactuando con átomos neutros. La energía absorbida es transferida a los electrones, los cuales logran escaparse de los átomos neutros, quedando en consecuencia un ion positivo y un electrón libre. La Figura 2.2 ilustra este concepto.

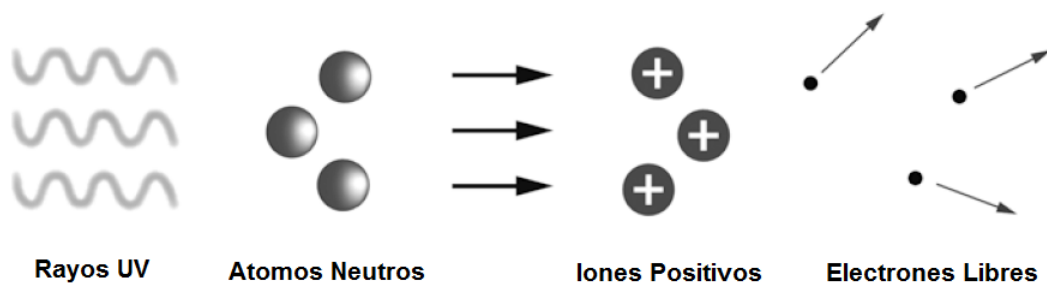


Figura 2.2: Esquema simplificado del proceso de foto-ionización: los átomos neutros se separan por la energía de los rayos UV provenientes del sol, produciendo iones y electrones libres [37].

El proceso de Ionización se puede describir mediante la siguiente ecuación:

$$a + \frac{hc}{\lambda} \rightarrow a^+ + e^- \quad (2.8)$$

Aquí a representa un átomo neutro genérico, a^+ representa un ion positivo, e^- un electrón libre, h es la constante de Plank equivalente a $6,62 \times 10^{-34} Js$, c es la velocidad de la luz, y λ la longitud de la onda electromagnética incidente. La cantidad hc/λ debe ser $>Li$,

siendo L_i la energía necesaria para la ionización, que está relacionada con el componente atómico específico i .

2.3.2 Recombinación

El fenómeno inverso de la fotoionización es la recombinación, que se produce cuando los electrones libres se re combinan con los iones positivos para producir nuevamente átomos neutros.

La recombinación puede ocurrir de dos maneras. La primera, definida como recombinación radiativa, ocurre cuando los electrones e^- interactúan directamente con los iones positivos a^+ produciendo un átomo o molécula neutra a , donde las cargas pierden su libertad, más un exceso de energía L :



La segunda y más frecuente, definida como recombinación disociativa, sucede en dos etapas, mediante un proceso más eficiente y por lo tanto más importante. En la primera etapa se produce una interacción entre iones positivos a^+ procedente de la fotoionización y moléculas biatómicas neutras b_2 , como el oxígeno o nitrógeno, según la siguiente ecuación:



En la segunda etapa, los electrones se combinan con la molécula positiva, dando origen a dos átomos neutros, donde las cargas se neutralizaron:



En la parte más baja de la ionosfera aparece otro proceso, en donde la pérdida de electrones libres es debida a que estos se adjuntan a átomos neutros quedando un ion con carga negativa más un exceso de energía L , a este proceso se lo denomina "attachment":



La pérdida de electrones libres tanto por "attachment" como por recombinación disociativa depende de la densidad de moléculas neutras.

Resulta conveniente aclarar que desde el punto de vista de la interacción con señales electromagnéticas, solo son importantes los electrones libres y no los iones, ya que la masa de estos últimos, enorme en comparación con la masa del electrón, les impide responder a oscilaciones rápidas [3].

2.3.3 Perfil general de Densidad Electrónica

Como se mencionó en el apartado anterior la principal causa de la alta densidad de electrones libres e iones y moléculas con carga positiva es la foto-ionización producida por la radiación *UV* que llega desde el espacio, y en particular desde el Sol. Teniendo en cuenta que la densidad de átomos neutros disminuye con la altitud y que la ionización se vuelve más débil debido a la absorción de la radiación solar, los dos fenómenos opuestos lógicamente deberían dar lugar a una capa que contenga una concentración máxima de electrones libres.

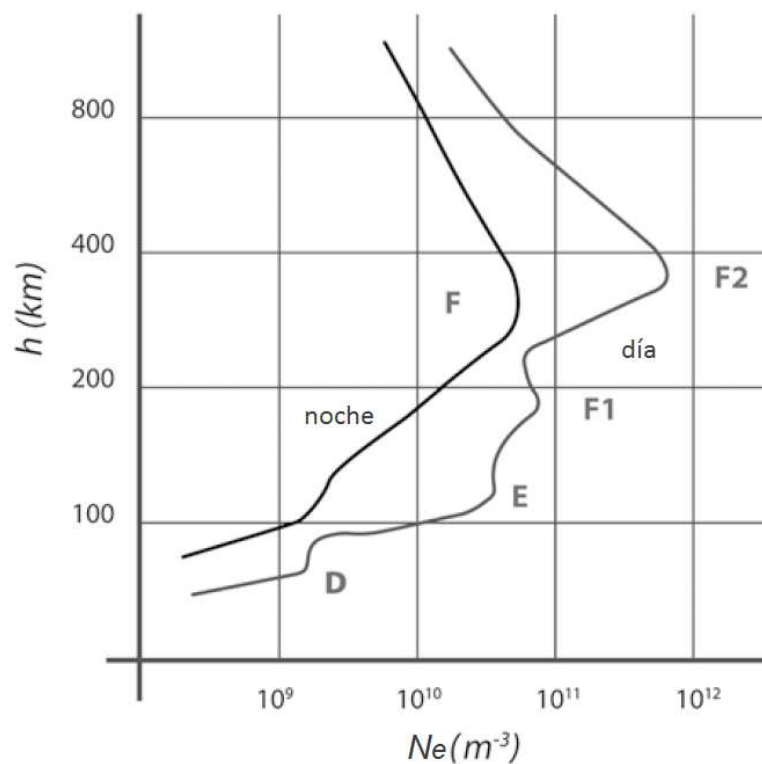


Figura 2.3: Perfiles de densidad electrónica diurnos y nocturnos (densidad vs. Altitud) [37].

Como la atmósfera neutra superior se compone de diferentes elementos químicos que interactúan de manera diferente con radiación *UV*, se pueden encontrar más de un

máximo de densidad electrónica. Por lo tanto, además de la temperatura de la atmósfera neutra, el comportamiento de la densidad de electrones en función de la altitud es otro parámetro útil para describir las diferentes regiones de la ionosfera. Los máximos y mínimos relativos son utilizados para identificar las capas ionosféricas (Fig. 2.3) [37].

2.4 Regiones de la Ionosfera

La estructura y la dinámica de la ionosfera terrestre están sujetas a grandes variaciones temporales y espaciales frecuentes, que pueden ser tanto periódicas como irregulares.

Los cambios que se producen en la ionosfera son diferentes para distintas altitudes debido a la variación de ionización, la pérdida de electrones libres y los fenómenos de transporte, como se describe en la sección. 2.3. En consecuencia, la ionosfera terrestre se divide en regiones regulares y regiones esporádicas, de acuerdo con las propiedades térmicas y químicas del gas neutro y los componentes ionizados.

2.4.1 Regiones Ionosféricas regulares

Investigaciones experimentales y teóricas modernas dividen la ionosfera en tres regiones: D, E y F. En determinadas condiciones solar-terrestres estas regiones están divididas en cuatro capas principales D, E, F1 y F2, como se muestra en las Figuras. 2.3 y 2.4.

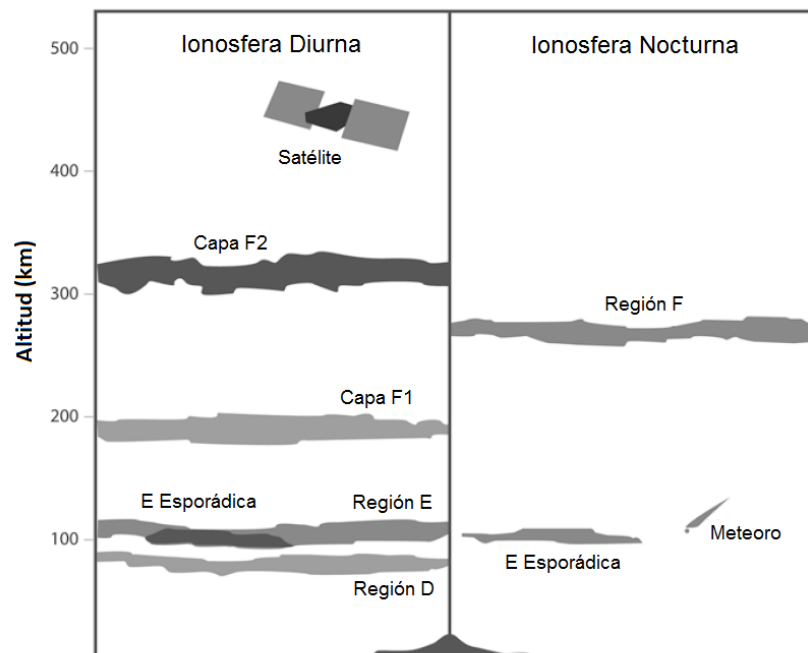


Figura 2.4: Estructura diurna y nocturna de la Ionosfera Terrestre [37].

La ionosfera inferior (hasta 100 km) es una zona en la que los procesos fotoquímicos son la principal influencia en su formación y en el balance de ionización. La ionosfera media (100-170 km) marca el límite de los procesos de ionización y recombinación junto con los procesos térmicos y dinámicos.

La ionosfera superior es la región F, que se caracteriza por la transferencia de partículas cargadas en el plasma por difusión ambipolar, vientos termosféricos y las interacciones ionosfera-magnetosfera. Las alturas reales de las capas ionosféricas varían con el ángulo cenital solar, la hora del día, las estaciones, los ciclos solares y la actividad solar.

2.4.1.1 Región D

La región D está ubicada entre los 50 y los 90 Km, con la sección desde los 50 Km a los 70 Km a veces llamada región C. Los componentes químicos neutros de la región D son principalmente N_2 , O_2 , Ar, CO_2 , He, y una cantidad muy variable de O_3 y H_2O . Los componentes ionizados de la región D consisten principalmente en NO^+ (óxido nítrico) como el portador importante carga positiva, mientras que los electrones, O_2^- y, posiblemente, otros iones negativos son los portadores de carga negativa (Fig. 2.5). En esta capa la presencia de electrones libres está dada por procesos fotoquímicos debidos a rayos cósmicos y rayos X. Por estar ubicada en una región de alta densidad molecular (10^{20} moléculas/ m^3) y baja densidad electrónica (10^8 electrones/ m^3) se presenta más intensamente durante el día ya que sin la presencia del sol los electrones encuentran muy rápidamente una molécula a la cual unirse para formar un ion negativo. Esta baja densidad electrónica hace que solo las ondas de baja frecuencia sean afectadas en esta región. Debido a que el campo magnético de la Tierra arrastra los rayos cósmicos, esta capa tiene una mayor presencia en las regiones polares. Además presenta una correlación con la alta actividad solar ya que esta implica un incremento de aproximadamente 1000 veces en la producción de rayos X.

La D es la región ionosférica más compleja por las siguientes razones: a) la gran variedad de moléculas neutras conducen a complejos caminos de reacciones entre los iones primarios y productos; b) la presión es lo suficientemente alta para que los procesos de tres cuerpos sean importantes; c) hay importantes cantidades de iones negativos; d) la presencia de iones metálicos. Otras propiedades quedan expuestas en la tabla 2.2 [5].

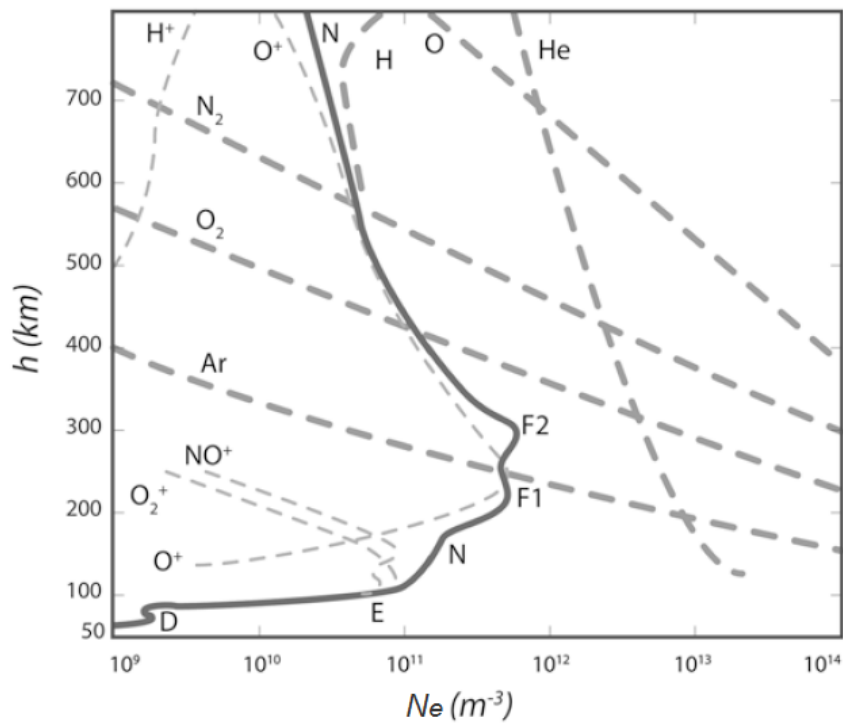


Figura 2.5: Principales constituyentes neutros e iónicos de la ionosfera en función de la altura (N_e representa los electrones libres) [38].

Tabla 2.2: Propiedades típicas de las regiones D [5].

Parámetro	Región D 60 Km Día - Noche
Concentración de partículas neutras (m^{-3})	7.2×10^{21}
Concentración de electrones (m^{-3})	10^6
Temperatura ($^{\circ}K$)	250
Frecuencia de colisión Ion-Neutra (s^{-1})	6×10^6
Frecuencia de colisión electrón-Neutra (s^{-1})	4×10^7
Altura de escala H (km)	7.5

2.4.1.2 Región E

La región E está ubicada entre los 90 y los 150 Km. Es la capa más regular espacial y temporalmente, y por lo tanto la mejor predecible. Su comportamiento se ajusta muy bien al perfil de Chapman [39], debido a que su densidad electrónica está controlada básicamente por la actividad del sol y la distancia cenital. Durante la noche se reduce a un mínimo que debe su existencia a la radiación ultravioleta del cielo nocturno; mientras que suele aumentar su altura en verano. La composición química está constituida principalmente por O_2 , O , NO^+ , O^+ , N_2 , N_2^+ , O_2^+ y electrones. Entre esta región y la F existe una zona de transición que se conoce como valle E-F. Otras propiedades quedan expuestas en la tabla 2.3 [5].

Tabla 2.3: Propiedades típicas de las regiones E [5].

Parámetro	Región E 100 Km	
	Día	Noche
Concentración de partículas neutras (m^{-3})	12×10^{19}	
Concentración de electrones (m^{-3})	1.7×10^{11}	10^{10}
Temperatura ($^{\circ}K$)	210	
Frecuencia de colisión Ion-Neutra (s^{-1})	7.6×10^3	
Frecuencia de colisión electrón-Neutra (s^{-1})	48000	42000
Altura de escala H (km)	6.3	

2.4.1.3 Región F

La región F es un segmento importante de la ionosfera terrestre y es el más importante desde el punto de vista de las comunicaciones por radio y sistemas de navegación. Se encuentra entre 140 y 600 km de altitud, y de vez en cuando se extiende hasta los límites superiores de la ionosfera. Como resultado de los mecanismos físicos complejos involucrados en su formación, la radiación solar provoca que la región F se divida en dos capas separadas, denominadas F1 y F2. Estas dos capas se fusionan unas horas después de la puesta del sol, reconfigurando la región F.

2.4.1.4 Capa F1

Esta capa se sitúa ente los 140 y los 210Km (Fig. 2.4) siendo más importante durante el verano y en los mínimos del ciclo solar. La altura de la capa F1 varía con la actividad solar, la estación del año y la actividad geomagnética. Al igual que en la región E, en F1 el comportamiento es totalmente regular y está dictado por el perfil de Chapman [39], con

densidad máxima de electrones alcanzando aproximadamente $2 \times 10^{11} \text{ e/m}^3$ al mediodía (Fig. 2.5). La capa F1 es más pronunciada en verano que en invierno, siempre desaparece durante la noche y, a veces en invierno, incluso durante el día. En esas condiciones las capas F1 y F2 forman una sola porción de la región F de la ionosfera. El control que ejerce el campo magnético sobre esta capa puede comprobarse por el hecho de que las curvas de nivel de igual frecuencia crítica (denominada f_0F1) se encuentran a igual latitud geomagnética y no a igual latitud geográfica. La composición química está constituida principalmente por NO^+ y O_2^+ como portadores de carga positiva primarios, O^+ y N^+ como portadores de carga positiva secundarios, y electrones (Fig. 2.5).

2.4.1.5 Capa F2

La capa F2 está presente las 24 horas del día, bajo todas las condiciones solar-terrestre, por lo que es la capa más importante de la ionosfera (Figuras 2.3, 2.4 y 2.5). Esta región presenta el máximo absoluto de densidad electrónica, entre 10^{10} y $8 \times 10^{12} \text{ e/m}^3$ (Fig. 2.3). En la capa F2 los portadores de carga dominantes son los iones O^+ y como portadores secundarios H^+ y He^+ (Fig. 2.5). La principal fuente de electrones e iones en esta región es el proceso de foto-ionización por radiación *UV*. Su comportamiento es mucho más irregular y complicado que los otros estratos, pudiendo el contenido electrónico variar en un 20% en 24 horas. En la capa F2, la tasa de pérdida de electrones depende de la concentración de los iones moleculares, particularmente O_2 y N_2 , mientras que la tasa de producción depende de la concentración de oxígeno atómico. Los fotoelectrones producidos por procesos de ionización son más calientes que los átomos neutros a partir del cual se formaron. Este exceso de energía se comparte gradualmente con los iones positivos, pero la transferencia al componente neutral es menos eficiente. En consecuencia, la temperatura del plasma excede la del aire neutral. Durante el día los electrones son considerablemente más caliente que los iones ($T_e > T_i$), pero por la noche las temperaturas son similares. Cuando el plasma está caliente se mueve hacia arriba a mayores altitudes, donde se almacena con eficacia debido a la menor tasa de recombinación con la altura. Cuando el plasma se enfría, por la noche, se mueve hacia abajo de nuevo y así ayuda a mantener la región F contra pérdidas por recombinación en altitudes más bajas. En la parte más baja de ella existe un equilibrio entre los fenómenos fotoquímicos y los de transporte, mientras que en la parte superior domina el transporte. La frecuencia mínima que atraviesa la región F2 (denominada f_0F2) suele tener un máximo un poco antes o después del mediodía, siendo posible que aparezcan ambos máximos dando origen a la llamada anomalía diurna. En las regiones ecuatoriales aparece otra anomalía asociada a un período estacional, siendo la densidad electrónica de la capa F2 (denominada N_mF2) un 20% más grande en enero que en junio. Esta anomalía estaría

directamente relacionada con la disminución de la distancia Tierra-Sol, ya que en diciembre la Tierra está en perihelio. Los fenómenos de transporte serían responsables de la llamada anomalía geomagnética. En el ecuador la densidad de electrones es mayor a la medianoche que al mediodía. En los polos durante el invierno (noche polar) la capa F2 presenta una correlación con la hora local como si el sol estuviera presente. Otras propiedades quedan expuestas en la tabla 2.4 [5]. Por encima de la capa F se encuentra el Topside o parte alta de la ionosfera estando el límite superior en esta última región no muy bien definido ya que a medida que la densidad electrónica disminuye, la ionosfera se funde con la plasmaesfera y el plasma interplanetario.

Tabla 2.4: Propiedades típicas de la región F [5].

Parámetro	Región F					
	200 Km		300 Km		500 Km	
	Día	Noche	Día	Noche	Día	Noche
Concentración de partículas neutras (m^{-3})	7.6×10^{15}		9.8×10^{14}	6.6×10^{14}	6.0×10^{13}	
Concentración de electrones (m^{-3})	3.5×10^{11}	3×10^{10}	1.1×10^{12}	3.5×10^{11}	$\sim 10^{10}$	
Temperatura ($^{\circ}K$)	1100		1360	980	1600	
Frecuencia de colisión Ion-Neutra (s^{-1})	5		0.75		6×10^{-2}	
Frecuencia de colisión electrón-Neutra (s^{-1})	150	100	18	7	0.9	0.16
Altura de escala H (km)	37		54.7		73.5	

2.4.2 Regiones Ionosféricas irregulares - Capa Ionosférica Esporádica Es

Aunque la capa E esporádica se produce a altitudes de 90-140 km (la región E), se considera generalmente independiente de la capa E normal de la ionosfera (Fig. 2.4). La razón principal de este punto de vista es que la capa Es tiene muy diversos patrones espaciales (que se puede extender en un área amplia o estar limitado a un área pequeña), diurnos (que puede aparecer en cualquier momento del día o de la noche), y estacionales en altas, medias y bajas latitudes, generados por diferentes mecanismos físicos.

La aparición de una capa Es en bajas y medias latitudes se produce sobre todo durante el día y prevalentemente durante los meses de verano. A altas latitudes, la aparición de una capa Es es más probable que ocurra durante la noche y se asocia con frecuencia con la aurora. Una de las características más importantes de la capa Es es que pueden tener una densidad de electrones similar a la región F. Sin embargo, su tiempo aleatorio de ocurrencia y presencia en cualquier lugar en particular hace que la predicción de una capa Es sea muy difícil. Ha habido muchas teorías para la capa E esporádica sobre la base de una gran cantidad de datos de observación, pero la teoría más aceptada parece ser la teoría del viento de cizalladura. Según esta teoría, una reversión del viento este-oeste neutro se combina con el campo magnético de la Tierra para producir movimientos

ascendentes y descendentes de iones pesados, comprimiéndolos así en una capa cuya altura coincide con la altura de reversión viento. Algunos trabajos más recientes indican que el campo eléctrico puede jugar un papel en las regiones aurorales donde este es muy grande y el campo magnético es casi vertical.

2.4.3 Región superior (Top-side)

La región superior de la ionosfera (o top-side) es la que se extiende por encima del pico de la capa F2 y hasta los 1000 km de altura aproximadamente. A estas alturas, la densidad de partículas neutras disminuye rápidamente, lo cual ocasiona un aumento de la relevancia de los procesos difusivos, así como una considerable disminución de las tasas de producción y de pérdida de electrones por recombinación disociativa.

Consecuentemente, los procesos de transporte adquieren un rol dominante, mientras que la fotoionización y la recombinación disociativa se vuelven fenómenos físicos completamente despreciables a estas alturas. Todo esto ocasiona que la densidad de electrones libres decaiga de manera exponencial, característica sobresaliente de la región superior o top-side.

Por encima de la región superior, se encuentra la denominada plasmasfera (o protonosfera). Se trata de una región completamente ionizada (el ion H^+ es la especie dominante) y con niveles de densidad extremadamente bajos. El límite entre la región superior (o top-side) y la plasmasfera se denomina plasmapausa. Dicho límite se corresponde con la altura donde el ion del oxígeno atómico O^+ cede su rol de especie dominante ante el ion del hidrógeno, H^+ . Dicha altura es comúnmente denominada altura de transición.

2.5 Estudio de la Ionosfera mediante ondas Electromagnéticas

Las técnicas más importantes utilizadas sistemáticamente para monitorear las capas ionizadas de la atmósfera superior de la Tierra se basan en los efectos de propagación que influyen en las ondas de radio que viajan a través de la ionosfera. El sondeo ionosférico remoto es posible debido a que las ondas electromagnéticas son perturbadas cuando se propagan a través del plasma de los alrededores de la Tierra. Se observan modificaciones en el tiempo de propagación, la fase y el camino óptico, las cuales se deben a gradientes en la densidad de electrones libres, en el campo magnético y, en ciertas ocasiones, a gradientes en el aire neutro.

Las técnicas desarrolladas generalmente pertenecen a uno de estos tres grupos:

- a) La onda de radio es totalmente reflejada por el medio.
- b) La onda de radio atraviesa el medio y emerge alterada.
- c) La mayor parte de la energía viaja a través del medio pero una pequeña fracción es dispersada o parcialmente reflejada por estructuras irregulares del medio.

Los grupos (a) y (c) emplean un transmisor y un receptor, ambos por debajo o ambos por arriba de la Ionosfera. El grupo (c) necesita transmisores de gran potencia y receptores de alta sensibilidad, debido a que la señal recibida es extremadamente débil. Las técnicas del grupo (b) normalmente requieren un transmisor o un receptor por arriba de la ionosfera.

La técnica más importante del grupo (a) consiste en el sondeo ionosférico, uno de los métodos más antiguos (desarrollado a partir de 1924) y que continúa siendo una de las técnicas más importantes para el estudio ionosférico. Se realiza con instrumentos llamados Ionosondas, que operan enviando señales verticalmente que barren el espectro de frecuencias entre 1 y 30 MHz y recibiendo el eco desde la Ionosfera. Midiendo el tiempo de viaje es posible determinar la distribución de la densidad electrónica con la altura de las capas. En la interpretación real de las medidas se tiene en cuenta que las señales no viajan a la velocidad de la luz sino que presentan una velocidad de grupo que depende del índice de refracción, así como el hecho de que la existencia del campo magnético de la Tierra implica la aparición de dos ondas llamadas ordinaria y extraordinaria. La información abarca desde la parte baja de la capa E (por debajo no se realizan sondeos por requerirse frecuencias de emisión muy bajas) hasta el pico de la capa F2; más arriba de ésta no es posible avanzar porque allí se encuentra el máximo electrónico y las ondas que la atraviesan no rebotarán; sin embargo, desde 1962 estos mismos sondeos se realizan hacia la Tierra desde satélites artificiales lo que permite tener información de las capas superiores de la Ionosfera (topside).

La técnica más importante del grupo (b) emplea la Rotación de Faraday. En el año 1845 Michael Faraday descubrió que cuando una onda electromagnética linealmente polarizada atraviesa un campo magnético esta rota el ángulo de polarización. El ángulo de rotación depende de la intensidad del campo magnético y también es proporcional a la cantidad de cargas. Esta característica hace posible usar el método para censar a la ionosfera, determinando el TEC (contenido electrónico total) integrado a través del camino que recorre la señal, aprovechando las señales que diferentes satélites emiten hacia la Tierra.

La técnica más importante del grupo (c) emplea la dispersión de ondas electromagnéticas generada por los electrones de la Ionosfera. El instrumento empleado es el Radar de Dispersión Incoherente. Su funcionamiento y teoría de operación se detalla en el próximo capítulo ya que resulta de interés central para el desarrollo de la presente Tesis.

Capítulo 3

Radar de Dispersión Incoherente

3.1 Introducción

Una de las mejores herramientas desarrolladas para estudiar la ionosfera es el Radar de Dispersión Incoherente (ISR), el cual permite medir una amplia variedad de parámetros ionosféricos además de proporcionar información acerca de las propiedades y comportamiento de la atmósfera neutra en general [4].

Su principal ventaja es que permite determinar la totalidad del perfil de densidad electrónica de la ionosfera, a diferencia de las demás técnicas de observación que solo permiten determinar la densidad electrónica en regiones parciales (Topside o Bottomside). Otra ventaja con respecto a las demás técnicas es que debido a que la antena debe ser muy grande comparada con la longitud de onda de las señales de radio con las que opera el radar (debido a que trabaja con señales muy débiles), esto provoca un haz muy angosto que permite obtener la mejor resolución espacial.

Las técnicas de observación de la ionosfera mediante Radares de Dispersión Incoherente son relativamente nuevas, la primera instalación comenzó a operar en 1961 en Jicamarca, Perú, [40]. Le siguieron el Observatorio de Arecibo, en Puerto Rico, en 1962 [40], el Observatorio de Milstone Hill, cerca de Boston en E.E.U.U en 1963 [40], el radar de Chatanika cerca de Firebanks, Alaska, en 1971, que luego en 1982 fue movido a Sondrestrom en Groenlandia [41]. En 1981 se instala el radar EISCAT UHF, en Tromso, Noruega [5], seguido en 1985 por el EISCAT VHF [5] instalado en el mismo lugar y en 1996 se instala el radar EISCAT Svalbard, cerca de Longyearbyen, en Noruega [42].

Las antenas de todos los radares mencionados hasta aquí (con excepción del radar de Jicamarca) consisten en reflectores parabólicos o esféricos de muy gran apertura (Figura 3.1). Estas antenas son grandes estructuras metálicas que deben ser movidas cada vez que se requiere redireccionar el haz del radar, por lo que se requiere de un complejo sistema apuntamiento. Esto hace que el costo de mantenimiento de dichas instalaciones sea muy elevado.

Un caso particular es el del radar MU (Middle and Upper atmosphere radar), que comenzó sus operaciones en 1984 en Shigaraki, Japón [43], [44]. Su antena está formada por una agrupación de antenas Yagi dispuestas en una matriz circular de 103 m de diámetro. Este radar fue durante mucho tiempo el único ISR en emplear tecnología de estado sólido. La filosofía de diseño de este radar está basada en una agrupación “activa” de antenas con barrido de fase, lo que confiere a este instrumento características únicas para la época. Variando las amplitudes y la fase relativa de las corrientes que alimentan las antenas elementales de la agrupación se puede modificar la forma su diagrama de irradiación y de este modo apuntar rápidamente el haz en distintas direcciones o generar haces múltiples.

En el año 2005 comienza a operar un radar de dispersión incoherente diseñado en conjunto por la National Science Foundation (NSF) de los Estados Unidos y la empresa Stanford Research Institute (SRI) con una filosofía que difiere radicalmente de la empleada hasta el momento. Este radar es denominado AMISR “Advanced Modular Incoherent Scatter Radar” [18], su antena está formada por una agrupación activa de antenas elementales dipolos cruzados con barrido de fase, alimentados por electrónica de estado sólido de tecnología avanzada y se distingue de sus antecesores ya que la agrupación de antenas está formada por módulos que se pueden desmantelar rápidamente para trasladar el instrumento a otra ubicación. Además, como se trata de una estructura sin partes móviles es de fácil mantenimiento y se puede operar remotamente.



Figura 3.1: Instalaciones del Radar EISCAT Svalvard [45]. Se pueden apreciar las antenas parabólicas reflectoras que emplean el sistema Cassegrain.

Los Radares de Dispersión Incoherente posteriores a MU y AMISR siguen su filosofía de diseño y operación. Como ejemplo se puede citar el caso del EISCAT 3D (European Incoherent SCATter Radar), que se está desarrollando actualmente en Escandinavia y que ha dado lugar al desarrollo de tesis doctorales referentes al tema de diseño de Agrupaciones de Antenas [46]; y un prototipo de radar ISR que se está desarrollando en la Universidad de Nanchang, en China [47].

En base a lo expuesto, se advierte la relevancia del estudio de los temas Agrupaciones de Antenas y Conformación Electrónica del Haz relacionados al estudio de la atmósfera superior.

3.2 Sistemas de Radar

La palabra “radar” surgió originalmente como un acrónimo para “radio detection and ranging”, hoy en día, esta tecnología es tan común que el término radar se ha convertido en un sustantivo estándar. El radar es un sistema electromagnético que se emplea para la detección y ubicación de objetos. Una forma elemental de radar consiste en una antena transmisora que emite radiación electromagnética generada por un oscilador de algún tipo, una antena receptora y un dispositivo detector de energía o receptor (Figura 3.2). Una porción de la señal transmitida es interceptada por un objeto reflector (el objetivo) y se vuelve a radiar en todas las direcciones. La energía re-radiada en la dirección de la antena receptora es lo que resulta de mayor interés para el radar. La antena receptora recoge la energía devuelta y la entrega a un receptor, donde se procesa para detectar la presencia del objetivo y determinar su ubicación y, posiblemente, su velocidad radial relativa.

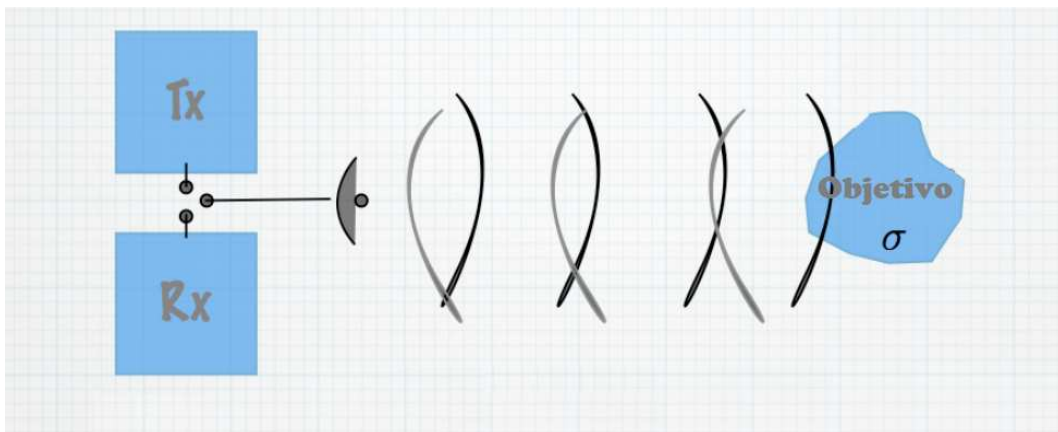


Figura 3.2: Principio básico de funcionamiento de un Sistema de Radar.

Otros parámetros del objetivo pueden ser determinados por las características de la señal recibida. Una señal de radar es una señal de información; y, en consecuencia, la información extraída depende del ancho de banda de la señal y del tipo de información transmitida. Los diferentes tipos de modulación utilizados en sistemas de radar proporcionan diferentes informaciones del objeto a detectar. Un tipo común de modulación es la modulación de pulso en la que la portadora se enciende y apaga a una velocidad particular (llamada PRF o frecuencia de repetición de pulso) durante un corto período de tiempo (o ancho de pulso).

Otro método empleado para modular una señal de radar es barrer la frecuencia linealmente sobre un ancho de banda (esta es una señal FM de diente de sierra). La frecuencia y la modulación de pulso se combinan en radares de compresión de pulsos.

El método más simple para determinar la distancia del objetivo proviene de medir con precisión el pulso de un radar desde el momento en que sale del radar hasta que vuelve. La distancia objetivo está dada por [48]:

$$R = \frac{c \Delta t}{2} \quad (3.1)$$

donde c es la velocidad de la luz y Δt es el tiempo entre la transmisión y la recepción del pulso.

La resolución del rango depende del ancho del pulso:

$$\Delta R = \frac{c \tau}{2} \quad (3.2)$$

donde ΔR es la resolución del rango y τ es el ancho del pulso transmitido. El rango máximo no ambiguo (R_{unamb}) es el rango más allá del cual un objetivo aparece más cerca porque se transmitieron múltiples pulsos antes de que se reciba un pulso de retorno.

$$R_{unamb} = \frac{c}{2 PRF} \quad (3.3)$$

donde PRF es la frecuencia de repetición del pulso.

3.3 La Ecuación del Radar

La ecuación de rango del radar, o simplemente la ecuación del radar, es la relación matemática más descriptiva y útil disponible para los diseñadores e investigadores de radar. Esta ecuación fundamental describe el principio de operación básico de los sistemas de radar.

Comenzaremos el análisis considerando la potencia irradiada por un transmisor (P_t) que ilumina el objetivo mediante una antena transmisora (antena direccional que tiene una ganancia de potencia G_t). Supondremos que las antenas de transmisión y recepción están apuntadas de tal manera que los máximos del patrón se dirigen hacia el objetivo. La densidad de potencia (S_i) incidente en el objetivo que se encuentra a una distancia R_t de la antena transmisora está dada por:

$$S_i = \frac{P_t G_t L_t}{4\pi R_t^2} \left[\frac{W}{m^2} \right] \quad (3.4)$$

donde L_t representa las pérdidas ($L \leq 1$), a lo largo de la ruta desde el transmisor hasta el objetivo (path loss).

El objetivo intercepta una porción de la potencia incidente y vuelve a irradiar esta potencia en varias direcciones, dependiendo de su reflectividad y de su geometría. La sección transversal del radar o RCS (radar cross section), representada por la letra griega σ , es una medida de la cantidad de potencia incidente que el objetivo irradia de vuelta en la dirección de la antena receptora del radar. Expresado de otra forma sería la medida de cuán detectable es un objeto por el radar.

Al igual que la apertura efectiva de una antena, la sección transversal del radar tiene unidades de área (típicamente metros cuadrados) y está relacionada solo parcialmente con el tamaño físico del dispersor. La RCS es una función del tamaño, forma y composición del material del objetivo, así como de la frecuencia y polarización de la onda incidente.

La potencia dispersada por el objetivo en cualquier dirección se determina multiplicando la densidad de potencia incidente por el área representada por la sección transversal del radar:

$$P_s = \frac{P_t G_t L_t \sigma}{4\pi R^2} [W] \quad (3.5)$$

Si la potencia dispersada en la dirección de la antena receptora viaja una distancia R_r para ser recibida en el receptor de radar, cuya antena tiene un área efectiva (apertura efectiva) A_e , entonces la ecuación final para la potencia recibida es:

$$P_r = \frac{P_t G_t L_t \sigma A_e L_r}{16 \pi^2 R_t^2 R_r^2} [W] \quad (3.6)$$

Esta ecuación se conoce como la ecuación del rango del radar multiestático porque el transmisor y el receptor se encuentran en ubicaciones diferentes (Figura 3.3 (a)) [49].

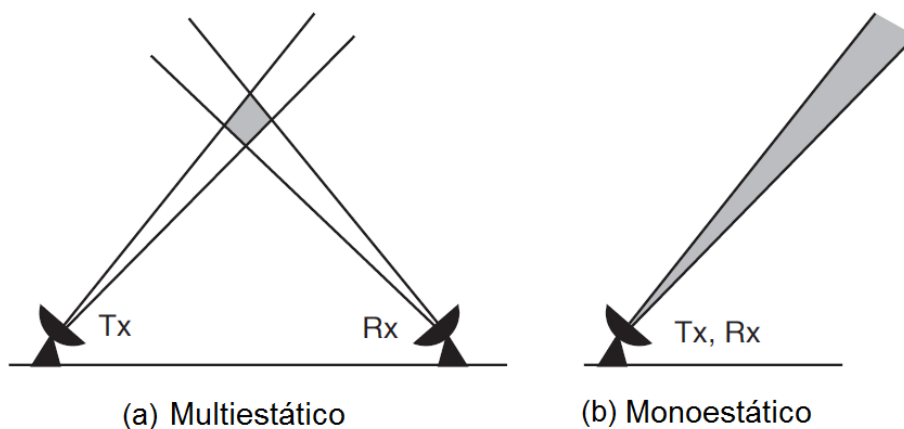


Figura 3.3: Principio del radar monoestático y multiestático [50].

Como sucede con un diagrama de radiación de una antena, el diagrama RCS tiene un lóbulo principal, lóbulos laterales y nulos. También como los diagramas de antena, los diagramas bidimensionales se usan frecuentemente para evaluar varias propiedades de la RCS. Como la RCS tiene unidades de m^2 , cuando se expresa en forma logarítmica, generalmente se compara con un objetivo de $1 m^2$. Por lo tanto, las unidades son $dBsm$ o dB en relación con un metro cuadrado.

Cuando el radar usa la misma antena para transmitir y recibir (Figura 3.3 (b)), la ecuación del rango del radar multiestático se reduce a la ecuación del rango del radar monoestático o más simplemente a la ecuación del rango del radar. La RCS en este caso representa solo la potencia dispersada en la dirección del radar (retro dispersión). Para mayor claridad, la pérdida de ruta (L) ha sido ignorada:

$$P_r = \frac{P_t G_t A_e \sigma}{(4 \pi R^2)^2} = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^2 R^4} [W] \quad (3.7)$$

3.4 Dispersión Incoherente de la Ionósfera

La teoría básica de la dispersión de ondas electromagnéticas provocada por electrones libres fue desarrollada por el descubridor del electrón, J. J. Thomson, quien mostró en 1906 que la energía de la dispersión por unidad de radiación incidente y por unidad de ángulo sólido para un electrón simple puede expresarse de la siguiente forma [51]:

$$W = (r_e \text{sen } \Psi)^2 \quad (3.8)$$

donde:

W = energía dispersada por un electrón simple en ángulo sólido unitario por unidad de flujo electromagnético incidente $[W/m^2]$.

r_e = radio del electrón = $2,82 \times 10^{-15}$ m.

Ψ = Angulo entre la dirección del campo incidente y la dirección de observación.

La sección transversal del radar (RCS) de un electrón simple (σ_e) resulta:

$$\sigma_e = 4 \pi (r_e \text{sen } \Psi)^2 \approx 10^{-28} \text{sen}^2 \Psi [m^2] \quad (3.9)$$

para retro dispersión (backsatter): $\Psi = \pi/2$,

$$\sigma_e = 4 \pi r_e^2 \approx 1 \times 10^{-28} \text{ [m}^2\text{]} \quad (3.10)$$

En 1960 Fejer demostró que la RCS por unidad de volumen (σ) es simplemente:

$$\sigma = N_e \sigma_e \quad (3.11)$$

donde N_e = densidad electrónica, con unidades de m^{-3} .

Como los electrones poseen movimiento térmico aleatorio, estos dispersan señales cuyas fases varían con el tiempo y no están relacionadas entre sí. En la antena receptora del radar la potencia de las distintas señales se suma resultando en promedio una sección transversal por unidad de volumen dada por la ecuación (3.11), dando lugar al nombre de “dispersión incoherente”. Sin embargo, como se analiza en la sección siguiente, la presencia de iones en el plasma sirve para imponer un grado de coherencia.

3.5 Espectro de Dispersión Incoherente

Los electrones en el plasma ionosférico no son estacionarios, estos se encuentran en movimiento. Consideremos un electrón que se mueve con una velocidad v en el haz de la antena hacia el radar que transmite en una frecuencia f_0 (Figura 3.4).

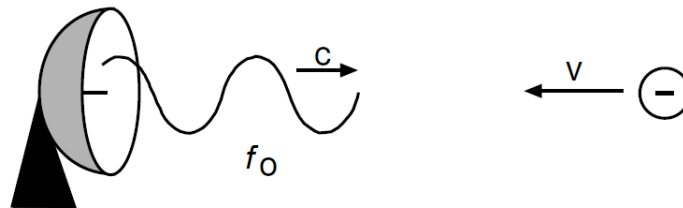


Figura 3.4: Dispersión de un electrón moviéndose hacia el radar [50].

La frecuencia de la onda incidente en el sistema en reposo del electrón en movimiento (f') está dada por:

$$f' = f_0 \sqrt{\frac{c+v}{c-v}} \quad (3.12)$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío.

El electrón emite radiación a través del mecanismo de dispersión Thomson a la misma frecuencia en su propio marco de referencia. Si el receptor se encuentra en el sitio del transmisor (radar monoestático), la radiación dispersada se observa en la frecuencia f dada por:

$$f = f' \sqrt{\frac{c+v}{c-v}} = f_0 \frac{c+v}{c-v} \approx f_0 \left(1 + 2 \frac{v}{c}\right) \quad (3.13)$$

Por lo tanto el desplazamiento Doppler observado δf está dado por:

$$\delta f = f - f_0 = 2 f_0 \frac{v}{c} = 2 \frac{v}{\lambda_0} \quad (3.14)$$

donde λ_0 es la longitud de onda del radar. Si el electrón se mueve alejándose del transmisor, se cambia el signo del desplazamiento Doppler.

El volumen de la ionosfera iluminado por el haz de la antena del radar (volumen de dispersión) contiene un gran número de electrones que se mueven. La densidad de electrones con una componente de velocidad v_x a lo largo del haz del radar sigue la distribución de velocidad de Maxwell:

$$\frac{dN_e}{dv_x} \propto e^{-v_x^2/v_m^2} \quad (3.15)$$

donde $v_m = \sqrt{2 k T_e/m_e}$ es la velocidad más probable, con $k = 1,38 \times 10^{-23}$ [J/K] constante de Boltzmann, $m_e =$ masa del electrón $= 9,11 \times 10^{-31}$ [Kg] y $T_e =$ Temperatura de los electrones. Cada electrón emite radiación dispersada a una frecuencia determinada por su componente de velocidad, por lo tanto el espectro de la radiación dispersa no es monocromático. El espectro estará centrado alrededor de la frecuencia de transmisión del radar y, ya que la potencia de dispersión de cada electrón es la misma, el espectro debe tener la forma de la distribución de velocidad de Maxwell.

La velocidad que corresponde al ancho de potencia mitad del espectro se obtiene igualando: $\exp(-v_x^2/v_m^2) = 1/2$ que da $v_x = \sqrt{\ln 2} \cdot v_m$. El ancho de potencia mitad del espectro es entonces [4], [5], [40], [50], [51]:

$$\Delta f_e = 2.2 \frac{v_x}{\lambda_0} = 4 \frac{v_x}{\lambda_0} = \frac{4}{\lambda_0} \sqrt{\ln 2} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{\frac{k T_e}{m_e}} \approx \frac{4}{\lambda_0} \sqrt{\frac{k T_e}{m_e}} \text{ [Hz]} \quad (3.16)$$

Tomando como ejemplo el caso del radar EISCAT UHF, que opera a la frecuencia $f_0=930\text{MHz}$, a la que le corresponde la longitud de onda $\lambda_0=0,32\text{m}$, y tomando la temperatura de los electrones $T_e = 1000 \text{ }^\circ\text{K}$, mediante la ecuación (3.16) obtenemos:

$$\Delta f_e = \frac{4}{0,32} \sqrt{\frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 1000}{9,11 \cdot 10^{-31}}} \text{ Hz} \approx 1,5 \text{ MHz}$$

En conclusión, la consideración anterior parece indicar que el espectro de la señal de dispersión incoherente tiene una forma gaussiana y que el ancho de la línea espectral obtenida a partir de una transmisión monocromática es del orden de 1 MHz. En los años 1950 la tecnología de radar alcanzó un grado de desarrollado tal que Gordon (1958) sugirió un experimento de dispersión incoherente de electrones ionosféricos con una gran antena. Las primeras observaciones fueron realizadas por Bowles (1958) en Long Branch, Illinois. Señales de dispersión incoherente pudieron efectivamente ser observadas, pero el ancho espectral de la señal dispersada fue mucho menor de lo esperado. De hecho, el espectro era más acorde con el movimiento de los iones que con el de los electrones. La explicación de esta diferencia se descubrió pronto, si bien la dispersión de las ondas de radio proviene de los electrones, el movimiento de estos es controlado por los iones masivos ya que los electrones deben seguir los iones con el fin de preservar la neutralidad de carga.

Esto provoca una reducción en el ancho espectral por un factor $(m_i/m_e)^{1/2}$, donde m_i y m_e son la masa del ion y la masa del electrón respectivamente. Para los iones O^+ el ratio es igual a 170. La medida en que los iones controlan el movimiento del electrón depende de la longitud de Debye (λ_D), dada por [4], [5], [40], [50], [51]:

$$\lambda_D = \sqrt{\frac{\epsilon_0 k T_e}{N_e e^2}} = 69 \sqrt{\frac{T_e}{N_e}} \text{ [m]} \tag{3.17}$$

donde $\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12} \text{ f/m}$ es la permitividad del espacio libre y $e = 1,6 \times 10^{-19} \text{ C}$ es la carga del electrón.

Por lo tanto, aunque el mecanismo de dispersión microscópico es la dispersión Thomson de los electrones, la forma del espectro de dispersión incoherente en longitudes de onda más larga que la longitud de Debye está determinada por el movimiento de iones. Se puede considerar que cada ion influye en los movimientos de los electrones dentro de una distancia λ_D .

En la ionosfera λ_D varia desde unos pocos milímetros en la región F (donde $T_e \approx 1500\text{K}$ y $N_e \approx 10^{12} \text{ m}^{-3}$) hasta aproximadamente un centímetro en la región D (donde $T_e \approx 200\text{K}$ y $N_e \approx 10^{10} \text{ m}^{-3}$).

Si la longitud de onda de la señal de radio del radar λ_0 es menor que la longitud de Debye, el movimiento visto es controlado por la masa y la temperatura de los electrones, produciendo las líneas espectrales de electrones. Para $\lambda_0 \ll \lambda_D$ son válidas las expresiones (3.11) y (3.16).

Por otra parte, si $\lambda_0 > \lambda_D$ la dispersión es debida principalmente a irregularidades en la densidad electrónica alrededor de los iones y es controlada por estos.

En la práctica la dispersión incoherente desde la ionosfera es detectada principalmente cuando $\lambda_0 \gg \lambda_D$, todos los radares de dispersión incoherentes se diseñan primariamente para observar la línea de iones (ya que al observar un espectro más angosto permite utilizar un receptor de menor ancho de banda reduciendo el nivel de ruido), y en una primera aproximación se puede considerar que observa un conjunto de irregularidades, cada una del tamaño de la longitud de Debye moviéndose a la velocidad térmica iónica. El desplazamiento en frecuencia de la línea de iones es Δf_i y está dado por [4], [40], [51]:

$$\Delta f_i = \frac{1}{\lambda_0} \sqrt{\frac{8 k T_i}{m_i}} = 65 \frac{T_i^{1/2}}{\lambda_0} \text{ [Hz]} \quad (3.18)$$

donde T_i = Temperatura de los iones. Si los iones son O^+ , con una temperatura $T_i=1600 K$ y para una longitud de onda del radar $\lambda_0=75 \text{ cm}$, se obtiene $\Delta f_i \sim 3500 \text{ Hz}$.

En el caso general tanto la línea de iones como la línea de electrones están presentes en el espectro de dispersión (Figura 3.5), y la sección transversal del radar (RCS) por electrón, definida en la ecuación (3.9) debe modificarse para cuantificar los efectos de la presencia de los iones. Se define entonces la sección transversal del radar (RCS) efectiva por electrón σ_{eff} , dada por [40], [52]:

$$\sigma_{eff} = \sigma_e \left\{ 1 - \frac{1}{1 + \alpha^2} + \frac{1}{(1 + \alpha^2) \left(1 + \alpha^2 + \frac{T_e}{T_i} \right)} \right\} \quad (3.19)$$

con $\alpha = 4 \pi \lambda_D / \lambda_0$, (Válida para $1 \leq T_e / T_i \leq 3$).

Los dos primeros términos de la expresión en entre corchetes en la ecuación (3.19) representan la contribución de la línea de electrones a la potencia total dispersada, mientras que el último término representa la contribución de la línea de iones. Entonces, por ejemplo, cuando $\lambda_0 \ll \lambda_D$ ($\alpha^2 \gg 1$), el término entre corchetes en la ecuación (3.19) tiende a uno, y luego: $\sigma_{eff} = \sigma_e$, que es solamente la contribución de la línea de

electrones. Mientras que para $\lambda_0 \gg \lambda_D$ ($\alpha^2 \ll 1$), entonces el término entre corchetes en la ecuación (3.19) tiende a $1/(1 + T_e/T_i)$, y luego:

$$\sigma_{eff} = \sigma_e \frac{1}{\left(1 + \frac{T_e}{T_i}\right)} \tag{3.20}$$

que es la contribución de la línea de iones.

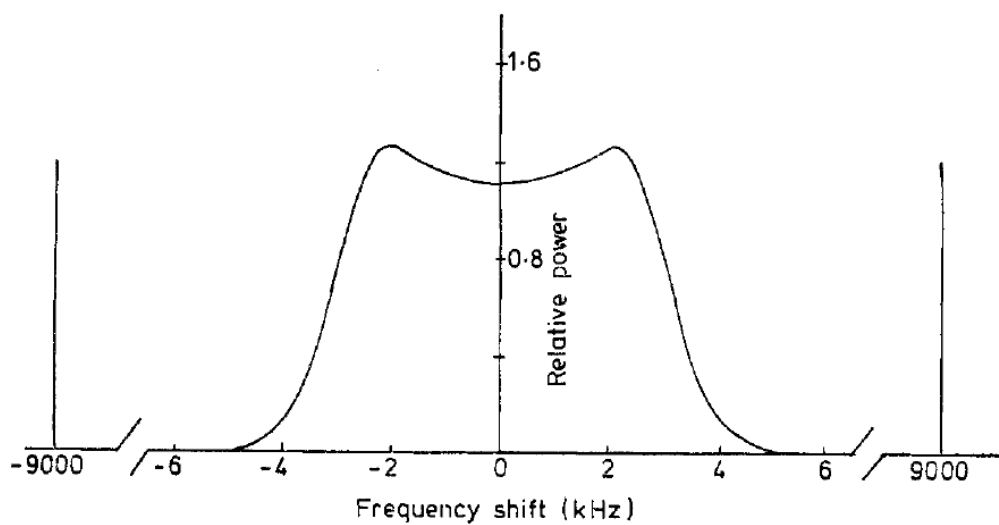


Figura 3.5: Espectro de un eco de dispersión incoherente para las condiciones: $N_e=10^{12}m^{-3}$, $T_e=T_i=1000K$, $\lambda=1m$, $M_i=16$. Se observa la línea de iones (en el centro) y la línea de plasma o línea de Electrones (desplazada ± 9000 kHz) [40].

Un tratamiento más exacto del espectro de dispersión incoherente considera las fluctuaciones dentro del medio como un espectro de ondas, de forma análoga a las ondas acústicas en un gas neutral. Tal tratamiento se aborda en las referencias [4], [40], [50] y [51].

3.6 Parámetros Ionosféricos Medidos por los Radares de Dispersión Incoherente

El espectro de un eco de dispersión incoherente contiene mucha información sobre el magnetoplasma en estudio (Figura 3.6). Algunas de las propiedades del plasma son fáciles de obtener, otras surgen de procesamiento posterior de los datos y otras requieren procesamiento complejo utilizando modelos matemáticos específicos.

Una estimación de primer orden de la densidad electrónica N_e puede ser obtenida integrando la curva de la línea de iones del espectro; la relación entre el pico y el valle da la relación entre las temperaturas de los electrones y los iones (T_e/T_i); el desplazamiento de frecuencia (Δf_i) desde el centro de la línea de iones, a la frecuencia de operación del radar f_0 es una medida de la deriva del plasma (V_i), el ancho del espectro es una medida de la relación entre la temperatura de los iones y su masa (T_i/m_i) y la forma del espectro está relacionada con la composición atmosférica, T_e y T_i relacionados de manera compleja para cierta altura (h) dada [5], [51].

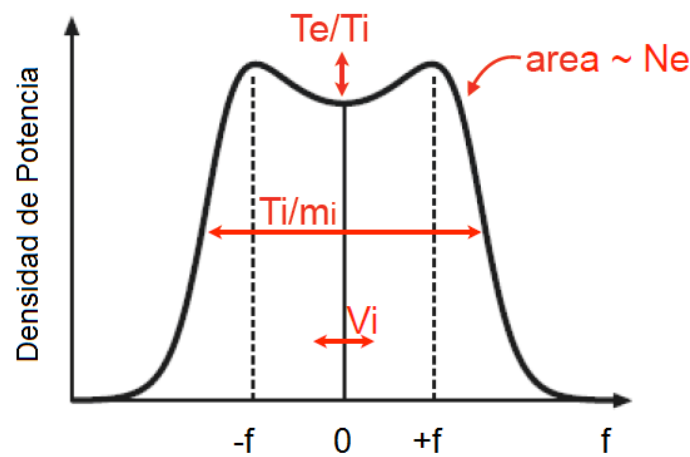


Figura 3.6: Información de los parámetros del magnetoplasma contenida en el espectro de la línea de iones.

Un ejemplo de cómo un parámetro ionosférico, la densidad electrónica N_e , es obtenida de los datos generados por un radar de dispersión incoherente se consigue expresando la ecuación del radar en términos de las medidas de dispersión incoherente.

Para un radar, tal como el ilustrado en la Figura 3.7, que tiene haces de antena transmisora y receptora coalescentes, de ángulo sólido Ω , se verifica que el área de la sección transversal del volumen iluminado en el rango R será $R^2\Omega$.

Si el radar emite un pulso de duración τ , la resolución de rango dada por la ecuación (3.2) será $\Delta R = (c \tau)/2$, de modo que el volumen total en el rango R que contribuye con los ecos es:

$$V = R^2\Omega (c \tau)/2 \tag{3.21}$$

El número de electrones dispersores se obtiene multiplicando este volumen por la RCS por unidad de volumen $\sigma = N_e \sigma_e$.

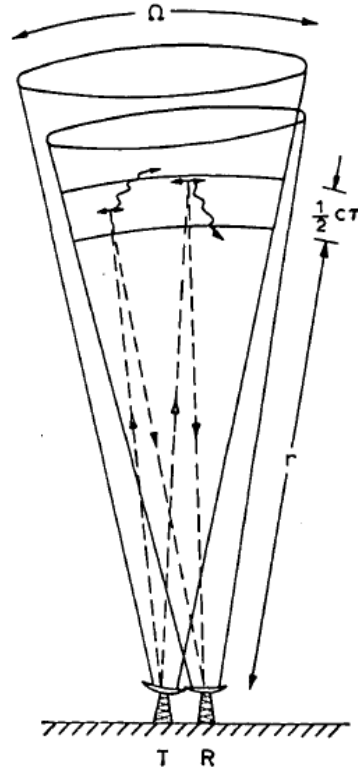


Figura 3.7: Geometría del sistema de un radar de dispersión incoherente [53].

La potencia del eco recibido P_r , disponible en los terminales del receptor de radar es:

$$P_r = \frac{P_t L N_e \sigma_e c \tau \lambda^2}{128 \pi^3 R^2} \int G^2(\Omega) d\Omega \quad [W] \quad (3.22)$$

En este caso L es un factor de pérdida que representa cosas tales como las pérdidas óhmicas en los sistemas de línea de transmisión hacia el transmisor y el receptor ($L \leq 1$), $d\Omega$ es un elemento de ángulo sólido que es igual a $\sin \theta d\theta d\phi$, siendo θ la distancia angular medida desde el eje del haz, y ϕ el ángulo acimutal medido con respecto a un plano vertical que contiene el eje del haz. Teniendo en cuenta esto, la ecuación (3.22) se puede expresar de la siguiente manera:

$$P_r = \frac{P_t L N_e \sigma_e c \tau \lambda^2}{128 \pi^3 R^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} G^2(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi \quad [W] \quad (3.23)$$

En el caso en que el haz de la antena es cilíndricamente simétrico (simetría acimutal) encontramos que:

$$P_r = \frac{P_t L N_e \sigma_e c \tau \lambda^2}{64 \pi^2 R^2} \int_0^\pi G^2(\theta) \sin \theta d\theta \quad [W] \quad (3.24)$$

Esta es la forma habitual de la ecuación de radar ISR monoestático, donde se supone que los filtros del sistema receptor admiten uniformemente todo el espectro disperso [54].

Para el caso de una antena del tipo reflector parabólico típico con una iluminación sobre los bordes del reflector primario de -10 dB, puede demostrarse que la ecuación (3.24) se puede expresar de la siguiente manera [51]:

$$P_r = 0,76 \frac{P_t L N_e \sigma_e c \tau \lambda^2}{64 \pi^2 R^2} G(0) \quad [W] \quad (3.25)$$

donde $G(0)$ es la ganancia de la antena en el eje del haz (ganancia en la dirección de máxima intensidad de radiación). Como $G(0)$ y el área efectiva de la antena $A(0)$ están relacionadas a través de $G(0) = 4\pi A(0)/\lambda^2$, la ecuación (3.25) se puede escribir como:

$$P_r = 0,76 \frac{P_t L N_e \sigma_e c \tau A(0)}{16\pi R^2} \quad [W] \quad (3.26)$$

reagrupando términos podemos obtener:

$$P_r = \left[\frac{0,76 P_t A(0) L c \tau}{16\pi} \right] \left[\frac{N_e \sigma_e}{R^2} \right] \quad [W] \quad (3.27)$$

Se puede advertir que para observar una densidad electrónica N_e , a una distancia R dada, con una resolución de altura requerida ($\Delta R = (c \tau)/2$), al diseñar el radar se debe optimizar el producto $P_t A(0)$.

Si, por ejemplo, la potencia transmitida es $P_t = 1$ MW y la sección transversal del haz de radar a una distancia $R = 300$ km es $10^3 \text{m} \times 10^3 \text{m} = 10^6 \text{m}^2$, la intensidad incidente a esta distancia es $S_i = 1 \text{ W/m}^2$. Un valor típico de densidad electrónica en la región ionosférica F es $N_e \approx 10^{12} \text{ m}^{-3}$ y los volúmenes de dispersión en experimentos de dispersión incoherente de la región F son del orden de $V \approx 10^3 \text{m} \times 10^3 \text{m} \times 10^4 \text{m} = 10^{10} \text{m}^3$. Para una estimación aproximada, se puede suponer que la potencia observada es proporcional al número de electrones en el volumen de dispersión, de modo que la sección transversal total del radar es aproximadamente $\sigma_{tot} \approx N_e V \sigma_0 = 10^{12} \times 10^{10} \times 10^{-28} \text{ m}^2 = 10^{-6} \text{ m}^2$. La potencia

recibida por una antena con una apertura efectiva $A(0) = 100 \text{ m}^2$, a una distancia R de 300 km es solo $P_r \approx 10^{-6} \text{ m}^2 \times 1\text{W/m}^2 \times 100\text{m}^2 / (4\pi \times 300^2 \text{ km}^2) \approx 10^{-16} \text{ W}$. Por lo tanto, el receptor de radar debe ser capaz de detectar potencias de este orden en presencia de ruido térmico.

Se puede ver que para detectar las señales en el receptor se requiere que la ganancia y la potencia transmitida del sistema sean extremadamente grandes. Esto puede lograrse empleando antenas reflectoras de gran apertura, como el caso de los primeros radares de dispersión incoherente, o agrupaciones de antenas, en las que se obtienen grandes ganancias mediante la combinación de un gran número de elementos (antenas) individuales.

Como se verá en el Capítulo 7 se puede definir la estructura de una agrupación de antenas partiendo de un conjunto de especificaciones y características de performance que se desean obtener, incluyendo el diagrama de radiación (Beamforming).

Volviendo a la determinación de la densidad electrónica, podemos reescribir la ecuación (3.27) para expresar N_e en función de los demás términos de la ecuación del radar ISR:

$$N_e = \frac{16\pi}{0,76 A(0) L c} (R^2 P_r) \left(\frac{1}{P_t \tau} \right) \frac{1}{\sigma_e} [m^{-3}] \quad (3.28)$$

Todos los términos constantes del sistema pueden agruparse en una sola constante K . Reemplazando σ_e por σ_{eff} y para $\lambda_0 \gg \lambda_D$ (ecuación 3.20) se puede expresar la ecuación (3.28) de la siguiente manera:

$$N_e = K (R^2 P_r) \left(\frac{1}{P_t \tau} \right) \left\{ 1 + \frac{T_e}{T_i} \right\} [m^{-3}] \quad (3.29)$$

donde R^2 y P_r son variables que son medidas directamente, P_t y τ son valores fijos para cada observación y la relación T_e/T_i se determina del análisis de la forma del espectro de frecuencia.

En la Figura 3.8 a) se muestra un perfil de densidad electrónica obtenido en el radar ISR de Millstone Hill, durante un intervalo de media hora alrededor de las 17:50 UT del 4 de Octubre de 2002. La línea punteada muestra el ajuste de N_e con un perfil Chapman- α , mientras que la línea continua muestra el ajuste exponencial. También se muestran perfiles de temperaturas de electrones (Figura 3.8 b) y temperatura de iones (Figura 3.8 c) en función de la altura. Las líneas continuas en los cuadros central y derecho muestran, respectivamente, el ajuste lineal para los perfiles de T_e y T_i [55].

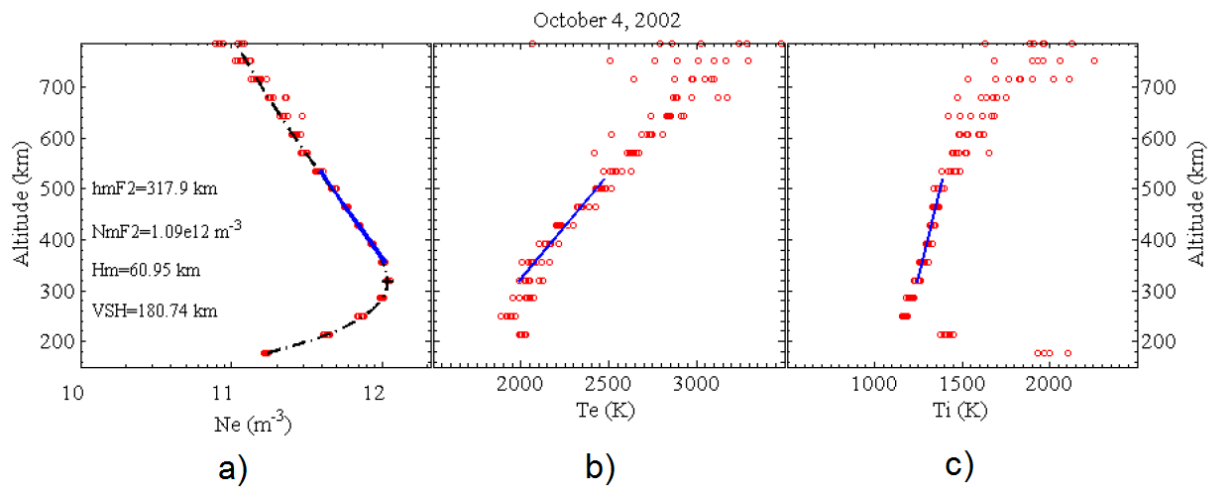


Figura 3.8: a) Perfil de altitud de densidad de electrones (N_e). b) Perfil de altitud de temperatura de electrones (T_e). c) Perfil de altitud de temperatura de iones (T_i). [55].

Actualmente, los radares ISR son capaces de medir siete parámetros diferentes de la ionosfera en altitudes desde 80 km hasta 2000 km [40]. Estos pueden usarse para derivar otros ocho parámetros, proporcionando una amplia información sobre la ionosfera. Todos los parámetros están listados en la Tabla 3.1. Debido a las diferencias en la ubicación geográfica y las capacidades de cada radar, no todos los parámetros se pueden medir en cada ISR en todo el mundo. Además, no todos los parámetros medidos directamente pueden medirse siempre de manera simultánea, por ejemplo, la composición de iones y la frecuencia de colisión neutral de los iones puede raramente medirse al mismo tiempo.

Tabla 3.1: Parámetros medidos por radares de dispersión incoherente [56].

Parámetro medido directamente	Parámetro Indirectamente derivados
Densidad Electrónica, N_e	Densidad de aire neutral, ρ
Temperatura de los electrones, T_e	Temperatura del aire neutral, T_n
Temperatura de los iones, T_i	Velocidad del viento neutro, U
Velocidad de deriva de plasma, V	Conductividades de Pedersen y Hall, $\sum p, \sum H$
Composición iónica, M_i	Espectro de energía de partículas precipitadas
Densidad de corriente eléctrica alineada con el campo, j_{\parallel}	Flujo de calor, Ψ
Frecuencia de colisión neutral de iones, ν_{in}	Flujo de fotoelectrones, Φ

3.7 Polarización de la señal de radar

Una onda de radio con cualquier polarización puede ser generada como una superposición de dos ondas ortogonales, polarizadas linealmente y, de manera similar, cualquier onda recibida se puede dividir en dos componentes lineales ortogonales. También, para una polarización de onda arbitraria, hay una polarización ortogonal correspondiente de tal manera que todos los estados de polarización pueden ser representadas como superposiciones de estas dos ondas ortogonales polarizadas linealmente.

Supongamos que una onda electromagnética se propaga en la dirección del eje z (Figura 3.9) y los componentes del campo eléctrico de la onda en algún valor de z son $E_x = E_x^{(0)} \exp i\omega t$ y $E_y = E_y^{(0)} \exp i(\omega t + \varphi)$. Entonces la polarización de la onda se define como:

$$\mathcal{P} = \frac{E_y}{E_x} = \frac{E_y^{(0)}}{E_x^{(0)}} \exp i\varphi \quad (3.30)$$

Esta convención está de acuerdo con las recomendaciones del Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE) y la Unión Astronómica Internacional. (Ver, por ejemplo, Ref. [57]).

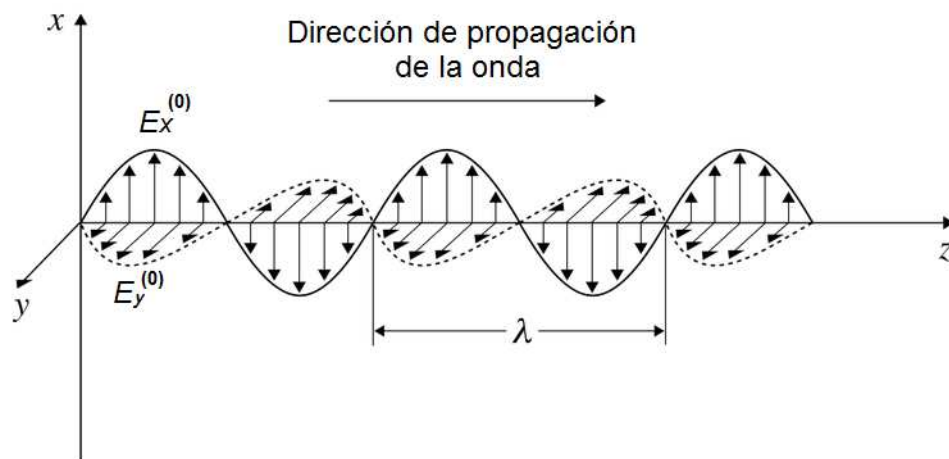


Figura 3.9: Onda electromagnética plana propagándose en la dirección del eje z .

Analizando la ecuación (3.30) se pueden separar los siguientes casos:

- Se obtiene polarización lineal si $\varphi = 0$ o $\varphi = \pm\pi$, que da $\mathcal{P} = |\mathcal{P}|$ y $\mathcal{P} = -|\mathcal{P}|$ respectivamente. Casos especiales se presentan cuando $E_y = 0$, que lleva a $\mathcal{P} = 0$, y $E_x = 0$, que equivale a $\mathcal{P} = \pm\infty$.
- Se obtiene polarización circular si $\varphi = \pm\pi/2$ y $E_x^{(0)} = E_y^{(0)} \neq 0$, dando $\mathcal{P} = \pm i$.
- Se obtiene polarización elíptica con su elipse de polarización orientada a lo largo de los ejes de coordenadas si $\varphi = \pm\pi/2$, $E_x^{(0)} \neq 0$, $E_y^{(0)} \neq 0$ y $E_x^{(0)} \neq E_y^{(0)}$ dando $\mathcal{P} = \pm i|\mathcal{P}|$ donde ni $|\mathcal{P}| = 0$ ni $|\mathcal{P}| = 1$.
- En todos los demás casos, la polarización es elíptica, pero la elipse de polarización está orientada en una dirección que no está alineada con los ejes de coordenadas.

El verdadero campo eléctrico es una cantidad real que puede interpretarse como la parte real del campo complejo. Asumiendo $E_x \neq 0$ las componentes reales x e y del campo eléctrico en el caso de polarización lineal son:

$$\begin{aligned} Re(E_x) &= E_x^{(0)} \cos \omega t \\ Re(E_y) &= \pm|\mathcal{P}|Re(E_x) = \pm|\mathcal{P}| E_x^{(0)} \cos \omega t \end{aligned} \tag{3.31}$$

donde los signos positivo y negativo corresponden a las condiciones $\varphi = 0$ o $\varphi = \pm\pi$, respectivamente. Esto indica que los dos componentes oscilan ya sea en fase o en antifase, y la situación es como la que se ve en la Figura 3.10 (a). Entonces, el vector del campo eléctrico efectivamente oscila a lo largo de una línea determinada por: $\tan \alpha = \pm|\mathcal{P}|$.

La condición de polarización circular da:

$$Re(E_y) = Re(\pm i E_x) = E_x^{(0)} \cos(\omega t \pm \pi/2) \tag{3.32}$$

donde los signos positivo y negativo corresponden a $\mathcal{P} = i$ y $\mathcal{P} = -i$. Ahora las amplitudes de las dos componentes son las mismas, pero oscilan en cuadratura de modo que la punta del vector de campo dibuja un círculo en el plano xy . Los signos positivo y negativo en el último término corresponden a la rotación hacia la izquierda y hacia la derecha para un observador que mira en la dirección x (es decir, en la dirección de la propagación de la onda), como se muestra en la Figura 3.10 (b). Por lo tanto, $\mathcal{P} = i$ y $\mathcal{P} = -i$ indican polarización circular izquierda y derecha, respectivamente.

Cuando $\mathcal{P} = \pm i|\mathcal{P}|$ tenemos:

$$Re(E_y) = Re(\pm i |\mathcal{P}| E_x) = |\mathcal{P}| E_x^{(0)} \cos(\omega t \pm \pi/2) \quad (3.33)$$

Esta situación es similar a la polarización circular, pero el círculo se comprime en una elipse orientada a lo largo de los ejes de coordenadas. Cuando $|\mathcal{P}| < 1$ el eje principal de la elipse de polarización se encuentra en el eje x como en la Figura 3.10 (c), pero cuando $|\mathcal{P}| > 1$ el eje principal apunta en la dirección y . En el caso límite, la polarización es circular. También aquí, los signos positivo y negativo se refieren a la polarización izquierda y derecha, respectivamente.

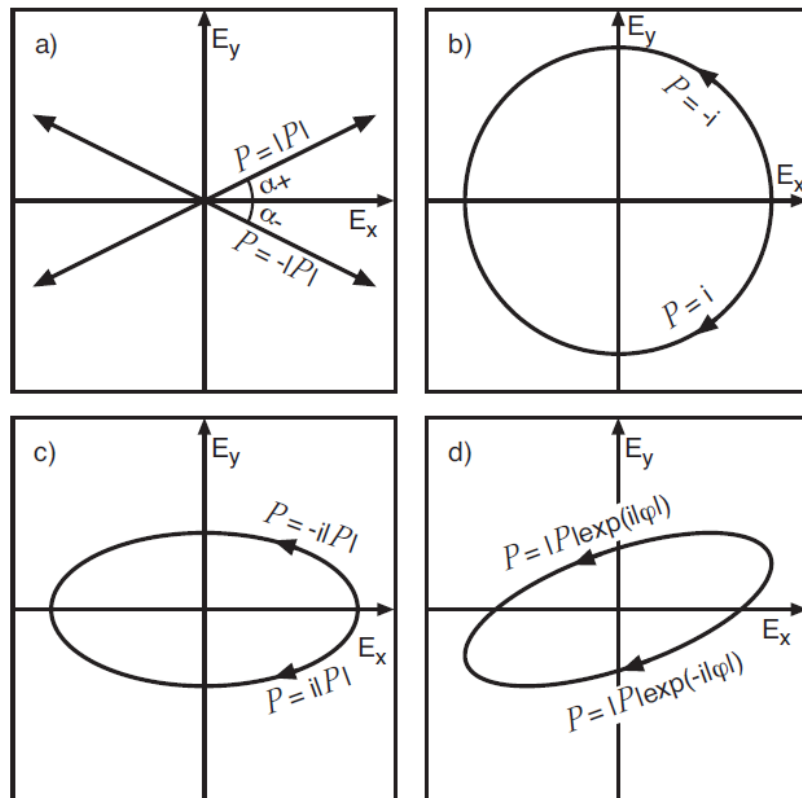


Figura 3.10: Patrones de polarización para diferentes casos de polarización de onda [50].

El caso general para la polarización elíptica se puede expresar de la forma $\mathcal{P} = |\mathcal{P}| \exp(\pm i|\varphi|)$, entonces:

$$Re(E_y) = Re[|\mathcal{P}|(E_x) \exp(\pm i|\varphi|)] = |\mathcal{P}| E_x^{(0)} \cos(\omega t \pm |\varphi|) \quad (3.34)$$

Como en el caso anterior, $+i$ representa la polarización izquierda y $-i$ representa la polarización derecha. Si $0 < |\varphi| < \pi/2$, el eje principal de la elipse de polarización se encuentra dentro del primer y tercer cuadrante como en la Figura 3.10 (d) y para $\pi/2 < |\varphi| < \pi$ dentro del segundo y cuarto cuadrante.

Una vez definidos todos los casos de polarización posibles para una onda electromagnética analizaremos los efectos que se producen en la polarización de una señal de radar cuando viaja a través de la ionosfera.

Una onda electromagnética que viaja a través de un medio ionizado en presencia de un campo magnético experimenta una rotación en su plano de polarización. Este fenómeno es conocido como "rotación de Faraday". El ángulo de rotación del plano de polarización Ω está dado por [4]:

$$\Omega = \frac{2,97 \times 10^{-2}}{f_0^2} \int_0^h H_l N_e dh \quad [\text{radianes}] \quad (3.35)$$

donde H_l es la componente longitudinal del campo geomagnético con unidades de A/m .

Supongamos, por un momento, que un radar monoestático transmite una señal con una polarización lineal en una dirección dada y es capaz de recibir solamente la misma polarización. Debido a la rotación de Faraday la polarización de la señal dispersada por la ionosfera sería diferente, y también variaría con la altura de la dispersión. La antena sería capaz de observar solamente la proyección de la componente de campo en la dirección de la polarización inicial. A continuación, la potencia observada dependerá de la rotación de Faraday, la cual es desconocida y que no permitiría la determinación de la densidad de electrones. Por lo tanto, no es suficiente que un radar reciba sólo una única polarización lineal.

Si la rotación de Faraday no es de interés, la transmisión de polarización circular tiene la ventaja de que sigue siendo circular independientemente de la rotación de Faraday. Esto se debe a que se compone de dos polarizaciones lineales que experimentan la misma rotación de Faraday. A continuación, la señal recibida por un radar monoestático tiene también polarización circular y la potencia recibida no es afectada por la rotación de Faraday. Esto permite la determinación de la densidad de electrones de la fuente de señal.

Los parámetros que permiten cuantificar la separación entre polarizaciones son la relación axial (RA) y el rechazo de polarización cruzada (RPC). Para definir estos parámetros volvamos a analizar el caso más general de polarización, que corresponde a la polarización elíptica y puede ser representada por la elipse de polarización (Figura 3.11).

El cociente entre el eje mayor y el eje menor de la elipse de polarización se conoce como relación axial (RA):

$$RA = \frac{\text{eje mayor}}{\text{eje menor}} = \frac{OA}{OB}, \quad 1 \leq AR \leq \infty \quad (3.36)$$

la relación axial expresada en decibeles es:

$$RA_{dB} = 20 \log \left(\frac{OA}{OB} \right) [dB], \quad 0 \leq AR_{dB} \leq \infty \quad (3.37)$$

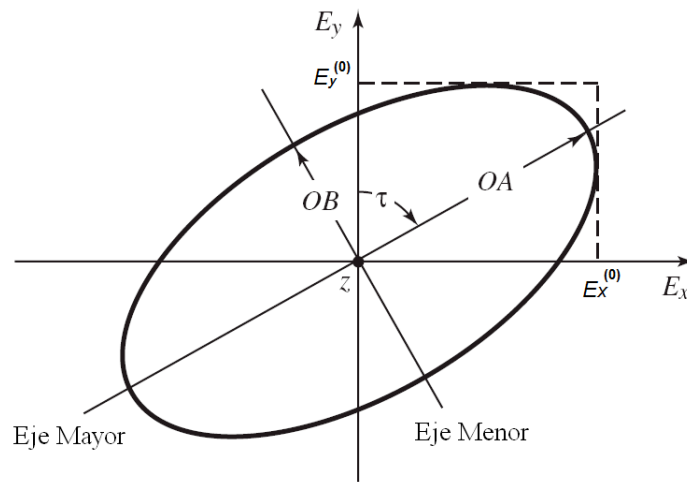


Figura 3.11: Elipse de polarización para el vector de campo eléctrico [8].

donde:

$$OA = \left[\frac{1}{2} \left(E_x^{(0)2} + E_y^{(0)2} + \left[E_x^{(0)4} + E_y^{(0)4} + 2E_x^{(0)2} E_y^{(0)2} \cos(2\varphi) \right]^{1/2} \right) \right]^{1/2} \quad (3.38)$$

$$OB = \left[\frac{1}{2} \left(E_x^{(0)2} + E_y^{(0)2} - \left[E_x^{(0)4} + E_y^{(0)4} + 2E_x^{(0)2} E_y^{(0)2} \cos(2\varphi) \right]^{1/2} \right) \right]^{1/2} \quad (3.39)$$

La inclinación de la elipse, relativa al eje y , está representada por el ángulo τ dado por:

$$\tau = \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left[\frac{2 E_x^{(0)} E_y^{(0)}}{E_x^{(0)2} E_y^{(0)2} \cos \varphi} \right] \quad (3.40)$$

La relación axial expresada en decibeles variará desde cero para polarización circular, hasta infinito para polarización lineal.

Si una antena irradia o recibe con una dada elipse de polarización, existe una aislación de polarización cruzada conocida como discriminación de polarización cruzada o rechazo de polarización cruzada (*RPC*). La aislación de polarización nos indica que parte de la potencia se recibe en polarización circular derecha (*RHCP*) si se transmite con polarización circular izquierda (*LHCP*) o a la inversa.

La aislación de polarización y la relación axial están relacionadas de la siguiente forma:

$$RPC = \frac{RA + 1}{RA - 1} \quad (3.41)$$

$$RA = \frac{RPC + 1}{RPC - 1} \quad (3.42)$$

Estos parámetros permiten cuantificar las características de la antena en cuanto a su capacidad de separar las polarizaciones.

3.8 Frecuencia de operación de radares ISR

La frecuencia de operación de un radar ISR está determinada por el rango de frecuencias de ondas de radio que pueden atravesar completamente la ionosfera y en el que son observables los fenómenos de la dispersión incoherente.

La mínima frecuencia utilizable está impuesta por la frecuencia del plasma f_p , dada por [51]:

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{N_e e^2}{m_e \epsilon_0} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.43)$$

Cuando la frecuencia de una onda de radio f que incide verticalmente en la ionosfera es igual a la frecuencia del plasma f_p , la onda de radio incidente es reflejada hacia la tierra. Analizando la ecuación (3.43) vemos que f_p depende de la densidad electrónica N_e , y observando la figura 2.3 vemos que la densidad electrónica varía (aumenta) con la altura hasta alcanzar un máximo absoluto. La densidad máxima de electrones se corresponde con la frecuencia máxima de incidencia reflejada, llamada frecuencia crítica $f_0 F_2$. Ondas de radio cuya frecuencia sea menor a la frecuencia crítica serán reflejadas y no atravesarán la ionosfera, esto impone el límite inferior de frecuencias que se pueden utilizar en radares ISR. El valor máximo que alcanza $f_0 F_2$ para ondas que inciden verticalmente en la ionosfera es de aproximadamente 20 MHz.

La máxima frecuencia utilizable está impuesta por la longitud de Debye, dada por la ecuación (3.17). Como se analizó en el punto 3.5 la dispersión incoherente desde la ionosfera es detectada principalmente cuando $\lambda_0 \gg \lambda_D$ y siendo el valor máximo de λ_D de algunos centímetros, esto establece una frecuencia de operación máxima de aproximadamente 1,5 GHz.

Finalmente la selección de frecuencia es un problema de optimización entre el costo del transmisor, el ruido del cielo, la temperatura de ruido del receptor, todo esto evaluado a la frecuencia seleccionada y los efectos de la longitud de Debye. Esto se puede analizar objetivamente para un conjunto dado de tecnologías y se puede obtener un óptimo cuantitativo. En la práctica, esto termina siendo limitado por las restricciones internacionales sobre las bandas de operación de radar y las licencias de frecuencia. Como se puede apreciar en la tabla 3.2, la mayoría de los ISR actuales funcionan en las bandas de muy altas frecuencias (VHF) o ultra altas frecuencias (UHF) [5], [40], [47], [51].

Mediante una consulta al Ente Nacional de Comunicaciones de la República Argentina, se establece que una frecuencia posible de operación de un radar ISR en nuestro país es 432 MHz, por lo tanto los diseños realizados durante el desarrollo de la presente Tesis se llevaron a cabo en esa frecuencia.

3.9 Radares ISR Activos Actualmente

En la actualidad hay 11 radares ISR activos en todo el mundo. Si bien todos utilizan técnicas de dispersión incoherentes, las diferencias en la banda de frecuencia de operación, resolución y ubicación geográfica hacen que cada una de estas instalaciones sea única. La ubicación de cada ISR se muestra en la Figura 3.12 [56] y las condiciones de operación se enumeran en la Tabla 3.2 [47].



Figura 3.12: Mapa mundial que muestra las ubicaciones de los radares ISR actualmente activos [56].

Tabla 3.2: Características y condiciones de operación de los principales radares ISR actualmente activos [47].

ISR system	f_{radar} (MHz)	λ_{radar} (m)	P (MW)	η (%)	T_{noise} (K)	Antenna type	G (dB ₁)
EISCAT UHF	928	0.33	1.30	12.5	100	32 m Cassegrain dish	48.1
EISCAT VHF	224	1.34	3.00	12.5	250	120 m × 40 m parabolic cylinder	46
ESR 32-m	500	0.60	1.00	25.0	65	32 m Cassegrain dish	42.5
Sondrestrom	1290	0.23	3.00	3.0	90	32 m dish	50.8
AMISR	449	0.67	2.00	10.0	120	30 m × 30 m phased array	43
Jicamarca	49.92	6.00	1.50	6.0		300 m × 300 m phased array	
Arecibo	430	0.70	2.50			305 m spherical reflector	
Millstone Hill	440	0.68	2.50	6.0		68 m zenithal and 46 m steerable dish	
Kharkov VHF	158	1.90	2.6, 3.6		100–250	100 m zenithal and 25 m steerable dish	
Irkutsk	154–162	1.85–1.95	3.00		450	246 m × 12 m sectorial horn	35
MU	46.5	6.45	1.00			Circular array of 103 m diameter	
EAR	47	6.38	1.00			Circular array of 110 m diameter	
MST radars	30–60	5–10				100–300 m across phased array	

La técnica de dispersión incoherente se ha utilizado durante más de cuatro décadas para detectar de forma remota las propiedades de la atmósfera superior y la ionosfera, sin embargo, la red global de radares de dispersión incoherentes (ISR) continúa proporcionando mediciones que conducen a un conocimiento cada vez mayor de la atmósfera superior y la ionosfera. Cada uno de los ISR es único y cada uno aprovecha su diseño y ubicación distintivos en la forma en que se opera el radar y el tipo de investigación científica que admite. Las contribuciones continuas que los ISR han hecho a la ciencia atmosférica superior son el resultado de nuevas e innovadoras metodologías para realizar experimentos. Estas metodologías incluyen el uso de procesamiento de señal digital a alta velocidad, aplicación de técnicas de transmisión de formas de onda complejas, implementación de modos de antena innovadores, mejor coordinación de observaciones con mediciones proporcionadas por la instrumentación instalada y la programación de experimentos de larga duración. Las mejoras logradas en el uso de nuevas técnicas con radares existentes han inspirado ideas creativas relacionadas con la especificación y el diseño de la próxima generación de radares de dispersión incoherentes.

Una técnica, conocida desde hace muchos años, permite generar el escaneo electrónico del haz de antena mediante el uso de agrupaciones con barrido de fase. Consiste en alimentar un conjunto de elementos radiantes dispuestos regularmente en una agrupación (matriz plana) por medio de desplazadores de fase, de forma tal que las variaciones de fase a lo largo del conjunto siguen una progresión aritmética cuyo incremento es el desplazamiento de fase entre dos elementos adyacentes. Por lo tanto, esta agrupación genera una onda plana cuya dirección depende de esta diferencia de fase.

El desarrollo de los ISR está progresando hacia los LAAR (Large Array Antenna Radar), como EISCAT 3D [46] y otros sistemas con agrupaciones de antenas como AMISR [58], que incorpora todas estas estrategias y además posee la ventaja adicional de ser completamente reubicable.

A continuación se describen las características principales de los radares ISR actualmente operativos que están basados en agrupaciones de antenas.

3.9.1 Jicamarca

Jicamarca en Perú es único en dos formas distintivas en comparación con otros ISR en el mundo. Es el único ISR colocado cerca del ecuador magnético, y por lo tanto el único radar que proporciona información sobre el comportamiento de la ionosfera en esa región, y es el único ISR que emplea una agrupación cuadrada de antenas de 300m x 300m (Figura 3.13). Jicamarca está construido a partir de 18.432 antenas dipolos cruzados de media longitud de onda (Figura 5.1) y opera mediante la formación analógica de haces. El haz principal de la antena puede ser manualmente orientado ± 3 grados de su posición perpendicular, mediante el cambio de los cables de alimentación de las antenas.

Aunque ofrece la posibilidad de dirigir el haz del radar, los cambios no se pueden realizar rápidamente. El ISR Jicamarca comenzó a operar en 1961 y trabaja a 50 MHz con una potencia máxima de 3 MW.

Los demás componentes del radar están en constante evolución y actualización de acuerdo a la tecnología disponible. Se utilizan dispositivos electrónicos modernos para ensamblar receptores, controladores de radar y sistemas de adquisición. La primera computadora en el Perú, llegó a Jicamarca a inicios de 1960, desde entonces, se han utilizado diferentes generaciones de computadoras y sistemas.

En la Tabla 3.3 se muestran las especificaciones del radar ISR Jicamarca [5].



Figura 3.13: Agrupación de antenas del radar ISR Jicamarca [59].

Tabla 3.3: Especificaciones del radar ISR Jicamarca. Adaptado de [5].

Frecuencia de operación	50 MHz
Potencia máxima (Pico)	3 MW
Configuración	Radar monoestático pulsado
Antena	Agrupación de 18.432 antenas dipolos cruzados de 300m x 300m, con apuntamiento manual del haz sobre $\pm 3^\circ$ con respecto a la vertical.
Transmisor	Largo del pulso transmitido: 1 a 500 μ s; Ciclo de trabajo: 5%; Ancho de banda 50 KHz.
Codificación de Pulso	Se emplean pulsos dobles con 7 diferentes espaciados, el segundo pulso de cada par se transmite en la polarización circular opuesta para eliminar el "clutter".
Receptor	Se emplean cuatro receptores independientes con un oscilador local en común. Primera IF: 30MHz, muestreada en cuadratura para detección compleja en banda base; La cifra de ruido es ~ 3 dB (determinada por el ruido del cielo).

3.9.2 MU y EAR

El radar de la atmósfera media y superior japonés (Middle and Upper atmosphere radar, MU) se encuentra en Shigaraki, Japón. Su antena es una agrupación de 475 antenas Yagi cruzadas dispuestas en una matriz circular de 103 m de diámetro (Figura 3.14) lo que deriva en una apertura de 8330 m² que permite obtener un ancho de haz de 3,6°. Este radar fue único durante mucho tiempo ya que era el único ISR que usaba tecnología de estado sólido [43], [44]. El radar comenzó a funcionar en 1985. La frecuencia operativa de 46.5 MHz es la más baja de todos los ISR y tiene una potencia máxima de 1 MW. La característica más sobresaliente del radar MU es que está basado en una agrupación de antenas activa con barrido de fase (este concepto se describe en la sección 3.10), siendo el primer radar ISR que emplea un sistema de este tipo. Esta filosofía de diseño permite direccionar el haz de la antena muy rápidamente a cualquier dirección dentro de los 30 grados desde el cenit (durante el período entre pulsos emitidos), y la conformación rápida del diagrama de radiación, incluso permitiendo generar haces múltiples. La exploración tridimensional de regiones atmosféricas específicas se puede realizar con este tipo de sistema [5].



Figura 3.14: Agrupación de antenas del radar MU [60].

El Radar de la Atmósfera Ecuatorial (Equatorial Atmosphere Radar, EAR) se encuentra en el oeste de Sumatra, Indonesia, y es básicamente una réplica del radar MU [61]. Las principales diferencias son una agrupación de antenas un poco más grande, de 110 m, una sensibilidad más alta y una potencia máxima limitada de 100 KW. Otra diferencia importante es que sus antenas elementales son Yagui, en lugar de Yagis cruzadas como en el caso del radar MU, por lo tanto las antenas solo permiten generar polarización lineal, alineada en la dirección norte-sur. Aunque el uso de la polarización lineal tiene la desventaja de producir el desvanecimiento de la amplitud en las señales propagadas a través de la ionosfera debido a la rotación de Faraday, no tiene consecuencias negativas para las señales retrodispersadas desde la atmósfera inferior y media.

El radar EAR comenzó a funcionar en 2001, su objetivo científico es avanzar en el conocimiento de los procesos de acoplamiento dinámico y electrodinámico en la atmósfera ecuatorial desde la región cercana a la superficie hasta la atmósfera superior. Se considera que la atmósfera ecuatorial en Indonesia juega un papel importante en el cambio global de la atmósfera de la Tierra.

En la Tabla 3.4 se muestran las especificaciones del radar MU [43].

Tabla 3.4: Especificaciones del radar MU [43].

Parameter	Value
Location	Shigaraki, Shiga, Japan (34.85°N, 136.10°E)
Radar system	monostatic pulse radar; active phased array system
Operational frequency	46.5 MHz
Antenna	circular array of 475 crossed yagis
aperture	8330 m ² (103 m in diameter)
beam width	3.6° (one way; half power for full array)
steerability	steering is completed in each IPP
beam directions	1657; 0°–30° off zenith angle
polarizations	linear and circular
Transmitter	475 solid state amplifiers (TR modules; each with output power of 2.4 kW peak and 120 W average)
peak power	1 MW (maximum)
average power	50 kW (duty ratio 5%)(maximum)
bandwidth	1.65 MHz (maximum) (pulse width: 1–512 μ s variable)
IPP	400 μ s to 65 ms (variable)
Receiver	
bandwidth	1.65 MHz (maximum)
dynamic range	70 dB
IF	5 MHz
A/D converter	12 bits \times 8 channels
Pulse compression	binary phase coding up to 32 elements; Barker and complementary codes presently in use

3.9.3 AMISR/PFISR

El radar AMISR (Advanced Modular ISR), es la última incorporación a los ISR del mundo con operaciones que comienzan en 2006 en Poker Flat, Alaska [18]. Es el único ISR del mundo basado en módulos y, por lo tanto, puede ser reubicado según lo necesite la comunidad científica. AMISR utiliza tecnología de estado sólido y una combinación de conformación de haz analógico y digital. Opera a 446 MHz y tiene una potencia máxima de 2 MW. El radar consiste en una cara rectangular de 32 m² (Figura 3.15) que se subdivide en 128 paneles, cada uno de los cuales consta de 32 antenas dipolos cruzados (Figura 5.8). Dentro de cada panel, la conformación del haz se realiza a través de desplazadores de fase analógicos, mientras que la conformación del haz entre paneles se realiza en el dominio digital. Ambos tipos de conformación del haz se controlan electrónicamente, lo que lo

hace capaz de controlar el haz de pulso a pulso, permitiendo una rápida reubicación del mismo para posibilitar el seguimiento de eventos atmosféricos repentinos.

El diseño del sistema permite un desmontaje, envío y reensamblaje eficiente en una nueva ubicación. Las ubicaciones futuras de AMISR están determinadas por un panel de asesores científicos. Dado que cada cara de AMISR funciona de forma independiente, AMISR se puede implementar en múltiples ubicaciones al mismo tiempo.



Figura 3.15: La cara norte de AMISR (RISR-N) en Resolute Bay, Canadá [18].

Actualmente AMISR consta de tres caras de radar separadas, desplegadas en varios lugares en el Ártico. La primera cara se instaló en Poker Flat Research Range, también conocido como el Poker Flat AMISR (PFISR), cerca de Fairbanks, Alaska, en 2006. Las siguientes dos caras se han instalado en Resolute Bay en la provincia de Nunavut, Canadá, a casi 75 ° de latitud geográfica. Esta ubicación permite realizar mediciones en la región donde se produce el acoplamiento entre el viento solar y la magnetosfera, la ionosfera y la termosfera de la Tierra. La primera cara (RISR-N) (Figura 3.15) se instaló en 2008 y apunta hacia el norte, en el interior del límite polar y cerca del polo magnético. RISR-N comenzó a funcionar en julio de 2009.

El segundo radar en Resolute Bay (RISR-C) fue instalado en 2011 por la Universidad de Calgary y apunta hacia el sur. Las dos caras AMISR proporcionan mediciones rutinarias de la electrodinámica de la capa polar, generando los datos necesarios para comprender el acoplamiento y sus efectos globales.

En la Tabla 3.5 se muestran las especificaciones del radar AMISR [18].

Tabla 3.5: Especificaciones del radar AMISR [18].

Transmit frequency range	430–450 MHz
Receive frequency range	418–464 MHz
Transmit power	2 MW (peak)
Transmit duty cycle	$\leq 10\%$
Transmit pulse length	1 μ s–2ms
Phase shift	6-bits, 5.625° LSB
System noise	1dB, nominal
T/R switching time	0.6 μ s
Inter-pulse period	1ms–20ms
Antenna elements	4096 (full face)
Beam width (FWHM)	1.1° (minimum)
Gain	+43 dBi
Beam positions	10,000
Grating-lobe-free steering range	$\sim \pm 25 - 35^\circ$
Beam switching speed	≥ 1 ms (A new position is loaded at each IPP)
Calibration	Noise Injection, Coherent Cal Pulse

3.10 Arquitecturas básicas de los Radares basados en agrupaciones de antenas con barrido de fase

Los radares con barrido electrónico del haz se pueden dividir en dos categorías:

a) los basados en agrupaciones pasivas de antenas con barrido de fase (Figura 3.16 a), que usan un único transmisor de alta potencia que distribuye la señal a los elementos individuales de la agrupación de antenas a través de una red de alimentación que incorpora desplazamiento de fase.

b) los basados en agrupaciones activas de antenas con barrido de fase (Figura 3.16 b), en el que cada elemento o subconjunto tiene su propio módulo activo, que comprende un amplificador de potencia de transmisión, un desplazador de fase, un amplificador de bajo nivel de ruido (LNA) y, posiblemente, también un convertidor a frecuencia intermedia (downconverter para recepción / upconverter para transmisión).

Las agrupaciones activas de antenas con barrido de fase evitan las pérdidas que ocurren en la red de alimentación de una agrupación pasiva. También tienen ventajas de ser altamente confiables, ya que una falla en un solo módulo no causa una falla catastrófica de todo el radar y en que un módulo defectuoso puede ser reemplazado sin tener todo el radar fuera de servicio. La principal desventaja es que los módulos activos de

agrupaciones de antenas con barrido de fase han demostrado ser costosos de desarrollar [62].

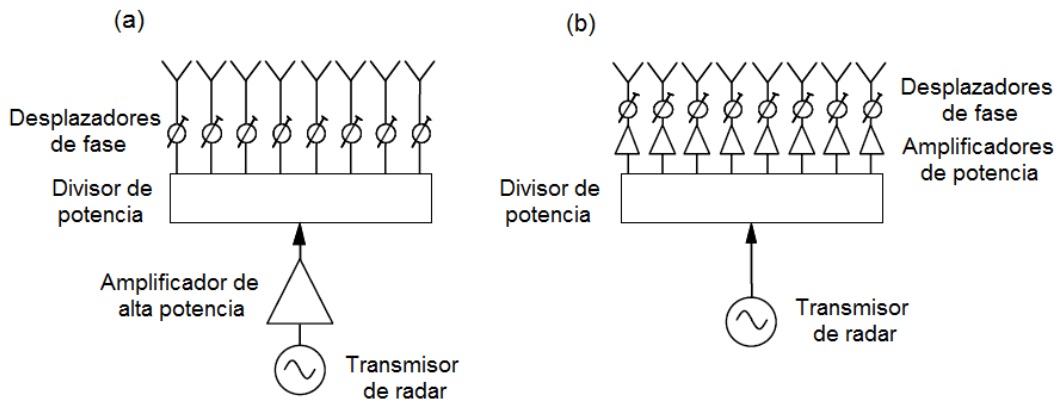


Figura 3.16: (a) Agrupación pasiva, y (b) agrupación activa de antenas con barrido de fase (mostradas en modo transmisión). Adaptado de [62].

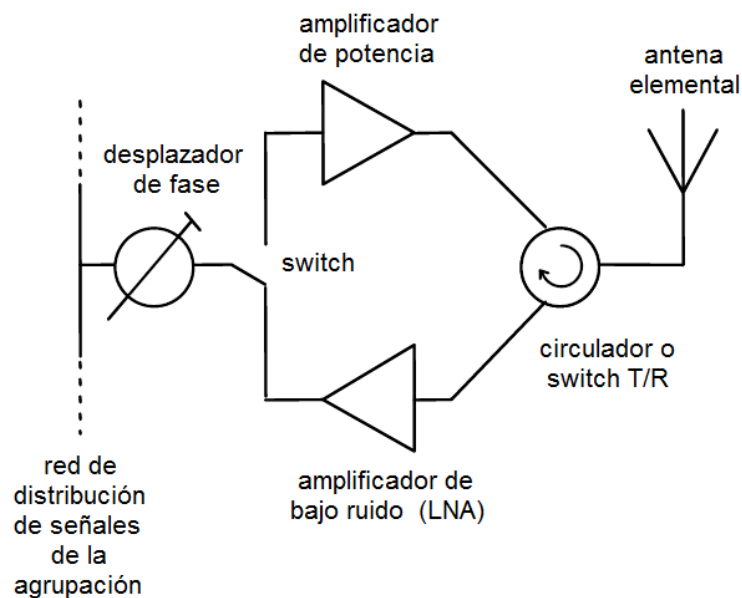


Figura 3.17: Diagrama en bloques de un módulo típico de una agrupación activa de antenas con barrido de fase. Adaptado de [62].

La Figura 3.17 muestra un diagrama de bloques de un módulo típico de una agrupación activa de antenas con barrido de fase. Las señales de interfaz y control que se necesitan para cada módulo son: señales de RF de transmisión y recepción, control de cambio de fase y suministro de CC. Alternativamente, en lugar de que las señales de transmisión y recepción estén en RF, estas pueden estar en Frecuencia Intermedia, con un oscilador local distribuido a cada módulo, o el oscilador local puede estar incluso en forma digital. Claramente, la distribución de estas señales a cada módulo representa un desafío técnico.

El radar ISR Jicamarca emplea la arquitectura de agrupación pasiva, mientras que MU, EAR, AMISR y desarrollos actuales como EISCAT 3D emplean agrupaciones activas con barrido de fase.

3.11 Antenas de Radares ISR

El objetivo de la antena de radar es confinar la potencia transmitida en un haz angosto y, cuando la antena se utiliza en recepción, aumentar la intensidad de la señal desde un ángulo sólido estrecho a costa de las señales procedentes de otras direcciones. El parámetro que se utiliza para cuantificar esta relación es la directividad de la antena [8], [63].

El término "haz de antena" es una expresión simple que hace referencia a la parte central del lóbulo principal del diagrama de radiación.

El haz estrecho en las antenas de dispersión incoherentes se genera ya sea por una agrupación de elementos radiantes o por grandes reflectores. En una agrupación de antenas, la señal dirigida a los elementos individuales se configura en fases de tal forma que las ondas elementales de los radiadores se refuerzan mutuamente en la dirección del haz. En una antena reflectora, el extremo de una bocina de alimentación que emite ondas de radio se encuentra en el punto focal de un sistema óptico que refleja las ondas en la dirección del eje óptico. La directividad de una antena reflectora depende principalmente del área de la misma. Por ejemplo, la directividad de un reflector parabólico está dado por [63]:

$$D(\theta_0, \phi_0) = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (3.44)$$

siendo A el área de apertura de la antena y λ la longitud de onda. En el caso de un reflector parabólico de revolución el área de apertura (A) es el círculo que contiene al borde de la misma.

El ancho de haz para un reflector parabólico puede aproximarse por [63]:

$$\alpha_{1/2} \cong \frac{58^\circ}{d} \lambda \quad (3.45)$$

donde d es el diámetro de la apertura ($A = \pi(d/2)^2$).

La ganancia de un reflector parabólico está dada por [63]:

$$G(\theta_0, \phi_0) = \eta_a D(\theta_0, \phi_0) = \eta_a \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (3.46)$$

donde η_a es la eficiencia de apertura o radiación ($\eta_a < 0,6$).

Analizando las ecuaciones (3.44) a (3.46) podemos advertir que la directividad, la ganancia y el ancho de haz están relacionados. Para lograr un haz de antena angosto se requiere de un valor de apertura grande, lo que a su vez implica grandes valores de directividad y ganancia. Observando la tabla 3.2 podemos ver que un valor típico de ganancia para antenas de radares ISR es del orden de 40 dB. Los radares ISR de primera generación utilizaron antenas reflectoras de este tipo, sin embargo los desarrollos actuales emplean agrupaciones de antenas.

La directividad (ganancia) y el ancho de haz de una agrupación de antenas dependen fundamentalmente del número de radiadores elementales N . En el Capítulo 7 se estudiará en detalle la teoría de agrupaciones de antenas, para luego aplicarla al diseño de agrupaciones de barrido electrónico.

Otros requerimientos estándar actuales de las antenas de radares ISR son, como se mencionó anteriormente, la posibilidad de direccionar el haz de la antena muy rápidamente a cualquier dirección dentro de un cierto ángulo desde el cenit (durante el período entre pulsos emitidos), la conformación rápida del diagrama de radiación, y la posibilidad de generar radiación con polarización circular en ambos sentidos (*RHCP* y *LHCP*).

De aquí en adelante solo consideramos las agrupaciones de antenas, comenzando con el estudio de las características de los radiadores individuales mediante la Teoría de los Modos Característicos, que se desarrolla en el capítulo siguiente.

Capítulo 4

Diseño de antenas utilizando la Teoría de Modos Característicos

4.1 Introducción

La Teoría de los Modos Característicos fue inicialmente formulada por Garbacz a partir de 1965 [64], [65] y posteriormente refinada por Harrington y Mautz en 1971 [21], [66].

Inicialmente se aplicó a algunos casos y posteriormente cayó en desuso. Recientemente la teoría de Modos Característicos resurgió en el diseño de antenas para aplicaciones modernas [25], [26], en los últimos años el número de publicaciones relacionadas con la aplicación de esta teoría en el análisis y diseño de antenas se ha incrementado exponencialmente (Figura 4.1 [67]).

La Teoría de los Modos Característicos parte de la definición de un problema de autovalores que involucra la matriz de impedancia generalizada de la estructura, y que tras ser resuelto proporciona un conjunto de modos de corriente reales, que son los denominados modos característicos. Estos modos se corresponden con las resonancias naturales de la estructura y pueden ser obtenidos numéricamente para cuerpos conductores de forma arbitraria.

Por otra parte, los modos característicos forman un conjunto de funciones cerrado y ortogonal, por lo que pueden ser empleados para expandir la corriente superficial que fluye por el cuerpo conductor. Sin embargo, lo que hace a los modos característicos especialmente atractivos para el diseño de antenas es la visión física que aportan de los fenómenos de radiación que determinan el comportamiento de la antena.

Asociado a cada modo característico existe un autovalor, cuya magnitud proporciona información sobre la frecuencia de resonancia y las propiedades de radiación de los modos. Además, puesto que los modos característicos se calculan en ausencia de cualquier excitación, únicamente dependen de la forma y del tamaño del cuerpo conductor. Por tanto, el diseño de la antena se puede llevar a cabo de forma controlada en dos pasos:

- En primer lugar, se optimiza la forma y el tamaño del elemento radiante en base a la información proporcionada por los autovalores.

- A continuación, a partir del estudio de la distribución de corriente de los modos se determina una configuración de alimentación óptima que permita excitar el modo o modos deseados, con el fin de obtener un comportamiento radiante determinado.

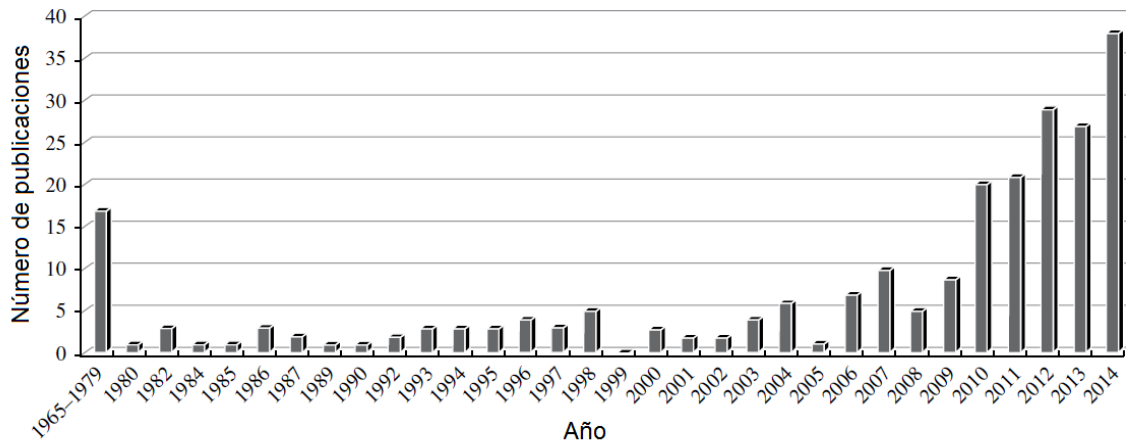


Figura 4.1: Número de publicaciones anuales de Modos Característicos entre 1965 y 2014 [67].

La gran ventaja de los modos característicos, frente a otros métodos de diseño, es la clara visión física que proporcionan de los fenómenos que contribuyen a la radiación de la antena permitiendo comprender mejor su funcionamiento, de forma que el diseño de la misma se puede realizar de forma justificada y coherente. Por otra parte, la información proporcionada por los modos característicos puede ser aprovechada para seleccionar la forma más apropiada para el elemento radiante, al igual que para elegir una configuración de alimentación óptima que maximice el ancho de banda de impedancia.

4.2 Formulación Matemática de los Modos Característicos

La formulación de la Teoría de los modos característicos para cuerpos conductores comienza con la definición de una ecuación de operador que relaciona la corriente \mathbf{J} en la superficie S de un cuerpo conductor con el campo eléctrico incidente tangencial \mathbf{E}^i [21].

$$[L(\mathbf{J}) - \mathbf{E}^i]_{tan} = 0 \tag{4.1}$$

donde el subíndice "tan" denota las componentes tangenciales en la superficie S .

La Figura 4.2 muestra el escenario típico en el cálculo de modos característicos, junto con las coordenadas del sistema.

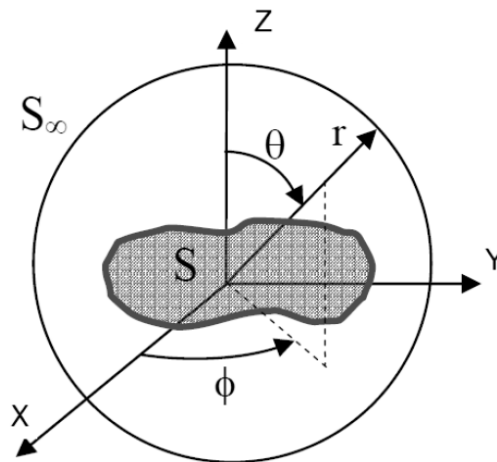


Figura 4.2: Escenario para el cálculo de modos característicos y sistema de coordenadas.

El operador L en (4.1) es lineal y está definido por:

$$L(\mathbf{J}) = j\omega\mathbf{A}(\mathbf{J}) + \nabla\Phi(\mathbf{J}) \quad (4.2)$$

$$\mathbf{A}(\mathbf{J}) = \mu \oint_S \mathbf{J}(r') \psi(r, r') ds' \quad (4.3)$$

$$\Phi(\mathbf{J}) = \frac{-1}{j\omega\epsilon} \oint_S \nabla' \cdot \mathbf{J}(r') \psi(r, r') ds' \quad (4.4)$$

$$\psi(r, r') = \frac{\exp(-jk|r - r'|)}{4\pi|r - r'|} \quad (4.5)$$

donde r es un punto de campo, r' es un punto de origen, y ϵ , μ y k son la permitividad, la permeabilidad y el número de onda, respectivamente, del espacio libre.

Físicamente, el término $-L(\mathbf{J})$ se puede considerar como la intensidad eléctrica \mathbf{E} en cualquier punto del espacio debido a la corriente \mathbf{J} en la superficie S . Esto significa que el operador L en (4.1) tiene la dimensión de impedancia:

$$Z(\mathbf{J}) = [L(\mathbf{J})]_{tan} \quad (4.6)$$

Como se plantea en [21], el operador de impedancia Z es complejo, y puede ser escrito como:

$$Z(\mathbf{J}) = R(\mathbf{J}) + jX(\mathbf{J}) \quad (4.7)$$

4.3 Corrientes Características

Continuando con el enfoque desarrollado en [21], los modos característicos o corrientes características se pueden obtener como las autofunciones de la siguiente ecuación de autovalores particularmente ponderada:

$$X(\mathbf{J}_n) = \lambda_n R(\mathbf{J}_n) \quad (4.8)$$

donde λ_n son los autovalores, \mathbf{J}_n son las autofunciones o autocorrientes, y R y X son las partes real e imaginaria del operador impedancia (4.7).

Los modos característicos se pueden definir como un conjunto de corrientes superficiales ortogonales reales asociadas a cualquier objeto conductor, que dependen de su forma y tamaño, y son independientes de cualquier fuente de excitación. Como los modos característicos forman un conjunto de funciones ortogonales, pueden ser utilizadas para expandir la corriente total \mathbf{J} en la superficie de la antena, como sigue:

$$\mathbf{J} = \sum_n \frac{V_n^i \mathbf{J}_n}{1 + j \lambda_n} \quad (4.9)$$

Donde \mathbf{J}_n son las autocorrientes, λ_n son los autovalores y V_n^i es el coeficiente de excitación modal. El coeficiente de excitación modal se puede obtener como:

$$V_n^i = \langle \mathbf{J}_n, \mathbf{E}^i \rangle = \oint \mathbf{J}_n \cdot \mathbf{E}^i ds \quad (4.10)$$

El producto $V_n^i \mathbf{J}_n$ en (4.9) modela el acoplamiento entre la excitación y el modo n -ésimo, y determina qué modo va a ser excitado por la alimentación de la antena o el campo incidente \mathbf{E}^i . Se debe tener en cuenta que la corriente total en (4.9) depende también de λ_n , que es el autovalor asociado al modo característico n -ésimo. Los autovalores son de suma importancia debido a que su magnitud da información sobre la frecuencia de resonancia y las propiedades radiación de los diferentes modos de corriente.

Como ejemplo en la Figura 4.3 se ilustra la distribución de corrientes normalizadas en la primera resonancia (290 MHz) producidas por los cuatro primeros modos de corriente \mathbf{J}_n , para un dipolo con una longitud de 0.5 metros, y un diámetro de 1 mm, analizado en la disertación de M. Cabedo Fabrés [25]. El dipolo está formado por un conductor ideal perfecto (sin pérdidas). Todas las corrientes en la Figura 4.3 fueron normalizadas para facilitar la comparación.

En la Figura 4.4 se muestra la distribución de corrientes directamente sobre el dipolo, representada en una escala de colores.

Se puede observar que las autocorrientes tienen forma sinusoidal con nulos en los extremos del dipolo. El primer modo de corriente presenta un ciclo, el segundo dos ciclos,

y así continuando. Más aún, los modos se pueden clasificar en modos impares (J_1 y J_3) o modos pares (J_2 y J_4) dependiendo de la simetría de la distribución de corrientes. El modo fundamental J_1 resuena cuando la longitud del dipolo es aproximadamente $L = \lambda / 2$. Similarmente, los modos de orden más alto J_2 , J_3 y J_4 , resuenan cuando la longitud del dipolo es $L = \lambda$, $L = 3\lambda / 2$ y $L = 2\lambda$ respectivamente.

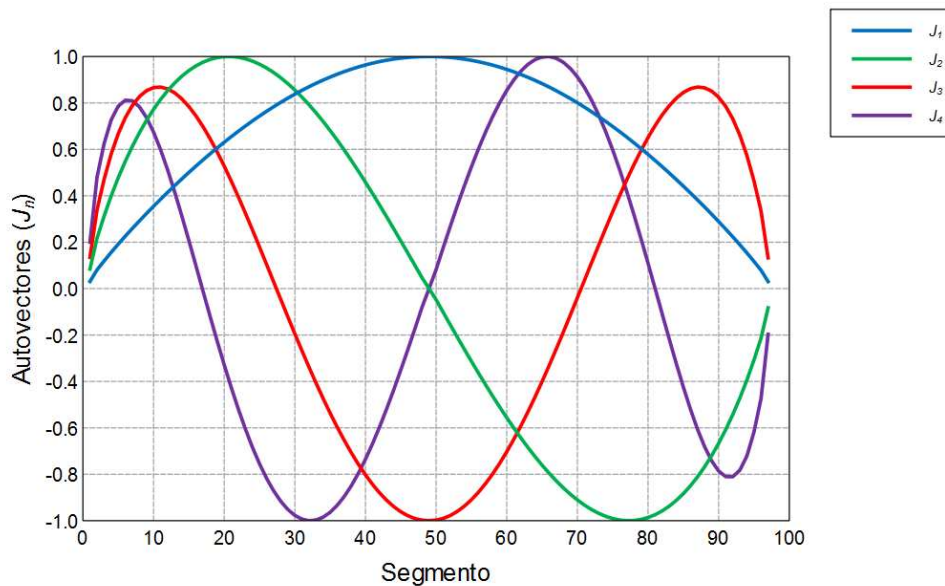


Figura 4.3: Distribución normalizada de las primeras cuatro autocorrientes J_n en la primera resonancia para un dipolo de de 0.5 metros de longitud, y un diámetro de 1 mm.

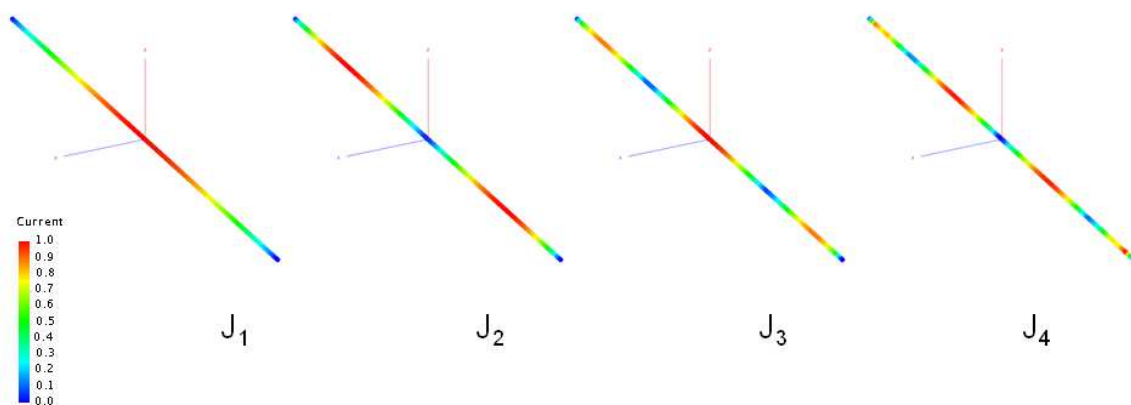


Figura 4.4: Primeras cuatro autocorrientes J_n normalizadas, en la primera resonancia, para un dipolo de de 0.5 metros de longitud, y un diámetro de 1 mm.

Es conveniente resaltar que las autocorrientes dependen de la frecuencia, por lo tanto deberán ser calculadas para cada frecuencia de interés.

Los campos eléctricos E_n producidos por las corrientes características J_n en la superficie del cuerpo conductor son llamados campos característicos [21]. De (4.8) se puede derivar que estos campos característicos pueden expresarse como:

$$E_n(\mathbf{J}_n) = Z(\mathbf{J}_n) = R(\mathbf{J}_n) + jX(\mathbf{J}_n) = R(\mathbf{J}_n)(1 + j\lambda_n) \quad (4.11)$$

De esta ecuación se extrae que los campos característicos tienen la misma fase ya que son $(1 + j\lambda_n)$ veces una cantidad real. Relaciones de ortogonalidad para los campos característicos pueden ser deducidas a partir de las corrientes características mediante el teorema de Poynting complejo:

$$\begin{aligned} P(J_m, J_n) &= \langle J_m^*, Z J_n \rangle = \langle J_m^*, R J_n \rangle + j \langle J_m^*, X J_n \rangle \\ &= \iint_S \mathbf{E}_m \times \mathbf{H}_n^* ds + j\omega \iiint_V (\mu \mathbf{H}_m \cdot \mathbf{H}_n^* - \varepsilon \mathbf{E}_m \cdot \mathbf{E}_n^*) d\tau \quad (4.12) \\ &= (1 + j\lambda_n) \delta_{mn} \end{aligned}$$

donde δ_{mn} es la delta de Kronecker (0 si $m \neq n$ y 1 si $m = n$). Si la superficie S se extiende hasta el infinito se puede demostrar que:

$$\frac{1}{\eta} \iint_{S_\infty} \mathbf{E}_n \cdot \mathbf{E}_m^* ds = \delta_{mn} \quad (4.13)$$

De esta manera, si S_∞ se elige como la esfera de radiación, los campos eléctricos característicos forman un conjunto ortogonal en el campo lejano.

La Figura 4.5 muestra el diagrama de radiación acimutal (plano XY) para los campos eléctricos característicos $E_{\varphi,n}$ en la primer resonancia (290 MHz), producidos por los cuatro primeros modos de corriente J_n , para el dipolo analizado anteriormente, colocado a lo largo del eje Y. Notar que los nulos en el diagrama de radiación se producen en la dirección axial del dipolo, debido a los nulos de las corrientes modales en los extremos del mismo. Observar también que el número de lóbulos depende del número de ciclos de las corrientes modales asociadas J_n que se incrementan con el orden del modo.

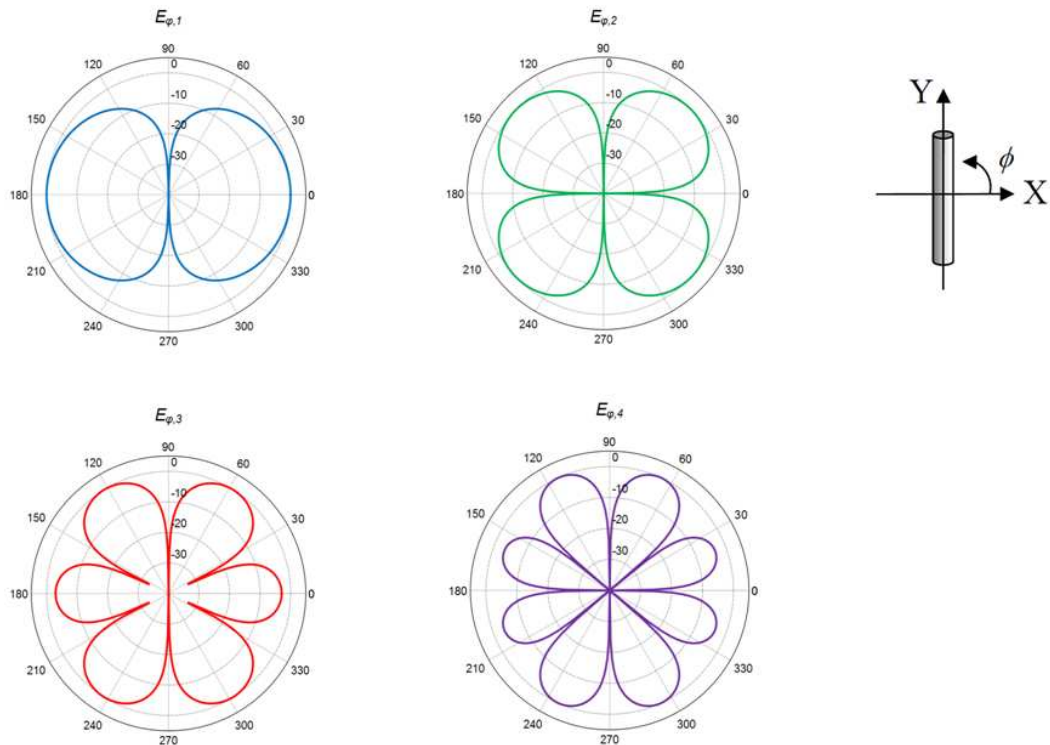


Figura 4.5: Diagramas de radiación acimutales ($\theta = 90^\circ$) de los campos eléctricos característicos $E_{\varphi,n}$ producidos por los modos de corriente J_n .

La siguiente sección explica con detalle cómo interpretar la información proporcionada por los autovalores con el fin de obtener una visión física de los fenómenos de radiación que tienen lugar en la antena.

4.4 Interpretación física de los Modos Característicos

La forma más fácil de entender cómo la magnitud de los autovalores está relacionada con la radiación de los modos consiste en analizar el balance de potencia compleja dado por la ecuación (4.12). A partir de esta ecuación se puede deducir que, por definición, la potencia radiada por los modos se normaliza al valor unitario. Por el contrario, la potencia reactiva es proporcional a la magnitud de los autovalores.

En general, los autovalores λ_n van desde $-\infty$ a $+\infty$. Teniendo en cuenta que un modo está en resonancia cuando su autovalor asociado es cero, se deduce que cuanto menor es la magnitud del autovalor, este radiará en forma más eficiente cuando es excitado. Además, el signo del autovalor determina si el modo contribuye a almacenar energía magnética ($\lambda_n > 0$) o energía eléctrica ($\lambda_n < 0$).

La Figura 4.6 muestra la variación con la frecuencia de los autovalores λ_n de los primeros cuatro modos de corriente del dipolo de alambre estudiado en la sección anterior. Se observa que los autovalores comienzan siendo negativos, luego resuenan ($\lambda_n = 0$), y finalmente mantienen un valor positivo pequeño constante. Por lo tanto se observa que el modo de J_1 resuena a 290 MHz, el modo J_2 a 590 MHz, el modo J_3 a 890 MHz, y el modo J_4 resuena fuera del rango de frecuencias analizado.

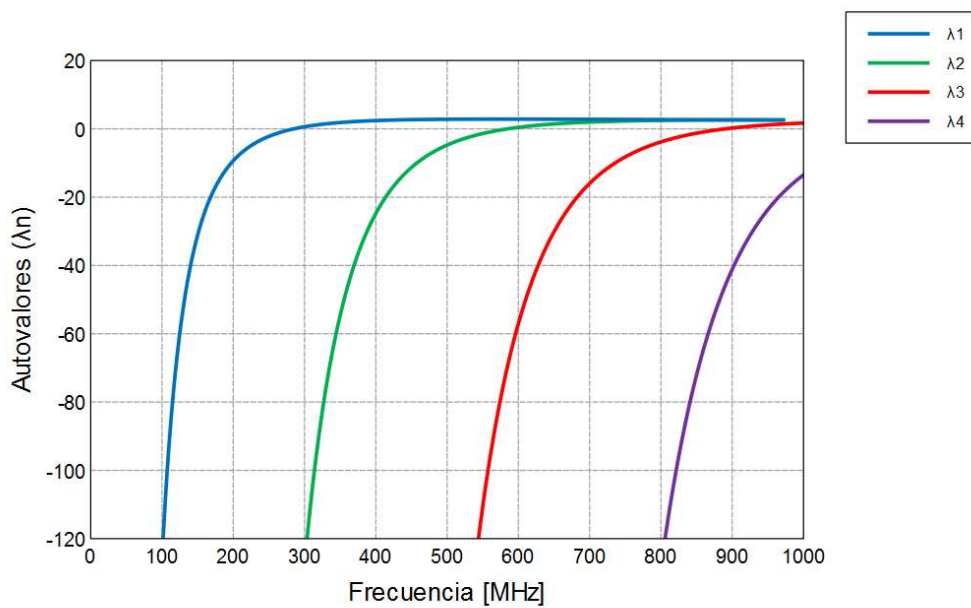


Figura 4.6: Variación con la frecuencia de los autovalores λ_n asociados a los modos de corriente J_n del dipolo mostrado en la Figura 4.4.

4.5 Significancia Modal

Como se expuso anteriormente, un análisis de la variación de los autovalores con frecuencia es muy útil para el diseño de la antena, ya que se obtiene información sobre la frecuencia de resonancia de los modos. Sin embargo, en la práctica se prefieren otras representaciones alternativas de los autovalores. Dado que la expansión modal de la corriente descrita en (4.9) depende inversamente de los autovalores, parece más lógico analizar la variación de la expresión:

$$MS_n = \left| \frac{1}{1 + j\lambda_n} \right| \quad (4.14)$$

El término presentado en (4.14) se conoce como significancia modal (MS_n) y representa la amplitud normalizada de los modos de corriente [68]. Esta amplitud normalizada solo depende de la forma y tamaño del objeto conductor, y no tiene en cuenta la excitación.

La Figura 4.7 representa la variación con la frecuencia de la significancia modal en relación con los modos de corriente J_n del dipolo. Ahora, la resonancia de cada modo puede ser identificada por el valor máximo de cada curva de significancia modal. Esto significa que mientras más próxima es la curva a su valor máximo, más eficazmente el modo asociado contribuye a la radiación.

Entonces, el ancho de banda de radiación de un modo puede establecerse de acuerdo con la anchura de su curva de significancia modal cerca del punto máximo. Este ancho de banda de radiación constituye una figura de mérito importante para determinar el rendimiento radiante de los modos.

Se define el ancho de banda de radiación de un modo BW_n como la gama de frecuencias dentro del cual la potencia radiada por el modo es no menor que la mitad de la potencia radiada en la resonancia. Traducida a curvas de significancia modal, la potencia mitad (HP) en la resonancia corresponde a una reducción de la corriente normalizada por un factor $\sqrt{2}$.

$$MS_{HP_n} = \left| \frac{1}{1 + j\lambda_n} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707 \quad (4.13)$$

Por lo tanto, el ancho de banda de radiación de un modo BW_n se puede expresar como una fracción de la diferencia de frecuencias (superior menos inferior) sobre la frecuencia de resonancia del modo.

$$BW_n = \frac{f_U - f_L}{f_{res}} \quad (4.14)$$

donde f_{res} es la frecuencia de resonancia del modo, f_U y f_L son los límites superior e inferior, respectivamente, de acuerdo con la definición anterior.

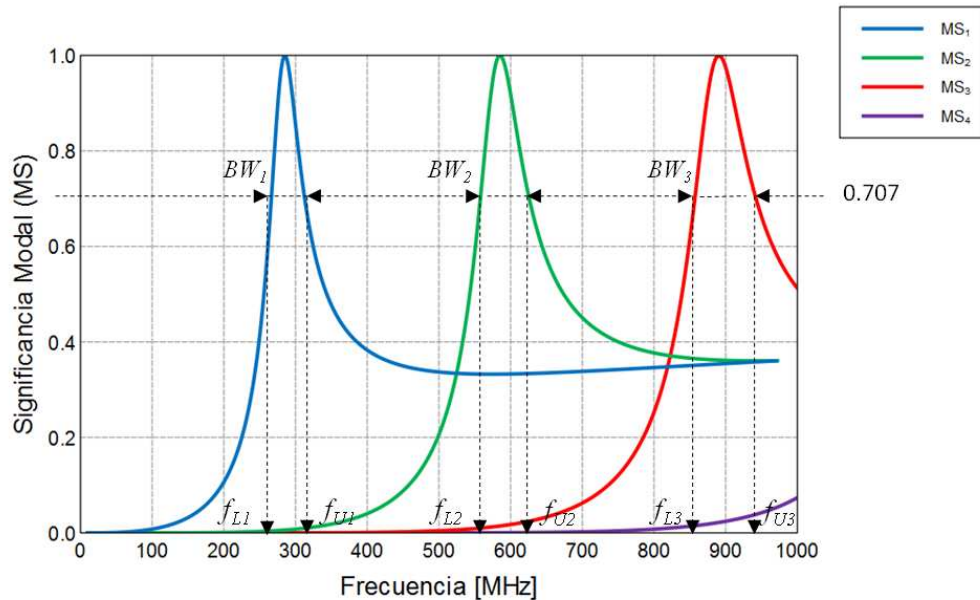


Figura 4.7: Variación con la frecuencia de la significancia modal (MS_n) asociada a los modos de corriente J_n del dipolo mostrado en la Figura 4.4.

Por otra parte, se puede definir un factor de calidad modal, usando (4.14), de la siguiente manera:

$$Q_{rad,n} = \frac{1}{BW_n} \quad (4.15)$$

El factor de calidad de un modo resonante mide la agudeza de su resonancia. Entonces, mientras mayor es el $Q_{rad,n}$, más aguda será la resonancia del modo, y el ancho de banda de radiación resulta más estrecho.

Basado en la información proporcionada por la Figura 4.7, la Tabla 4.1 resume la frecuencia de resonancia, el ancho de banda de radiación de potencia mitad y el factor de calidad modal de los tres primeros modos del dipolo.

El factor de calidad modal propuesto en (4.15) presenta la ventaja de la simplicidad y facilidad de cálculo.

Tabla 4.1: Frecuencia de resonancia, ancho de banda de radiación y factor de calidad de los tres primeros modos del dipolo mostrado en la Figura 4.4.

	f_{res} (MHz)	f_l (MHz)	f_u (MHz)	BW_n (%)	$Q_{rad,n}$
Modo J_1	290	270	310	13.79	7.25
Modo J_2	580	560	620	10.16	9.84
Modo J_3	890	855	925	7.86	12.72

4.6 Ángulo Característico

El ángulo característico se define en [69] como:

$$\alpha_n = 180^\circ - \tan^{-1}(\lambda_n) \quad (4.16)$$

Desde el punto de vista físico, el ángulo característico modela el ángulo de fase que existe entre la corriente característica λ_n y el campo característico asociado E_n .

La Figura 4.8 presenta la variación con la frecuencia de los ángulos característicos (α_n), asociados a los modos de corriente del dipolo.

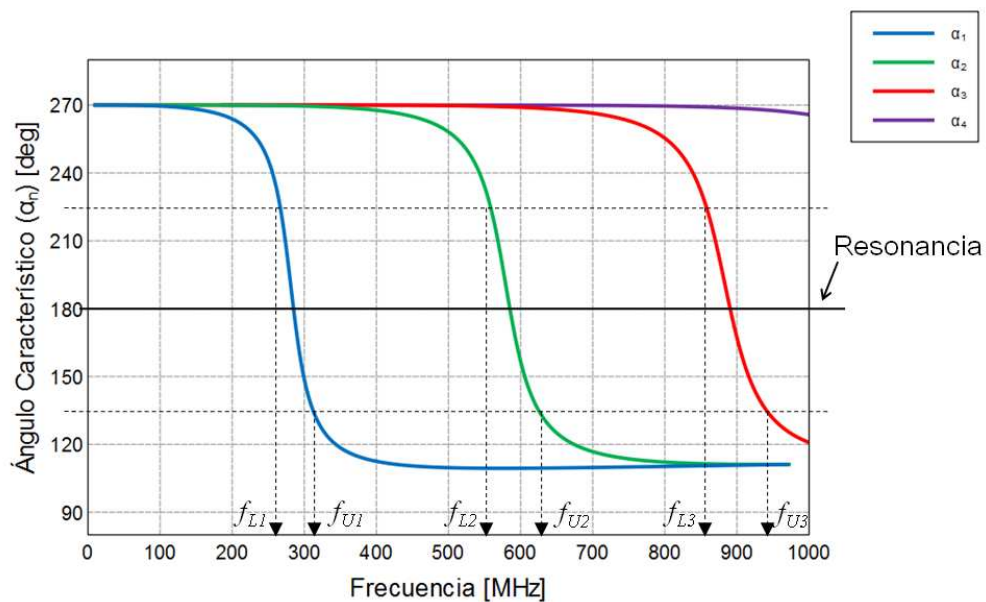


Figura 4.8: Variación con la frecuencia del ángulo característico (α_n) asociado a los modos de corriente J_n del dipolo mostrado en la Figura 4.4.

Observe que un modo resuena cuando $\lambda_n = 0$, es decir, cuando su ángulo característico (α_n) es de 180° . Por lo tanto, cuando el ángulo característico está cerca de 180° el modo es un buen radiador, mientras que cuando el ángulo característico es cerca de 90° o 270° el modo almacena energía. De esta forma, el ancho de banda de radiación de un modo puede ser deducido a partir de la pendiente cercana a 180° de la curva descrita por los ángulos característicos.

Para calcular el ancho de banda de radiación de los modos usando los ángulos característicos con (4.14), es necesario determinar qué valores de ángulo característico se corresponden con la mitad de la potencia radiada en la resonancia. A partir de (4.13) se puede deducir que hay dos autovalores, $\lambda_n = 1$ y $\lambda_n = -1$, que producen un valor de significancia modal de 0,707. Estos autovalores generan ángulos característicos de 135° y 225° respectivamente. Entonces, cuando se calcula el ancho de banda de radiación de los modos usando ángulos característicos, f_H y f_L en la ecuación (4.14) son las frecuencias en las que los ángulos característicos son 135° y 225° , respectivamente.

A pesar de que la información dada por la Figura 4.8 también podría haber sido extraída de la Figura 4.7 o la Figura 4.6, se prefiere la representación del ángulo característico ya que es la más intuitiva.

Aunque el comportamiento mostrado en la Figura 4.8 es el comportamiento típico de los ángulos característicos, también hay modos especiales inductivos no resonantes que presentan ángulos inferiores a 180° para todas las frecuencias.

4.7 Excitación de Modos Característicos

Una vez que se ha determinado la distribución de corriente, la frecuencia de resonancia y el ancho de banda de radiación de los modos característicos, el siguiente paso es descubrir qué modos se excitan cuando se coloca una fuente de excitación sobre el dipolo. Para concluir la caracterización modal del dipolo utilizado como ejemplo en este capítulo, una fuente *delta gap* [70] se va a colocar en diferentes puntos del dipolo para investigar la excitación de los modos. En primer lugar se considerará el caso del dipolo alimentado en el centro.

En la Figura 4.9 se muestra el coeficiente de reflexión en función de la frecuencia correspondiente al dipolo alimentado en el centro. Se observa que existe una resonancia en 290 MHz, con un ancho de banda de entrada de -10 dB de 20 MHz y otra resonancia en 890 MHz, para la cual el coeficiente de reflexión no alcanza el nivel de -10 dB.

Con el fin de determinar cómo contribuye cada modo al ancho de banda de entrada, se estudia la admitancia de entrada Y_{in} de la antena.

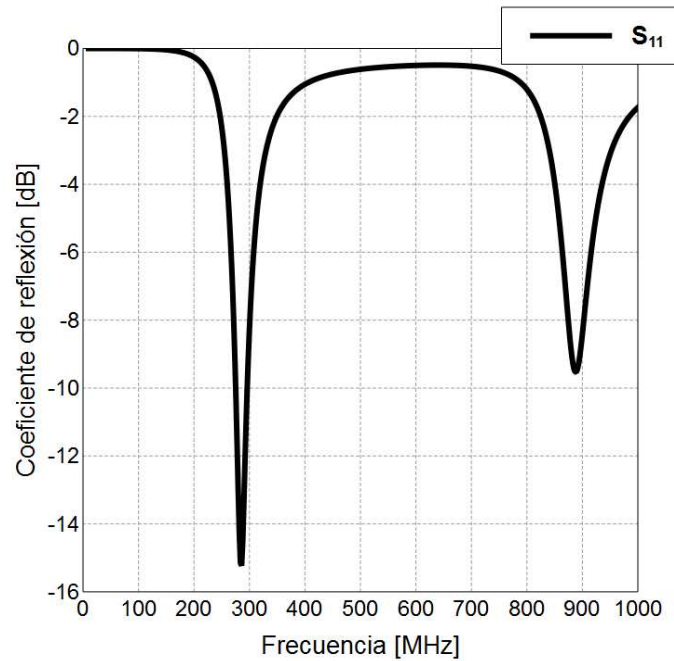


Figura 4.9: Coeficiente de reflexión en función de la frecuencia del dipolo alimentado en el centro.

Para una excitación de tensión de 1V, la admitancia de entrada de la antena Y_{in} se puede calcular fácilmente, partiendo de la corriente J en la ecuación (4.9), muestreada en el punto de alimentación P [25] de la siguiente manera:

$$Y_{in} = \frac{J(P)}{1V} = \sum_n \frac{V_n^i J_n(P)}{1 + j \lambda_n} \quad (4.17)$$

La admitancia de entrada compleja Y_{in} se puede expresar como la suma de las autoadmitancias complejas, o admitancias modales Y_n como sigue:

$$Y_{in} = \sum_n Y_n = \sum_n G_n + jB_n = \sum_n \frac{V_n^i J_n(P)}{1 + j \lambda_n^2} - j \frac{V_n^i J_n(P) \lambda_n}{1 + j \lambda_n^2} \quad (4.18)$$

La Figura 4.10 muestra la admitancia de entrada compleja Y_{in} del dipolo alimentado en el centro junto con las admitancias modales complejas $Y_n = G_n + j B_n$ asociadas a los

modos de corriente de la Figura 4.3. Como era de esperar, sólo se excitan los modos J_1 y J_3 , ya que los modos impares J_2 y J_4 presentan una amplitud de corriente cero en el centro del dipolo. El modo J_1 domina a las frecuencias más bajas y es responsable de la resonancia a 290 MHz, mientras que la resonancia a 890 MHz se debe al modo J_3 que es dominante en las frecuencias más altas. Por el contrario, en la banda de frecuencias que va de 400 MHz a 600 MHz no hay modo dominante, y la antiresonancia que aparece a 525 MHz es causada por la interacción de los modos J_1 y J_3 .

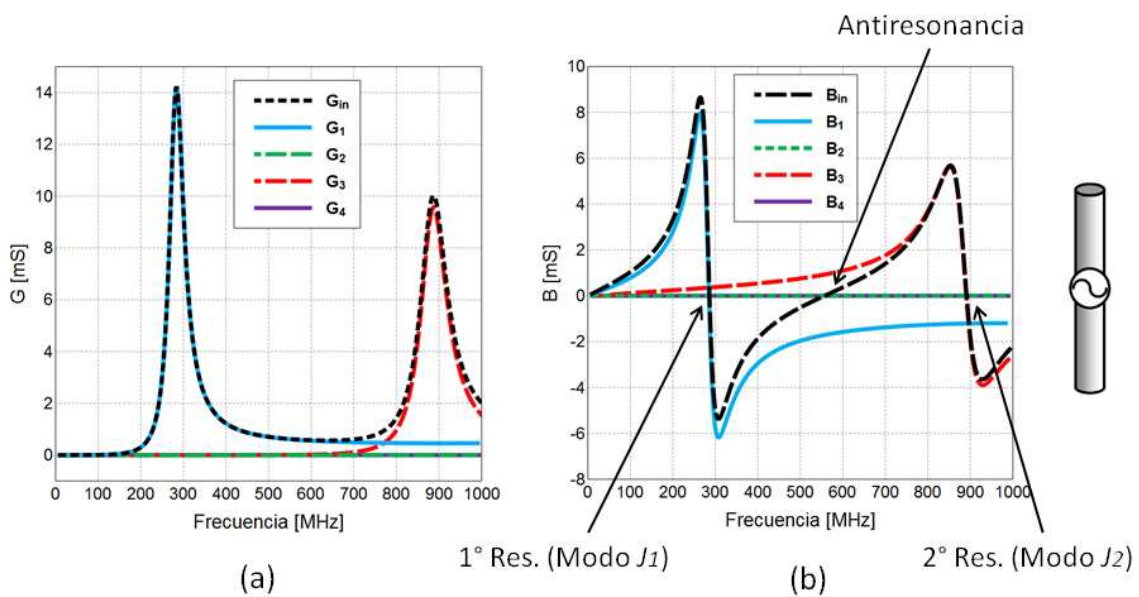


Figura 4.10: Representación de la admitancia de entrada Y_{in} y admitancias modales Y_n del dipolo alimentado en el centro. (a) Parte Real G , y (b) parte Imaginaria B .

Consideremos ahora una fuente *delta gap* situada a un cuarto de la longitud del dipolo. El coeficiente de reflexión en función de la frecuencia correspondiente a esta nueva ubicación de la fuente se presenta en la Figura 4.11. En este caso se pueden observar tres frecuencias de resonancia, 290 MHz, 580 MHz y 890 MHz. Solo para la resonancia en 580 MHz el coeficiente de reflexión alcanza el nivel de -10 dB, presentando un ancho de banda de entrada de 16 MHz.

La contribución de las admitancias modales Y_n a la admitancia de entrada Y_{in} del dipolo, para esta nueva ubicación de la fuente, se presenta en la Figura 4.12.

Para el caso del dipolo no alimentado centralmente, se excitan ambos modos, pares e impares. El modo J_1 es responsable de la primera resonancia a 290 MHz. Los modos J_2 y J_3 causan las resonancias a 580 MHz y 890 MHz, respectivamente. También de la Figura 4.12 se puede deducir que la primera antiresonancia a 375 MHz se debe a la interacción de los modos J_1 y J_2 y la segunda antiresonancia a 780 MHz resulta de la combinación de los modos J_1, J_2 y J_3 .

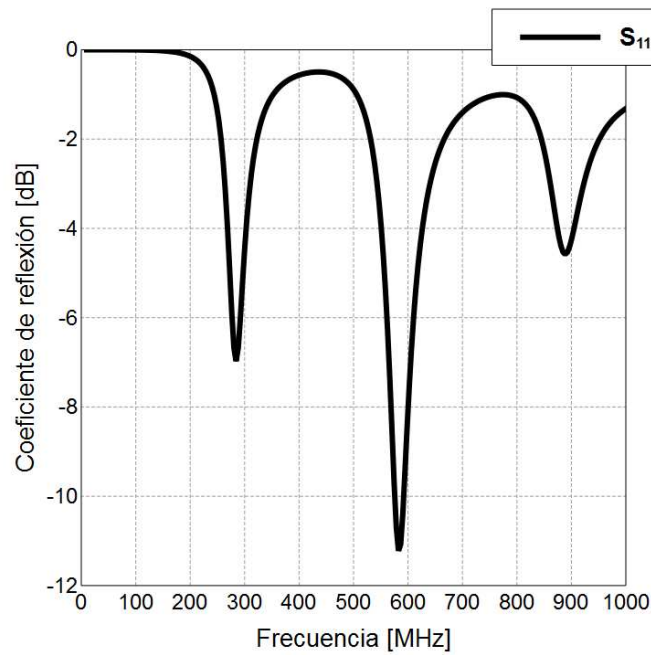


Figura 4.11: Coeficiente de reflexión en función de la frecuencia del dipolo alimentado a un cuarto de su longitud.

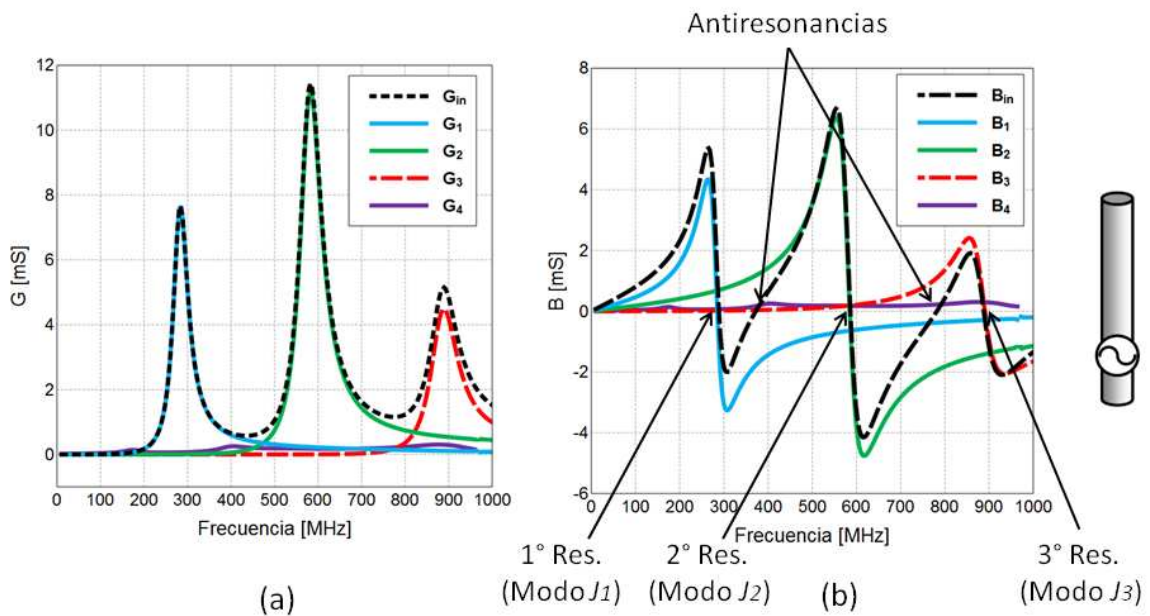


Figura 4.12: Representación de la admitancia de entrada Y_{in} y admitancias modales Y_n del dipolo alimentado a un cuarto de su longitud. (a) Parte Real G , y (b) parte Imaginaria B .

Estos resultados confirman que las resonancias de una antena pueden atribuirse directamente a los modos radiantes, mientras que las antiresonancias son causadas por la combinación de dos o más modos. Además, estos resultados prueban que se puede analizar un dipolo resonante ($L \approx 0.5 \lambda$) en una banda de frecuencias amplia usando los primeros cuatro modos radiantes.

4.8 Modo Antena y Modo Línea de Transmisión

En esta sección, los modos se van a clasificar en modos de antena o modos de línea de transmisión, de acuerdo con sus características de radiación. La forma más fácil de entender esta clasificación de modos es realizando un estudio modal de un lazo elíptico y trazando un paralelo entre los modos de esta antena y los modos clásicos de antena y línea de transmisión de un dipolo plegado [25].

El modo antena se muestra en la Figura 4.13 (a) y el modo de línea de transmisión en la Figura 4.13 (b) [71]. Donde los modos antena son radiadores eficientes que presentan un ángulo característico con una pendiente suave, mientras que los modos de línea de transmisión se caracterizan por un bajo rendimiento de radiación con una pendiente empinada del ángulo característico.

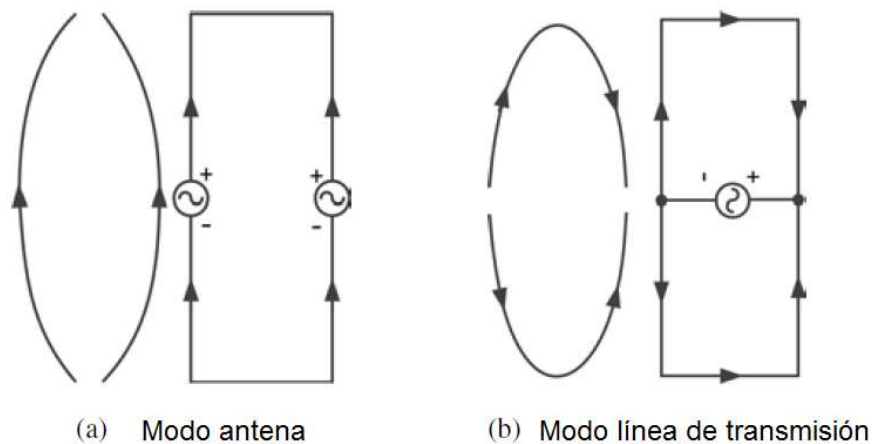


Figura 4.13: Analogía entre modos de corriente y corrientes en un dipolo plegado [71].

Observe que en el modo de antena, la corriente en ambos brazos del bucle fluye en fase, por lo que su radiación se refuerza (Fig. 4.13 (a)), se considera que este modo es un radiador eficiente. Por el contrario, las corrientes en el modo de línea de transmisión (Fig. 4.13 (b)) se propagan en fase opuesta, por lo que su radiación se cancela. Como resultado, el modo de línea de transmisión puede presentar características de radiación

pobres y ancho de banda de radiación estrecha, mientras que el modo de antena puede irradiar eficientemente en una amplia gama de frecuencias.

4.9 Diseño sistemático de antenas usando Modos Característicos

Los modos característicos se calculan en ausencia de cualquier tipo de excitación, sólo dependen de la forma y el tamaño del objeto conductor. Así, el diseño de la antena utilizando modos característicos se puede realizar de una manera controlada mediante el siguiente procedimiento [25], [26]:

- En primer lugar se calculan las corrientes características y los campos característicos asociados del elemento radiante.
- A continuación, la frecuencia de resonancia de estos modos, así como su comportamiento radiante se determinan a partir de la información proporcionada por los autovalores correspondientes.
- Luego, la forma y el tamaño del elemento radiante se modifica hasta lograr la frecuencia de resonancia deseada o las características de radiación buscadas.
- Por último, estudiando la distribución de corrientes de los modos se elige una disposición óptima de alimentación de manera que el modo o modos deseados puedan ser excitados, a fin de obtener un comportamiento radiante específico.

Para modelar cuerpos conductores eléctricamente pequeños se requiere solamente de algunos pocos modos. Por lo tanto, las antenas pequeñas y de tamaño intermedio se pueden caracterizar totalmente en una amplia banda de trabajo solamente teniendo en cuenta cinco o seis modos característicos.

Capítulo 5

Antena Dipolos Cruzados

5.1 Introducción

El dipolo cruzado es un tipo común de antena que se emplea en la gama de frecuencias desde la RF hasta las ondas milimétricas. La primera antena dipolo cruzado fue desarrollada en la década de 1930 bajo el nombre de "Turnstile Antenna", por Brown [72]. En la década de 1940 las antenas "Superturnstile" [73]-[75] se desarrollaron para lograr un ancho de banda de impedancia más amplio en comparación con el diseño original. En 1961 fue desarrollada un nuevo tipo de antena dipolo cruzado, que utiliza una sola alimentación y genera radiación con polarización circular [76], Bolster demostró teórica y experimentalmente que los dipolos cruzados conectados en paralelo con una sola alimentación podrían generar radiación con polarización circular si las longitudes de los dipolos eran tales que las partes reales de sus admitancias de entrada son iguales y los ángulos de fase de sus admitancias de entrada difieren en 90° . Basado en estas condiciones, numerosas antenas de dipolos cruzados con alimentación simple y polarización circular han sido diseñadas [76]-[96].

Debido a la versatilidad de esta antena y a la facilidad de obtener polarización circular mediante una adecuada alimentación de los dipolos, la misma es utilizada por la mayoría de los radares de dispersión incoherente basados en agrupaciones de antenas que operan en la actualidad [18], [97], (Figura 5.1), y también los radares ISR basados en agrupaciones de antenas actualmente en desarrollo [47].

En las ocho décadas desde que se propuso el primer dipolo cruzado, ha habido una gran cantidad de literatura sobre estas antenas, sin embargo, en este capítulo se presenta un nuevo enfoque aplicando la Teoría de los Modos Característicos.

5.2 Análisis de dipolos cruzados aplicando técnicas de Modos Característicos

Una vez revisados los conceptos básicos de la teoría de los modos característicos en el capítulo anterior, vamos a realizar un análisis modal de la estructura de la antena dipolos cruzados mostrada en la Figura 5.2.



Figura 5.1: Agrupación de antenas principal del radar del Radio Observatorio de Jicamarca [97]. Es la más grande entre los radares de dispersión incoherente en el mundo, consiste en un arreglo cuadrado de 300 m × 300 m y está conformada por 18.432 antenas dipolos cruzados.

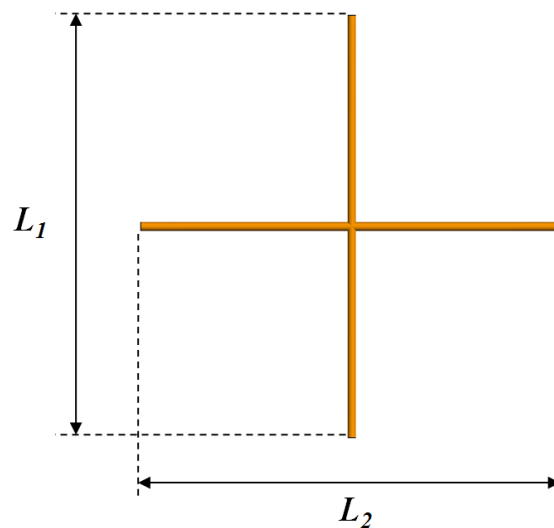


Figura 5.2: Antena Dipolos Cruzados.

En dicha figura se pueden observar dos dipolos situados en un mismo plano y formando un ángulo de 90° , la longitud de cada dipolo es $L_1=L_2=L=0.5$ metros, y cada uno tiene un diámetro $d = 1$ milímetro.

Para realizar el análisis modal de la estructura mostrada en la Figura 1 se trabajó con el software para simulaciones electromagnéticas FEKO [98] mediante el uso de la solicitud de modos característicos.

En la Figura 5.3 se muestra la variación con la frecuencia de la significancia modal MS_n relacionada con los modos de corriente J_n de los dipolos cruzados mostrados en la Figura 5.2. La resonancia de cada modo puede ser identificada por el valor máximo de cada curva de significancia modal.

De esta manera, observando la Figura 5.3 se puede apreciar que los modos J_1 y J_1' resuenan en 290 MHz, como lo indican sus correspondientes curvas de significancia modal (MS_1 y MS_1'), el modo J_2 resuena en 485 MHz (MS_2), el modo J_2' resuena en 645 MHz (MS_2'), los modos J_3 y J_3' resuenan en 890 MHz (MS_3 y MS_3') y los modos de orden superior resuenan fuera del rango de frecuencias analizado.

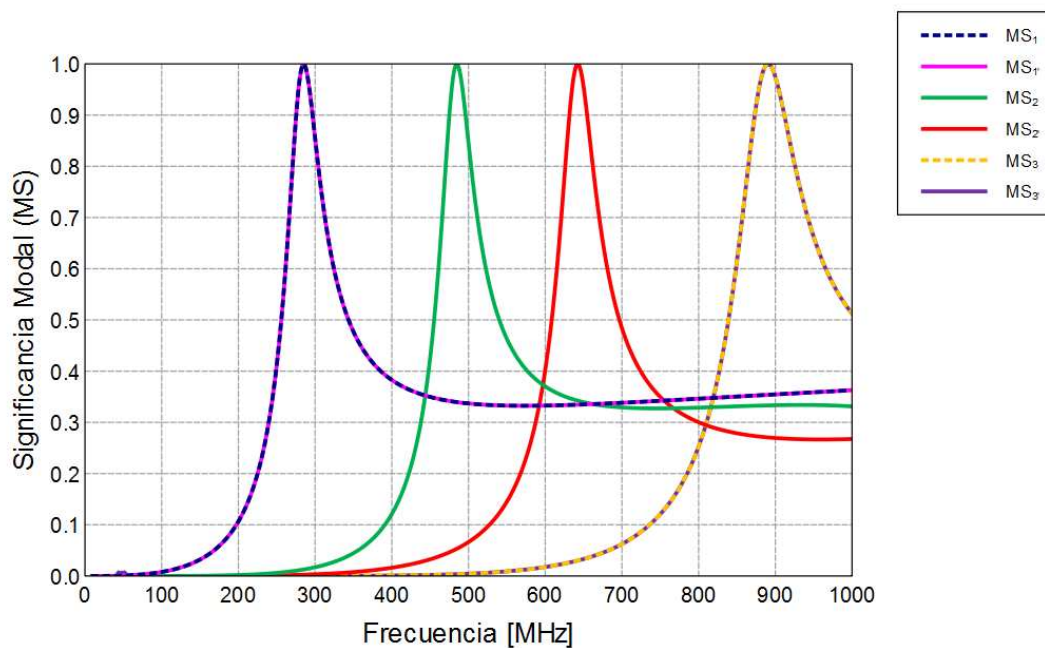


Figura 5.3: Variación con la frecuencia de la significancia modal (MS_n) en relación con los modos de corriente (J_n) de la antena dipolos cruzados esbozada en la Figura 5.2.

Los modos J_1 y J_1' son llamados modos degenerados, ya que resuenan a la misma frecuencia debido a la simetría de la estructura analizada, lo mismo ocurre con los modos J_3 y J_3' . Si se observan las curvas de significancia modal correspondientes a los modos

degenerados se puede apreciar que son iguales y están superpuestas (MS_1 con MS_1' y MS_3 con MS_3'). Notar que los modos J_2 y J_2' no son modos degenerados.

La Figura 5.4 presenta la variación con la frecuencia de los ángulos característicos (α_n), asociados a los modos de corriente J_n de los dipolos cruzados. En este caso la resonancia de los modos se produce cuando el ángulo característico (α_n) es igual a 180° . También se observa que las curvas correspondientes a los modos degenerados son iguales y están superpuestas (α_1 con α_1' y α_3 con α_3'). A pesar de que la información dada por la Figura 5.4 también podría haber sido extraída de la Figura 5.3 a menudo se prefiere la representación del ángulo característico, ya que es más intuitiva.

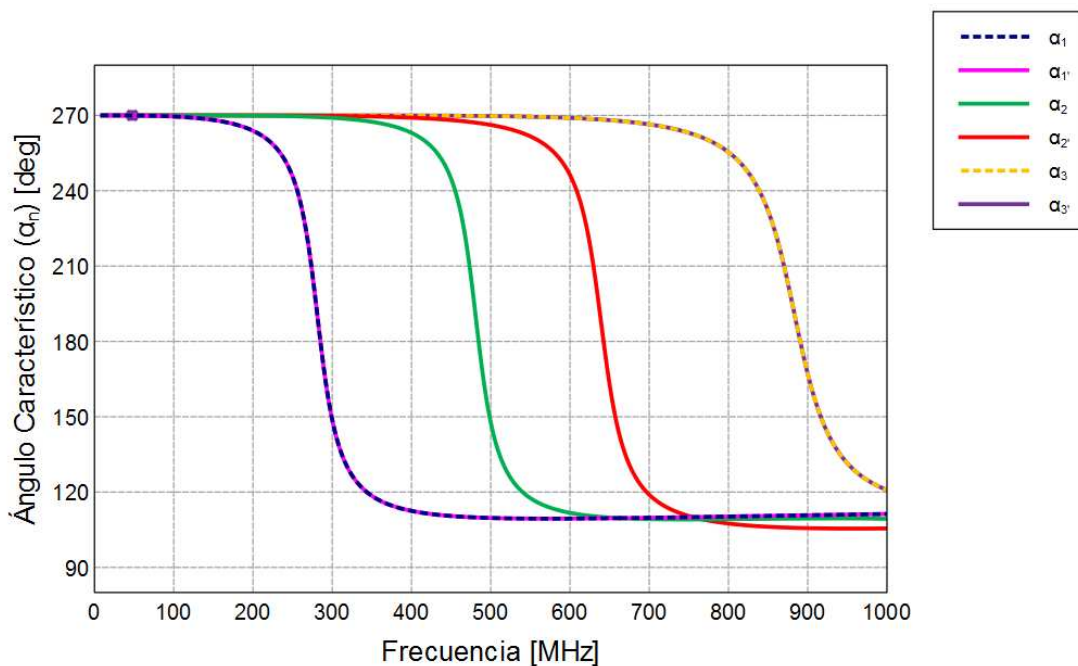


Figura 5.4: Variación con la frecuencia del ángulo característico (α_n) en relación con los modos de corriente (J_n) de la antena dipolos cruzados esbozada en la Figura 5.2.

Finalmente, la Figura 5.5 muestra los campos eléctricos normalizados (E_n) asociados a las corrientes características J_n . Estos patrones modales de campo lejano se han obtenido con FEKO [98] mediante el uso de la solicitud de modos característicos. Se puede apreciar que los campos producidos por los modos degenerados son iguales y ortogonales entre sí (E_1 con E_1' y E_3 con E_3').

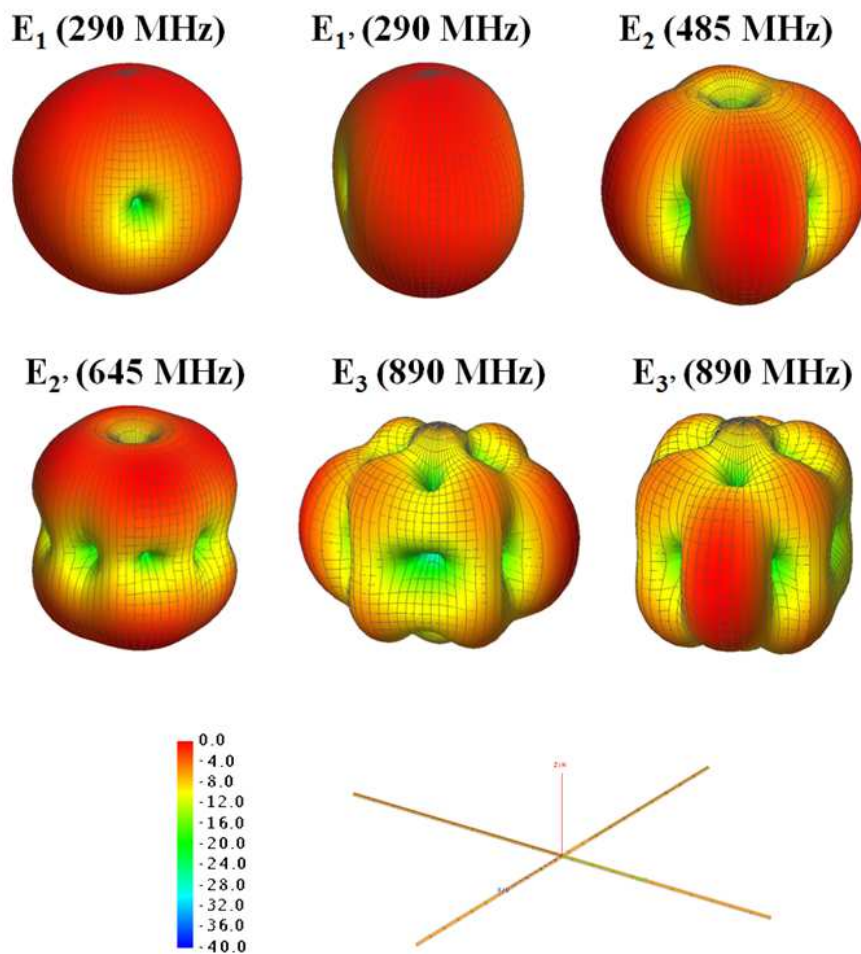


Figura 5.5: Campos eléctricos característicos normalizados de los primeros seis modos de la antena dipolos cruzados.

5.3 Dipolos cruzados con polarización circular

Para obtener polarización circular es necesario combinar dos modos ortogonales polarizados linealmente y con corriente con la misma amplitud y con una diferencia de fase de 90° [25], [26]. Esto se logra simplemente combinando dos de los modos degenerados anteriores, por ejemplo, los modos J_1 y J_1' .

A continuación se analiza más detalladamente la relación entre las corrientes de estos dos modos y los campos generados por las mismas. En la Figura 5.6 (a) se muestra un corte del campo eléctrico característico normalizado $E_{1'}$, en su frecuencia de resonancia (290 MHz), superpuesto con un esquema de la distribución de corrientes

normalizadas sobre los dipolos correspondientes al modo J_1 . Se pueden observar máximos de corriente simultáneos en el centro de los dipolos horizontal y vertical. En la Figura 5.6 (b) se muestran vectores que representan la magnitud y el sentido de las corrientes sobre los dipolos horizontal y vertical correspondientes al modo J_1 para distintos valores de fase (ωt). Para $\omega t = 0^\circ$ las corrientes sobre los dipolos horizontal y vertical son iguales y presentan un máximo. Notar que la composición de ambas corrientes se puede representar sumando vectorialmente estas corrientes. La magnitud del vector resultante (vector rojo) es $\sqrt{2}$ veces mayor que la magnitud de los vectores horizontal y vertical, y la dirección del mismo coincide con la dirección del nulo del diagrama de radiación correspondiente a este modo.

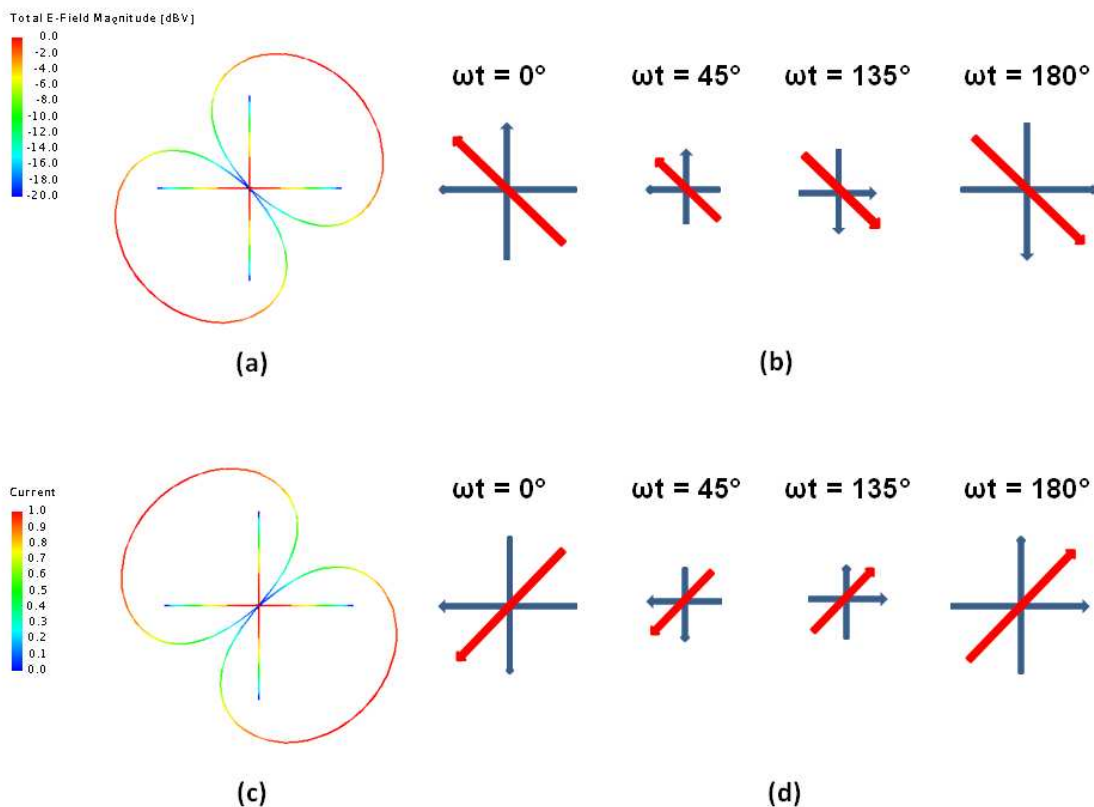


Figura 5.6: (a) Corte del campo eléctrico característico normalizado E_1 (290 MHz) y distribución de corrientes normalizadas sobre los dipolos correspondientes al modo J_1 . (b) Distribución de corriente sobre los dipolos del modo J_1 para distintos valores de fase (ωt). (c) Corte del campo eléctrico característico normalizado E_1' (290 MHz) y distribución de corrientes normalizadas sobre los dipolos correspondientes al modo J_1' . (d) Distribución de corriente sobre los dipolos del modo J_1' para distintos valores de fase (ωt).

Analizando la evolución temporal de las corrientes se puede ver que para $0^\circ < \omega t < 90^\circ$ la amplitud de las corrientes disminuye hasta alcanzar un nulo en $\omega t = 90^\circ$. En este punto las corrientes invierten sus sentidos y sus magnitudes comienzan a aumentar hasta alcanzar nuevamente un máximo para $\omega t = 180^\circ$. Si se analiza la evolución temporal de la corriente resultante (vector rojo) se puede apreciar que esta corriente oscila linealmente en la dirección del nulo del diagrama de radiación correspondiente al modo J_1 , generando el campo E_1 , que resulta polarizado linealmente.

Ahora analizaremos el modo J_1' . En la Figura 5.6 (c) se muestra un corte del campo eléctrico característico normalizado E_1' , en su frecuencia de resonancia (290 MHz), superpuesto con un esquema de la distribución de corrientes normalizadas sobre los dipolos correspondientes al modo J_1' , y en la Figura 5.6 (d) se muestran vectores que representan la magnitud y el sentido de las corrientes sobre los dipolos horizontal y vertical correspondientes al modo J_1' para distintos valores de fase (ωt).

Realizando un análisis análogo al realizado para el modo J_1 se puede observar un comportamiento similar para este modo, con la salvedad que el sentido de la corriente en uno de los dipolos está en contrafase (diferencia de 180°) con respecto a la corriente del modo J_1 , provocando que la dirección del vector de corriente resultante del modo J_1' sea ortogonal a la dirección del vector de corriente resultante del modo J_1 . De esta manera el campo eléctrico E_1' es ortogonal al campo E_1 y también presenta polarización lineal.

Una vez estudiadas la características de los modos degenerados J_1 y J_1' analizaremos la manera de excitar estos modos para lograr generar un campo polarizado circularmente.

En primer lugar analizaremos como excitar los modos J_1 y J_1' alimentando los dipolos horizontal y vertical de manera independiente, colocando una fuente en el centro de cada dipolo, de la misma forma que en el Capítulo 4 (Figura 4.10). Llamaremos V_H y V_V a las fuentes de tensión colocadas en el centro del dipolo horizontal y del dipolo vertical respectivamente:

$$V_H = A_H \text{sen}(\omega t) \quad (5.1)$$

$$V_V = A_V \text{sen}(\omega t + \delta) \quad (5.2)$$

donde: $A_H = A_V$, $\omega = 2\pi f_{res}$.

Si f_{res} es igual a la frecuencia de resonancia de los modos J_1 y J_1' (290MHz), las corrientes sobre los dipolos horizontal y vertical generadas por estas fuentes de tensión resultan respectivamente:

$$I_H = B_H \text{sen}(\omega t) \quad (5.3)$$

$$I_V = B_V \text{sen}(\omega t + \delta) \quad (5.4)$$

Dependiendo del valor de δ , que representa el desfase entre las tensiones de las fuentes V_H y V_V , se presentan diferentes casos:

- Si $\delta = 0^\circ$: las corrientes I_H e I_V tienen la misma fase, corresponde al caso de la Figura 5.6 (b), por lo tanto se excita el modo J_1 .
- Si $\delta = 180^\circ$: las corrientes I_H e I_V están en contrafase, corresponde al caso de la Figura 5.6 (d), por lo tanto se excita el modo J_1' .
- Si $\delta = 90^\circ$: las corrientes I_H e I_V presentan un desfase de 90° . Este caso se analiza en la Figura 5.7. Si se observa la Figura 5.7 (a) se puede ver que cuando ocurre un máximo de I_H simultáneamente ocurre un mínimo de I_V . Un análisis de la evolución temporal de la corriente sobre los dipolos para este caso se muestra en la Figura 5.7 (b). Para $\omega t = 0^\circ$, I_H presenta un máximo e I_V presenta un nulo. Para $0^\circ < \omega t < 90^\circ$ se aprecia que I_H disminuye su amplitud, mientras que I_V incrementa su amplitud, hasta que en $\omega t = 90^\circ$, I_H presenta un nulo e I_V presenta un máximo. Para $90^\circ < \omega t < 180^\circ$, I_V disminuye su amplitud, mientras que I_H invierte su sentido e incrementa su amplitud, hasta que en $\omega t = 180^\circ$ I_V presenta un nulo e I_H presenta un máximo. Para $180^\circ < \omega t < 270^\circ$, I_H disminuye su amplitud, mientras que I_V invierte su sentido e incrementa su amplitud, hasta que en $\omega t = 270^\circ$ I_V presenta un nulo e I_H presenta nuevamente un máximo. A partir de este punto el ciclo se repite. Si se analiza la evolución temporal del vector de corriente resultante se puede apreciar que este rota en sentido anti horario, generando un campo con polarización circular. En la Figura 5.7(a) se muestra en un corte del campo eléctrico resultante, se puede ver que es una combinación de los campos eléctricos característicos E_1 y E_1' . En este caso se excitan los modos J_1 y J_1' simultáneamente, con un desfase de 90° , con lo que se cumplen las condiciones para generar polarización circular [25], [26].
- Si $\delta = 270^\circ$: las corrientes I_H e I_V presentan un desfase de -90° . Este caso es equivalente al anterior con la salvedad de que la corriente sobre uno de los dipolos tiene sentido inverso. Un análisis de la evolución temporal de la corriente sobre los dipolos para este caso se muestra en la Figura 5.7 (c). Si se analiza la evolución temporal del vector de corriente resultante se puede apreciar que este rota en sentido horario (sentido contrario al del caso anterior), generando un campo con polarización circular de sentido contrario al del caso anterior. El campo eléctrico resultante es una combinación de los campos eléctricos característicos E_1 y E_1' . En esta caso se excitan los modos J_1 y J_1' simultáneamente, con un desfase relativo de 90° en sentido contrario al del caso anterior, con lo que se cumplen las condiciones para generar polarización circular [25], [26].

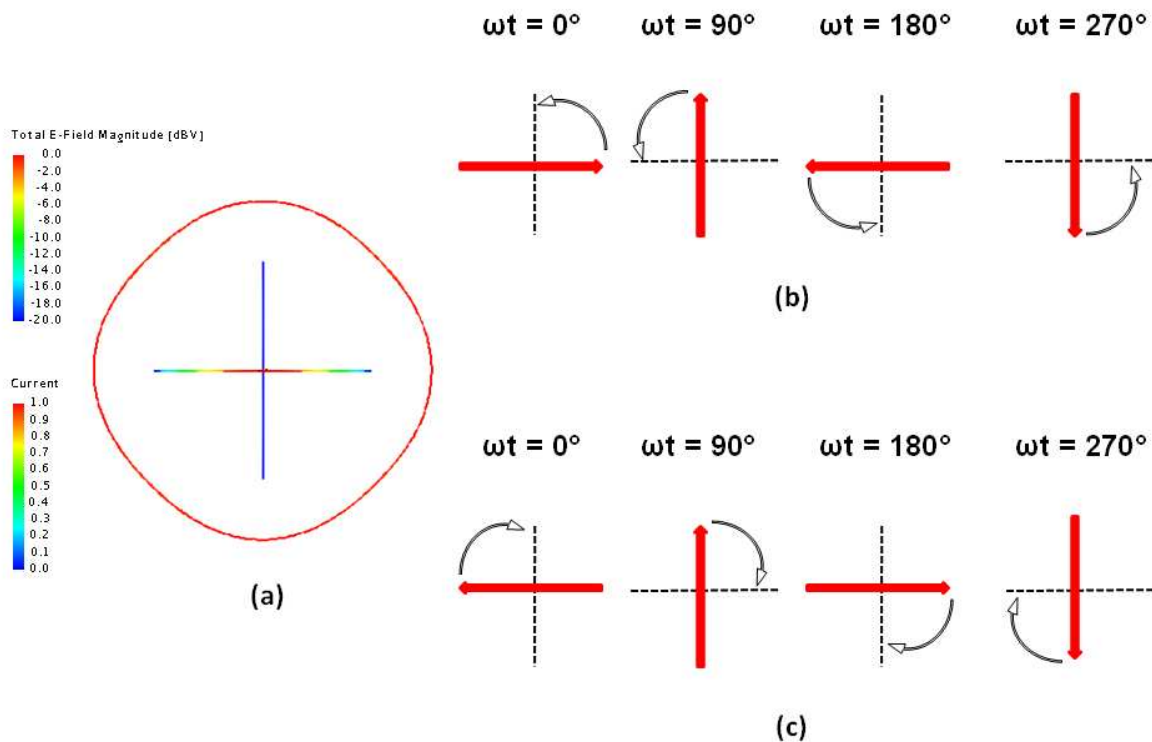


Figura 5.7: (a) Combinación de campos eléctricos característicos normalizados E_1 y E_1' (290 MHz) y distribución de corrientes normalizadas sobre los dipolos correspondientes a la combinación de modos J_1 y J_1' para obtener polarización circular. (b) Distribución de corriente sobre los dipolos para distintos valores de fase (ωt) correspondientes al caso de polarización circular (sentido anti horario). (c) Distribución de corriente sobre los dipolos para distintos valores de fase (ωt) correspondientes al caso de polarización circular (sentido horario).

Concluyendo el análisis de modos característicos de los dipolos cruzados se puede destacar que los valores de frecuencia de resonancia, ancho de banda de radiación, y factor de calidad de los modos J_1 y J_1' , basado en la información que se puede obtener de la Figura 5.3, coinciden con los valores respectivos del modo J_1 de un dipolo simple de dimensiones equivalentes (Tabla 4.1). Notar que no ocurre lo mismo con los valores de frecuencia de resonancia, ancho de banda de radiación, y factor de calidad de los modos J_2 y J_2' , de la antena dipolos cruzados en comparación con los modos característicos del dipolo simple (Figura 5.3 y Figura 4.7 respectivamente).

Un ejemplo de aplicación de dipolos cruzados para obtener radiación con polarización circular es la antena elemental empleada en el Radar AMISR [99], que se puede observar en la Figura 5.8. En dicha Figura se puede ver la antena acoplada al módulo Transmisor – Receptor, denominado AEU (Antenna Element Unit).



Figura 5.8: Antena dipolos cruzados y AEU (Antenna Element Unit) del radar AMISR [99].

En la Figura 5.9 se muestra un diagrama en bloques simplificado del sistema implementado para lograr polarización circular en la antena dipolos cruzados del Radar AMISR [100], el cual se basa en un acoplador híbrido en cuadratura.

Los híbridos de cuadratura son dispositivos de cuatro puertos ampliamente utilizados en RF y microondas que se caracterizan por dividir la señal presente en el puerto de entrada en dos señales de salida atenuadas 3 dB, con una diferencia de fase de 90° entre ellas [101], [102] y [103]. Este tipo de híbrido se construye a menudo en línea de microtira. Los puertos se denominan: puerto de entrada, puerto directo, puerto acoplado y puerto aislado. La matriz de dispersión del acoplador híbrido en cuadratura tiene la siguiente forma:

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Observe que el híbrido tiene un alto grado de simetría, ya que cualquier puerto se puede utilizar como puerto de entrada. Los puertos de salida (puerto directo y puerto acoplado) estarán siempre en el lado opuesto al del puerto de entrada, y el puerto aislado será el puerto restante en el mismo lado que el puerto de entrada. Esta simetría se refleja en la matriz de dispersión, ya que cada fila se puede obtener como una transposición de la primera fila.

Una representación esquemática del acoplador híbrido en cuadratura se puede ver en el centro de la Figura 5.9.

El funcionamiento básico del acoplador híbrido es el siguiente: Una señal que ingresa en el puerto de entrada es dividida en partes iguales entre el puerto directo y el puerto acoplado, presentando la señal que egresa por el puerto acoplado un retraso de fase de 90° con respecto a la señal que egresa por el puerto directo. El puerto de entrada está perfectamente adaptado y no se transfiere señal al puerto aislado.

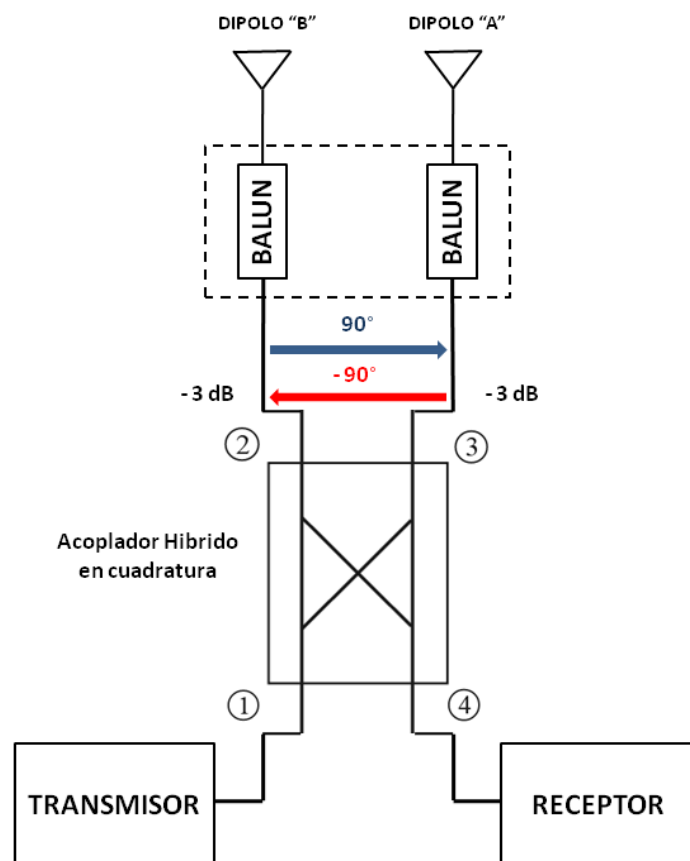


Figura 5.9: Diagrama en bloques simplificado del sistema implementado para lograr polarización circular de la antena dipolos cruzados del Radar AMISR. Adaptado de [100].

Volviendo a la Figura 5.9, analizaremos el funcionamiento del sistema completo mostrado en dicha figura. Cuando el sistema actúa como transmisor, el puerto 1 del acoplador híbrido mostrado en el centro de la figura trabaja como puerto de entrada, el puerto 2 trabaja como puerto directo, el puerto 3 como puerto acoplado y el puerto 4 como puerto aislado. De este modo, cuando el sistema trasmite se divide la señal del transmisor entre el dipolo "A" y el dipolo "B" en partes iguales, y la señal presente en el dipolo "A" está retrasada 90° en fase con respecto a la señal presente en el dipolo "B", cumpliendo las condiciones para lograr radiación con polarización circular. No se trasmite señal hacia el puerto aislado, por lo que el receptor queda aislado del transmisor.

Cuando el sistema actúa como receptor, el puerto 4 trabaja como puerto de entrada, el puerto 3 trabaja como puerto directo, el puerto 2 trabaja como puerto acoplado y el puerto 1 como puerto aislado. La señal presente en el puerto 4 se puede descomponer en partes iguales entre los dipolos "A" y "B", presentando la señal del dipolo "B" un retraso de fase de 90° con respecto a la señal presente en el dipolo "A" (sentido contrario al caso anterior), cumpliendo las condiciones para lograr polarización circular pero de sentido contrario al caso anterior. De esta manera se logra invertir el sentido de polarización circular entre transmisión y recepción automáticamente. Recordemos que este es uno de los requerimientos de las antenas para radares ISR planteado en el Capítulo 3. Como el transmisor está en el puerto aislado, en este caso tampoco se trasmite señal entre transmisor y receptor.

5.4 Dipolos cruzados de distinta longitud con alimentación única y polarización circular

Otra manera de obtener radiación con polarización circular es la propuesta por Bolster [76], en la que se emplean dipolos de distinta longitud conectados en paralelo.

Bolster determinó la longitud de los dipolos haciendo que las partes reales de sus admitancias de entrada resulten iguales y los ángulos de fase de sus admitancias de entrada difieran en 90° . A continuación realizaremos el análisis de la antena propuesta por Bolster con técnicas de modos característicos.

Volvamos a la estructura de la antena dipolos cruzados mostrada en la Figura 5.2. Para producir el desfasaje de corriente requerido se puede incrementar la longitud de uno de los dipolos, haciendo $L_1=L+a$, provocando que la frecuencia de resonancia del modo J_1 se desplace a valores inferiores. Por otro lado se acorta simultáneamente la longitud del otro dipolo, haciendo $L_2=L-a$, provocando que la frecuencia de resonancia del modo J_1' se desplace a valores superiores, como se puede apreciar en las curvas de significancia modal (MS_1 y MS_1') de la Figura 5.10.

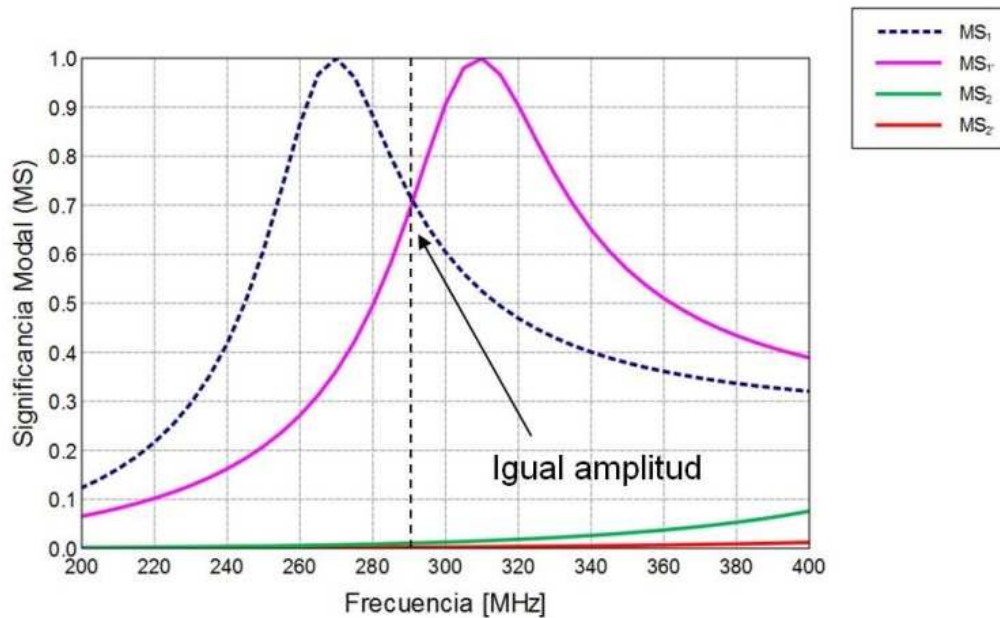


Figura 5.10: Curvas de significancia modal (MS_n) de los cuatro primeros modos de la antena de dipolos cruzados de distinta longitud.

En la Figura 5.11 se muestra lo que ocurre con las curvas del ángulo característico, se puede apreciar que las curvas correspondientes a los modos degenerados J_1 y J_1' representados por los ángulos característicos α_1 y α_1' se separan, dejando de estar superpuestas como en el caso en que los dos dipolos tenían iguales longitudes.

Para un valor de $a = 35\text{mm}$ (7 % de la longitud original del dipolo) se obtiene el desplazamiento deseado entre los modos de J_1 y J_1' . En la Figura 5.10 se puede observar que para la frecuencia de 290 MHz, ambos modos presentan exactamente la misma amplitud de corriente normalizada. Por otra parte, como se muestra en la Figura 5.11 los modos J_1 y J_1' están en cuadratura de fase a la frecuencia de 290 MHz. De esta manera se obtendrá una polarización circular a 290 MHz, ya que a esta frecuencia, hay dos modos ortogonales que responden a las condiciones requeridas.

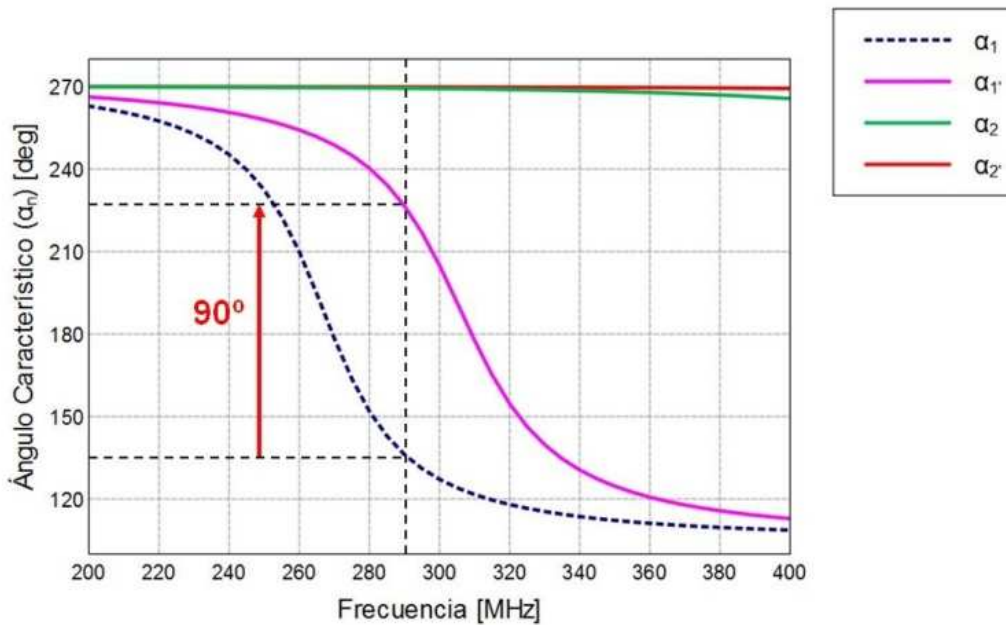


Figura 5.11: Curvas del ángulo característico (α_n) de los cuatro primeros modos de la antena de dipolos cruzados de distinta longitud.

La Figura 5.12 muestra el diagrama de radiación de campo lejano que se obtiene con los dipolos alimentados en el centro y conectados en paralelo. La ventaja de este tipo de alimentación es que no se necesita ningún circuito híbrido de cuadratura para excitar los dos modos ortogonales.

Se observa que la antena presenta un diagrama de radiación cuasi isotrópico, polarizado linealmente en el plano horizontal que contiene a los dipolos, y radiación con polarización circular en la dirección vertical. El lado superior irradia con polarización circular derecha (RHCP), mientras que el lado inferior irradia con polarización circular izquierda (LHCP).

Por último en la Figura 5.13 se muestra la relación axial en la dirección perpendicular al plano que contiene a los dipolos. Esta gráfica atestigua el hecho de que la radiación generada por la antena está polarizada circularmente a la frecuencia de 290 MHz. El ancho de banda de 3 dB de relación axial es de 13.5 MHz.

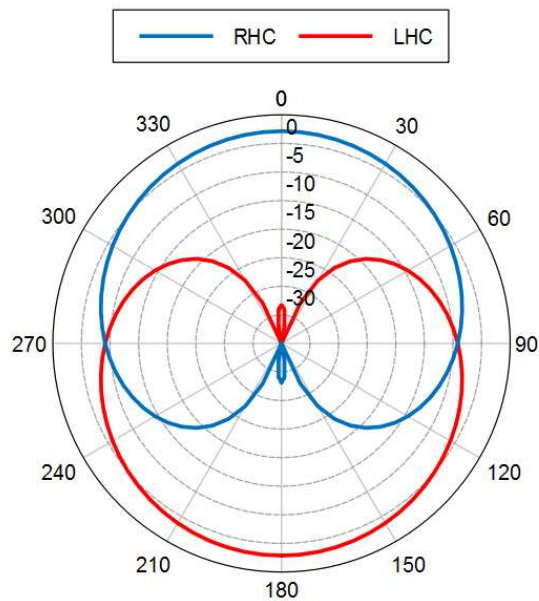


Figura 5.12: Diagrama de radiación obtenido mediante simulaciones por software de la antena de dipolos cruzados de distinta longitud. En color azul se muestra la polarización circular derecha y en color rojo la polarización circular izquierda.

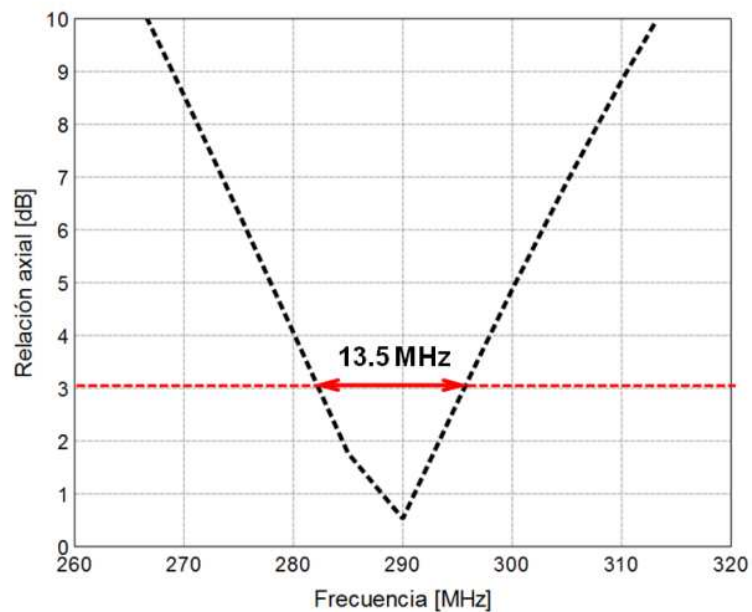


Figura 5.13: Relación axial en la dirección perpendicular al plano que contiene a los dipolos.

Para finalizar el análisis de la antena de dipolos cruzados de distinta longitud, veremos un ejemplo de aplicación tomado de la referencia [77]. En la Figura 5.14 se muestra el diseño de una antena de este tipo para la frecuencia de 1.7 GHz. El prototipo de la antena se construyó utilizando un cable coaxial semirrígido de 2,1 mm de diámetro, con un conector SMA en el puerto de entrada para alimentar los brazos de alambre ortogonales del dipolo. Las dimensiones de la antena están indicadas en función de la longitud de onda. Un balun plegado [71] consistente en un conductor de $\lambda/4$ fue soldado entre los dos brazos dipolo ortogonales que conectan con el conductor central del coaxial y la funda del cable. Esta etapa es esencial para desacoplar la antena de la línea de transmisión, suprimiendo así el flujo de corriente en la cubierta externa del coaxil.

El inconveniente de los dipolos de distinta longitud conectados en paralelo es que una vez definida la estructura de la antena no se puede revertir el sentido de la polarización circular.

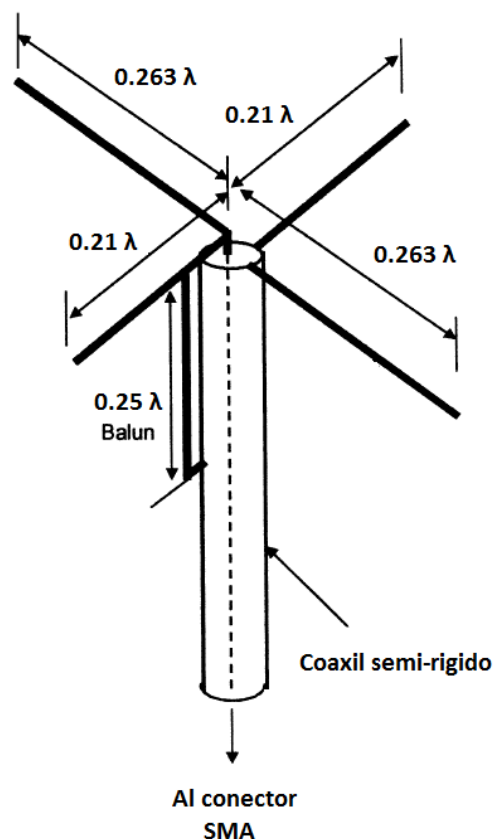


Figura 5.14: Prototipo de una antena de dipolos cruzados de distinta longitud para polarización circular en la frecuencia de 1.7 GHz [77].

Capítulo 6

Antena de Ranuras Cruzadas

6.1 Introducción

La antena de ranura fue inventada en 1938 por el ingeniero Inglés Alan Blumlein [104]. El ejemplo más simple de una antena de este tipo consiste en una ranura rectangular cortada en una lámina plana fina de metal extendida, con la ranura libre para irradiar a ambos lados de esta lámina. Cuando la ranura es excitada por una fuente de tensión tal como una línea de transmisión conectada entre los bordes opuestos de la misma, irradia ondas electromagnéticas en forma similar a una antena dipolo. Las antenas de ranura se utilizan en las frecuencias UHF y microondas y son ampliamente utilizados en radar y estaciones base de telefonía celular. Su funcionamiento puede ser explicado por el principio de Babinet.

En este capítulo se analiza el funcionamiento de la antena de ranuras aplicando la Teoría de los Modos Característicos y se propone una nueva antena de ranuras cruzadas que cumple con los requerimientos para ser utilizada como radiador elemental en radares de dispersión incoherente (ISR) basados en agrupaciones de antenas. Además se demuestra que la nueva antena posee algunas ventajas para esta aplicación, en comparación con la antena de dipolos cruzados usada actualmente en los radares ISR.

6.2 Principio de Babinet

En óptica, el principio de Babinet establece que la suma entre el campo detrás de una pantalla con una abertura y el campo de una estructura complementaria es igual al campo cuando no hay pantalla.

Una extensión del principio de Babinet fue introducida por Booker [105]. Supongamos que una corriente eléctrica \mathbf{J} genera los campos \mathbf{E}_{in} , \mathbf{H}_{in} en un medio no limitado de impedancia intrínseca $\sqrt{\mu/\epsilon}$ (Figura 6.1 (a)). El principio de Babinet extendido se puede expresar como:

$$\mathbf{E}_{in} = \mathbf{E}_e + \mathbf{E}_m, \quad \mathbf{H}_{in} = \mathbf{H}_e + \mathbf{H}_m, \quad (6.1)$$

donde \mathbf{E}_e , \mathbf{H}_e son los campos producidos por la fuente de corriente \mathbf{J} en presencia de una pantalla conductora infinita con una abertura \mathbf{S}_a en el mismo medio (véase la Figura

6.1 (b)), y $\mathbf{E}_m, \mathbf{H}_m$ son los campos producidos por la fuente de corriente \mathbf{J} en presencia de un conductor magnético delgado \mathbf{S}_a en el mismo medio (véase la Figura 6.1 (c)). De acuerdo con la dualidad, el problema que se muestra en la Figura 6.1 (c) es equivalente al problema se muestra en la Figura 6.1 (d) mediante la sustitución del conductor magnético \mathbf{S}_a por el conductor eléctrico \mathbf{S}_a , \mathbf{J} con \mathbf{J}_m , \mathbf{E}_m con \mathbf{H}_d , \mathbf{H}_m con $-\mathbf{E}_d$, μ con ϵ y ϵ con μ . Como resultado, la ecuación (6.1) se puede escribir como:

$$\mathbf{E}_{in} = \mathbf{E}_e + \mathbf{H}_d, \quad \mathbf{H}_{in} = \mathbf{H}_e - \mathbf{E}_d, \quad (6.2)$$

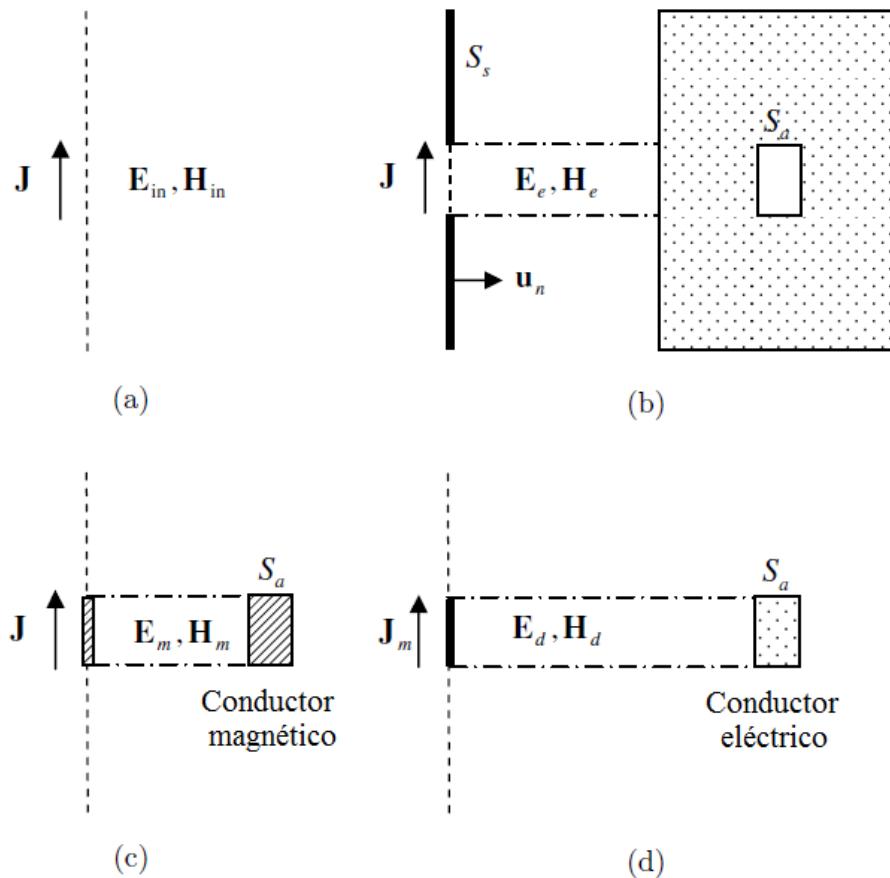


Figura 6.1. Principio de Babinet [106].

Se observa que la impedancia intrínseca del medio en la Figura 6.1(d) es $\sqrt{\varepsilon/\mu}$. Los campos $\mathbf{E}_d, \mathbf{H}_d$ satisfacen:

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{E}_d(\mathbf{r}) &= -j\omega\varepsilon\mathbf{H}_d(\mathbf{r}) - \mathbf{J}_m(\mathbf{r}), \\ \nabla \times \mathbf{H}_d(\mathbf{r}) &= -j\omega\mu\mathbf{E}_d(\mathbf{r}).\end{aligned}\tag{6.3}$$

Siendo $\eta = \sqrt{\mu/\varepsilon}$, las ecuaciones anteriores se pueden escribir como:

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{E}_{d1}(\mathbf{r}) &= -j\omega\mu\mathbf{H}_{d1}(\mathbf{r}) - \eta\mathbf{J}_m(\mathbf{r}), \\ \nabla \times \mathbf{H}_{d1}(\mathbf{r}) &= -j\omega\varepsilon\mathbf{E}_{d1}(\mathbf{r}).\end{aligned}\tag{6.4}$$

donde:

$$\mathbf{E}_{d1}(\mathbf{r}) = \eta\mathbf{E}_d(\mathbf{r}), \quad \mathbf{H}_{d1}(\mathbf{r}) = \eta^{-1}\mathbf{H}_d(\mathbf{r}).$$

Las ecuaciones (6.4) describen el problema complementario mostrado en la Figura 6.2, donde la impedancia intrínseca del medio es η en lugar de η^{-1} como en la Figura 6.1 (d). Por lo tanto podemos escribir la ecuación (6.2) como:

$$\mathbf{E}_{in} = \mathbf{E}_e + \eta\mathbf{H}_{d1}, \quad \mathbf{H}_{in} = \mathbf{H}_e - \eta^{-1}\mathbf{E}_{d1}\tag{6.5}$$

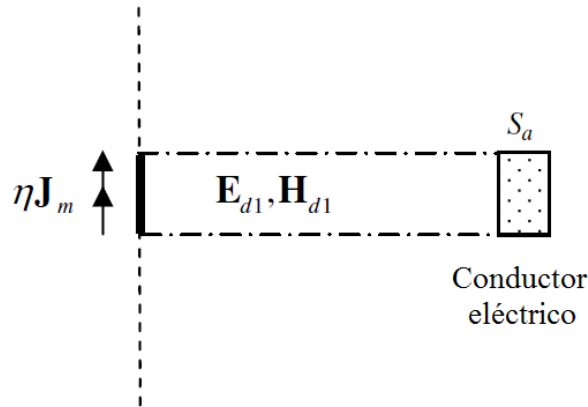


Figura 6.2. Problema complementario en un medio con impedancia intrínseca η [106].

Cuando la pantalla conductora con una abertura S_a , mostrada en la Figura 6.1 (b) y el conductor eléctrico S_a en la Figura 6.1 (d) se combinan, forman una pantalla sólida. Por esta razón, se denominan estructuras complementarias. El principio de Babinet se puede

demostrar fácilmente. Para el problema mostrado en la Figura 6.1 (b), los campos incidentes son \mathbf{E}_{in} , \mathbf{H}_{in} y tenemos:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_n \times \mathbf{E}_e = 0, & \text{en } \mathbf{S}_s \\ \mathbf{u}_n \times \mathbf{H}_e = \mathbf{u}_n \times \mathbf{H}_{in}, & \text{en } \mathbf{S}_a \end{cases} \quad (6.6)$$

La segunda ecuación viene del hecho de que la corriente en la pantalla conductora inducida debido a los campos incidentes no genera un campo magnético tangencial en la abertura \mathbf{S}_a en el mismo plano de la pantalla. Del mismo modo para el problema mostrado en la Figura 6.1 (c), tenemos:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_n \times \mathbf{E}_m = \mathbf{u}_n \times \mathbf{E}_{in}, & \text{en } \mathbf{S}_s \\ \mathbf{u}_n \times \mathbf{H}_m = 0, & \text{en } \mathbf{S}_a \end{cases} \quad (6.7)$$

Sumando 6.6 y 6.7 obtenemos:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_n \times (\mathbf{E}_e \times \mathbf{E}_m) = \mathbf{u}_n \times \mathbf{E}_{in}, & \text{en } \mathbf{S}_s \\ \mathbf{u}_n \times (\mathbf{H}_e \times \mathbf{H}_m) = \mathbf{u}_n \times \mathbf{H}_{in}, & \text{en } \mathbf{S}_a \end{cases} \quad (6.8)$$

Del teorema de unicidad y las ecuaciones (6.8), obtenemos inmediatamente las ecuaciones (6.1), demostrando el principio de Babinet extendido.

6.3 Impedancia de la Antena de Ranura

La Figura 6.3 muestra una antena de ranura en un plano conductor infinito y su antena dipolo complementaria, ambas excitadas por una fuente de tensión. La diferencia de potencial a través de la alimentación de dipolo es la integral de línea del campo eléctrico sobre la trayectoria de arco ab (Figura 6.3 (b)):

$$V = \int_a^b \mathbf{E}_{d1} \cdot \mathbf{u}_l dl \quad (6.9)$$

La corriente en el terminal de alimentación del dipolo es la integral de la línea de campo magnético sobre el camino de arco cd (Figura 6.3 (b)):

$$I = -2 \int_c^d \mathbf{H}_{d1} \cdot \mathbf{u}_l dl \quad (6.10)$$

donde el factor 2 se debe a que sólo un medio de la integral línea cerrada es considerada.

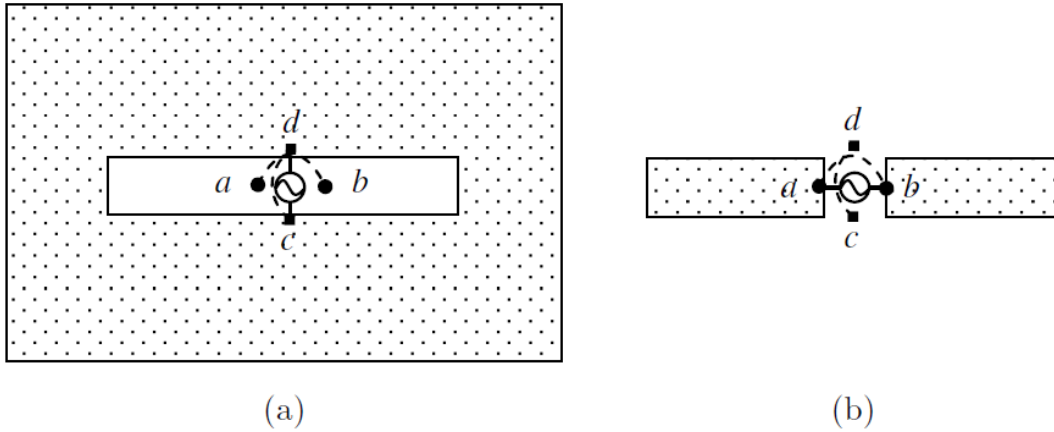


Figura 6.3. (a) Antena de Ranura. (b) Antena Dipolo Complementaria [106].

La impedancia de entrada del dipolo está dado por:

$$Z_d = \frac{V}{I} = \frac{\int_a^b \mathbf{E}_{d1} \cdot \mathbf{u}_l dl}{-2 \int_c^d \mathbf{H}_{d1} \cdot \mathbf{u}_l dl} \quad (6.11)$$

Del mismo modo la diferencia de potencial a través de la alimentación de la ranura es la integral de línea del campo eléctrico sobre la trayectoria de arco cd (Figura 6.3 (a)):

$$V = - \int_c^d \mathbf{E}_e \cdot \mathbf{u}_l dl \quad (6.12)$$

La corriente en la alimentación de la antena de ranura es la integral de línea del campo magnético a través del camino de arco ab (Figura 6.3 (a)):

$$I = -2 \int_a^b \mathbf{H}_e \cdot \mathbf{u}_l dl \quad (6.13)$$

La impedancia de entrada de la ranura dada por:

$$Z_r = \frac{V}{I} = \frac{-\int_c^d \mathbf{E}_e \cdot \mathbf{u}_l dl}{-2 \int_a^b \mathbf{H}_e \cdot \mathbf{u}_l dl} \quad (6.14)$$

Ahora suponemos que los campos incidentes están altamente localizados en el punto de alimentación. Por el principio de Babinet tenemos:

$$\mathbf{E}_{in} = \mathbf{E}_e + \eta \mathbf{H}_{d1} = 0, \quad \mathbf{H}_{in} = \mathbf{H}_e - \eta^{-1} \mathbf{E}_{d1} = 0 \quad (6.15)$$

fuera del punto de alimentación. Haciendo uso de las ecuaciones (6.15) obtenemos:

$$Z_d Z_r = \frac{\int_a^b \mathbf{E}_{d1} \cdot \mathbf{u}_l dl}{-2 \int_c^d \mathbf{H}_{d1} \cdot \mathbf{u}_l dl} \times \frac{-\int_c^d \mathbf{E}_e \cdot \mathbf{u}_l dl}{-2 \int_a^b \mathbf{H}_e \cdot \mathbf{u}_l dl} = \frac{1}{4} \eta^2 \quad (6.16)$$

$$Z_d Z_r = \frac{1}{4} \eta^2$$

(6.17)

Así, obtenemos el resultado de Booker, que establece que la impedancia terminal Z_r de una antena de ranura es igual a 1/4 del cuadrado de la impedancia intrínseca del medio envolvente dividido por la impedancia terminal Z_d de la antena dipolo complementaria. Para el espacio libre: $\eta = 120 \pi \Omega$ (376,7 Ω), entonces:

$$Z_r = \frac{\eta^2}{4Z_d} = \frac{35476 \Omega^2}{Z_d}$$

(6.18)

La impedancia de la ranura es proporcional a la admitancia del dipolo, o viceversa. Como las impedancias son números complejos, podemos escribir:

$$Z_r = \frac{35476 \Omega^2}{R_d + j X_d} = \frac{35476 \Omega^2}{R_d^2 + X_d^2} (R_d - j X_d) \quad (6.19)$$

donde R_d y X_d son las componentes resistiva y reactiva de la impedancia terminal del dipolo, respectivamente. Entonces, si la antena dipolo es inductiva, la antena de ranuras complementaria es capacitiva y viceversa.

En la Tabla 6.1 se puede apreciar la comparación de impedancias de antenas dipolo cilíndricas conocidas con la impedancia de sus antenas de ranura complementarias. Los parámetros que figuran en la tabla corresponden a las siguientes magnitudes: L longitud del dipolo o la ranura, D diámetro del dipolo, W ancho de la ranura. Como se indica en [107], una banda metálica plana de ancho W es equivalente a un conductor cilíndrico de diámetro D con la condición de que $W = 2D$.

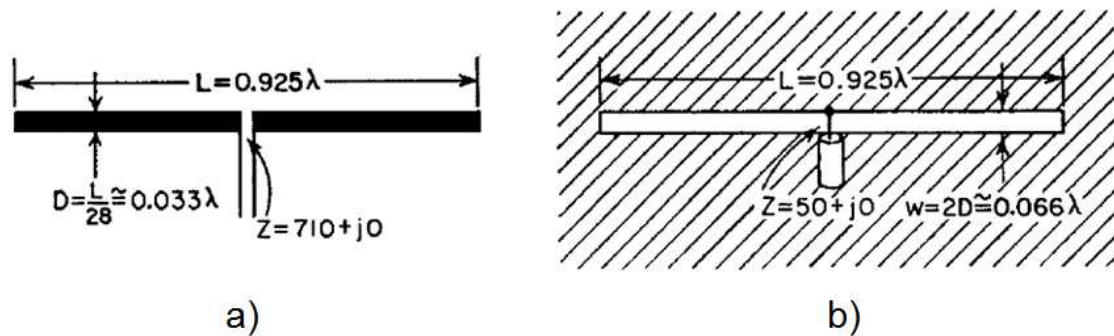


Figura 6.4: Comparación de impedancias de antena dipolo cilíndrica (a) con su antena de ranura complementaria (b), ambas de onda completa [107].

Un caso particularmente interesante, que se muestra en la Figura 6.4 b), es el de la ranura de onda completa ($L=0,925 \lambda$), cuya impedancia terminal es aproximadamente 50Ω resistivos. Esta antena puede ser alimentada directamente mediante una línea coaxil de 50Ω de impedancia característica [107].

Tabla 6.1: Comparación de impedancias de antenas Dipolo Cilíndricas con Antenas de Ranura complementarias [107].

	Antena Dipolo Cilíndrica		Antena de Ranura	
	D	Z_d	W	Z_r
Longitud $L = \lambda/2$	~ 0	$73+j42,5$	~ 0	$363-j211$
Longitud $L=0,475 \lambda$	$L/100$	$67+j0$	$2D$	$530+j0$
Longitud $L=0,925 \lambda$	$L/28$	$710+j0$	$2D$	$50+j0$

6.4 Campos radiados por la Antena de Ranura

Ha sido postulado por Booker [105] que el diagrama de radiación de la ranura es el mismo que el de su dipolo complementario, pero con dos diferencias. Estas son que los campos eléctrico y magnético se intercambian y que la componente del campo eléctrico de la ranura normal a la lámina metálica es discontinua. De un lado de la lámina al otro la dirección del campo eléctrico se invierte. La componente tangencial del campo magnético es, asimismo, discontinua.

Los diagramas de radiación de la ranura de media longitud de onda y de su dipolo complementario se comparan en la Figura 6.5.

La lámina plana infinita es coincidente con el plano x - z y la dimensión larga de la ranura está en la dirección z , Figura 6.5 (a). El dipolo complementario es coincidente con el eje z , Figura 6.5 (b).

Los diagramas radiación tienen la misma forma, como se puede apreciar, pero las direcciones de los campos E y H se intercambian. Las flechas sólidas indican la dirección del campo eléctrico E y las flechas discontinuas la dirección del campo magnético H .

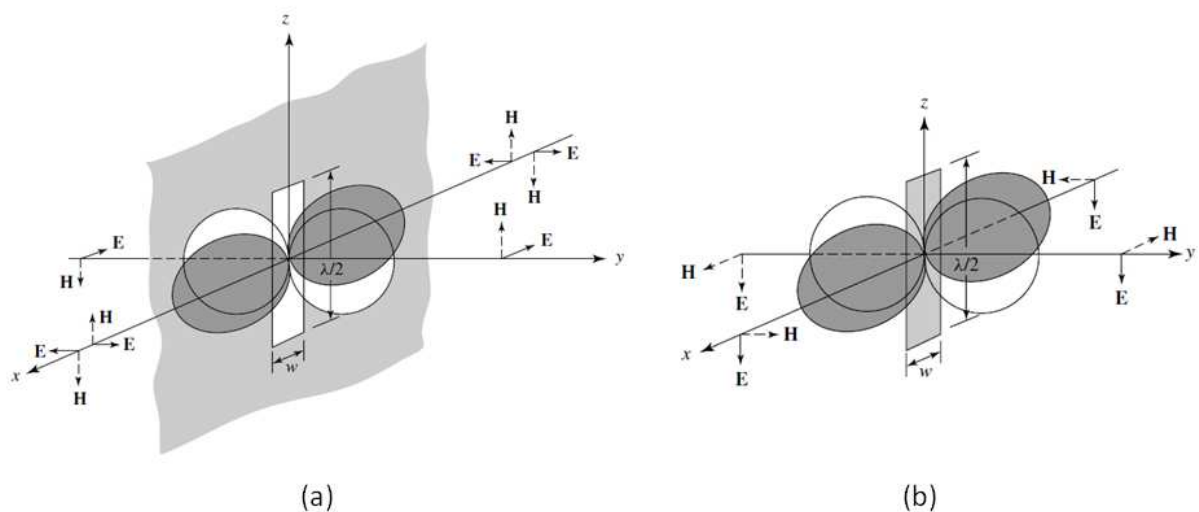


Figura 6.5: Campos radiados, (a) por una ranura de $\lambda/2$, (b) por un dipolo de $\lambda/2$ [71].

Cuando la ranura se encuentra en posición vertical, como se muestra en la Figura 6.5 (a), su campo eléctrico está polarizado horizontalmente mientras que el campo eléctrico del dipolo complementario ubicado en posición vertical está polarizado verticalmente, Figura 6.5 (b).

6.5 Análisis Modal de una lámina metálica cuadrada finita

Todo lo discutido anteriormente en este capítulo es válido para ranuras en láminas metálicas de extensión infinita. Si la lámina metálica es finita los resultados aún se mantienen siempre que los bordes de la lámina estén separados al menos una longitud de onda con respecto a la ranura [107].

Si la antena va a ser utilizada en una agrupación se requiere que sus dimensiones resulten compactas, por lo tanto se estudiará el caso que las dimensiones de la lámina metálica son comparables a las dimensiones de la ranura.

Comenzaremos con el análisis de Modos Característicos de una lámina metálica cuadrada aislada, con dimensiones de lado de 0,5 metros (L). La misma placa cuadrada con una ranura se estudiará en la sección 6.6.

La frecuencia de resonancia de los modos de corriente citados puede ser determinada mediante los ángulos característicos, como se analizó en el Capítulo 4, sección 4.6. La Figura 6.6 muestra el ángulo característico en función de la frecuencia para los primeros ocho modos de la placa cuadrada.

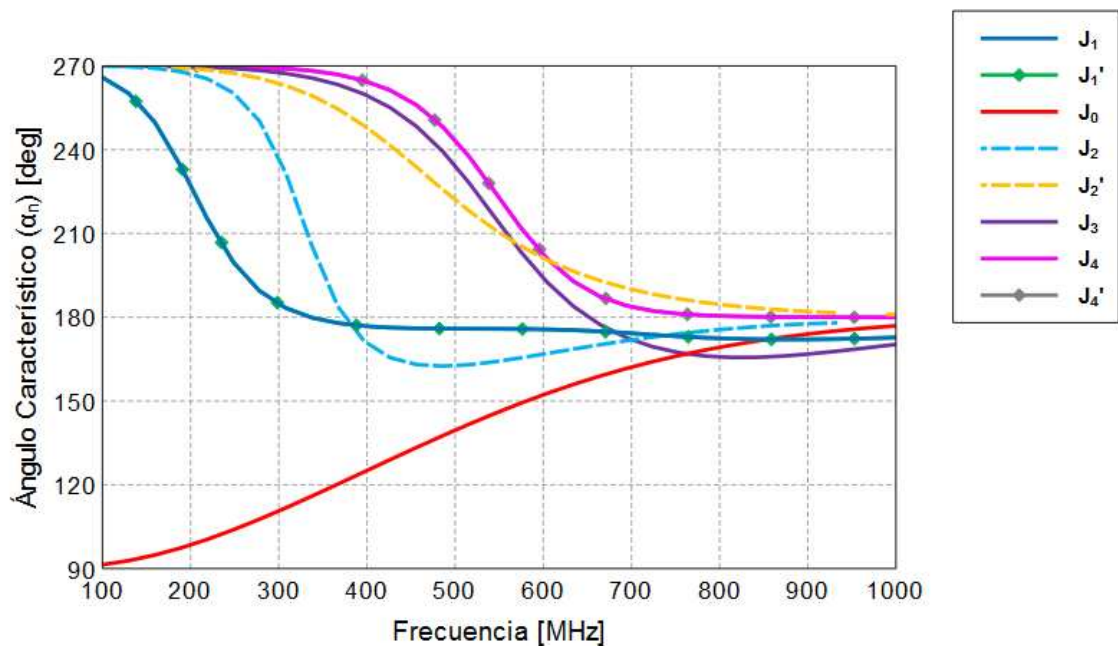


Figura 6.6: Variación con la frecuencia del ángulo característico (α_n) asociado a los modos de corriente J_n de una lámina metálica cuadrada de dimensión $L = 0,5$ metros.

Recordemos que un modo está en resonancia cuando su ángulo característico asociado es igual a 180° , por lo tanto, la frecuencia de resonancia de los modos de la

placa cuadrada puede determinarse directamente a partir de las curvas representadas en la Figura 6.6. Estas frecuencias de resonancia se muestran en la tabla 6.2.

Tabla 6.2: Frecuencia de resonancia de los modos de corriente J_n de una lámina metálica cuadrada de dimensión $L=0,5$ metros.

Modo	$J_1 - J_1'$	J_2	J_2'	J_3	$J_4 - J_4'$
Frecuencia de Resonancia (MHz)	340	380	1100	655	920

La Figura 6.7 presenta la distribución de la corriente normalizada de los modos característicos mostrados en la Figura 6.6, representados en su frecuencia de resonancia correspondiente; y la Figura 6.8 muestra los campos eléctricos característicos normalizados (E_n) asociados a las corrientes características J_n , también en su frecuencia de resonancia. Estas distribuciones de corriente y campos se han obtenido con FEKO [98] mediante el uso de la Solicitud modos característicos.

Analizando la Figura 6.6 se puede apreciar que hay dos tipos de modos característicos presentes, los modos eléctricos resonantes y no resonantes. Los modos resonantes tienen un comportamiento capacitivo a bajas frecuencias, resuenan cuando su ángulo característico asociado es igual a 180° , y se vuelven inductivos más allá de su frecuencia de resonancia.

El modo J_0 es un modo no resonante puesto que su ángulo característico asociado permanece en la región inductiva ($\alpha_0 < 180^\circ$) para todas las frecuencias. Generalmente, los modos característicos que forman bucles en la estructura, como el modo J_0 (ver Figura 6.7), son modos especiales que no resuenan y presentan un comportamiento inductivo puro [26].

Por otra parte los pares J_1 y J_1' , así como los pares J_4 y J_4' , son modos degenerados ya que resuenan a la misma frecuencia debido a la simetría de la estructura. Notar sin embargo, que los modos J_2 y J_2' son modos resonantes no degenerados, debido al hecho de que la longitud de la trayectoria de corriente para el modo J_2' es más corta que para el caso del modo J_2 (ver Figura 6.7). Se puede apreciar que las corrientes de los modos degenerados son iguales y ortogonales entre sí (J_1 con J_1' y J_4 con J_4'), consecuentemente los campos generados por estas corrientes también son iguales y ortogonales entre sí (E_1 con E_1' y E_4 con E_4' , Figura 6.8).

Un caso de particular interés es el de los modos J_1 y J_1' cuyas distribuciones de corrientes son lineales y ortogonales entre sí (Figura 6.7). Las corrientes de estos dos modos se pueden combinar para generar campos eléctricos polarizados circularmente, como se analizó en el Capítulo 5. Teóricamente, la resonancia de los dos primeros modos degenerados del plano metálico cuadrado, J_1 y J_1' , se produce cuando la longitud L es de aproximadamente $\lambda/2$.

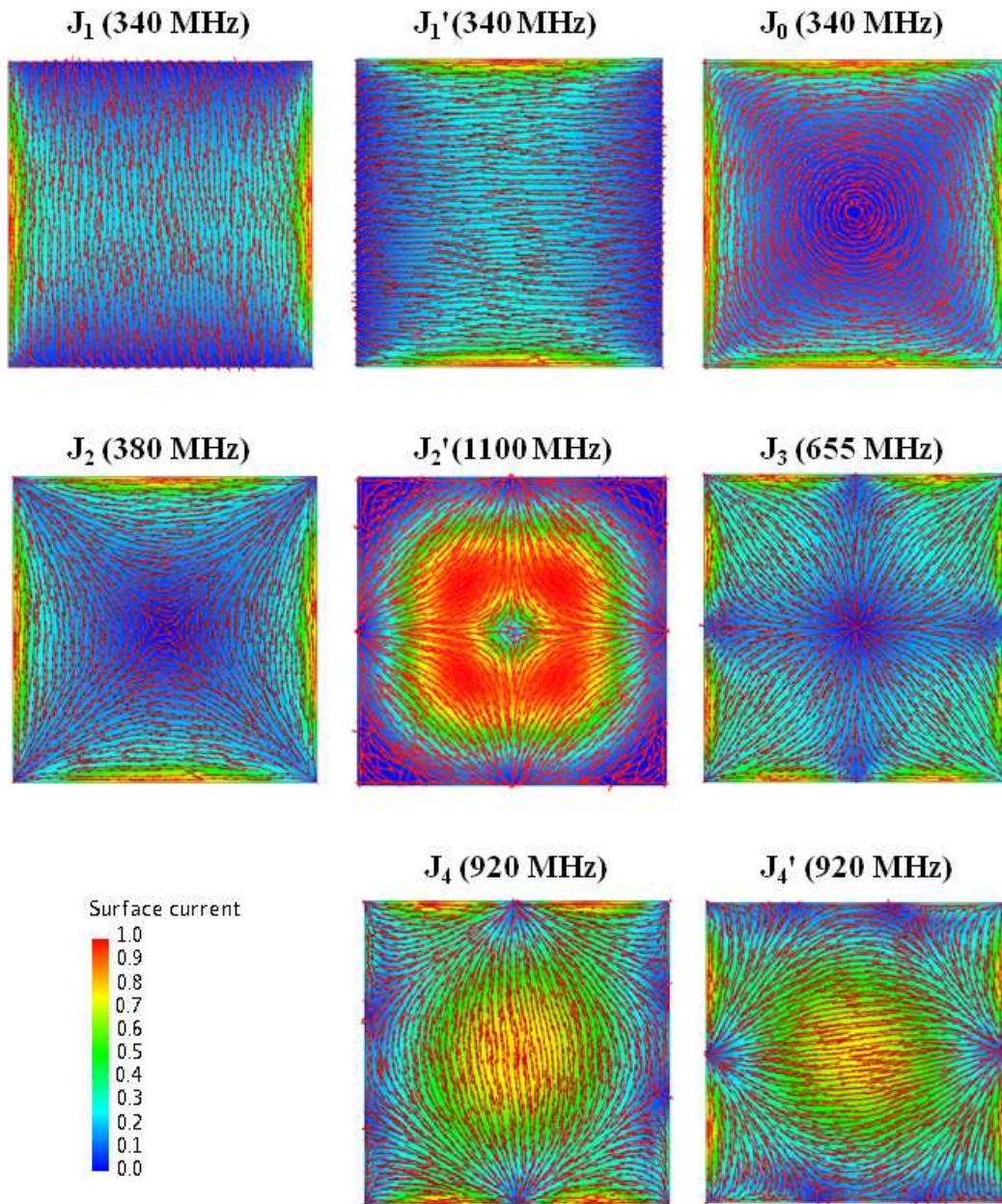


Figura 6.7: Distribución de corriente normalizada de los primeros ocho modos de una placa metálica cuadrada de longitud $L = 0,5$ metros, representada en su frecuencia de resonancia.

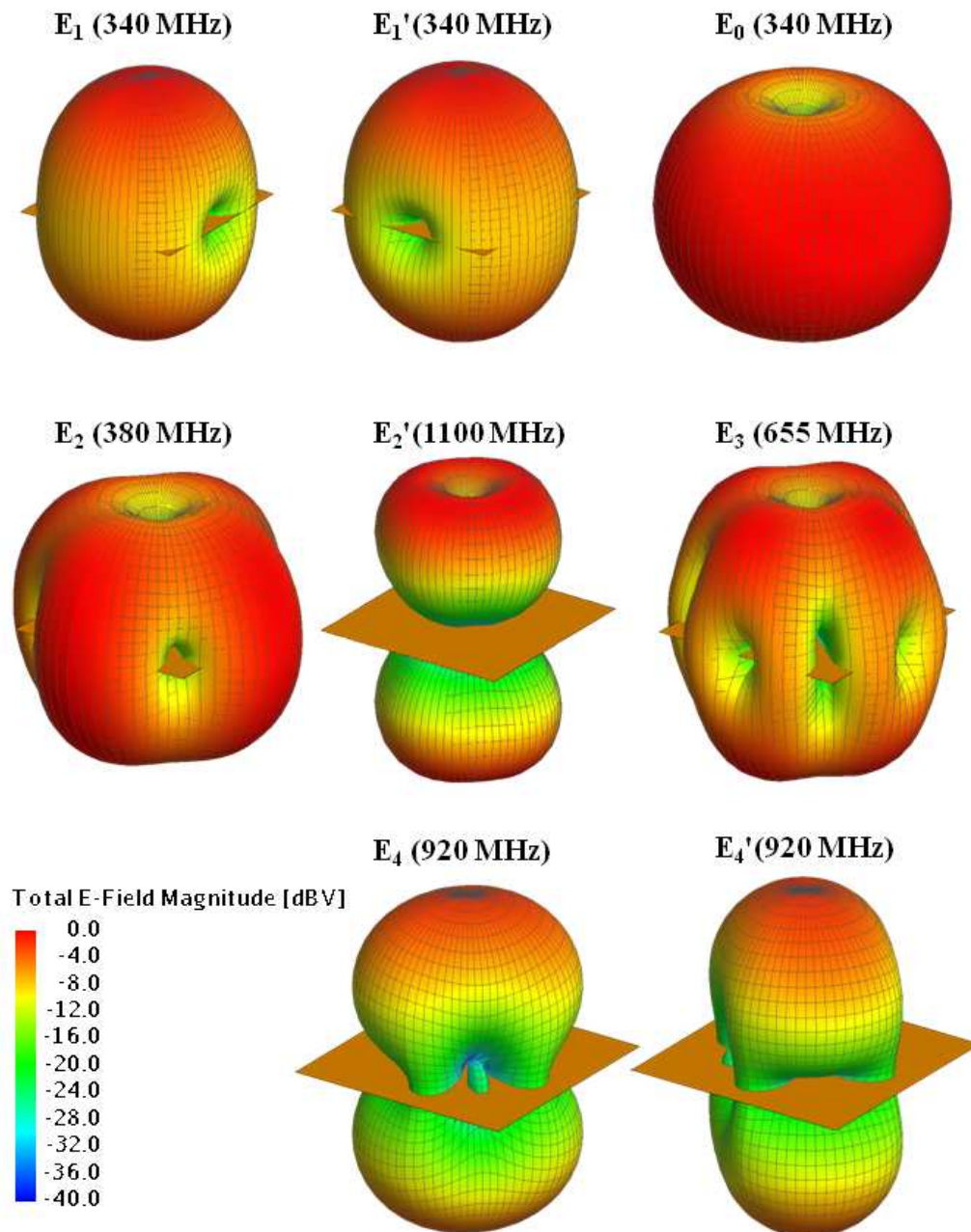


Figura 6.8: Campos eléctricos característicos normalizados de los primeros ocho modos de una placa metálica cuadrada de longitud $L = 0,5$ metros, representada en su frecuencia de resonancia.

6.6 Análisis Modal de una lámina metálica cuadrada finita con una ranura

El siguiente paso del análisis consiste en estudiar el efecto de insertar una ranura en el centro de la placa metálica cuadrada analizada previamente. La nueva estructura se muestra en la Figura 6.9 ($L=500\text{mm}$, $L_r=250\text{mm}$, $a=10\text{mm}$).

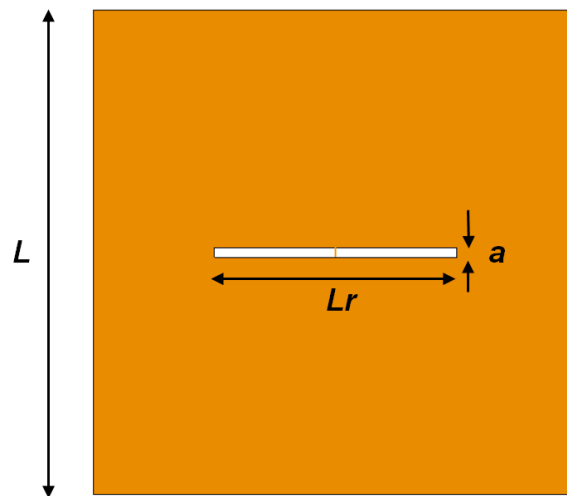


Figura 6.9: Geometría y dimensiones de la placa metálica con una ranura.

La variación con la frecuencia del ángulo característico (α_n) asociado a los modos de corriente J_n para los primeros ocho modos de esta estructura plana combinada se presenta en la Figura 6.10.

Si los modos mostrados en la Figura 6.6, correspondientes a la placa metálica cuadrada aislada se contrastan con los modos de la Figura 6.10, correspondientes a los modos de la misma placa con la ranura, se observa que los pares $J_1 - J_1'$, así como $J_4 - J_4'$, ya no están degenerados. La presencia de la ranura en la placa metálica rompe la simetría de la corriente y por lo tanto la degeneración de estos modos.

Este efecto se puede apreciar en la Figura 6.11 donde se muestra, a modo de ejemplo, la distribución de corriente normalizada de los modos J_0 , J_1 y J_1' . Se puede ver en esta figura que los modos J_0 y J_1 presentan corrientes cuyas trayectorias se ven interrumpidas al insertar la ranura en la placa metálica. En consecuencia, estos modos se ven alterados por la presencia de la ranura, afectando las curvas de sus ángulos característicos asociados.

En el caso del modo J_1 se produce una disminución en su frecuencia de resonancia, debido a que las corrientes se ven forzadas a seguir una trayectoria más larga. Sin embargo, para el modo J_1' se observa una distribución de corriente muy similar a la que

presenta en la placa metálica sin ranura. En este caso la ubicación de la ranura no altera la distribución de corriente minimizando la alteración de esta distribución de corriente modal, por este motivo la curva correspondiente al modo J_1' en la Figura 6.10 no resulta alterada con respecto a la curva correspondiente al mismo modo de la Figura 6.6 (placa metálica cuadrada sin ranura).

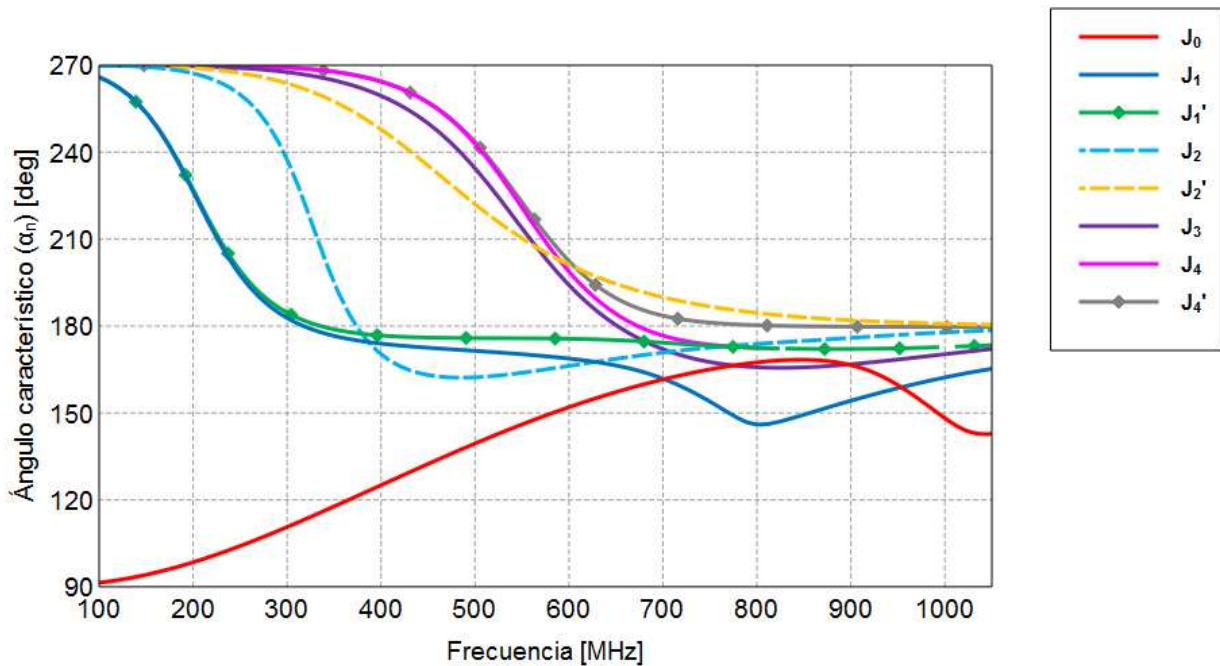


Figura 6.10: Variación con la frecuencia del ángulo característico (α_n) asociado a los modos de corriente J_n de una lámina metálica cuadrada con una ranura.

Más allá de los efectos mencionados, en presencia de la ranura (figura 6.10) no aparecen nuevos modos respecto a los modos de la placa cuadrada aislada (Figura 6.6). La información obtenida por el análisis modal revela que para el caso de las antenas planas con una ranura, los modos de la ranura no aparecen como modos independientes, sino que se combinan con los modos de la lámina metálica. Por lo tanto, la información sobre las resonancias de la ranura se pierde, en principio, cuando se realiza el análisis modal de autocorrientes.

Los campos eléctricos característicos normalizados de los primeros ocho modos de la placa metálica con una ranura mostrada en la Figura 6.9 son los mismos que se obtienen para la placa metálica cuadrada sin ranura (Figura 6.8).

Para continuar con el análisis de la antena se coloca una fuente *delta gap* [70] ubicada en el centro de la ranura y se evalúa la impedancia de entrada. En la Figura 6.12 se muestra el coeficiente de reflexión en función de la frecuencia correspondiente a la antena de ranura alimentada en el centro. Se observa que existe una resonancia en 900

MHz, con un ancho de banda de entrada de -10 dB de 200 MHz (22%) y otra resonancia en 1700 MHz, para la cual el coeficiente de reflexión no alcanza el nivel de -10 dB.

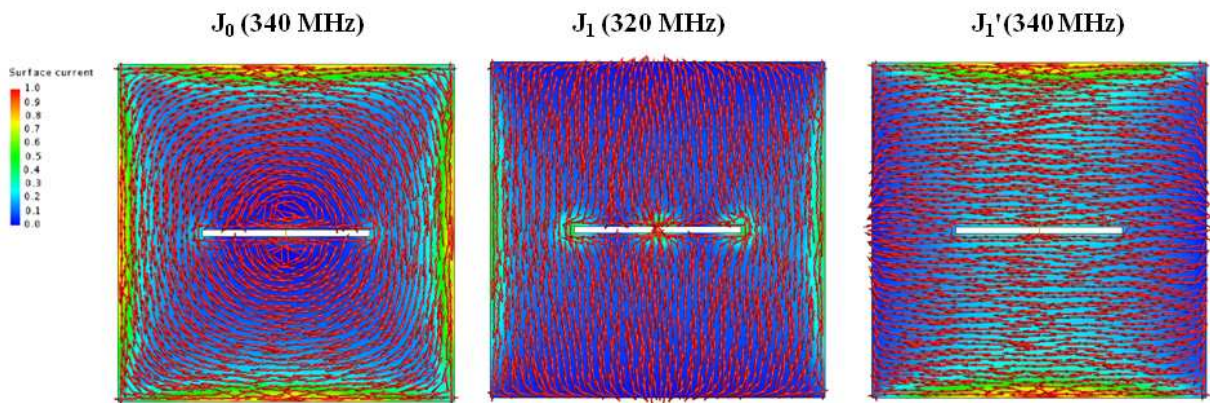


Figura 6.11: Distribución de corriente normalizada de los modos J_0 , J_1 y J_1' de la placa metálica cuadrada con una ranura de la Figura 6.9, representada en su frecuencia de resonancia.

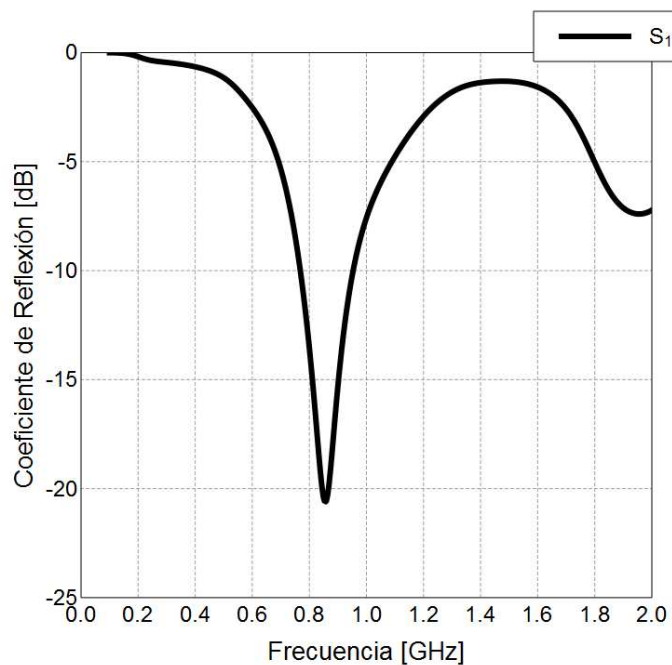


Figura 6.12: Coeficiente de reflexión en función de la frecuencia de la antena de ranura.

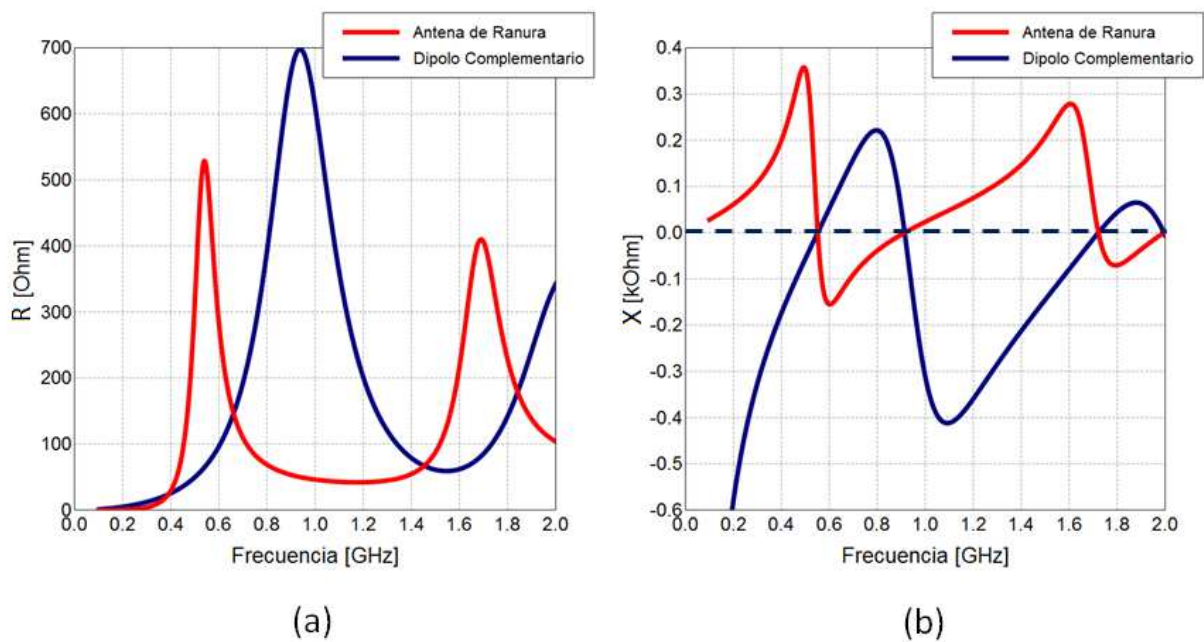


Figura 6.13: Representación de la impedancia de entrada de la antena de ranura (traza roja) y su dipolo complementario (traza azul). (a) Parte real R , y (b) Parte imaginaria X .

La Figura 6.13 muestra la impedancia de entrada compleja ($Z_{in} = R_{in} + j X_{in}$) de la antena de ranura alimentada en el centro (traza roja) junto a la impedancia de entrada de su dipolo complementario alimentado en el centro (traza azul). Las curvas fueron obtenidas de simulaciones con FEKO [98].

Analizando estas gráficas se puede observar que las frecuencias asociadas a la anti-resonancia [108] del dipolo complementario (frecuencias en las que la curva de la parte imaginaria del dipolo complementario cruza por cero con pendiente negativa) corresponden a las frecuencias de resonancia de la antena de ranura (frecuencias en las que la curva de la parte imaginaria de la antena de ranura cruza por cero con pendiente positiva) y viceversa. Este análisis revela el motivo por el cual se obtiene buena adaptación de impedancia a 50Ω para la antena de ranura cuando la longitud de la ranura es próxima a λ (en lugar de $\lambda/2$ como ocurre en el caso de las antenas dipolo), ya que para esta longitud (λ) ocurre la primera anti-resonancia del dipolo complementario.

Este resultado no sigue las mismas pautas que en el caso de estructuras eléctricas como el dipolo (analizado en el Capítulo 4, sección 4.6) donde las resonancias de los modos característicos se asocian directamente a resonancias en la impedancia de entrada.

Como se analizó en el inicio de este capítulo, las corrientes eléctricas del dipolo complementario son equivalentes a corrientes magnéticas en la ranura [105]. Se puede concluir que la fuente de tensión ubicada en el centro de la ranura excita corrientes magnéticas de la ranura, que a su vez, excita los modos de corriente eléctricos del plano metálico finito. Un análisis más detallado se puede encontrar en la referencia [109].

Volviendo a la Figura 6.11 se puede apreciar que solo uno de los tres modos analizados presenta corrientes intensas en el punto de alimentación, el modo J_1 . Cuanto mayor sea la magnitud de la distribución modal de corriente en la posición de la fuente, más eficazmente el modo será excitado, por este motivo, de los tres modos analizados en la figura, J_0 , J_1 y J_1' , solo el modo J_1 será excitado de manera efectiva. Extendiendo el análisis a modos de orden superior no mostrados en las figuras se advierte que otros modos también son excitados. Sin embargo, es deseable excitar solo uno de los modos característicos del plano metálico, generalmente el modo J_1 , evitando la excitación de modos de orden superior. Para lograr esto se pueden optimizar las dimensiones del plano metálico como se detalla en la referencia [110].

6.7 Antena de Ranuras Cruzadas

Hasta este punto se analizó el funcionamiento de la antena de una ranura simple insertada en un plano metálico finito, sin embargo, esta antena genera campos con polarización lineal. Como se vio en el Capítulo 3 uno de los requerimientos de las antenas para radares ISR es el de polarización circular de alta pureza. Para conseguir polarización circular se pueden emplear dos ranuras dispuestas ortogonalmente, como se muestra en la Figura 6.14, configurando una antena de ranuras cruzadas. Numerosos trabajos realizados con antenas de este tipo indican que además de conseguir polarización circular se obtienen grandes anchos de banda de relación axial [111], [112], [113] y [114].

Con estas referencias como antecedentes se diseñó una antena de ranuras cruzadas para operar en la gama de frecuencias entre 430 y 434 MHz. La antena se compone de dos ranuras ortogonales talladas en diagonal en una placa metálica cuadrada.

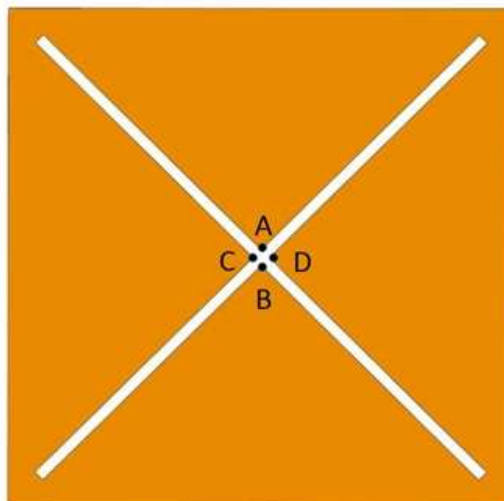


Figura 6.14: Antena de ranuras cruzadas.

Un esquema de la antena se muestra en la Figura 6.14. La alimentación se realiza con dos puertos individuales en el centro de la antena, un puerto está conectado entre los terminales A y B y el otro entre los terminales C y D. La longitud del lado de la placa metálica es $L=450$ mm, las ranuras tienen una longitud $Lr= 558$ mm y un ancho $a= 10$ mm.

A continuación vamos a realizar el análisis de modos característicos de la estructura mostrada en la Figura 6.14. En la Figura 6.15 se puede ver la distribución de corriente normalizada para los primeros cinco modos característicos de la antena en su frecuencia de resonancia. Flechas rojas han sido trazadas junto a las corrientes características para una mejor comprensión del flujo de corriente.

La Figura 6.16 muestra el ángulo característico en función de la frecuencia (α_n) para los primeros ocho modos de la antena de ranuras cruzadas.

Los modos J_1 y J_1' son modos de la lámina metálica cuadrada. Como se analizó anteriormente, en un plano metálico cuadrado y sin ranuras la resonancia de los modos J_1 y J_1' se produce cuando la longitud del lado es de aproximadamente $L = \lambda / 2$. En el caso de la antena de ranuras cruzadas, la frecuencia de resonancia de estos modos se desplaza hacia abajo debido al efecto de las ranuras que obligan a las corrientes de seguir una trayectoria eléctrica más larga.

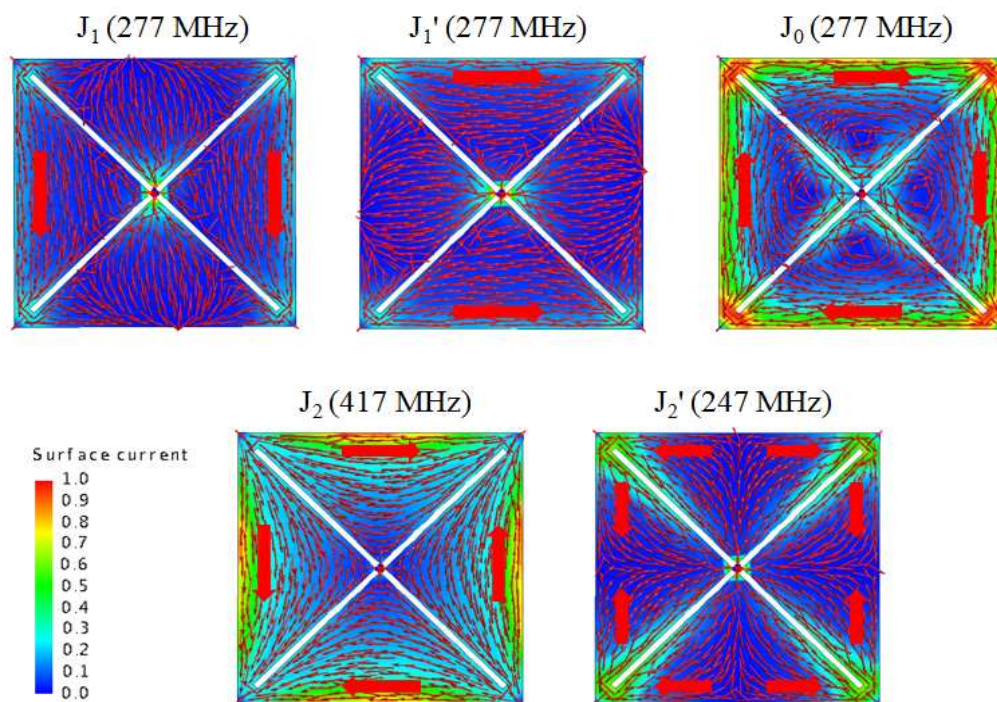


Figura 6.15: Distribución de corriente normalizada de los cinco primeros modos de la Antena de ranuras cruzadas.

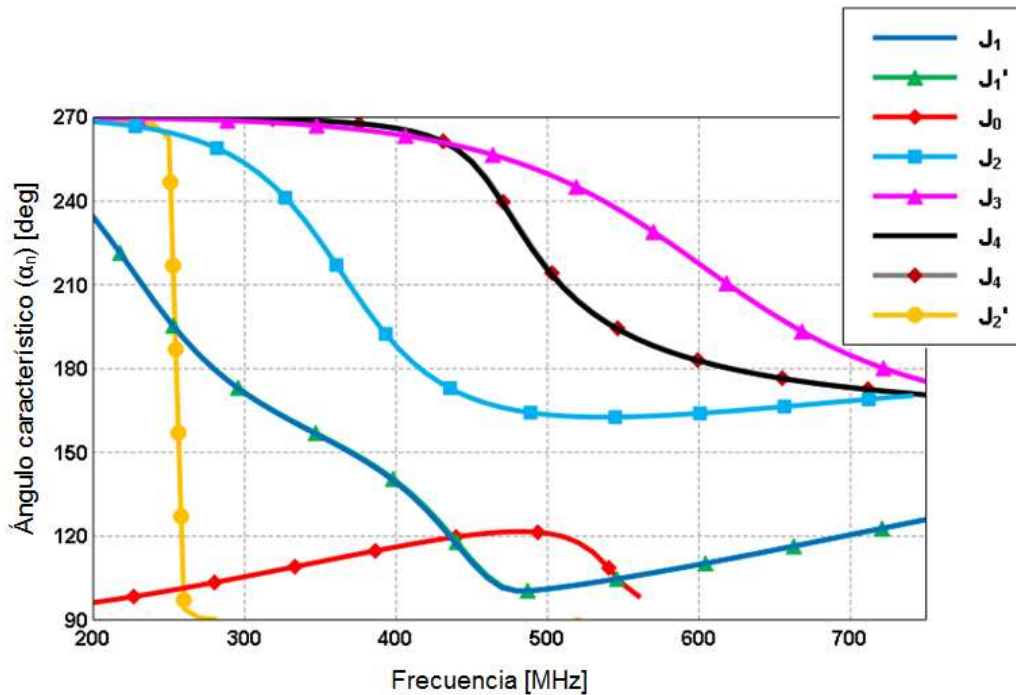


Figura 6.16: Ángulo característico en función de la frecuencia para los ocho primeros modos de la antena de ranura cruzada.

El modo J_2 es también un modo de plano metálico (comparar con el modo J_2 de la Figura 6.7). Su resonancia no se ve afectada porque la ubicación de las ranuras en el plano metálico no altera la distribución de corriente que corresponde a este modo.

En el caso de esta antena, y a diferencia de lo que ocurre en la antena de una ranura simple, la presencia de las ranuras cruzadas fuerza la aparición de un modo de resonancia adicional en la estructura, el modo J_2' , llamado modo de ranura. Como se observa en la Figura 6.16 la curva del ángulo característico asociado a este modo presenta una pendiente muy pronunciada, lo que implica un comportamiento de banda estrecha para este modo. Según lo definido en el punto 4.8 el modo J_2' puede ser identificado como un *modo línea de transmisión*. El modo de ranura resuena cuando la longitud eléctrica del perímetro externo es de aproximadamente λ . Cuando es excitado, este modo de ranura interactúa con los modos de la estructura del plano y crea una desadaptación de impedancia que se traduce en un efecto rechazo de banda (notch) [115].

6.7.1 Excitación de los Modos Característicos de la Antena de Ranuras Cruzadas

A continuación se realizará el análisis de la excitación de los modos característicos de la antena. Cualquiera de los mecanismos de acoplamiento, inductivos o capacitivos, pueden ser utilizados para excitar modos característicos. En términos generales, la

alimentación inductiva excitará eficazmente aquellos modos cuya distribución de corriente eléctrica muestra un máximo en la ubicación de la fuente. Cuanto mayor sea la magnitud de la distribución modal de corriente en la posición de la fuente, más eficazmente el modo será excitado. Por el contrario, el mecanismo de acoplamiento capacitivo excitará eficazmente los modos en los que el campo eléctrico presenta un máximo en la ubicación de la fuente.

En el caso de la alimentación dada a la antena de ranuras cruzadas (terminales A, B, C y D en la Figura 6.14) sólo los modos J_1 , J_1' y J_2' pueden ser excitados de manera efectiva ya que sólo estos modos tienen un máximo de corriente en el punto de alimentación, como se ve en la Figura 6.15.

Conectando una fuente de tensión entre los puntos A y B de la Figura 6.14, se puede excitar el modo J_1 y conectado una fuente de tensión entre los puntos C y D se puede excitar el modo J_1' . El modo J_2' se podría excitar mediante la combinación de las dos fuentes de tensión, sin embargo, si hacemos un análisis de adaptación de impedancia se puede ver que el modo J_2' no se puede alimentar eficazmente.

La Figura 6.17 muestra el coeficiente de reflexión simulado para cada puerto de la antena de ranuras cruzadas. Como se observa, se obtiene un ancho de banda de 410 a 460 MHz para $S_{11} < -10$ dB (12%). En esta gama de frecuencias, los modos de J_1 y J_1' tienen un ángulo característico de aproximadamente 120° (véase la Figura 6.16), actuando como modos radiantes. Sin embargo, el ángulo característico de modo J_2' es de 90° , comportándose como modo de almacenamiento de energía y de esta manera no contribuye a la radiación.

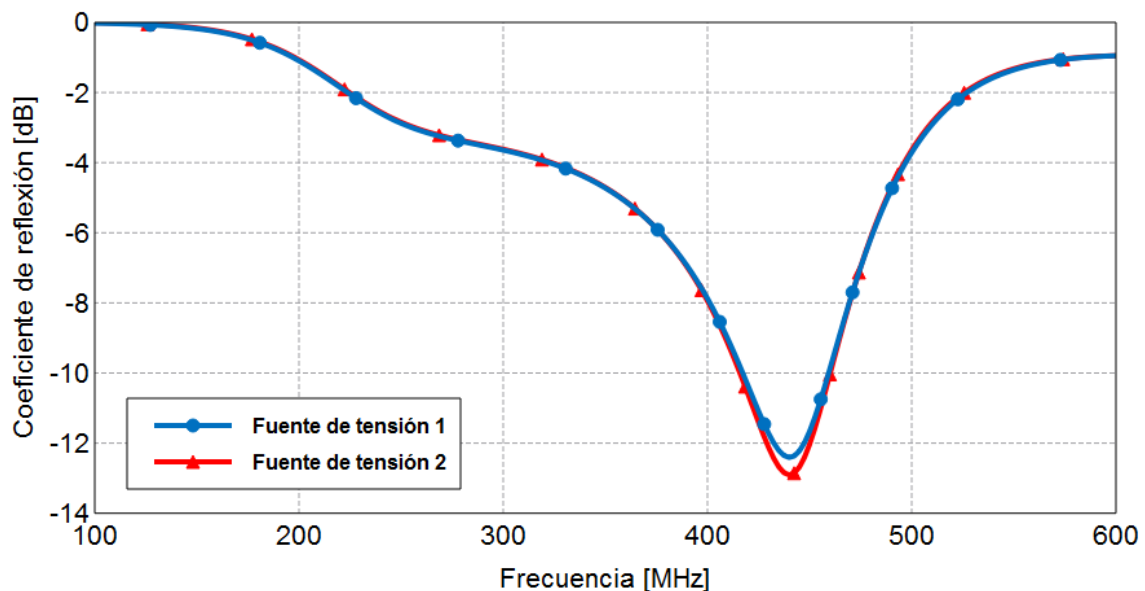


Figura 6.17: Coeficiente de reflexión simulado de los puertos de alimentación de cada una de las ranuras.

6.7.2 Diagrama de radiación de la Antena de Ranuras Cruzadas

En la Figura 6.18 a) se muestra diagrama de radiación normalizado de la antena de ranuras cruzadas obtenido al alimentar los dos puertos de antena a la frecuencia de 432 MHz. Se puede observar que el patrón obtenido es una combinación de los campos eléctricos característicos E_1 y E_1' del plano metálico, mostrados en la Figura 6.8.

Si los modos degenerados J_1 y J_1' se alimentan con corrientes con la misma amplitud y con una diferencia de fase de 90° , se obtiene la polarización circular (de manera análoga a lo que se detalló en el Capítulo 5, sección 5.3 para dipolos cruzados).

Por otra parte, para conferirle a la antena características de unidireccionalidad se agrega en la parte inferior un reflector consistente en un plano de tierra rectangular, separado por una distancia de aproximadamente $\lambda/4$, como se muestra en la Figura 6.18 c).

El diagrama de radiación resultante al agregar el reflector se muestra en la Figura 6.18 b).

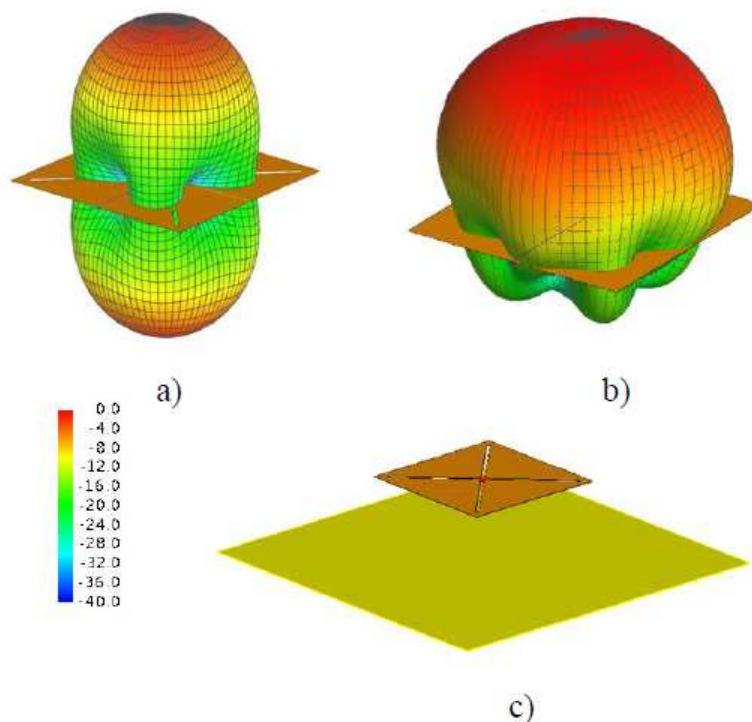


Figura 6.18: Diagramas de radiación normalizados obtenidos a partir de simulaciones: a) Antena de ranuras cruzadas, b) Antena de ranuras cruzadas con plano de tierra reflector, c) Modelo de la antena de ranuras cruzadas con plano de tierra reflector utilizada para las simulaciones.

6.8 Modelos experimentales de la Antena de Ranuras Cruzadas

En las secciones previas se presentó la antena de ranuras cruzadas, se explicó su funcionamiento, y se analizaron las condiciones necesarias para obtener polarización circular mediante la utilización de la teoría de los Modos Característicos. En esta sección se presentan tres modelos experimentales de la antena que fueron construidos con el fin de validar las características analizadas anteriormente.

6.8.1 Antena de Ranuras Cruzadas en lámina metálica

El primer modelo que analizaremos corresponde a la antena de ranuras cruzadas en lámina metálica con plano de tierra reflector, mostrada en la Figura 6.18 c). En la Figura 6.19 se muestra una vista esquemática de la geometría de la antena y en la Tabla 6.3 se presentan las dimensiones físicas finales de la estructura propuesta. Estas dimensiones surgen de la optimización efectuada a través de simulaciones electromagnéticas. Las variables a optimizar fueron la longitud y el ancho de las ranuras (L_r y a , respectivamente) en función de lograr la mejor adaptación de impedancia de entrada de los puertos de la antena, y la separación de la antena con respecto al plano de tierra (h) en función de lograr el mejor rechazo de polarización cruzada. El plano de tierra consiste en otra lámina metálica cuadrada con longitud de los lados igual a L_{pt} .

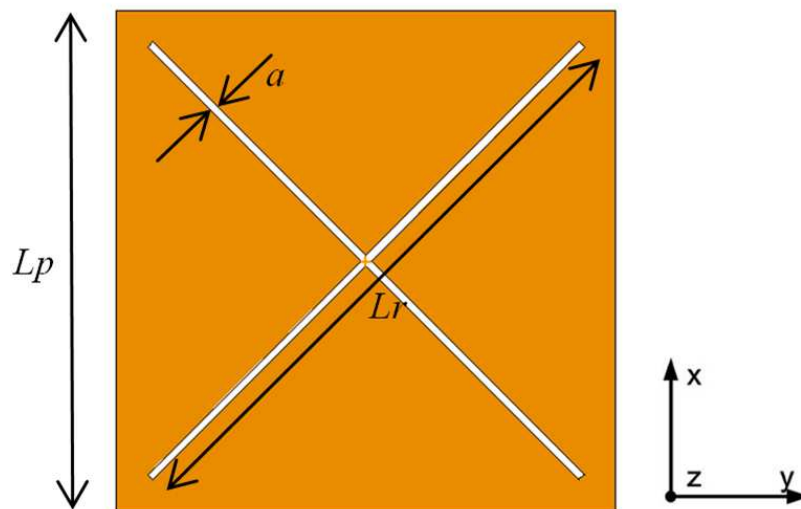


Figura 6.19: Modelo esquemático de la antena de ranuras cruzadas.

Tabla 6.3: Dimensiones de la antena de ranuras cruzadas en lámina metálica.

	L_p	L_r	a	L_{pt}	h
Longitud (en función de λ)	0,684	0,8035	0,0144	1,584	0,3528
Longitud (en mm)	450	558	10	1100	245

El desempeño del diseño también fue evaluado mediante simulaciones. En las Figuras 6.20, 6.21 y 6.22 se muestra el diagrama de radiación correspondiente a esta antena obtenido mediante simulaciones por software. En la Figura 6.20 se puede ver un corte del diagrama representado en coordenada cartesianas, correspondiente a $\varphi=0^\circ$ y en la figura 6.21 se puede observar un corte del diagrama representado en las mismas coordenadas correspondiente a $\varphi=90^\circ$. En ambas figuras se distinguen las componentes de polarización copolar (rojo), contrapolar (azul) y la componente total que es la suma de las dos anteriores (verde).

Una característica interesante del diagrama es que el valor de la ganancia (directividad) se mantiene prácticamente constante en $\theta=\pm 30^\circ$.

En la Figura 6.22 se puede observar la componente total del diagrama de radiación representado en coordenadas polares. Se muestran tres cortes del diagrama superpuestos correspondientes a $\varphi=0^\circ$ (azul), $\varphi=45^\circ$ (verde) y $\varphi=90^\circ$ (rojo). Se destaca el alto grado de simetría de revolución del diagrama de radiación alrededor del eje z.

La relación axial se mantiene por debajo de los 0,7 dB en un rango de frecuencia comprendido entre 425 y 470 MHz, como se observa en la Figura 6.23.

En la Figura 6.24 se muestra el coeficiente de reflexión simulado de los puertos de alimentación de cada una de las ranuras de la antena, en este caso con el agregado del plano de tierra reflector. Si comparamos estos resultados con los obtenidos para la antena sin reflector (Figura 6.17) podemos ver que se mantiene el mismo ancho de banda para $S_{11} < -10$ dB. La única diferencia apreciable es que se incrementa el pico del coeficiente de reflexión hacia valores negativos, indicando una mejora en la adaptación de los puertos de la antena.

En la Figura 6.25 se puede ver el modelo de pruebas de la antena de ranuras cruzadas en lámina metálica construido para realizar mediciones.

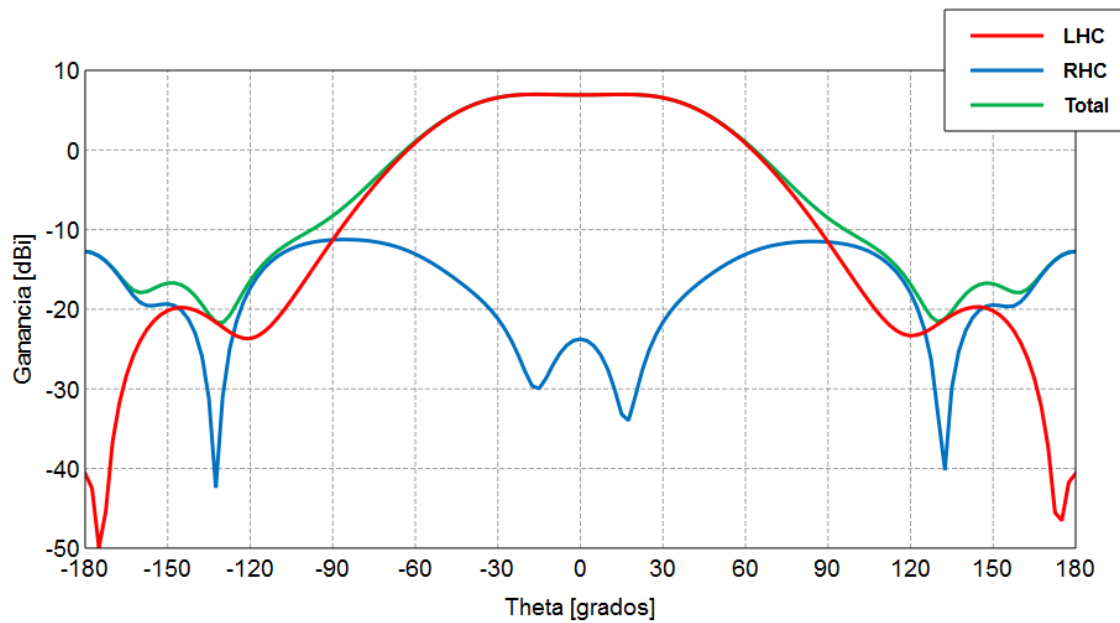


Figura 6.20: Diagrama de radiación obtenido de las simulaciones de la antena de ranuras cruzadas. Corte correspondiente a $\varphi=0^\circ$. En color rojo se muestra la componente copolar, en color azul se muestra la componente contrapolar y en color verde la componente total.

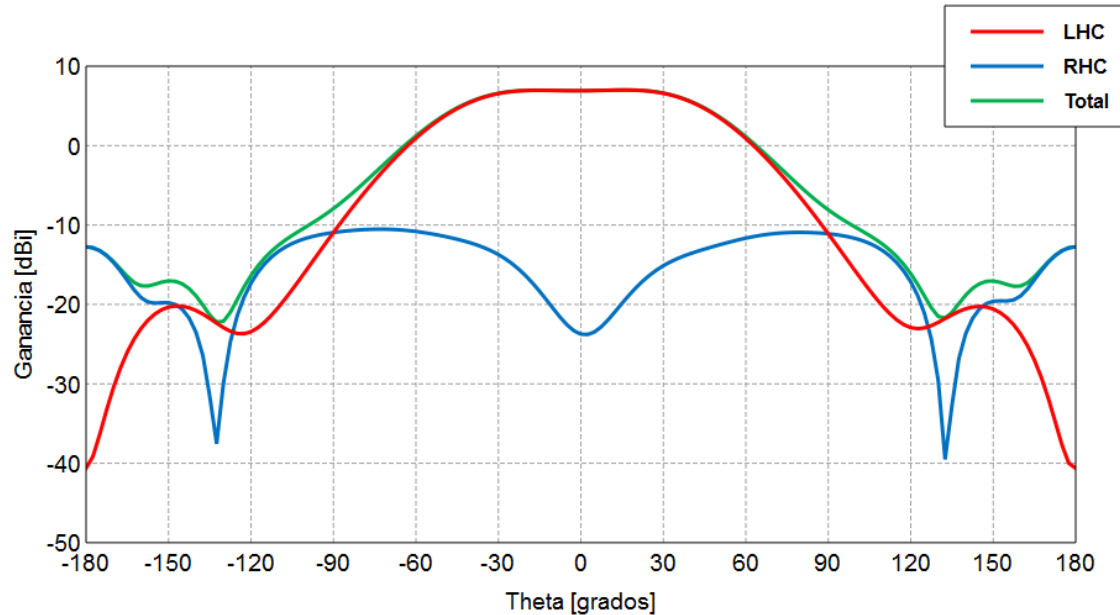


Figura 6.21: Diagrama de irradiación obtenido de las simulaciones de la antena de ranuras cruzadas. Corte correspondiente a $\varphi=90^\circ$. En color rojo se muestra la componente copolar, en color azul se muestra la componente contrapolar y en color verde la componente total.

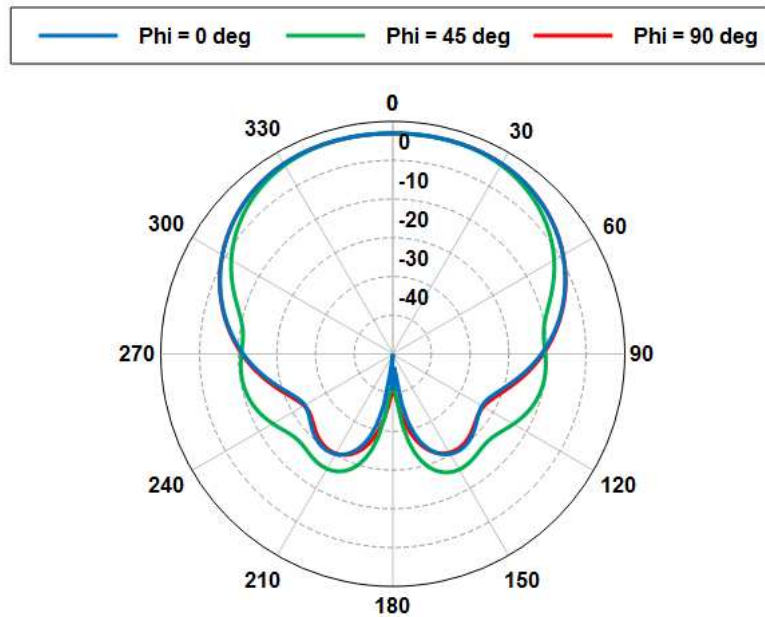


Figura 6.22: Diagrama de radiación en coordenadas polares obtenido de las simulaciones de la antena de ranuras cruzadas. Se muestran tres cortes del diagrama superpuestos correspondientes a $\varphi=0^\circ$ (azul), $\varphi=45^\circ$ (verde) y $\varphi=90^\circ$ (rojo).

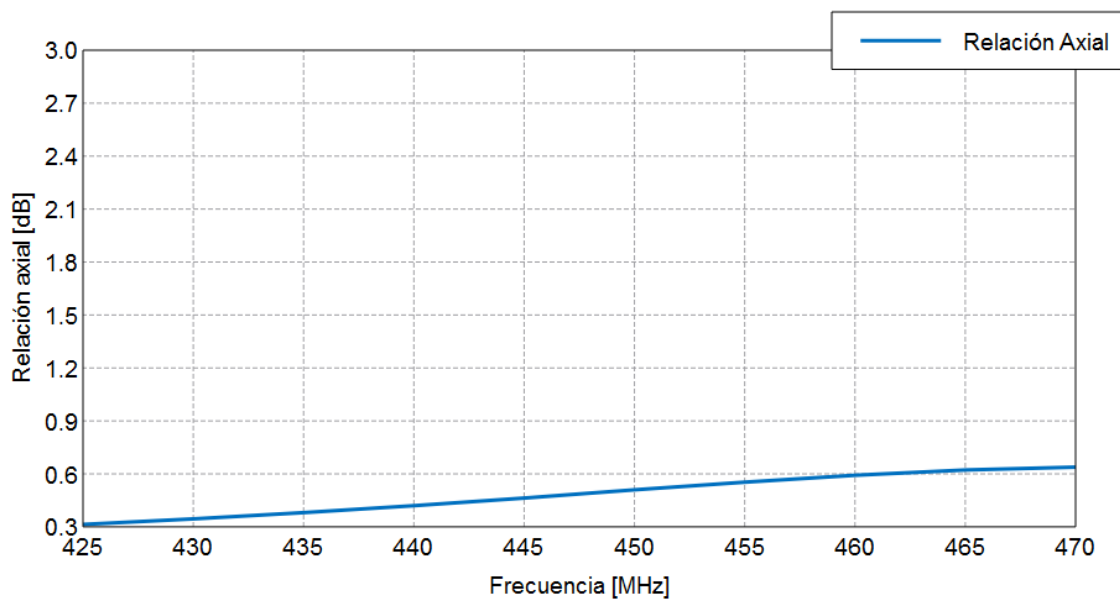


Figura 6.23: Relación Axial obtenida de las simulaciones de la antena de ranuras cruzadas en lámina metálica.

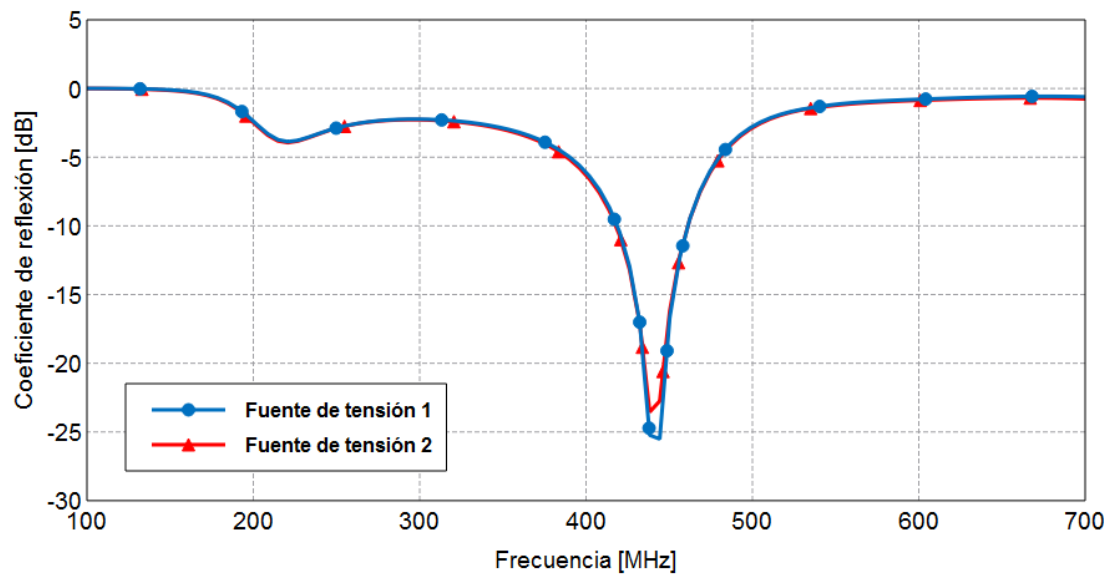


Figura 6.24: Coeficiente de reflexión simulado de los puertos de alimentación de cada una de las ranuras de la antena de ranuras cruzadas con plano de tierra reflector.



Figura 6.25: Modelo experimental de la antena de ranuras cruzadas en lámina metálica.

En la Figura 6.26 se muestra la medida de Parámetros S del modelo experimental de la antena de ranuras cruzadas en lámina metálica. Los coeficientes S_{11} y S_{22} corresponden al coeficiente de reflexión de cada ranura y los coeficientes S_{12} y S_{21} corresponden a los coeficientes de transmisión directa e inversa, respectivamente. S_{12} y S_{21} caracterizan el acoplamiento entre las ranuras.

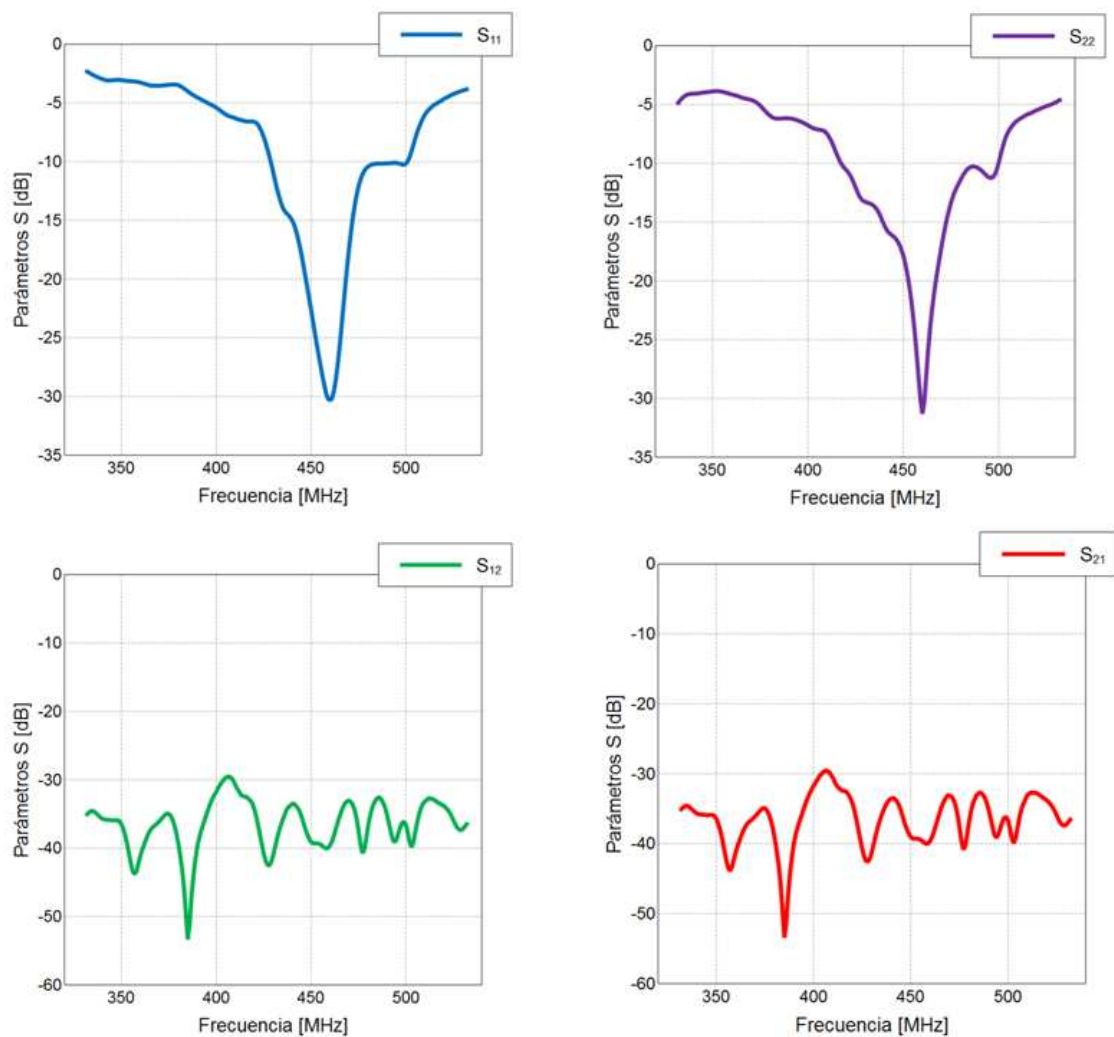


Figura 6.26: Medida de Parámetros S de la antena de ranuras cruzadas en lámina metálica.

La medición se realizó con un analizador de red vectorial (Anritsu MS2026C), cada puerto del instrumento se conectó a una de las ranuras de la antena. Como se observa, se obtiene un ancho de banda de 428 a 500 MHz para S_{11} y $S_{22} < -10$ dB (15,5%), ligeramente superior al obtenido de las simulaciones. El acoplamiento entre las ranuras es inferior a -30 dB.

Finalmente, en la Tabla 6.4 se presenta un resumen de las características principales de la antena de ranuras cruzadas en lámina metálica. Debido a las dimensiones de la antena y a la dificultad de contar con campos de medida compatibles con el tamaño del modelo experimental no se pudieron concretar mediciones del diagrama de radiación de esta antena. Solo se muestra la evaluación obtenida mediante simulaciones.

Tabla 6.4: Características principales de la antena de ranuras cruzadas en lámina metálica.

Impedancia Z	50Ω
Ganancia	7dBi
Ángulo de potencia mitad θ_3	97,5°
Atenuación $\theta = 30^\circ$	0.4dB
Rechazo de polarización cruzada $\theta = 0^\circ$	>25dB
Relación frente-espalda	20dB
Ancho de banda (-10dB)	72 MHz (428/500 MHz) 15,5%

6.8.2 Antena de Ranuras Cruzadas en material de circuito impreso

El segundo modelo que analizaremos es una antena desarrollada en material de circuito impreso. La antena está compuesta por una pieza cuadrada de placa para circuitos impresos FR4 de simple faz, con dos ranuras ortogonales impresas, en este caso paralelas a los bordes de la lámina. Por debajo de la placa de FR4, y separada de esta, se dispone una lámina reflectora de material conductor. Un modelo de la antena se puede ver en la Figura 6.27, y el modelo de pruebas construido para realizar las mediciones se aprecia en la Figura 6.28.

Al igual que en el caso de la antena descrita en la sección 6.8.1, las dimensiones de esta antena se optimizaron mediante simulaciones por software. En la Tabla 6.5 se presentan las dimensiones físicas finales de la estructura propuesta.

Tabla 6.5: Dimensiones de la antena de ranuras cruzadas en material de circuito impreso (FR4).

	L_p	L_r	a	L_{pt}	h
Longitud (en función de λ)	0,864	0,7488	0,0144	1,584	0,355
Longitud (en mm)	600	520	10	1100	247

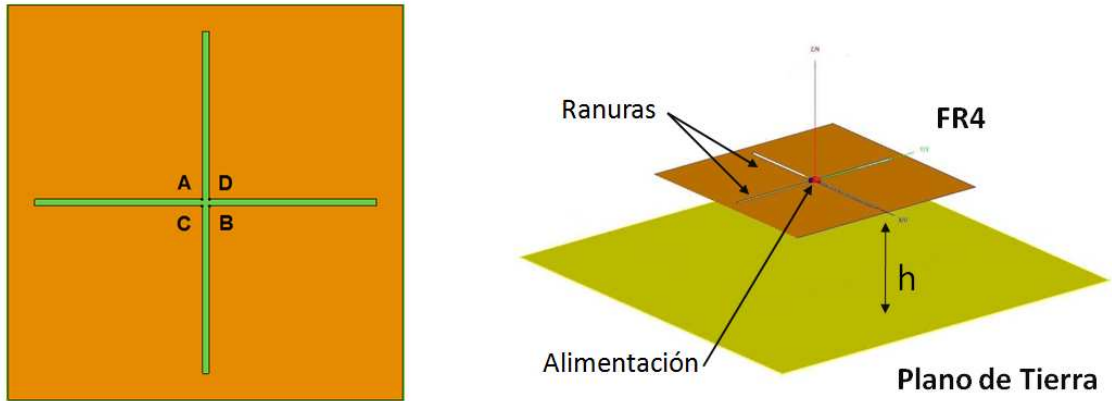


Figura 6.27: Antena de ranuras cruzadas en material de circuito impreso (FR4).



Figura 6.28: Modelo construido de la antena de ranuras cruzadas en material de circuito impreso.

La antena se alimenta soldando dos cables coaxiales de 50Ω de impedancia, uno por cada ranura, en el centro de la antena, como se puede ver en la Figura 6.29.

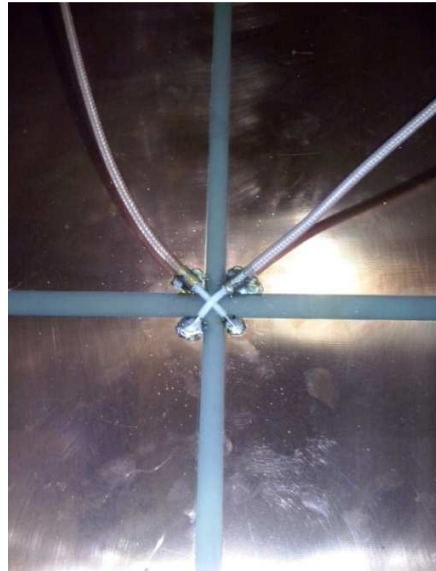


Figura 6.29: Detalle de la alimentación de la antena de ranuras cruzadas en material de CI.

Resultados de simulaciones correspondientes a esta antena se muestran en la Figura 6.30, donde se aprecia el diagrama de radiación en 3 dimensiones (Figura 6.30 a)) y un corte en 2 dimensiones con detalle del rechazo de polarización cruzada (Figura 6.30 b)). En color rojo se muestra la componente copolar y en color azul se muestra la componente contrapolar.

La ganancia de la antena en la dirección de máxima intensidad de radiación resultó de 8dB, el ángulo de potencia mitad es de 85° . El rechazo de polarización cruzada es mayor a 25 dB en un ángulo de $\pm 22^\circ$ con respecto a la dirección de máxima intensidad de radiación.

En el caso de esta antena se realizó una medida del diagrama de radiación que consistió en una medición de campo lejano en espacio libre. La medida fue realizada a la frecuencia central de trabajo (432 MHz), el resultado se puede ver en la Figura 6.31. La medida correspondiente a la componente copolar se muestra en la Figura 6.31 a). En color verde se representa la curva de la medida y en color rojo se representa la curva obtenida mediante simulaciones. En la Figura 6.31 b) se muestra la medida de la componente contrapolar. En color verde se representa la curva de la medida y en color azul se representa la curva obtenida mediante simulaciones. En esta grafica también se representa la componente copolar obtenida mediante simulaciones (curva de color rojo) con la finalidad de apreciar la aislación entre ambas componentes.

Puede observarse gran coincidencia entre medida y simulaciones.

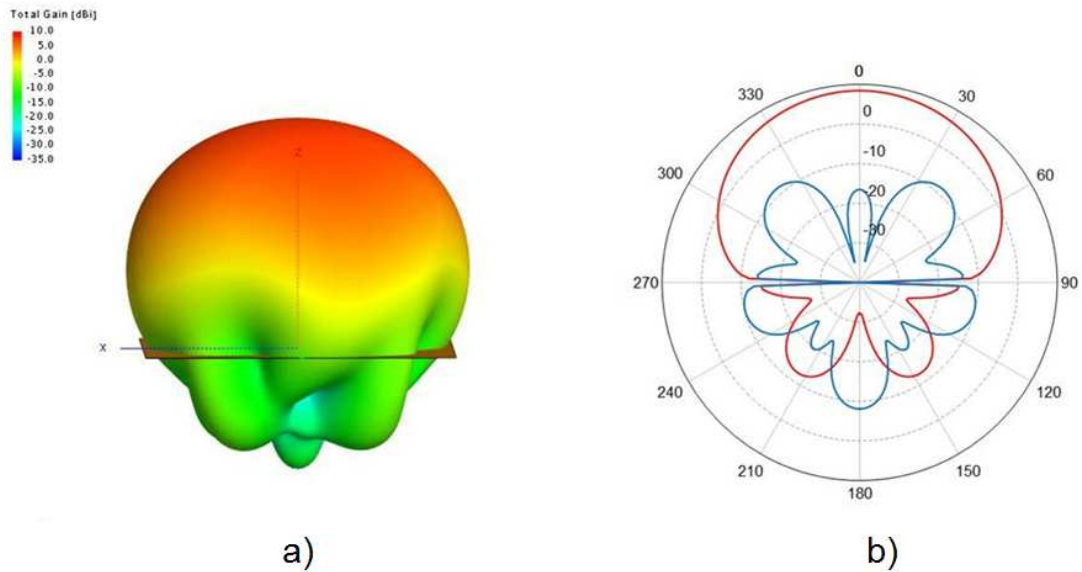


Figura 6.30: Diagrama de radiación de la antena de ranuras cruzadas en material de circuito impreso obtenido de la simulación por software: a) Diagrama 3D. b) Diagrama polar, componentes copolar (rojo) y contrapolar (azul).

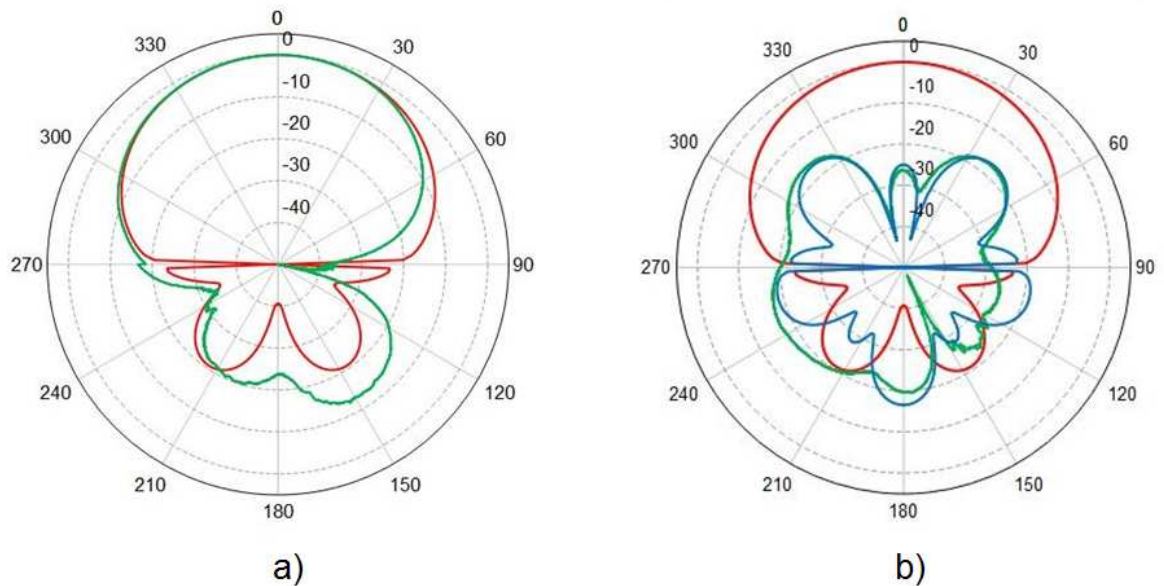


Figura 6.31: Medida del Diagrama de Radiación de la Antena de Ranuras Cruzadas en material de circuito impreso. a) Componente copolar (simulación: rojo, medida: verde). b) Componente contapolar (simulación: azul, medida: verde).

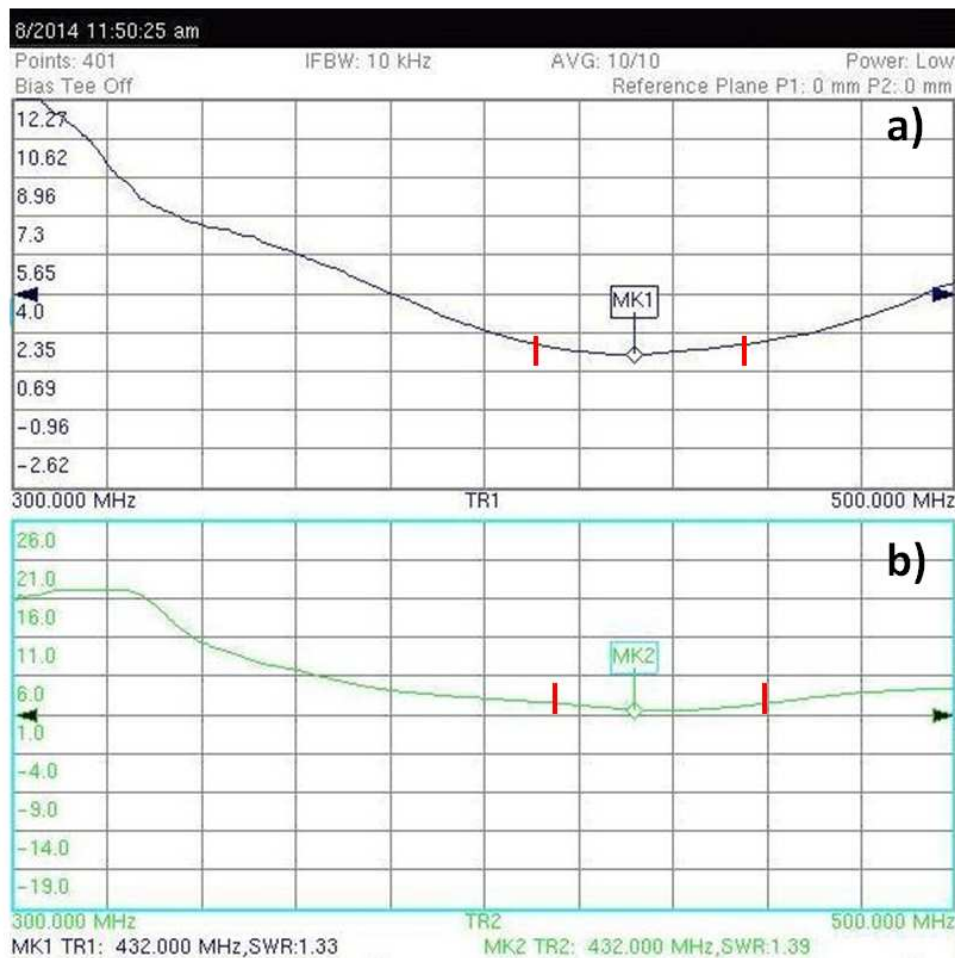


Figura 6.32: Resultados de la medida de Relación de Ondas Estacionarias: a) resultados correspondiente al puerto de alimentación de la ranura vertical, b) resultados correspondiente al puerto de alimentación de la ranura horizontal.

Para estudiar la adaptación de los puertos de la antena se realizaron mediciones de relación de ondas estacionarias (ROE). Para estas últimas se empleó un analizador vectorial de redes (Anritsu MS2026C), conectándose los dos coaxiales de alimentación de la antena simultáneamente, uno por cada puerto del instrumento. En la Figura 6.32 se muestran los resultados de esta medición en una imagen generada por el analizador de redes. A la frecuencia central de trabajo (432 MHz) el valor de ROE es de 1.33 para un puerto y 1.39 para el otro. Se observa también que las curvas se mantienen planas en el ancho de banda requerido y el valor de ROE es menor que 2 entre las frecuencias de 410 MHz hasta 450 MHz.

Finalmente, en la Tabla 6.6 se presenta un resumen de las características principales de la antena de ranuras cruzadas en material de circuito impreso.

Tabla 6.6: Características principales de la antena de ranuras cruzadas en material de circuito impreso.

Impedancia Z	50 Ω
Ganancia	8dB
Ángulo de potencia mitad θ_3	85°
Atenuación $\theta = 30^\circ$	1,7dB
Rechazo de polarización cruzada $\theta = 0^\circ$	>24dB
Relación frente-espalda	16,5dB
Ancho de banda (ROE < 2)	40 MHz (410/450 MHz) 9,3%

6.8.3 Antena de Ranuras Cruzadas de bajo perfil en banda S

Los parámetros de las antenas analizadas hasta el momento (resistencia de radiación, directividad, etc.) dependen de sus dimensiones: longitud, diámetro, radio, etc., pero no en términos absolutos sino en función de la longitud de onda. De esta forma, si se produce un escalado de una antena, por ejemplo se doblan todas las dimensiones, su comportamiento será el mismo a la frecuencia mitad, ya que en este caso las dimensiones de la antena respecto a λ son las mismas que en el caso original. A partir de esta consideración Rumsey [116] estableció el siguiente principio: una antena cuya geometría pueda ser descrita únicamente en función de ángulos tendrá un comportamiento independiente de la frecuencia, ya que su geometría no varía al realizar un escalado. Si las dimensiones de una antena que presenta un cierto comportamiento a la frecuencia f se multiplican por una constante k , el comportamiento de la antena es el mismo a una frecuencia f/k [116].

Con la finalidad de obtener una antena con dimensiones reducidas para poder realizar mediciones precisas en una cámara anecóica, y haciendo uso del principio de Rumsey, se diseñó una antena de ranuras cruzadas escalada en frecuencia para que opere en la banda S, con frecuencia central de trabajo de 2,7 GHz (La banda S se define por un estándar IEEE para ondas de radio con frecuencias que van de 2 a 4 GHz, cruzando el límite convencional entre UHF y SHF a 3,0 GHz. Es parte de la banda de microondas del espectro electromagnético).

En la Tabla 6.7 se presentan las dimensiones físicas de la estructura propuesta.

Para realizar el diseño de esta antena se partió de las dimensiones que surgen de escalar la antena analizada en el punto 6.8.1, para que funcione a la frecuencia central de 2,7 GHz, y luego se realizaron ajustes mediante simulaciones por software en función de optimizar las características deseadas. Se pueden advertir dos diferencias importantes con respecto a la antena analizada en el punto 6.8.1, estas son las dimensiones del plano de tierra reflector y la separación de la antena con respecto al mismo. Con el fin de lograr una antena compacta, se redujeron estos dos parámetros al mínimo posible, sin que se degraden significativamente las características generales de la antena. De esta manera se obtuvo una antena que cumple con las especificaciones de las denominadas “Antenas planas de bajo perfil”. Entran en esta clasificación las antenas cuyo espesor está por debajo de 0.1λ . Se puede destacar que la separación entre la antena y el reflector es h , la cual corresponde a 0.041λ , muy por debajo de los 0.1λ necesarios para cumplir las especificaciones de antena plana de bajo perfil.

Tabla 6.7: Dimensiones de la antena de ranuras cruzadas de bajo perfil para banda S.

	$L_p - L_{pt}$	L_r	a	h
Longitud (en función de λ)	0,760	0,927	0,018	0,041
Longitud (en mm)	84,44	103	2	4,55

La simulación de la antena muestra que posee una ganancia máxima de 9.4 dB, como se puede ver en la Figura 6.33. También se observa que en la banda de 2,2 GHz a 2,82 GHz la ganancia se encuentra por encima de los 9 dB. En la Figura 6.34 se muestra la relación axial de la antena. Se puede observar en esta gráfica que la relación axial es menor a 0.35 dB en la banda de 2 GHz a 3 GHz.

En la Figura 6.35 se muestran los diagramas de radiación simulados de la antena propuesta a la frecuencia central de trabajo, correspondiente a 2,7 GHz. En esta figura se han representado el diagrama copolar de la antena que corresponde a la polarización circular izquierda (traza azul), y el diagrama contrapolar de la antena, que corresponde a polarización circular derecha (traza roja). El diagrama de radiación confirma las características observadas en las gráficas de ganancia y relación axial (Figuras 6.33 y 6.34) que se extiende en todo el ancho de banda de operación de la antena, siendo el valor máximo de ganancia de 9.4 dB y el ancho de haz de 60° .

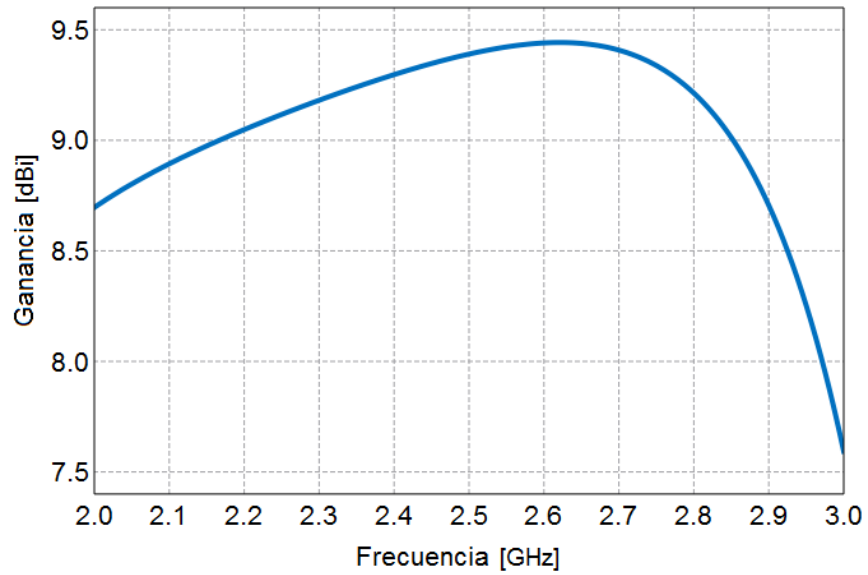


Figura 6.33: Simulación de la Ganancia de la antena de ranuras cruzadas de bajo perfil para banda S en función de la frecuencia.

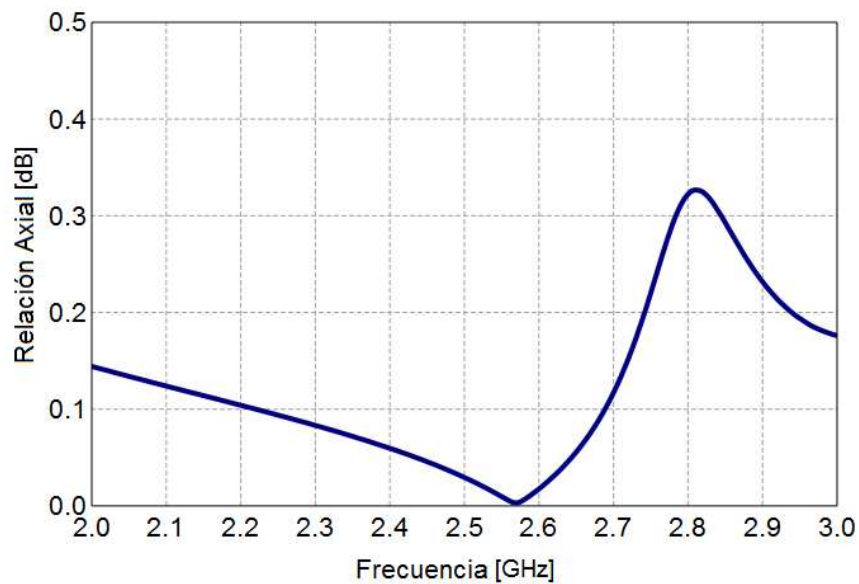


Figura 6.34: Simulación de la Relación Axial de la antena de ranuras cruzadas de bajo perfil para banda S en función de la frecuencia.

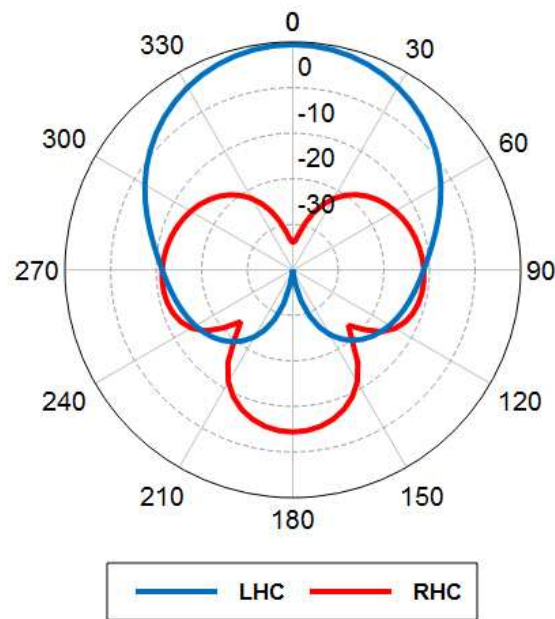


Figura 6.35: Simulación de los Diagrama de Radiación copolar (traza azul) y contrapolar (traza roja) de la antena de ranuras cruzadas de bajo perfil para banda S.

Se construyó un prototipo experimental de la antena de ranuras de bajo perfil, y se realizaron medidas con la finalidad de validar los resultados obtenidos mediante simulación. Las medidas efectuadas corresponden a la adaptación de los puertos de entrada, el diagrama de radiación y las características de polarización.

El modelo construido de la antena puede verse en la Figura 6.36 y en la Figura 6.37 se ve la fotografía del montaje en la cámara anecoica para su caracterización.

Para alimentar los puertos de la antena se diseñó un acoplador híbrido en cuadratura con tecnología de líneas de microtiras, para que opere a la frecuencia de trabajo de la antena (2,7 GHz). El funcionamiento de estos dispositivos se describió en el Capítulo 5, sección 5.3, y para realizar el diseño se tomó como base las referencias [101], [102] y [103]. En la figura 6.38 se puede observar el modelo construido del acoplador híbrido en cuadratura. El mismo se construyó sobre un sustrato para circuitos impresos tipo Nelco N9220, sus dimensiones se optimizaron mediante simulaciones por software utilizando FEKO y luego fue construido en una maquina de control numérico (CNC).

En la Figura 6.39 se muestra la medida de parámetros S del acoplador híbrido en cuadratura, realizadas con el analizador de redes Agilent N5227A. En la Figura 6.39 a) se representa la amplitud y en la Figura 6.39 b) se representa la fase de los parámetros medidos. El parámetro S_{11} representa la adaptación del puerto 1, que en este caso actúa como puerto de entrada. La amplitud del parámetro S_{11} a la frecuencia de trabajo es menor que -30dB, lo que indica una buena adaptación de este puerto. El parámetro S_{21} representa la transferencia de potencia entre el puerto 1 (entrada) y el puerto 2, que actúa como puerto directo.

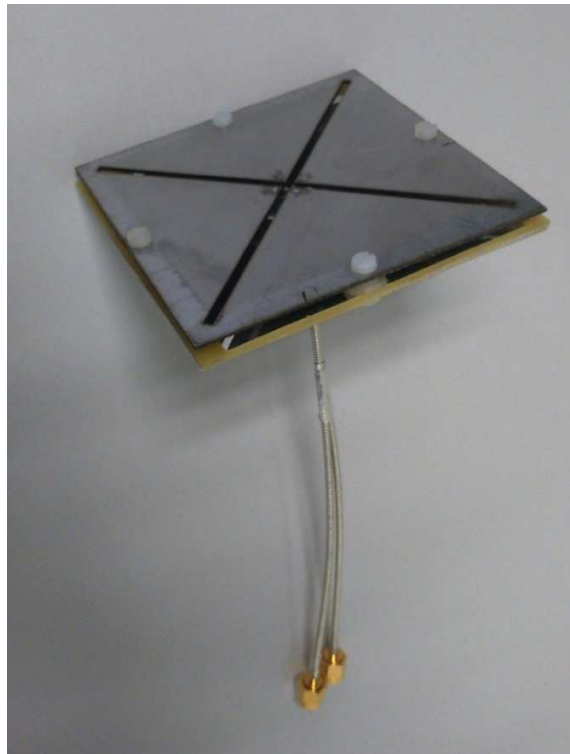


Figura 6.36: Modelo experimental de la antena de ranuras cruzadas en banda S.

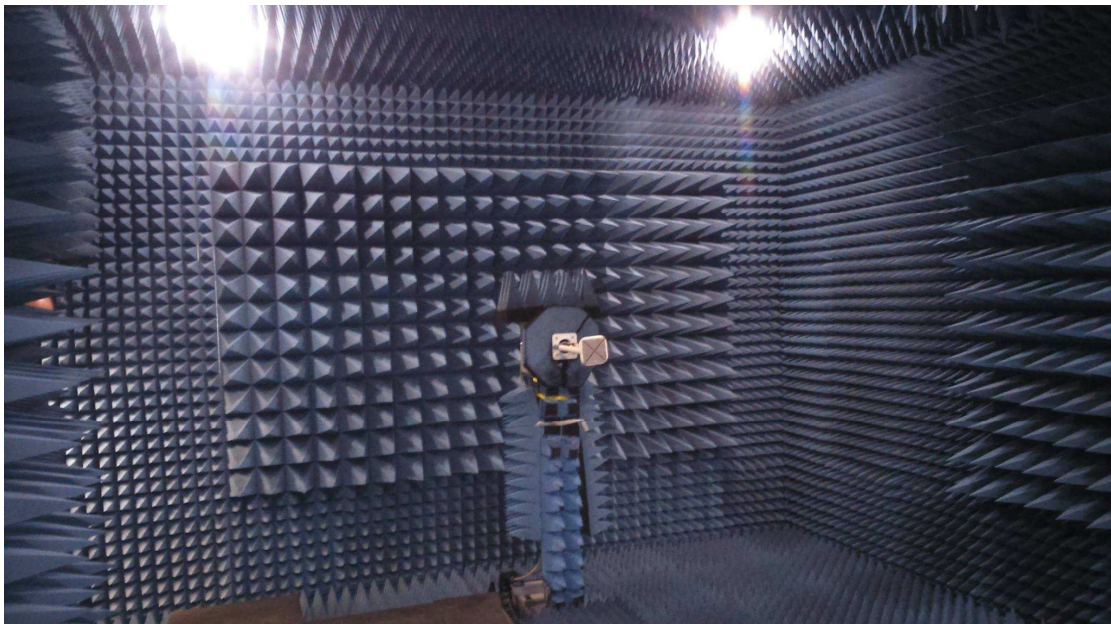


Figura 6.37: Montaje de la antena de ranuras cruzadas en banda S en la cámara anecóica para la medida del diagrama de radiación.

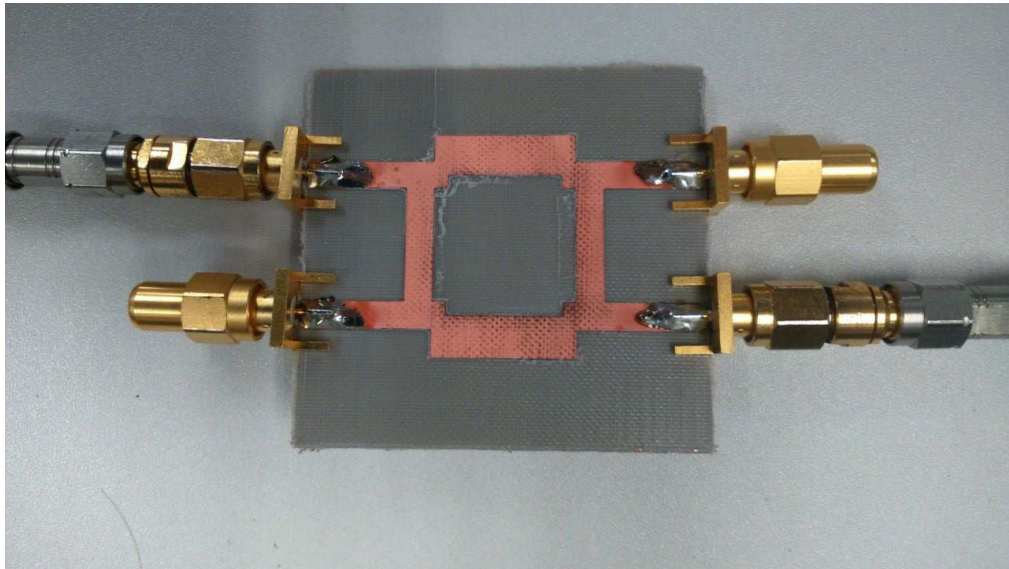


Figura 6.38: Acoplador híbrido en cuadratura diseñado para alimentar a la antena de ranuras cruzadas en banda S.

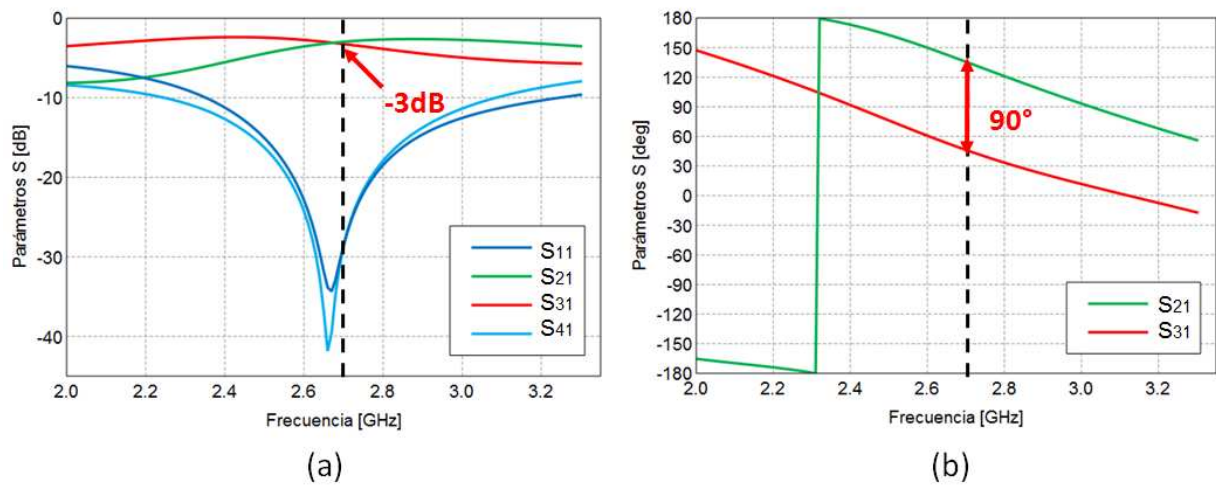


Figura 6.39: Medida de parámetros S del acoplador híbrido en cuadratura. a) Amplitud, b) Fase.

El valor de la amplitud del parámetro S_{21} a la frecuencia de trabajo es de -3dB, esto indica que en el puerto 2 tenemos la mitad de la señal inyectada en el puerto de entrada. El parámetro S_{31} representa la transferencia de potencia entre el puerto 1 (entrada) y el puerto 3, que actúa como puerto acoplado. El valor de la amplitud del parámetro S_{31} a la frecuencia de trabajo es de -3dB, esto indica que en el puerto 3 tenemos la mitad de la señal inyectada en el puerto de entrada. El parámetro S_{41} representa la transferencia de potencia entre el puerto 1 (entrada) y el puerto 4, que actúa como puerto aislado. El valor de la amplitud del parámetro S_{41} a la frecuencia de trabajo es menor que -30dB, esto indica que prácticamente no hay transferencia de señal entre el puerto de entrada y el puerto aislado.

Si analizamos la fase de los parámetros S_{21} y S_{31} se puede ver que existe una diferencia de 90° entre las señales entregadas por el puerto directo y el puerto acoplado.

Resumiendo el análisis anterior, la señal presente en el puerto de entrada se divide en dos señales de salida atenuadas 3 dB, con una diferencia de fase de 90° . Estas son las condiciones de alimentación de los puertos de la antena de ranuras cruzadas para generar polarización circular.

En la Figura 6.40 podemos ver el resultado de la medida del parámetro S_{11} de los puertos de la antena (trazas verde y roja) superpuesta con la medida del parámetro S_{11} del puerto de entrada del acoplador híbrido (traza violeta), pero esta vez cargado con la antena de ranuras de bajo perfil (los puertos 1 y 2 de la antena se conectaron a los puertos directo y acoplado del híbrido, mientras que el puerto aislado se cargó con una terminación de 50Ω).

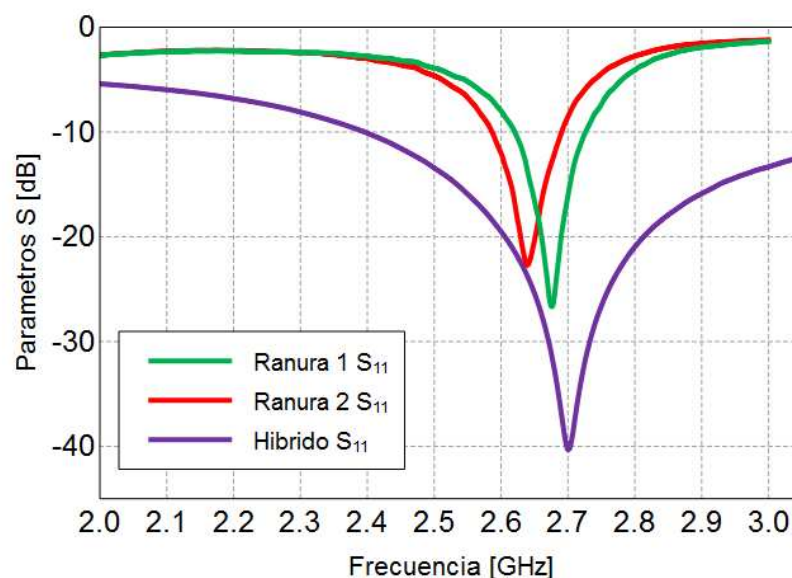


Figura 6.40: Medida de parámetros S de los puertos de la antena de ranuras de bajo perfil superpuestas con la medida de parámetros S del puerto de entrada del acoplador híbrido cargado con la antena.

Se puede apreciar que el ancho de banda para $S_{11} < -10$ dB obtenido para ambos puertos de la antena es de aproximadamente 100MHz. El valor mínimo del parámetro S_{11} para uno de los puertos (traza verde) resultó de -26,66 dB a la frecuencia de 2,676 GHz, mientras que para el otro puerto (traza roja) resultó de -22,7 dB a la frecuencia de 2,639 GHz. Se advierte que las frecuencias a las que quedaron sintonizados los puertos de la antena difieren ligeramente con la frecuencia de diseño (2,7 GHz). A pesar de ello, como veremos al analizar los resultados de las medidas del diagrama de radiación y las características de polarización, se obtuvieron excelentes resultados para estos últimos parámetros medidos a la frecuencia de diseño.

En la Figura 6.41 se puede ver el gráfico en 3D correspondiente a la medida del diagrama de radiación (medida de directividad) realizada a la frecuencia de diseño. Se muestra la componente de campo total que incluye la suma de las componentes con polarización circular derecha y polarización circular izquierda. Se aprecia que el diagrama tiene buena simetría de revolución con respecto al eje Z.

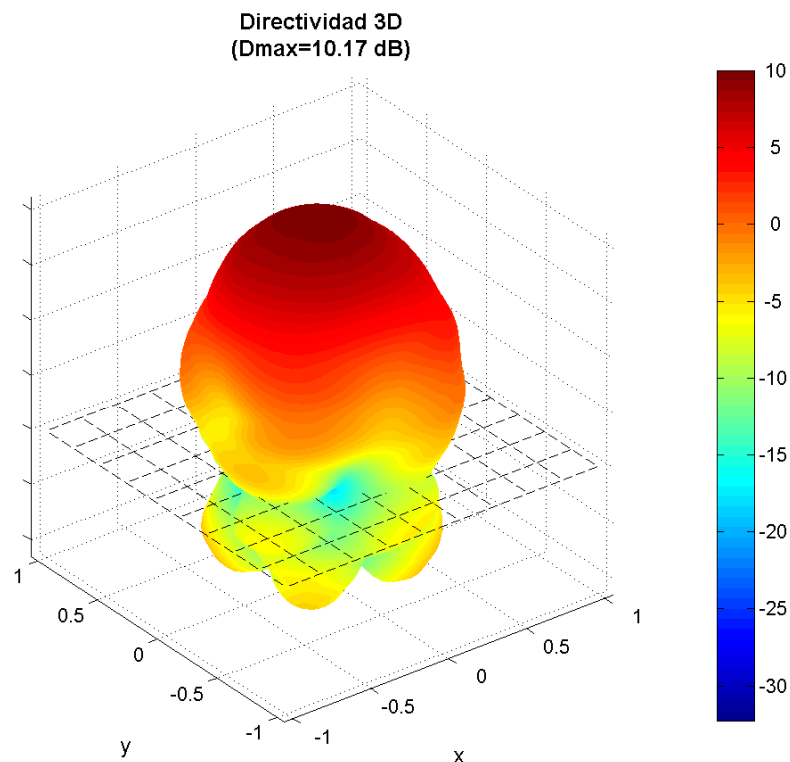


Figura 6.41: Gráfico en 3D de la medida de directividad. Componente de campo Total.

La comparativa del diagrama de radiación para el plano XZ obtenido mediante simulación y medida del modelo experimental en la frecuencia central de la banda de trabajo (2,7 GHz) se muestra en la Figura 6.42. En la gráfica se representa la componente de campo total y se puede apreciar que el valor máximo de la ganancia medida se encuentra ligeramente por encima de los 10 dBi, y el ancho de haz del diagrama de radiación medido es de 60°.

Las Figuras 6.43 y 6.44 muestran cortes del diagrama de radiación medido, realizados en los planos XZ e YZ respectivamente. En estas dos figuras se discrimina entre las componentes de polarización, representando separadamente la componente copolar (traza negra) y la componente contrapolar (traza roja). Se destaca que la componente contrapolar está por debajo de la línea de -20 dB para todo el diagrama de radiación, lo que indica los buenos resultados obtenidos con respecto al rechazo de polarización cruzada.

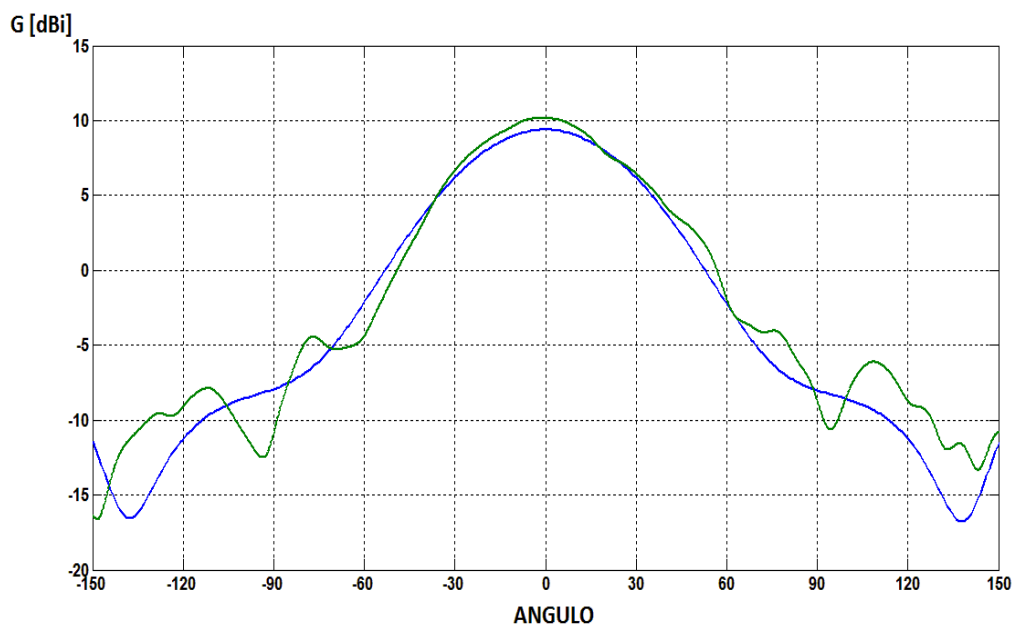


Figura 6.42: Corte del diagrama de radiación en el plano XZ simulado (traza azul) y medido (traza verde). Componente de campo Total.

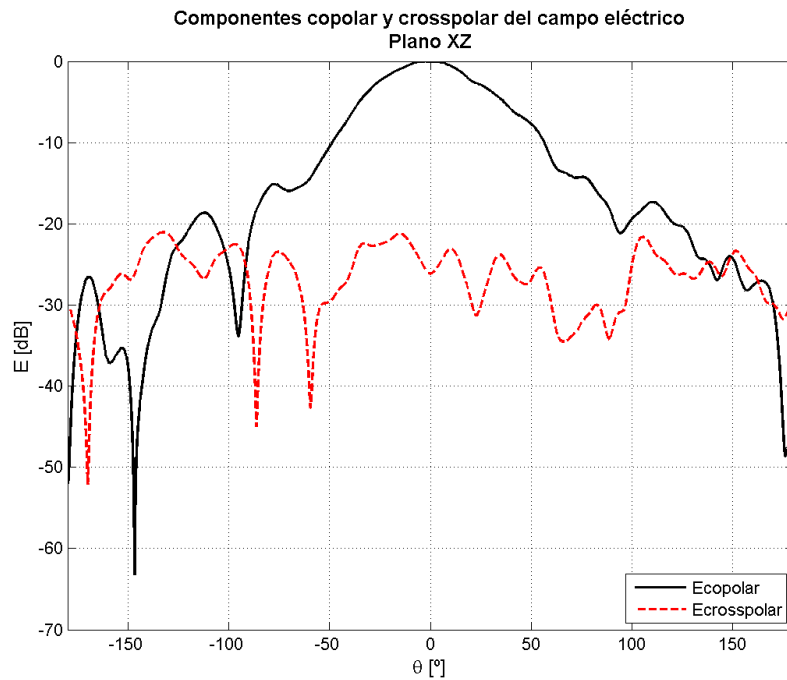


Figura 6.43: Corte del diagrama de radiación medido en el plano XZ, componente copolar (traza negra) y componente contrapolar (traza roja).

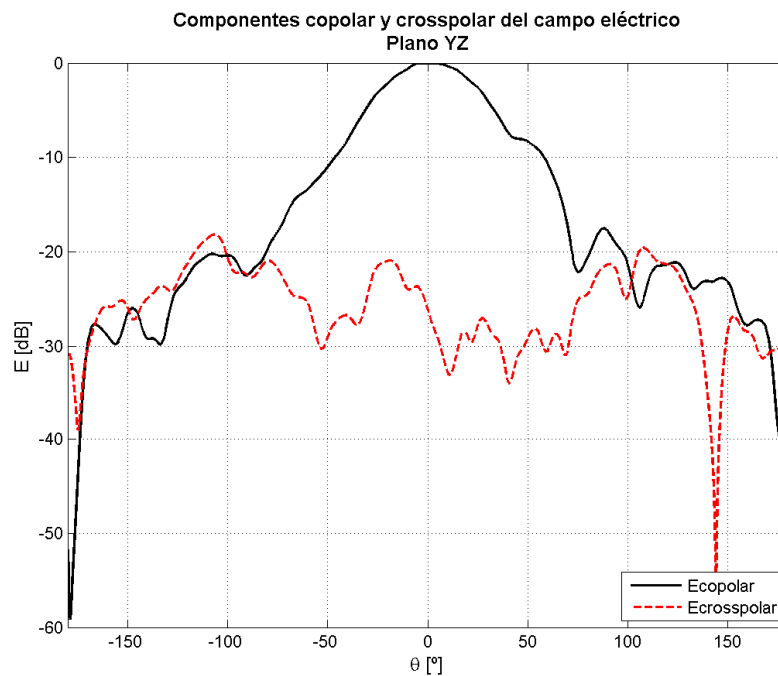


Figura 6.44: Corte del diagrama de radiación medido en el plano YZ, componente copolar (traza negra) y componente contrapolar (traza roja).

Finalmente, en la Figura 6.45 se muestra el diagrama de la elipse de polarización medido para el plano XY. Se puede destacar en esta gráfica que la relación axial obtenida es de 0,86 dB para la frecuencia central de la banda de trabajo 2.7 GHz.

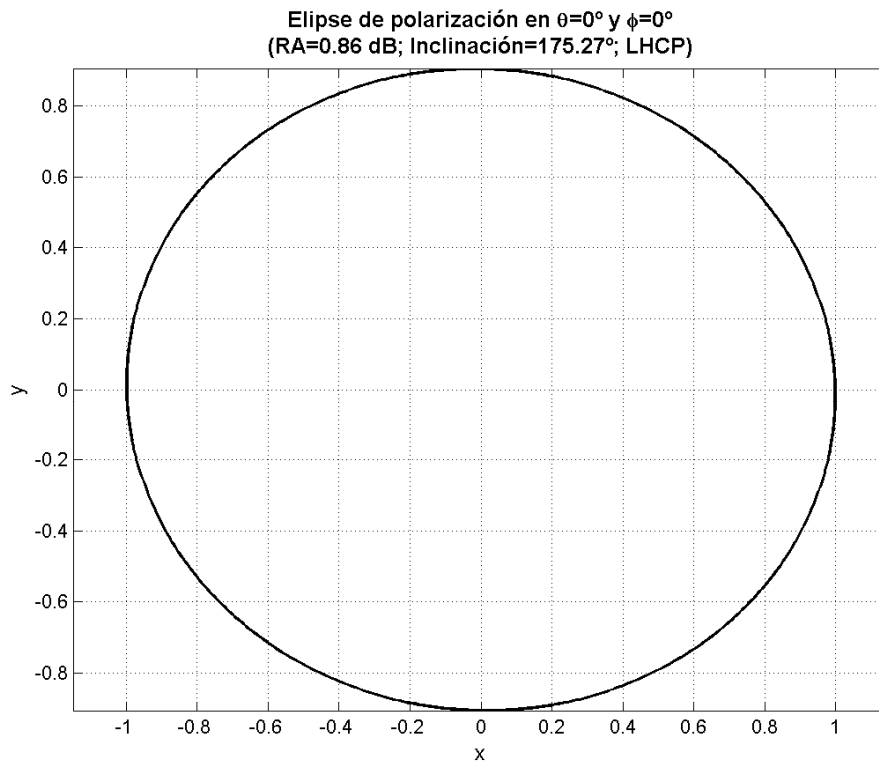


Figura 6.45: Elipse de polarización.

Los resultados de las medidas de la antena son concordantes con los valores simulados, validando de este modo las respuestas de ganancia, diagrama de radiación, así como en las características de polarización.

En la Tabla 6.8 se presenta un resumen de las características principales de la antena de ranuras cruzadas de bajo perfil para banda S.

Tabla 6.8: Características principales de la antena de ranuras cruzadas de bajo perfil para banda S.

Impedancia Z	50Ω
Ganancia	10dB
Ángulo de potencia mitad θ_3	60°
Atenuación $\theta = 30^\circ$	3dB
Rechazo de polarización cruzada $\theta = 0^\circ$	>20dB
Relación frente-espalda	20dB
Ancho de banda (-10dB) (Puerto de entrada del acoplador Híbrido)	900 MHz (2,4/3,3 GHz) 31,5%

6.9 Ventajas de la Antena de Ranuras Cruzadas

Como vimos en el Capítulo 3, las antenas elementales utilizadas en los radares ISR basados en agrupaciones de antenas son, en general, del tipo dipolos cruzados o Yaguis cruzadas. Estas antenas son dispositivos balanceados con una impedancia aproximada de 75 Ω. Sin embargo los amplificadores de potencia de radiofrecuencia de transmisión, los amplificadores de bajo ruido de recepción y las líneas de transmisión que los vinculan son dispositivos desbalanceados con impedancia de 50 Ω. Por este motivo el diseño de las antenas elementales mencionadas anteriormente deben incluir un BALUN y una red de adaptación de impedancia.

Por otra parte, en trabajos anteriores [117] se han investigado maneras de excitar los modos degenerados de un plano, sin embargo, los métodos de excitación investigados también requieren adaptación de impedancias.

La principal ventaja de las antenas de ranuras es que pueden ser alimentadas directamente mediante una línea coaxil desbalanceada [107]. De este modo, la antena de ranuras cruzadas analizada en este capítulo puede ser alimentada directamente sin la necesidad de un BALUN o una red de adaptación de impedancias, ya que al excitar el plano radiante a través de las ranuras se logra una adaptación a 50 ohms, lo que permite la adaptación sin necesidad de una red específica para este fin.

Otra ventaja de la antena de ranuras cruzadas es que se trata de una estructura robusta, barata y fácil de replicar de unidad a unidad, ya que cientos o miles de radiadores se requieren en una gran agrupación de antenas, como las empleadas en radares ISR. Un radiador que va a ser empleado en una agrupación de antenas requiere

que la construcción física del mismo sea capaz de soportar requerimientos medioambientales, tales como requerimientos térmicos, de vibraciones, golpes, etc.

El principal inconveniente de la antena de ranuras cruzadas es que al tratarse de una antena de onda completa (full wave antenna) ocupa un área mayor que la antena de dipolos cruzados, que es una antena de media longitud de onda. El área ocupada por el elemento radiante de una agrupación de antenas debe ser lo suficientemente pequeña para ajustarse a la separación admisible entre elementos requerida al diseñar la agrupación.

Capítulo 7

Agrupaciones de Antenas

7.1 Introducción

Las antenas básicas estudiadas anteriormente proporcionan grandes anchos de haz y, consecuentemente, valores de directividad reducidos. Ello es debido a que sus dimensiones eléctricas son, como máximo, del orden de la longitud de onda. En aquellas aplicaciones en las que son necesarias directividades elevadas, como en el caso que nos ocupa, deben utilizarse antenas de grandes dimensiones eléctricas con distribuciones de corriente lo más uniformes posible [118].

Si bien en teoría puede obtenerse cualquier diagrama de radiación diseñando una distribución de corriente cuya transformada de Fourier sea el diagrama deseado [118], en la práctica no es posible lograr cualquier distribución de corrientes sobre una antena determinada. Este problema puede solucionarse con ayuda de una agrupación de antenas (antenna arrays), alimentadas con amplitudes y fases tales que la interferencia de los campos radiados por todas las antenas nos proporcione el diagrama deseado.

Las agrupaciones de antenas se utilizan en multitud de aplicaciones que requieren la síntesis de un diagrama con especificaciones muy precisas de directividad, ancho de haz o nivel de lóbulo principal a secundario y, además, permiten variar electrónicamente la forma del diagrama de radiación modificando la amplitud y la fase de las alimentaciones de las antenas básicas (agrupaciones de barrido electrónico o phased-arrays).

En este capítulo se describirá la teoría básica de agrupaciones de antenas, para luego aplicarla al diseño de agrupaciones de barrido electrónico que cumplan con los requerimientos para ser empleadas en Radares de Dispersión Incoherente y que emplean como elementos radiantes antenas de ranuras cruzadas.

7.2 Campos radiados por Agrupaciones – Factor de Agrupación

Supongamos un escenario simple de una agrupación de antenas formada por dos dipolos horizontales infinitesimales en el espacio libre, colocados como se muestra en la Figura 7.1. El dipolo situado en $(0, 0, d/2)$ está alimentado con una corriente $I_0 \angle (\xi/2)$ y el dipolo situado en $(0, 0, -d/2)$ está alimentado con una corriente $I_0 \angle (\xi/2)$, donde ξ es la diferencia de fase añadida a los dos dipolos externamente a través de un desplazador de fase.

El campo eléctrico total en el punto de observación O se da como la suma vectorial de los campos debidos a las dos antenas individuales [8] (sin considerar los efectos de acoplamiento mutuo):

$$\mathbf{E}_{\text{Total}} = \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2 = \hat{a}_\theta \frac{j \eta k I_0}{4 \pi} l \left(\frac{e^{-j(k r_1 - \frac{\xi}{2})}}{r_1} |\cos \theta_1| + \frac{e^{-j(k r_2 + \frac{\xi}{2})}}{r_2} |\cos \theta_2| \right) \quad (7.1)$$

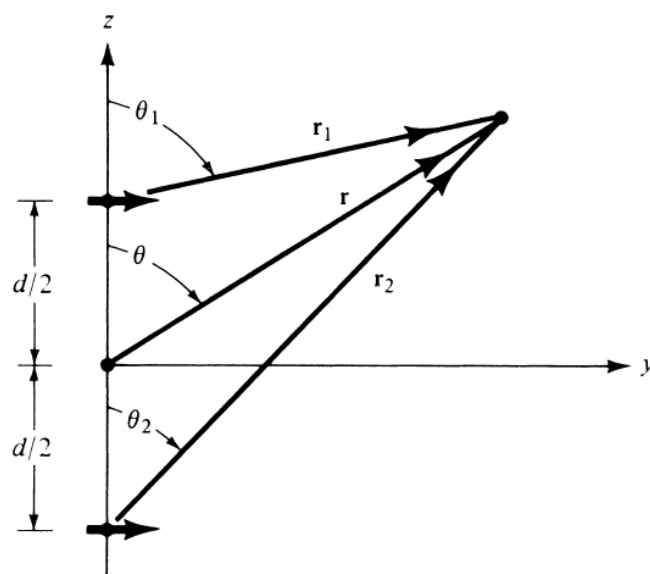


Figura 7.1. Geometría de una agrupación de dos antenas separadas una distancia d [71].

En el campo lejano r_1, r_2 y r son paralelos como, se muestra en la figura 6.2, por lo que $\theta_1 \approx \theta_2 \approx \theta$ y $r_1 \approx r_2 \approx r$ para las variaciones de amplitud y $r_1 \approx r - (d/2) \cos \theta$ y $r_2 \approx r + (d/2) \cos \theta$ para las variaciones de fase. Por lo tanto, la ecuación (7.1) se puede volver a escribir como:

$$\mathbf{E}_{\text{Total}} = \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2 = \hat{a}_\theta \frac{j \eta k I_0}{4 \pi} l e^{-jkr} |\cos \theta| 2 \cos \left[\frac{1}{2} (k d \cos \theta + \xi) \right] \quad (7.2)$$

Mirando las ecuaciones (7.1) y (7.2) se puede observar que el campo total es igual al campo del elemento único (*factor de elemento*) situado en el origen, multiplicado por un *factor de agrupación (FA)* dado por:

$$FA = 2 \cos \left[\frac{1}{2} (k d \cos \theta + \xi) \right] \quad (7.3)$$

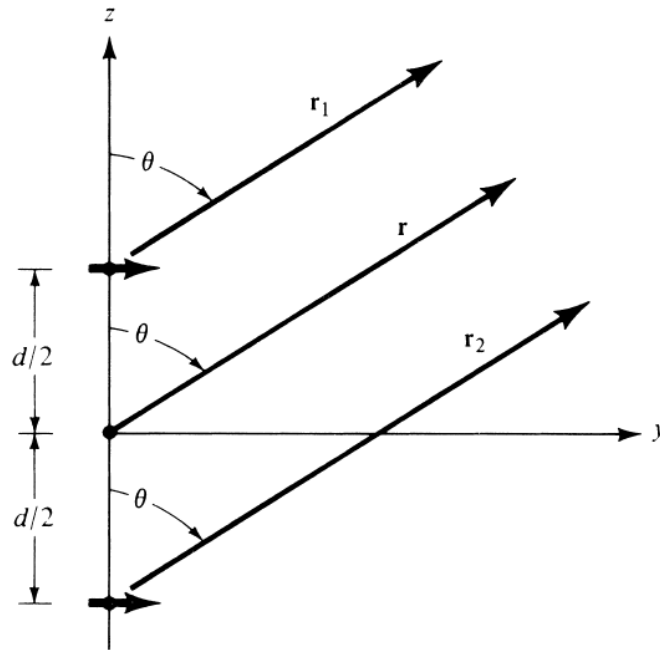


Figura 7.2. Geometría de campo lejano de dos antenas separadas una distancia d [71].

Generalmente, el diagrama de radiación de campo lejano de una agrupación está dado por la multiplicación del diagrama de radiación del elemento radiante simple y el factor de agrupación:

$$\text{Diagrama de Radiación Total} = \text{Diagrama del Elemento Radiante} \times \text{Factor de Agrupación}$$

(7.4)

El factor de agrupación es función de los siguientes parámetros:

1. La geometría (por ejemplo, disposición lineal, circular o plana de los elementos radiantes).
2. La amplitud y la fase de la corriente de excitación de cada elemento individual.
3. El número de elementos.
4. La distancia de separación entre elementos adyacentes.
5. La frecuencia de operación.

7.3 Agrupación Lineal Uniforme

Considerando ahora una agrupación de N elementos, radiadores isotrópicos, como se muestra en la figura 7.3. Es una agrupación lineal ya que todos los elementos están situados a lo largo de una sola línea y se llama uniforme porque cada elemento radiante idéntico se alimenta con una corriente de la misma magnitud pero con un desplazamiento de fase progresivo ξ . La distancia de separación entre elementos adyacentes es d .

En este caso, el factor de agrupación se puede expresar como la suma de todas las contribuciones de radiadores básicos [8]:

$$FA = 1 + e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} \quad (7.5)$$

siendo:

$$\psi = k d \cos \theta + \xi \quad (7.6)$$

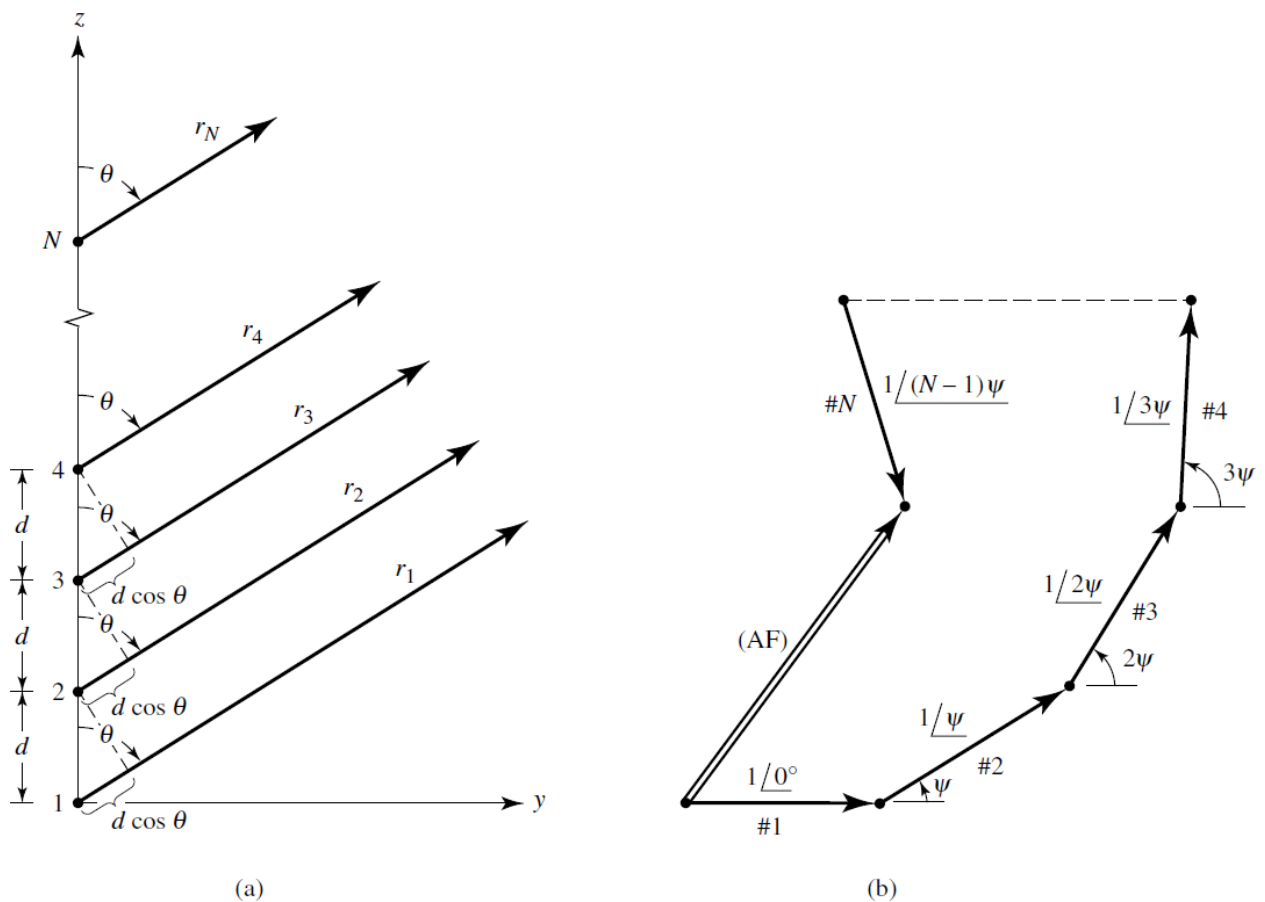


Figura 7.3. Configuración geométrica de N radiadores isotrópicos a lo largo del eje z , separados por una distancia d y alimentados con una fase progresiva ξ : a) Geometría, b) Diagrama fasorial [71].

La ecuación (7.5) es una serie geométrica:

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \quad (7.7)$$

que puede expresarse en forma compacta [71]:

$$FA = \frac{\text{sen}(N\psi/2)}{\text{sen}(\psi/2)} \quad (7.8)$$

El valor máximo de la ecuación anterior es igual a N. Para normalizar los factores de agrupación de modo que el valor máximo de cada uno sea igual a la unidad, se escribe (7.8) en forma normalizada como [71]:

$$(FA)_n = \frac{1}{N} \left[\frac{\text{sen}(N\psi/2)}{\text{sen}(\psi/2)} \right] \quad (7.9)$$

En la Figura 7.4 se muestra una grafica del módulo $(FA)_n$ en función de ψ , para distintos valores de N. Se puede apreciar que $(FA)_n$ es una función periódica del ángulo ψ , de período 2π (360°). Para obtener el diagrama de radiación en función de las direcciones del espacio real θ , se sustituye ψ por su valor según (7.6), con lo que se incluye la dependencia con el espaciado, la fase progresiva y la frecuencia de trabajo.

Como el ángulo θ , que indica la dirección de radiación en el espacio, sólo toma valores reales entre 0 y π , los cuales según (7.6) corresponden a un intervalo de variación de ψ ,

$$\psi \in [-kd + \xi, kd + \xi] \quad (7.10)$$

resulta que solamente la parte de $(FA)_n$ comprendida en el intervalo (7.10) pertenece al diagrama de radiación. A este intervalo se le llama el **margen visible**.

La longitud del margen visible es $2kd$ y está centrado en $\psi = \xi$, de forma que su tamaño es proporcional al espaciado de la agrupación, normalizado con respecto a la longitud de onda, y su posición en el eje ψ varía con la fase progresiva ξ .

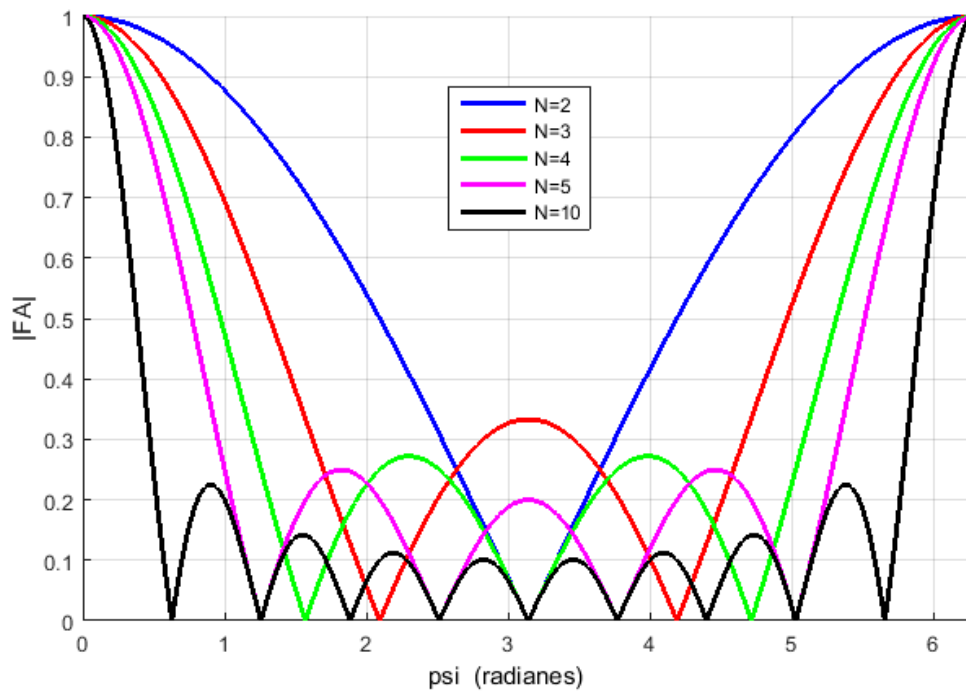


Figura 7.4. Grafica del módulo de $(FA)_n$ en función de ψ , para distintos valores de N .

Examinando las ecuaciones (7.8) y (7.9) se destacan los siguientes puntos sobre el factor de agrupación de una agrupación lineal uniforme:

1. El máximo principal (lóbulo mayor) ocurre cuando $\psi/2 = \pm m\pi$; para $m=0,1,2,\dots$ es decir:

$$k d \cos \theta_{Max} + \xi = \pm 2 m \pi \quad \text{o bien:}$$

$$\theta_{Max} = \cos^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} (-\xi \pm 2 m \pi) \right] \quad m=0,1,2,\dots \quad (7.11)$$

Normalmente es deseable tener un solo lóbulo mayor, es decir, $m=0$ solamente. Esto se puede conseguir eligiendo d/λ suficientemente pequeño. Entonces:

$$\theta_0 = \cos^{-1} \left(\frac{-\xi \lambda}{2\pi d} \right) \quad (7.12)$$

2. Los nulos ocurren cuando $\text{sen}(N\psi/2) = 0$; Es decir, $N\psi/2 = \pm n\pi$ para $n = 1, 2, 3, \dots$ y $n \neq N, 2N, 3N, \dots$. Entonces:

$$k d \cos \theta_n + \xi = \pm \frac{2}{N} n \pi \quad \text{o bien:}$$

$$\theta_n = \cos^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\xi \pm \frac{2n}{N} \pi \right) \right]$$

$$n = 1, 2, 3, \dots$$

$$n \neq N, 2N, 3N, \dots \quad (7.13)$$

Para $n = N, 2N, 3N, \dots$, (7.9) alcanza sus valores máximos porque se reduce a una forma $\text{sen}(0)/0$. Los valores de n determinan el orden de los nulos (primero, segundo, etc.). Para que exista un cero, el argumento del *arco coseno* no puede exceder la unidad. Por lo tanto, el número de nulos que pueden existir será una función de la separación de elementos d y de la diferencia de fase de excitación ξ .

3. Los máximos de los lóbulos secundarios son los máximos de $(FA)_n$ donde $(FA)_n < 1$. Estos se ilustran en la Figura 7.4. Los máximos secundarios se producen cuando el numerador alcanza un máximo y $(FA)_n$ está más allá de su 1^{er} nulo:

$$\sin\left(\frac{N}{2} \psi\right) = \pm 1 \Rightarrow \frac{N}{2}(k d \cos \theta_s + \xi) = \pm (2s + 1) \frac{\pi}{2}, \text{ o bien:}$$

$$\theta_s = \cos^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\xi \pm \frac{(2s + 1)}{N} \pi \right) \right]$$

$$s = 1, 2, 3, \dots \quad (7.14)$$

El máximo del primer lóbulo secundario ocurre para $s=1$:

$$\theta_1 = \cos^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\xi \pm \frac{3\pi}{N} \right) \right]$$

$$(7.15)$$

En la Figura 7.5 se muestra una grafica de $(FA)_n$ en función de ψ , expresado en dB, para distintos valores de N . Se puede observar que el nivel del primer lóbulo lateral decrece a medida que aumenta N , tendiendo a 13.3 dB para valores muy grandes de N (para un valor de $N=2$ no hay lóbulos laterales). Esta gráfica se puede utilizar para computar los valores de los ángulos que determinan el ancho de haz. La Tabla 7.1 es una lista de los ángulos en el espacio ψ , correspondientes a los niveles de -3dB, y -10 dB de la función Factor de Agrupación $(FA)_n$ en función del número de elementos N , expresados en grados [119].

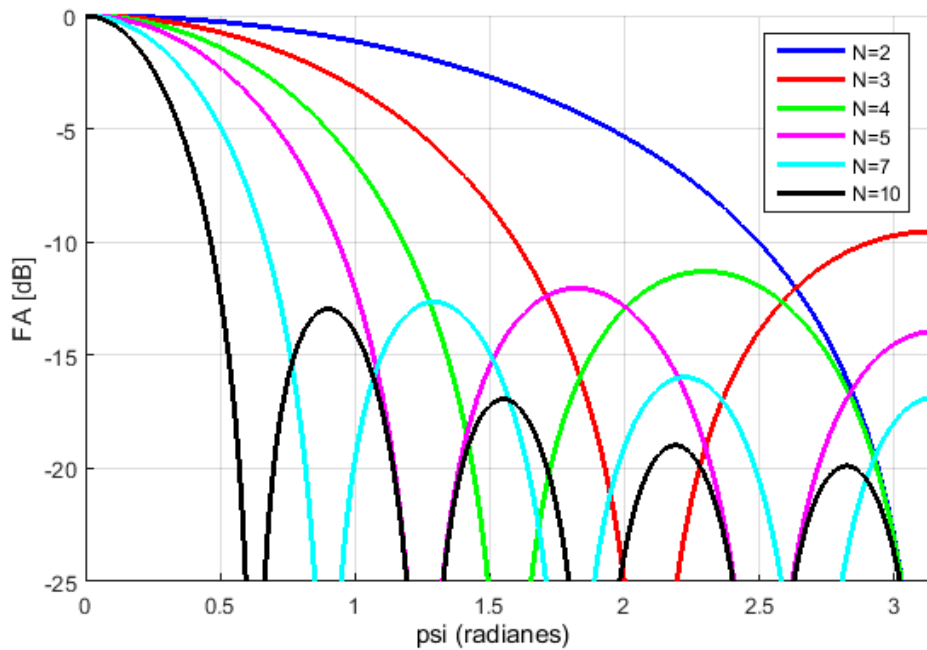


Figura 7.5. Gráfica de $(FA)_n$ en función de ψ , expresado en dB, para distintos valores de N .

Tabla 7.1: Ángulos el espacio ψ correspondientes a los niveles de -3dB, y -10 dB de la función Factor de Agrupación $(FA)_n$ en función del número de elementos N (grados) [119].

N	3 dB	10 dB	N	3 dB	10 dB	N	3 dB	10 dB
2	90.00	143.13	11	14.55	24.21	20	7.980	13.29
3	55.90	91.47	12	13.33	22.18	24	6.649	11.08
4	40.98	67.63	13	12.30	20.47	28	5.698	9.492
5	32.46	53.75	14	11.42	19.00	32	4.985	8.305
6	26.90	44.63	15	10.65	17.74	36	4.431	7.382
7	22.98	38.18	16	9.98	16.62	40	3.988	6.643
8	20.07	33.36	17	9.39	15.64	50	3.190	5.314
9	17.81	29.62	18	8.87	14.77	64	2.492	4.152
10	16.02	26.64	19	8.40	14.00	100	1.595	2.657

4. Para calcular el ángulo de potencia mitad en función de las direcciones del espacio real θ , se sustituye ψ por su valor correspondiente al nivel de -3dB, (ψ_{3dB}):

$$k d \cos \theta_{1,2} + \xi = \pm \psi_{3dB} \quad (7.16)$$

Como el diagrama es simétrico en el espacio ψ , ψ_{3dB} toma dos valores, uno positivo y otro negativo. Luego, como los valores de la tabla están expresados en grados reemplazamos 360° por 2π en k :

$$\frac{360^\circ}{\lambda} d \cos \theta_{1,2} = \pm \psi_{3dB} - \xi \quad (7.17)$$

$$\cos \theta_{1,2} = \frac{\pm \psi_{3dB} - \xi}{(360^\circ) d/\lambda} \quad (7.18)$$

$$\theta_1 = \cos^{-1} \left[\frac{\psi_{3dB} - \xi}{(360^\circ) d/\lambda} \right], \quad \theta_2 = \cos^{-1} \left[\frac{-\psi_{3dB} - \xi}{(360^\circ) d/\lambda} \right] \quad (7.19)$$

Finalmente, el ángulo de potencia mitad en función de las direcciones del espacio real θ resulta:

$$HPBW = \theta_2 - \theta_1 \quad (7.20)$$

A partir de la gráfica de $(FA)_n(\psi)$ en coordenadas cartesianas, puede obtenerse el factor de la agrupación en el espacio real $(FA)_n(\theta)$ en coordenadas polares (Figura 7.6). Para ello se realiza el cambio de variable $\psi = k d \cos \theta + \xi$ con ayuda de un círculo de radio kd centrado en $\psi = \xi$. Las direcciones del espacio real θ se representan sobre este círculo en coordenadas polares. La proyección de un punto de la circunferencia sobre el eje horizontal dista del centro del círculo $kd \cos \theta$. Como la circunferencia está centrada en $\psi = \xi$, la proyección de un punto de la circunferencia dista del origen de coordenadas $\psi = k d \cos \theta + \xi$, con lo que se realiza el cambio de variable deseado [118].

No debe olvidarse que el factor de una agrupación lineal sobre el eje z , expresado en coordenadas esféricas en el espacio real, depende únicamente del ángulo θ y no de ϕ , por presentar simetría de revolución alrededor del eje z , coincidente con el eje de la agrupación. Por este motivo, suele trazarse únicamente el semicírculo superior de la gráfica en coordenadas polares, al ser el semicírculo inferior simétrico.

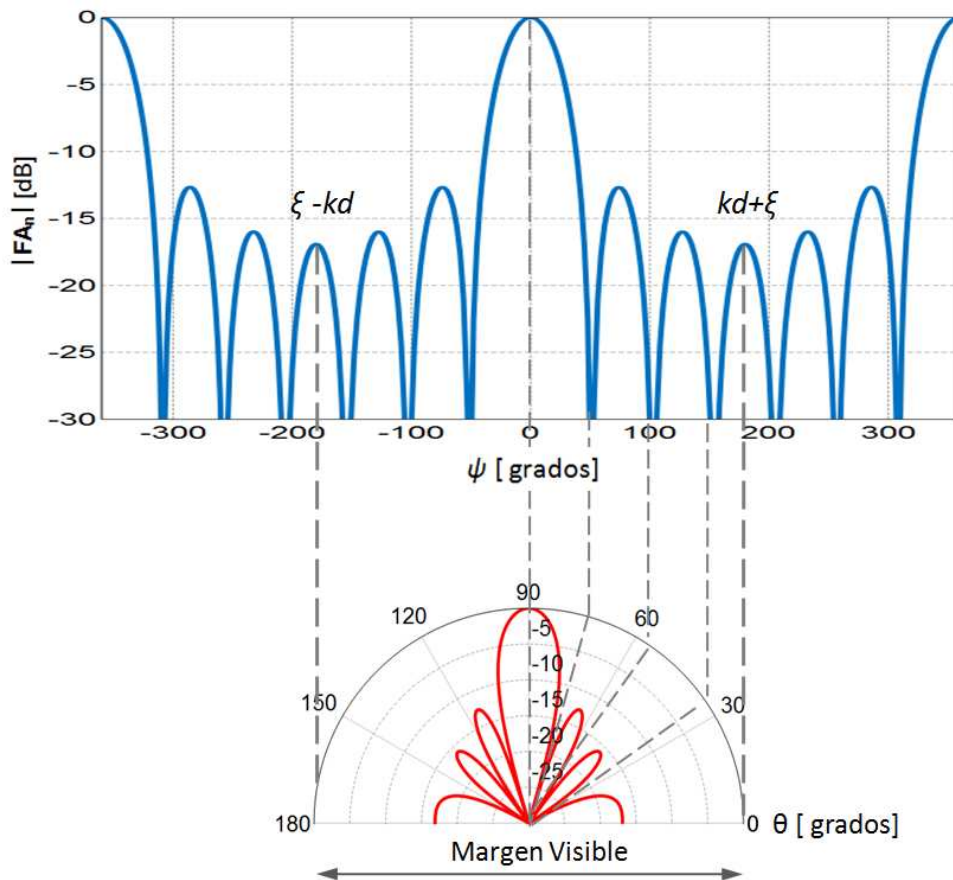


Figura 7.6. Grafica de $(FA)_n$ en el espacio real en coordenadas polares, para $N=7$ y $d=\lambda/2$.

7.4 Agrupaciones con barrido de fase (Phased Arrays)

Según la ecuación (7.12) puede controlarse la dirección del máximo de radiación variando la fase progresiva ξ . Si la dirección deseada está en $\theta = \theta_0$, ξ debe ajustarse de manera que:

$$k d \cos \theta_0 + \xi = 0, \quad \xi = -k d \cos \theta_0 \quad (7.21)$$

Así, controlando el desplazamiento de fase progresivo entre los elementos, el máximo de radiación puede dirigirse a cualquier dirección deseada. Este es el principio de funcionamiento de las agrupaciones con barrido de fase (phased arrays), en las que la dirección del máximo se varía de forma electrónica mediante un control (por medios analógicos o digitales) de la fase progresiva.

Esto permite realizar el barrido del haz con la antena permaneciendo fija en el espacio, sin la intervención de movimiento mecánico en el proceso de exploración. De esta manera **se logra escanear sin inercia**. La capacidad de escaneado rápido y preciso del

haz en microsegundos permite a los sistemas basados en agrupaciones con barrido de fase realizar múltiples funciones, ya sea entrelazadas en el tiempo o simultáneamente. Las funciones de control del haz se pueden programar de forma rápida y precisa mediante el uso de computadoras.

En la Figura 7.7 se muestra un ejemplo correspondiente a una agrupación lineal uniforme de 11 elementos ($N=11$) con una separación entre elementos $d= \lambda/2$. Un desplazamiento de fase progresiva $\xi= 90^\circ$ en el espacio angular ψ implica, a través de la ecuación (7.21), un desplazamiento del haz principal en el espacio real a la posición $\theta_0 = 60^\circ$.

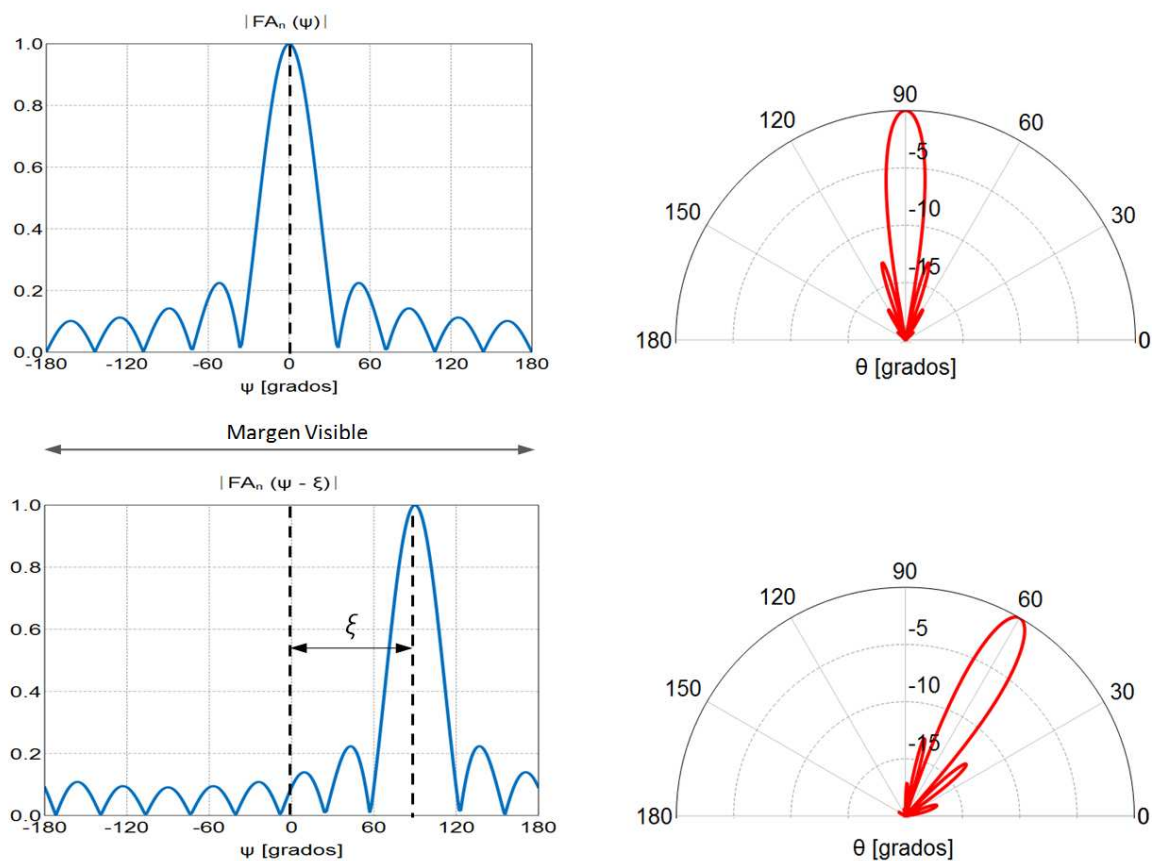


Figura 7.7. Factor de agrupación en espacio angular ψ y en el espacio real correspondiente a una agrupación lineal uniforme de 11 elementos ($N=11$) con una separación entre elementos $d= \lambda/2$. Un desplazamiento de fase progresiva $\xi= 90^\circ$ se corresponde con un desplazamiento del haz principal en el espacio real a $\theta_0 = 60^\circ$.

7.5 Lóbulos de difracción (Grating Lobes)

Debido a que el factor de la agrupación $(FA)_n$ es periódico con periodo 2π (ver Figura 7.4), si el máximo de $(FA)_n$ está ubicado en ψ_{Max} existen máximos periódicos en los múltiplos enteros de 2π , $\psi = \psi_{Max} + 2m\pi$. Cuando estos máximos periódicos se encuentran dentro del margen visible aparecen múltiples máximos de radiación en el espacio real, denominados **lóbulos de difracción (grating lobes)**. En el diseño de agrupaciones con barrido de fase es imprescindible que los lóbulos de difracción se eliminen dentro del espacio visible, ya que estos lóbulos reducen la potencia en el haz principal y por lo tanto reducen la ganancia de antena e introducen señales y ruidos no deseados.

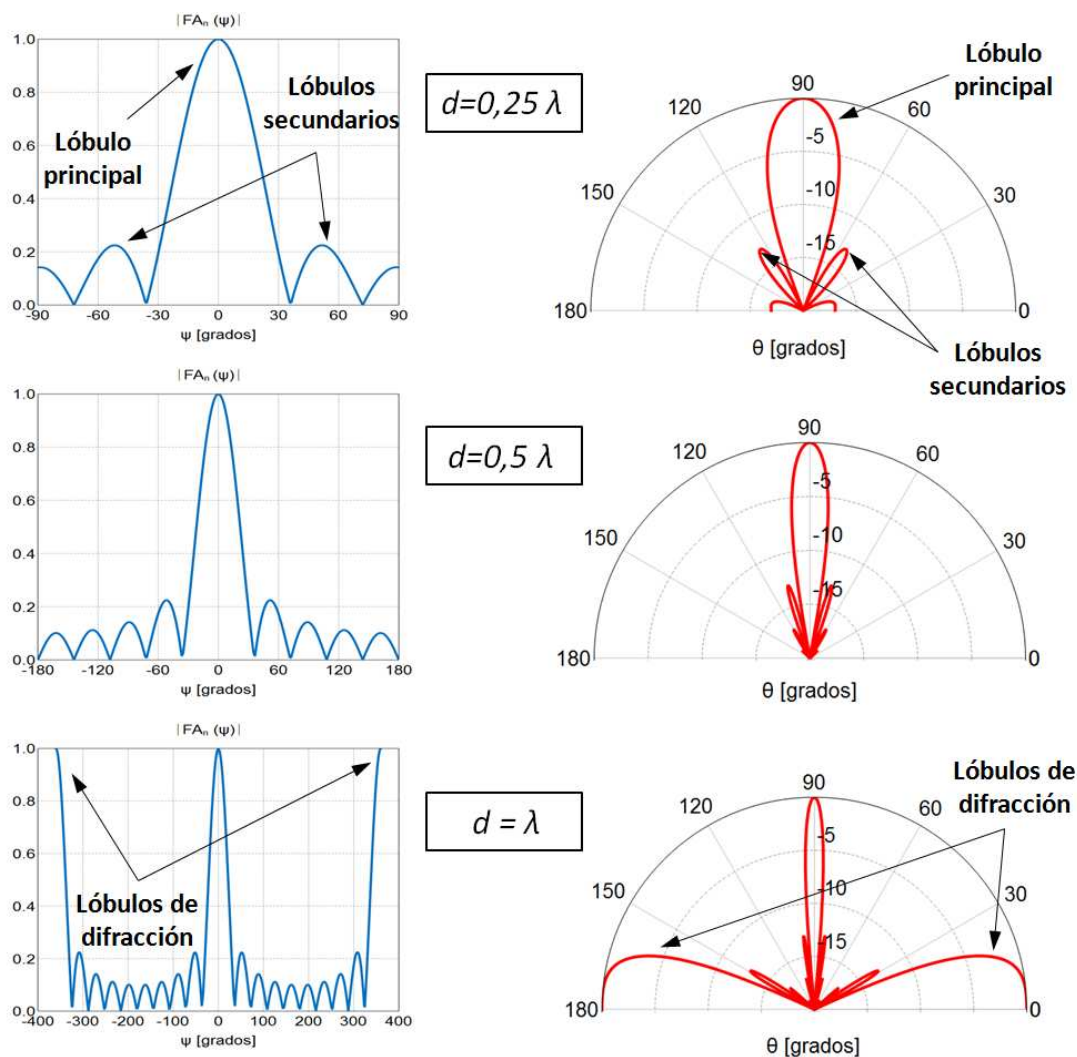


Figura 7.8. Factor de agrupación en espacio angular ψ y en el espacio real correspondiente a una agrupación lineal uniforme de 10 elementos ($N=10$), para distintos valores de d . Para $d=\lambda$ se producen lóbulos de difracción.

En la Figura 7.8 se grafica la porción del factor del Factor de agrupación $(FA)_n(\psi)$ en coordenadas cartesianas (color azul) dentro del margen visible y el factor de agrupación en el espacio real $(FA)_n(\theta)$ en coordenadas polares (color rojo), correspondiente a una agrupación lineal uniforme de 10 elementos ($N=10$), para distintos valores de d .

Se observa que si aumenta el espaciado normalizado con la longitud de onda, d/λ , aumenta el margen visible $2kd$ y por tanto el tamaño del círculo el espacio real $(FA)_n(\theta)$, con lo que aparece un mayor número de lóbulos (más estrechos) en el diagrama de radiación. Si el espaciado entre elementos d aumenta suficientemente para que los máximos periódicos entren en el margen visible, aparecen lóbulos de difracción.

En general, un aumento del espaciado d o de la frecuencia implica un mayor número de lóbulos secundarios y un menor ancho de haz, pero no modifica el nivel de lóbulo principal a secundario.

El cambio de variable (7.6) distorsiona el ancho de los lóbulos de la siguiente forma: a igualdad de ancho en el eje ψ , los lóbulos en direcciones próximas al plano perpendicular al eje de la agrupación, $\theta = 90^\circ$, son más estrechos que los lóbulos en direcciones próximas al eje, $\theta = 0^\circ$.

De acuerdo con la ecuación (7.11), el máximo del lóbulo principal deseado de $(FA)_n$ corresponde a $\psi = 0$, (Figura 7.4) y los lóbulos de difracción corresponden a $\psi = \pm 2\pi$. Consideremos el caso general cuando el haz es dirigido a $\theta = \theta_0$, de manera que, $\xi = -k d \cos \theta_0$, como se da en (7.21), entonces tenemos:

$$\psi = k d \cos \theta - k d \cos \theta_0 = \pm 2\pi$$

o

$$\cos \theta = \cos \theta_0 \pm \frac{\lambda}{d}$$

de la condición $|\cos \theta| \leq 1$, tenemos:

$$-1 \leq \cos \theta_0 \pm \frac{\lambda}{d} \leq 1 \tag{7.22}$$

Basándonos en (7.22) podemos obtener una condición para evitar los lóbulos de difracción. Observe que $d > 0$, y su valor debe ser elegido de modo que:

$$\boxed{d < \frac{\lambda}{1 + |\cos \theta_0|}} \tag{7.23}$$

Esta expresión establece una cota superior para el valor de d . Si se usa el signo de igualdad en la ecuación, en realidad podríamos incluir el lóbulo de difracción lugar de evitarlo. Para los haces estrechos, sin embargo, el error cometido aplicando la ecuación

(7.23) es a menudo lo suficientemente pequeño como para justificar su uso, en lugar de una fórmula exacta más engorrosa que tenga en cuenta el ancho del lóbulo de difracción. En la práctica el valor de d es reducido en un pequeño porcentaje para asegurar que el lóbulo de difracción esté situado por fuera del margen visible. La Figura 7.9 presenta una gráfica de la ecuación (7.23) [121].

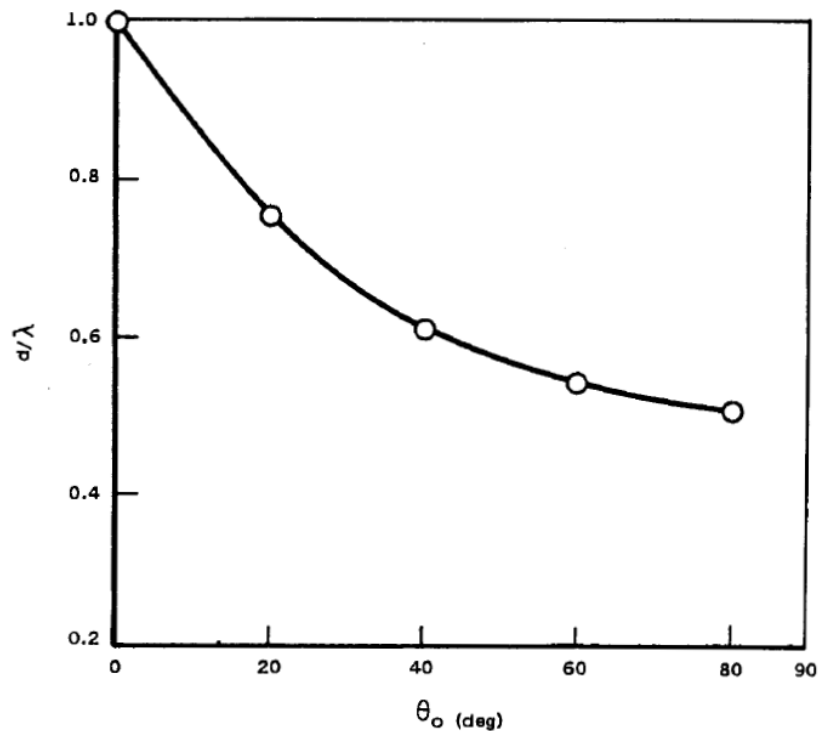


Figura 7.9. Máxima separación entre elementos permisible en función del ángulo máximo de exploración [121]. (El eje de las abscisas representa el ángulo de exploración absoluto con respecto a $\theta = 90^\circ$).

Del análisis anterior surge que para agrupaciones con separación entre elementos d menor a $\lambda/2$ no se producen lóbulos de difracción.

Para agrupaciones con separación entre elementos d mayor a $\lambda/2$ y menor que λ , la aparición de lóbulos de difracción está determinada por el ángulo de exploración θ_0 , ecuación (7.23).

Las agrupaciones con separación de elementos d mayor que λ siempre tienen lóbulos de difracción, pero el patrón de los elementos radiantes individuales puede reducir los lóbulos de difracción a niveles aceptables y permitir un espaciamiento de elementos como el indicado (recordemos que el diagrama de radiación real es el producto del diagrama de radiación del elemento radiante individual y el factor de agrupación).

7.6 Directividad de Agrupaciones lineales

La directividad de una agrupación de antenas es uno de sus parámetros más importantes, pues proporciona una medida de la capacidad de la agrupación para concentrar el haz principal en una o varias direcciones del espacio.

La directividad de una agrupación está definida como el cociente entre la densidad de potencia por unidad de ángulo sólido radiada en la dirección del máximo y la que produciría una antena isótropa que radiase la misma potencia total [118], [120], [121]:

$$D = \frac{U_{MAX}}{P_r/4\pi} \tag{7.24}$$

La potencia total radiada es la integral, en coordenadas esféricas, de la intensidad de radiación $U(\theta, \phi)$ en todas las direcciones del espacio:

$$P_r = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \phi) \sin \theta \, d\theta \, d\phi \tag{7.25}$$

Con objeto de analizar la mejora de directividad debida a la agrupación, se supone que la antena básica es isótropa, de forma que la intensidad de radiación es igual al factor de la agrupación elevado al cuadrado:

$$U(\theta, \phi) = |(FA)_n(\psi)|^2 \tag{7.26}$$

y sustituyendo en la expresión de la directividad, obtenemos:

$$D = 4\pi \frac{|(FA)_n(MAX)|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |(FA)_n(\psi)|^2 \sin \theta \, d\theta \, d\phi} \tag{7.27}$$

La integral del denominador, que representa la potencia total radiada, se simplifica si se expresa el factor de la agrupación en función del espaciado d y el desfase progresivo ξ , con el cambio de variable (7.6):

$$\begin{aligned} \psi &= k d \cos \theta + \xi \\ d\psi &= -kd \sin \theta \, d\theta \end{aligned} \tag{7.28}$$

de forma que la expresión de la directividad se reduce a:

$$D = \frac{2kd |(FA)_n(MAX)|^2}{\int_{\xi-kd}^{\xi+kd} |(FA)_n(\psi)|^2 \, d\psi} \tag{7.29}$$

Obsérvese que los límites de la integral son los mismos que los del margen visible, por lo que la integración se extiende únicamente sobre el margen visible, que es la parte del factor de la agrupación asociada con el diagrama de radiación en el espacio real.

Se puede demostrar que resolviendo la ecuación 7.29 para el caso de una agrupación lineal uniforme, con el máximo de radiación en la dirección perpendicular a la antena ($\xi = 0$), se obtiene la siguiente expresión [120]:

$$D = \frac{N^2}{N + 2 \sum_{n=1}^{N-1} (N - n) \frac{\text{sen } 2nkd}{2nkd}} \tag{7.30}$$

Cuando el espaciado es media longitud de onda, $kd = \pi$, la directividad es igual al número de elementos, $D = N$.

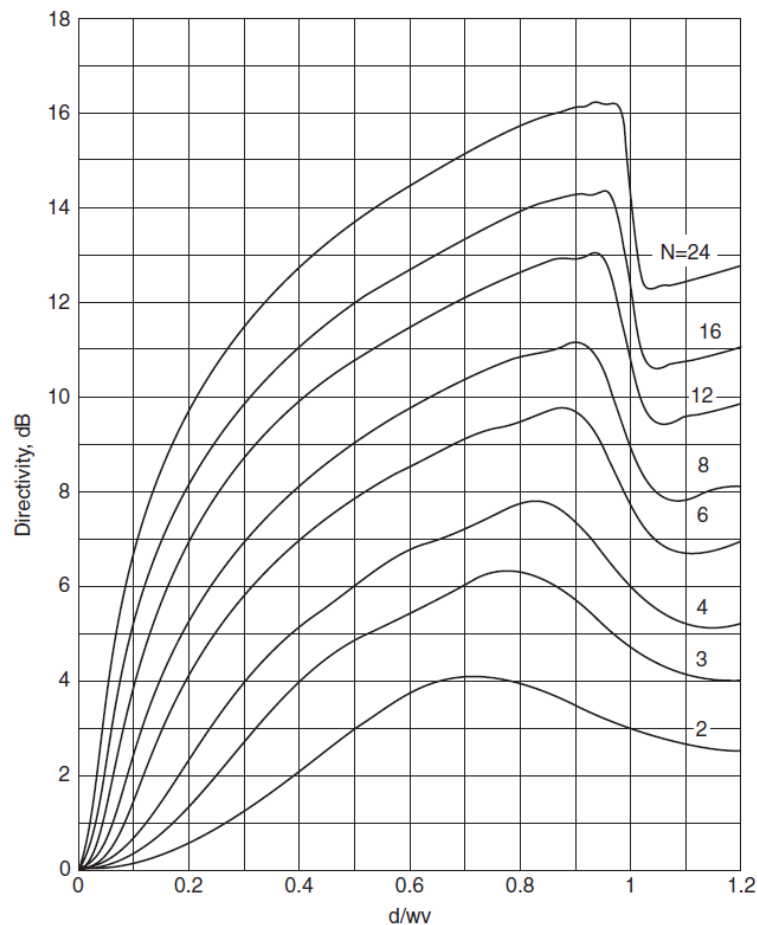


Figura 7.10. Directividad de una agrupación lineal de radiadores isotrópicos en función de d/λ , para distintos valores de N [120].

La ecuación 7.30 se representa en la figura 7.10 para agrupaciones de 2 a 24 elementos, con espaciamentos entre radiadores de hasta $1,2\lambda$. Se puede observar que la directividad crece con la separación entre elementos y cae abruptamente en la aparición del primer lóbulo de difracción, cuando la separación entre elementos se aproxima a λ .

Para espaciados menores que λ , con lo cual sólo existe el lóbulo principal, y cuando el lóbulo principal está en la posición vertical, la directividad se puede aproximar como [121]:

$$D \approx \frac{2\eta Nd}{\lambda}$$

7.31

donde η es definido como eficiencia de apertura. Para valores dados de N y d/λ , la eficiencia de apertura η determina la directividad. El valor de η es determinado por la distribución de corriente empleada para alimentar la agrupación, como se verá en la siguiente sección. El máximo valor de η es la unidad y corresponde a la agrupación uniforme.



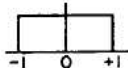
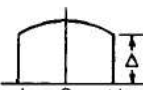
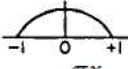
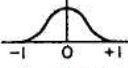
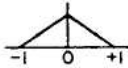
7.7 Agrupaciones Lineales No Uniformes

Hasta este punto se utilizaron varias soluciones numéricas y gráficas para ilustrar algunos de los principios de la teoría para analizar las agrupaciones lineales de antenas con espaciamento uniforme, amplitud uniforme y una fase progresiva entre elementos.

Las agrupaciones no uniformes son aquellas cuyos elementos pueden tener excitaciones variables (distribuciones de amplitud de corriente no uniforme). Hay varias maneras de excitar los elementos de una agrupación de antenas para lograr ciertos objetivos. Por ejemplo, los lóbulos laterales de la agrupación de antenas se reducen si se disminuye la excitación de la agrupación de modo que los elementos del centro se excitan más fuertemente que los que están cerca del borde. Sin embargo, esto trae como contrapartida el ensanchamiento del haz principal y consecuentemente una reducción de la directividad con respecto a la que se obtendría con excitación uniforme.

La Tabla 7.2 [122] muestra la variación del nivel de lóbulos laterales y la variación de la anchura del haz principal del diagrama de radiación generado por una apertura lineal continua para varias distribuciones de amplitud de corrientes seleccionadas. El diagrama de radiación de apertura lineal continua es una buena aproximación del patrón de una agrupación lineal de antenas grande ($N \gg 1$) con espaciado entre elementos igual o menor a media longitud de onda. En esta tabla, el parámetro l es igual a la longitud total de la apertura y para el caso de una agrupación lineal de antenas sería igual a Nd .

Tabla 7.2: Características de diagramas de radiación generados por distintas distribuciones de de amplitud de corrientes en una apertura lineal [122].

Type of Distribution $-1 \leq x \leq 1$	Directivity Pattern $E(u)$	Half Power Beamwidth (Degrees) 	Angular Distance to First Zero 	Intensity of First Sidelobe (Decibels Below Maximum)	Gain Factor
 $f(x) = 1$	$l \frac{\sin u}{u}$	$50.8 \frac{\lambda}{l}$	$57.3 \frac{\lambda}{l}$	13.2	1.0
	$l(1+L) \frac{\sin u}{u}$	$\Delta = 1.0$ $50.8 \frac{\lambda}{l}$	$57.3 \frac{\lambda}{l}$	13.2	1.0
$f(x) = 1 - (1 - \Delta)x^2$	$\Delta = .8$ $52.7 \frac{\lambda}{l}$	$60.7 \frac{\lambda}{l}$	15.8	0.994	
$L = (1 - \Delta) \frac{d^2}{du^2}$	$\Delta = .5$ $55.6 \frac{\lambda}{l}$	$65.3 \frac{\lambda}{l}$	17.1	0.970	
$\Delta = 0$ $65.9 \frac{\lambda}{l}$	$81.9 \frac{\lambda}{l}$	20.6	0.833		
 $\cos \frac{\pi x}{2}$	$\frac{\pi l}{2} \frac{\cos u}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - u^2}$	$68.8 \frac{\lambda}{l}$	$85.9 \frac{\lambda}{l}$	23	0.810
 $\cos^2 \frac{\pi x}{2}$	$\frac{l \sin u}{2} \frac{\pi^2}{\pi^2 - u^2}$	$83.2 \frac{\lambda}{l}$	$114.6 \frac{\lambda}{l}$	32	0.667
 $f(x) = 1 - x $	$\frac{l}{2} \left(\frac{\sin \frac{u}{2}}{\frac{u}{2}} \right)^2$	$73.4 \frac{\lambda}{l}$	$114.6 \frac{\lambda}{l}$	26.4	0.75

Los datos de la tabla indican un patrón generalizado de ensanchamiento del haz principal y descenso del nivel de los lóbulos laterales a medida que las distribuciones de las aberturas se hacen más suaves. La forma en la que decaen los lóbulos laterales es controlada por las derivadas de la distribución de amplitud en el borde de la apertura. Una distribución uniforme, que tiene una discontinuidad en la función y sus derivadas, tiene lóbulos laterales que varían como $(l u/\lambda)^{-1}$. Para las distribuciones coseno-elevada, que son continuas pero tienen derivadas discontinuas en el borde de la apertura, los lóbulos laterales tienen una variación $(l u/\lambda)^{-2}$. La iluminación coseno cuadrado, que es continua, tiene una derivada primera continua y una derivada segunda discontinua, presenta lóbulos laterales que varían como $(l u/\lambda)^{-3}$.

La Tabla 7.2 también da el factor de ganancia (Gain Factor) para cada distribución de amplitud, que es la directividad del diagrama de radiación normalizada con respecto a la directividad máxima que se obtiene con una distribución de amplitud de corriente uniforme. Este parámetro es equivalente al rendimiento de apertura η definido anteriormente (ecuación 7.31).

Analizando los datos de la tabla se puede apreciar que, por ejemplo, utilizando una distribución de amplitudes de corriente triangular en lugar de uniforme, se obtiene una mejora en la atenuación de lóbulos laterales de 13 dB mientras se aumenta la anchura de haz en un factor de aproximadamente 1,45 y se pierde un 25 por ciento de ganancia. Esto es un inconveniente en las agrupaciones de antenas utilizadas en los Radares de Dispersión Incoherente ya que se incrementa significativamente el número de elementos radiantes para lograr los mismos valores de ganancia y ancho del haz principal con respecto a los que se logran con una distribución de amplitudes de corrientes uniforme.

Además de las distribuciones de amplitud de corriente presentadas en la tabla 7.2, pueden utilizarse otras como la distribución de Taylor [123], la distribución Binomial [124], los polinomios de Dolph – Tschebyscheff [125], y otras. Mediante la selección de los coeficientes de los polinomios de Tschebyscheff se puede obtener una mejora en la atenuación de los lóbulos laterales de hasta 50 dB y más (Figura 7.11). Sin embargo, esto da como resultado un ensanchamiento del haz principal por un factor de 1,5 y así deteriora la directividad máxima (Figura 7.12) [126].

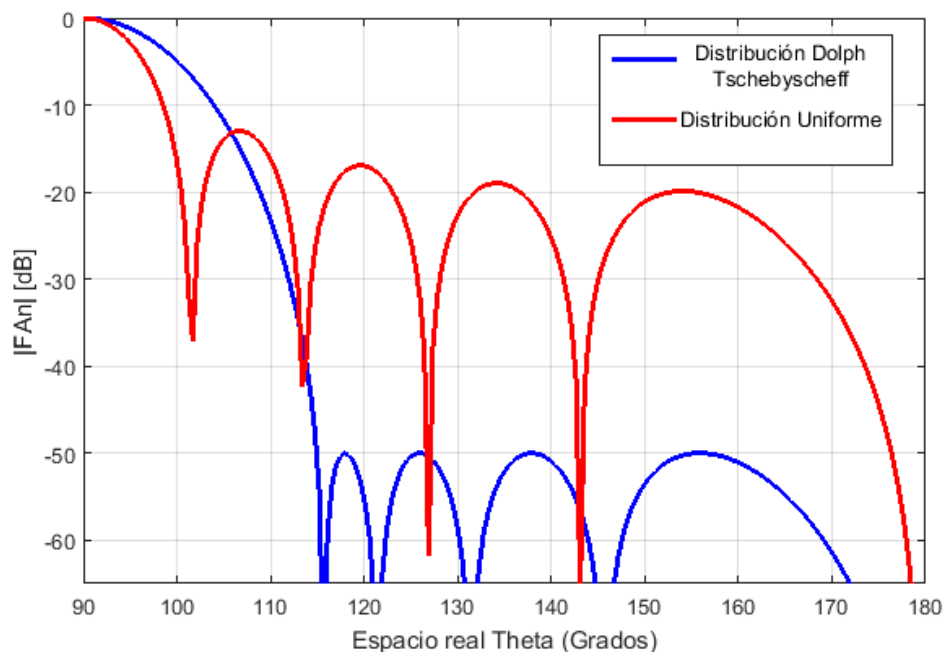


Figura 7.11. Factores de agrupación en el espacio real θ correspondientes a una agrupación de 10 elementos ($N=10$) y separación entre elementos de media longitud de onda, con distribuciones de amplitud de corrientes Uniforme (rojo) y Dolph – Tschebyscheff (azul).

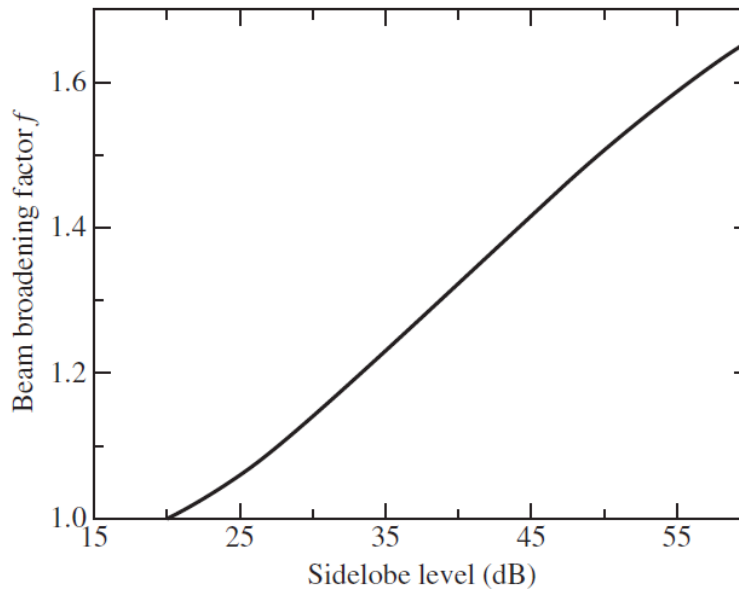


Figura 7.12. Factor de ensanchamiento del haz principal en función del nivel de los lóbulos laterales para agrupaciones de antenas que emplean distribución de amplitud de corriente de Dolph - Tschebyscheff [126].

Dado que este modo de mejora de la atenuación de los lóbulos laterales a costa de la anchura del haz y / o la disminución de la ganancia en principio no es utilizado en las agrupaciones de antenas de los Radars de Dispersión Incoherente [127], este elemento no se continuará evaluando a lo largo del desarrollo de la presente tesis, sin embargo se puede obtener información adicional en [8], [71], [119], [120], [121], [122], [123], [124], [125] y [126].

7.8 Agrupaciones Bidimensionales Planas

A diferencia de las agrupaciones lineales que sólo pueden escanear el haz principal en un plano, las agrupaciones bidimensionales permiten explorar el haz principal a lo largo de las dos coordenadas esféricas del espacio, ϕ y θ . Las agrupaciones bidimensionales ofrecen más ganancia y lóbulos laterales inferiores que las agrupaciones lineales, a expensas de usar más elementos. Los principios de diseño para las agrupaciones bidimensionales planas son similares a los presentados anteriormente para las agrupaciones lineales.

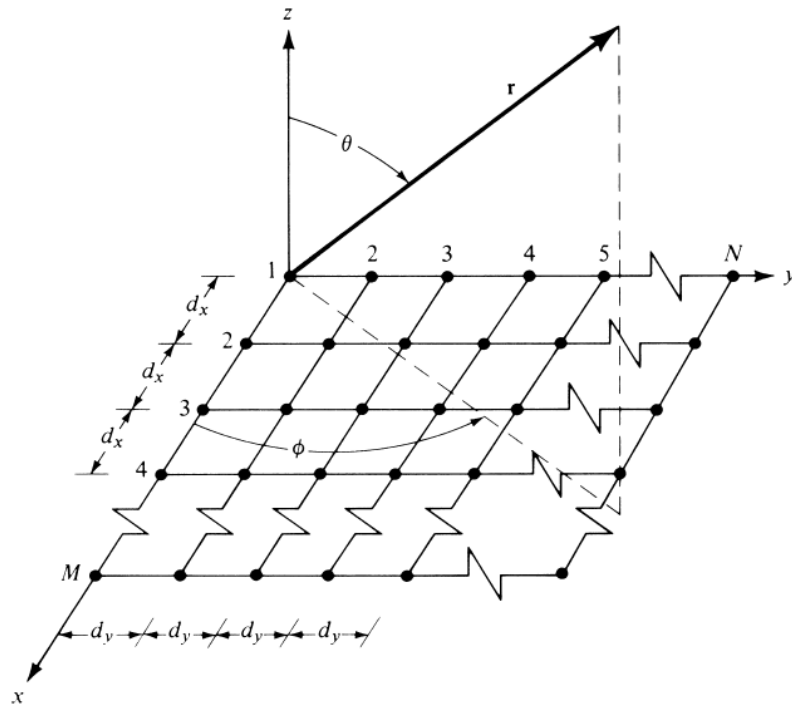


Figura 7.13. Geometría de una agrupación plana de $M \times N$ elementos [71].

Dado que los elementos se colocan en dos dimensiones (véase la Figura 7.13), el factor de agrupación de una agrupación bidimensional plana puede expresarse como la multiplicación de los factores de agrupación de dos agrupaciones lineales, una a lo largo del eje x y otra a lo largo del eje y [71]:

$$FA_{Plano} = (FA_x)_n \times (FA_y)_m \quad (7.32)$$

$$FA = \left(\frac{\text{sen}(N \psi_x/2)}{N \text{sen}(\psi_x/2)} \right) \left(\frac{\text{sen}(M \psi_y/2)}{M \text{sen}(\psi_y/2)} \right) \quad (7.33)$$

donde:

$$\psi_x = k_x d_x + \xi_x = k d_x \text{sen } \theta \cos \phi + \xi_x \quad (7.34)$$

$$\psi_y = k_y d_y + \xi_y = k d_y \text{sen } \theta \text{sen } \phi + \xi_y \quad (7.35)$$

Los ángulos ψ_x y ψ_y representan el desfase eléctrico entre las contribuciones en campo lejano de dos elementos consecutivos en los planos (x, z) y (y, z) respectivamente.

Las fases ξ_x y ξ_y son independientes entre sí y pueden ajustarse de modo que el haz principal de $(FA_x)_n$ no sea el mismo que el de $(FA_y)_m$. Sin embargo, en la mayoría de las aplicaciones prácticas se requiere que los haces principales de $(FA_x)_n$ y $(FA_y)_m$ se intersecten y sus máximos se dirijan hacia la misma dirección. Si se desea tener solamente un haz principal que esté dirigido a lo largo de $\theta = \theta_0$ y $\phi = \phi_0$, el desplazamiento de fase progresivo entre los elementos en las direcciones x e y debe ser igual a:

$$\xi_x = -k d_x \text{sen } \theta_0 \cos \phi_0 \quad (7.36)$$

$$\xi_y = -k d_y \text{sen } \theta_0 \text{sen } \phi_0 \quad (7.37)$$

Cuando se especifican ξ_x y ξ_y , se puede encontrar la dirección del haz principal resolviendo simultáneamente (7.36) y (7.37):

$$\tan \phi_0 = \frac{\xi_y d_x}{\xi_x d_y} \quad (7.38)$$

$$\text{sen } \theta_0 = \pm \sqrt{\left(\frac{\xi_x}{k d_x}\right)^2 + \left(\frac{\xi_y}{k d_y}\right)^2} \quad (7.39)$$

El máximo principal ($m = n = 0$) y los lóbulos de difracción se pueden localizar mediante:

$$k d_x \text{sen } \theta \cos \phi + \xi_x = \pm 2m\pi \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (7.40)$$

$$k d_y \text{sen } \theta \text{sen } \phi + \xi_y = \pm 2n\pi \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (7.41)$$

Reemplazando (7.36) y (7.37) en (7.40) y (7.41) respectivamente se obtiene:

$$k d_x (\text{sen } \theta \cos \phi - \text{sen } \theta_0 \cos \phi_0) = \pm 2m\pi \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (7.42)$$

$$k d_y (\text{sen } \theta \text{sen } \phi - \text{sen } \theta_0 \text{sen } \phi_0) = \pm 2n\pi \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (7.43)$$

o

$$\text{sen } \theta \cos \phi - \text{sen } \theta_0 \cos \phi_0 = \pm \frac{m\lambda}{d_x} \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (7.44)$$

$$\text{sen } \theta \text{sen } \phi - \text{sen } \theta_0 \text{sen } \phi_0 = \pm \frac{n\lambda}{d_y} \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (7.45)$$

resolviendo simultáneamente ambas ecuaciones obtenemos:

$$\phi = \tan^{-1} \left[\frac{\text{sen } \theta_0 \text{sen } \phi_0 \pm \frac{n\lambda}{d_y}}{\text{sen } \theta_0 \cos \phi_0 \pm \frac{m\lambda}{d_x}} \right] \quad (7.46)$$

$$\theta = \text{sen}^{-1} \left[\frac{\text{sen } \theta_0 \cos \phi_0 \pm \frac{m\lambda}{d_x}}{\cos \phi} \right] = \text{sen}^{-1} \left[\frac{\text{sen } \theta_0 \text{sen } \phi_0 \pm \frac{n\lambda}{d_y}}{\text{sen } \phi} \right] \quad (7.47)$$

Para evitar los lóbulos de difracción, el espaciamiento entre los elementos debe ser menor que λ ($d_x < \lambda$ y $d_y < \lambda$). Para que se produzca un lóbulo de difracción, ambas formas de (7.47) deben satisfacerse simultáneamente (es decir, conducir al mismo valor de θ).

La Figura 7.14 muestra un ejemplo del diagrama de radiación esférico de una agrupación de antenas cuadrada de 8×8 elementos, explorada a lo largo de uno de los planos principales [119].

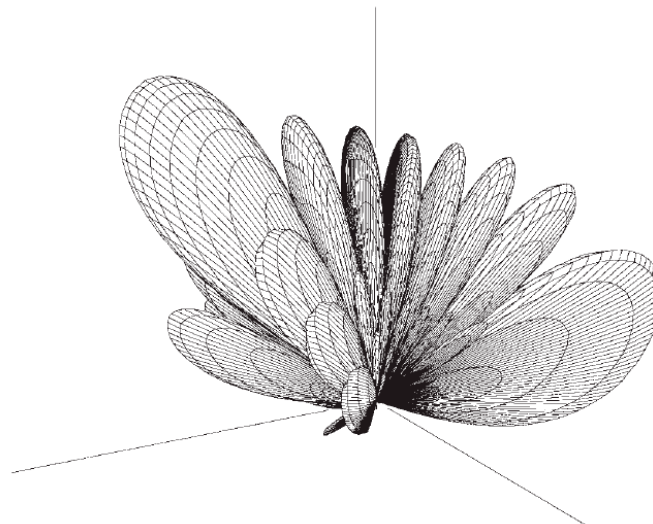


Figura 7.14 Diagrama de radiación esférico de una agrupación de antenas cuadrada de 8×8 elementos explorada a lo largo de uno de los planos principales [119].

7.9 Directividad de Agrupaciones Bidimensionales Planas

La directividad de una agrupación plana se define en la ecuación 7.48 con cambios de notación apropiados para incluir ambos ángulos espaciales:

$$D(\theta_0, \phi_0) = 4\pi \frac{|(FA)_n(\theta_0, \phi_0)|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |(FA)_n(\theta, \phi)|^2 \sin \theta \, d\theta \, d\phi} \quad (7.48)$$

La ecuación anterior es difícil de evaluar, incluso para una agrupación de elementos isotrópicos, igualmente excitados, ya que el denominador contiene el cuadrado del Factor de Agrupación. Afortunadamente, para ángulos de escaneo no próximos al borde de la agrupación de antenas, la directividad se determina aproximadamente mediante [120], [121]:

$$D(\theta_0, \phi_0) = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \eta \cos \theta_0 \quad (7.50)$$

donde A es el área física de la agrupación y η es la eficiencia de apertura. Como en el caso de las agrupaciones lineales, η es igual a la unidad para una distribución de amplitud de corrientes uniforme.

Las expresiones anteriores determinan la directividad de agrupaciones cuyas impedancias están perfectamente adaptadas para todos los ángulos de exploración de haz. Sin embargo, en la práctica, la adaptación de impedancia varía con el ángulo de exploración del haz. Por lo tanto, la ganancia de una agrupación de antenas está dada por:

$$G(\theta_0, \phi_0) = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \eta \cos \theta_0 [1 - |\Gamma(\theta_0, \phi_0)|^2] \quad (7.51)$$

donde $|\Gamma(\theta_0, \phi_0)|$ es la amplitud del coeficiente de reflexión de la agrupación para un determinado ángulo de barrido (θ_0, ϕ_0) .

En general, la red de formación de haz de antena que alimenta la agrupación tiene pérdidas óhmicas, tales como las pérdidas en los desplazadores de fase, divisores de potencia, etc.

Para obtener una fórmula de ganancia precisa, deben incluirse los efectos de la impedancia mutua (acoplamiento entre antenas elementales), no tenidos en cuenta hasta este punto en el análisis teórico.

Capítulo 8

Agrupaciones de Antenas de Ranuras Cruzadas

8.1 Introducción

El análisis de la teoría de agrupaciones de antenas del capítulo anterior se basa en elementos con diagramas de radiación isotrópicos. En la práctica, sin embargo, los diagramas de radiación de los elementos reales son no isotrópicos, y la impedancia de los mismos varía en función de la exploración. La variación es causada por el acoplamiento mutuo entre los elementos. De hecho, el diagrama de radiación de un elemento en el entorno de una agrupación es notablemente diferente del diagrama de un elemento aislado. Los diagramas pueden diferir en amplitud, fase y, tal vez, también en polarización.

Para caracterizar todos estos efectos no tenidos en cuenta durante el desarrollo teórico, se fabrican pequeñas agrupaciones de prueba y se realizan mediciones sobre los radiadores elementales y la agrupación. De este modo, una vez caracterizados estos efectos se establecen las características de rendimiento reales del diseño, y se evalúa si es necesario modificar algún aspecto del desarrollo para alcanzar los requerimientos planteados [121].

En este capítulo se describe la metodología implementada para el diseño, construcción y la validación de agrupaciones de antenas ideadas como instancia de desarrollo para una agrupación de mayor tamaño, destinada a ser utilizada en un radar de dispersión incoherente. Se selecciona como elemento radiante a la antena de ranuras cruzadas y se diseña una agrupación lineal de cuatro antenas. Se describe la fabricación de un modelo de pruebas y la evaluación de su desempeño mediante mediciones. A partir de los resultados obtenidos con la agrupación lineal de antenas de ranuras cruzadas se diseña una agrupación bidimensional de 16 antenas, se describe la fabricación de un modelo experimental y se efectúa un análisis de acoplamiento entre los radiadores de la agrupación.

8.2 Agrupación lineal de Antenas de Ranuras Cruzadas

Esta sección presenta el diseño y la evaluación de una agrupación de antenas, que consiste en cuatro antenas de ranuras cruzadas alineadas en una fila, como se muestra en la Figura 8.3.

8.2.1 Diseño preliminar

Para el diseño preliminar de la agrupación lineal de cuatro antenas se establecen requerimientos de diseño compatibles con las especificaciones de los radares ISR estudiados en el Capítulo 3 (con excepción de las características que quedan determinadas por el número de antenas). En la Tabla 8.1 se enumeran los requerimientos impuestos al diseño de la agrupación lineal de cuatro antenas.

Tabla 8.1: Requerimientos impuestos al diseño de la agrupación lineal de cuatro antenas.

Frecuencia de operación	432 MHz
Ancho de banda (-10 dB)	4 MHz (432 ± 2 MHz)
Número de elementos radiantes	4
Ganancia	La máxima posible
Ángulo de potencia mitad θ_{-3dB} (ancho del haz principal)	El mínimo posible
Desplazamiento del haz principal (ángulo θ)	± 30°
Polarización circular con inversión del sentido para TX y RX.	-
Rechazo de polarización cruzada $\theta = 0^\circ$	>20dB
Relación frente-espalda	≥20dB

Como se busca alcanzar la máxima directividad posible de lograr con una agrupación lineal de cuatro antenas, se utiliza alimentación uniforme (Capítulo 7, sección 7.7)

El factor de agrupación de una agrupación lineal uniforme queda determinado por el número de elementos radiantes (ecuación 7.9). En esta caso $N=4$. En la Figura 8.1 se muestra el factor de agrupación en función de ψ para una agrupación de cuatro antenas.

El requerimiento de desplazamiento del haz principal en ángulos de ± 30° con respecto a la posición central determina la separación máxima entre elementos radiantes. A través de la ecuación (7.23) se obtiene el valor de la distancia máxima $d= 0,666 \lambda$. Dejando un margen de seguridad se adopta para el diseño el valor $d= 0,65 \lambda$. Una vez determinada la separación entre elementos de la agrupación, queda definido el margen visible a través de la ecuación (7.10): $\psi \in [-234^\circ, 234^\circ]$, y también queda determinado

el factor de agrupación en el espacio real a través del cambio de variables de la ecuación (7.6). El margen visible obtenido se muestra en la figura 8.1, y en la Figura 8.2 se puede observar la grafica de $(FA)_n$ el espacio real, para $N=4$ y $d= 0,65 \lambda$.

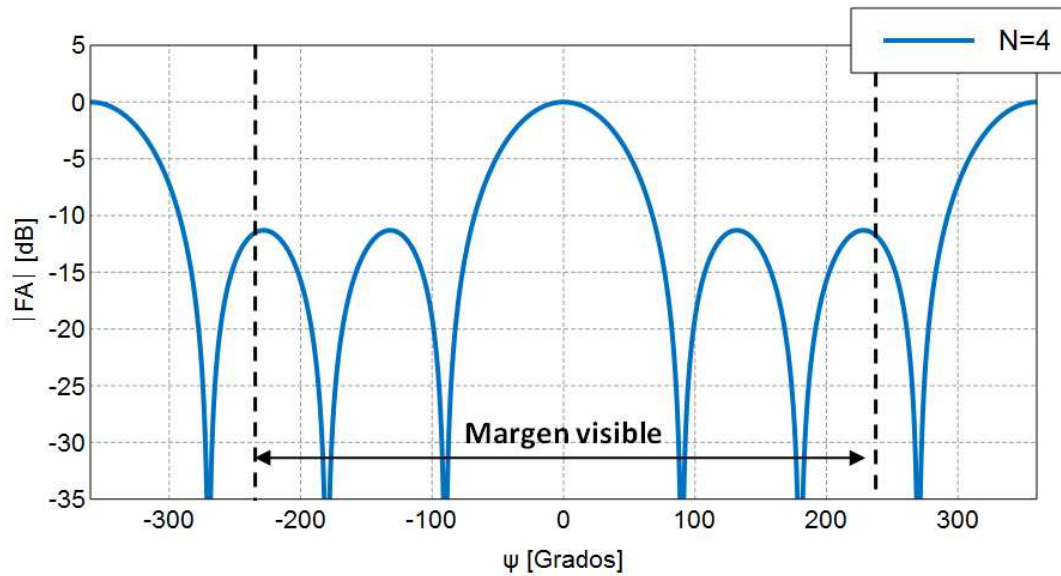


Figura 8.1: Grafica del módulo de $(FA)_n$ en función de ψ , para $N=4$.

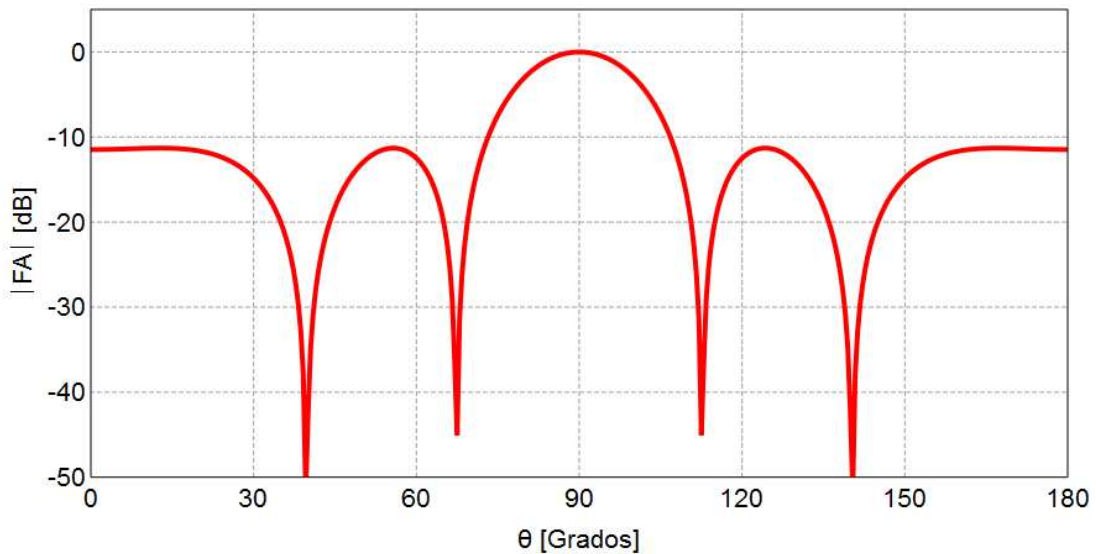


Figura 8.2: Grafica de $(FA)_n$ el espacio real, para $N=4$ y $d= 0,65 \lambda$ (agrupación lineal uniforme).

El diagrama de radiación de campo lejano final que obtendremos está dado por la multiplicación del diagrama de radiación del elemento radiante simple y el factor de agrupación en el espacio real (ecuación 7.4), por lo tanto, para obtener el diagrama de radiación de la agrupación lineal se debe seleccionar que tipo de antena se utilizará como radiador unitario.

Los radiadores utilizados actualmente en la mayoría de los radares ISR basados en agrupaciones de antenas son los dipolos cruzados, analizados en detalle en el Capítulo 5, o las antenas yagui cruzadas, como el caso del radar EISCAT 3D. Otros radiadores comúnmente utilizados en radares en general son las antenas de ranuras, guías de ondas con terminación abierta o pequeños alimentadores (horns), y antenas parche (Patch Antenna). La selección de un radiador para una aplicación particular debe basarse en las siguientes consideraciones [121]:

1. El área ocupada por el elemento es lo suficientemente pequeña para ajustarse a la separación entre elementos admisible sin que se produzca la formación de lóbulos de difracción.
2. El diagrama de radiación del elemento proporciona la adaptación de abertura apropiada sobre la cobertura de barrido del haz requerida.
3. La polarización y la capacidad de manejo de potencia (pico y promedio) cumplen con los requerimientos del sistema de radar.
4. La construcción física del radiador debe ser capaz de soportar requerimientos medioambientales, tales como requerimientos térmicos, de vibraciones, golpes, etc.
5. El radiador también debe ser barato, confiable y repetible de unidad a unidad, ya que cientos o miles de radiadores se requieren en una gran agrupación de antenas.

Teniendo en cuenta estas consideraciones se seleccionó la antena de ranuras cruzadas como radiador unitario de la agrupación, ya que además de satisfacer los requerimientos planteados en la Tabla 8.1, cumple con todos los puntos enunciados anteriormente, especialmente con el punto 5 con ventajas sobre los dipolos cruzados y antenas yagui, según lo analizado en el punto 6.9.

De los tres diseños analizados en el capítulo 6 se seleccionó la antena de ranuras cruzadas en lámina metálica (punto 6.8.1), ya que presenta el mayor valor de ángulo de potencia mitad (Tabla 6.4). Observando el diagrama de radiación de esta antena (Figuras 6.20 y 6.21) se puede ver que la directividad se mantiene prácticamente constante en $\theta = \pm 30^\circ$. Teniendo en cuenta que la excursión del haz principal del diagrama de la

agrupación de cuatro antenas es de $\pm 30^\circ$, el mismo no sufrirá una reducción en el valor de su directividad provocada por el diagrama de radiación de la antena elemental al barrer el haz principal.

Una vez seleccionado el radiador unitario queda completado el diseño de la agrupación lineal de cuatro antenas. En la Figura 8.3 se muestra un diagrama de la configuración final de la agrupación con sus dimensiones expresadas en función de la longitud de onda λ .

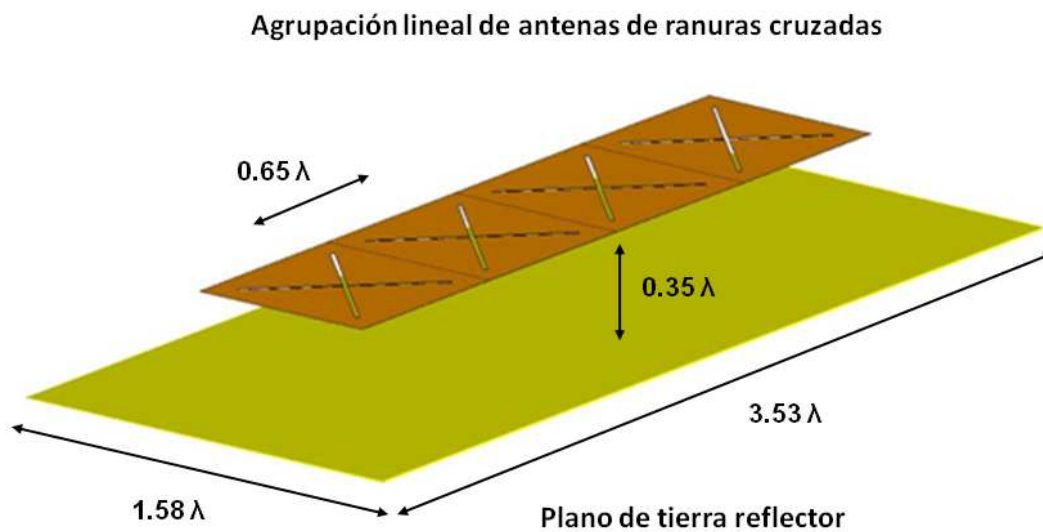


Figura 8.3: Agrupación lineal de antenas de ranuras cruzadas.

El diagrama de radiación de campo lejano final de la agrupación lo obtendremos en la sección siguiente mediante la utilización de software para simulaciones electromagnéticas.

8.2.2 Simulaciones

El modelo de la agrupación lineal de antenas de ranuras cruzadas mostrado en la Figura 8.3 se simuló utilizando el software FEKO [98] con la finalidad de obtener las características de radiación para distintas excitaciones. El ángulo progresivo ξ que se requiere para lograr el desplazamiento del haz principal generado por la agrupación puede calcularse utilizando la ecuación (7.21). Debe tenerse en cuenta que el sistema de referencia empleado por el simulador electromagnético FEKO es el mostrado en la Figura 7.13, en el cual los radiadores se encuentran situados en el plano xy , perpendicularmente al eje z . Este sistema de referencia difiere del utilizado para deducir la ecuación (7.21)

(Figuras 7.2 y 7.3). En este sistema de referencia los radiadores se ubican sobre el eje z , por lo tanto, existe una diferencia de 90° entre los ángulos θ de un sistema de referencia con respecto al otro. La ecuación (7.21) reescrita para el sistema de referencia de la Figura 7.13, utilizado por FEKO, queda expresada de la siguiente forma:

$$\xi = -k d \cos (\theta' - 90^\circ) = -k d \operatorname{sen} \theta \quad (8.1)$$

recordando que $k = 360^\circ/\lambda$ se puede expresar:

$$\xi = - \frac{360^\circ d \operatorname{sen} \theta}{\lambda} \quad (8.2)$$

En la Tabla 8.2 se muestran los valores del ángulo progresivo de desfase ξ necesario para lograr desplazamientos del haz principal de 0° , 10° , 20° y 30° .

Tabla 8.2: Desplazamiento del haz de antena vs ángulo progresivo de desfase de cada antena.

Ángulo de desplazamiento del haz θ	0°	10°	20°	30°
Ángulo progresivo ξ	0°	-40.6°	-80°	-117°

En la Figuras 8.4 y 8.5 se pueden observar los resultados obtenidos de las simulaciones por software realizadas con FEKO. En la Figura 8.4 se muestran en un diagrama cartesiano los diagramas de radiación correspondientes a desplazamientos del haz principal para los ángulos 0° , 10° , 20° y 30° hacia la izquierda, mientras que en la Figura 8.5 se muestran los diagramas de radiación en tres dimensiones obtenidos para desplazamientos del haz principal en los mismos ángulos pero hacia la derecha.

La ganancia de la agrupación de antenas es de 13.2 dBi para el haz en la posición central, y se mantiene prácticamente constante decayendo a 12 dBi para el haz desplazado 30° de la posición central.

El ángulo de potencia mitad es de 19° para el haz en la posición central, 20.3° para el haz desplazado 10° , 20.7° para el haz desplazado 20° y 21° para el haz desplazado 30° .

La distancia entre nulos varía entre 43° y 50° para los distintos valores de desplazamiento del haz principal.

La relación lóbulo principal a lóbulos secundarios varía entre 12dB para el haz en la posición central hasta 8dB para el haz desplazado 30°.

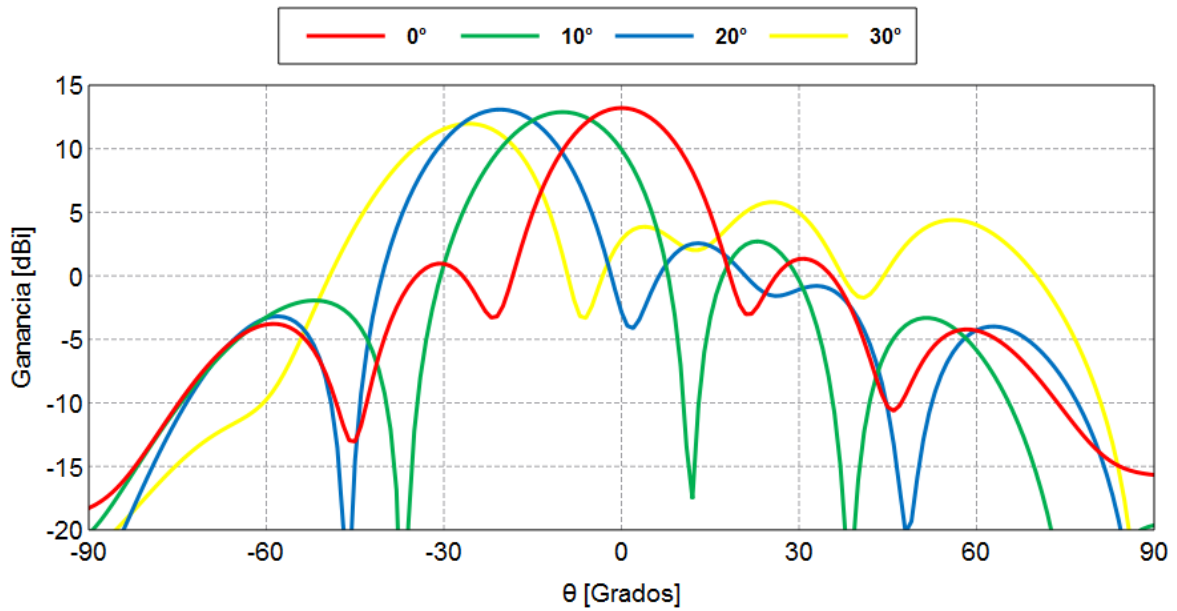


Figura 8.4: Resultados de las simulaciones por software obtenidos para desplazamientos del haz principal en ángulos de 0°, 10°, 20° y 30°.

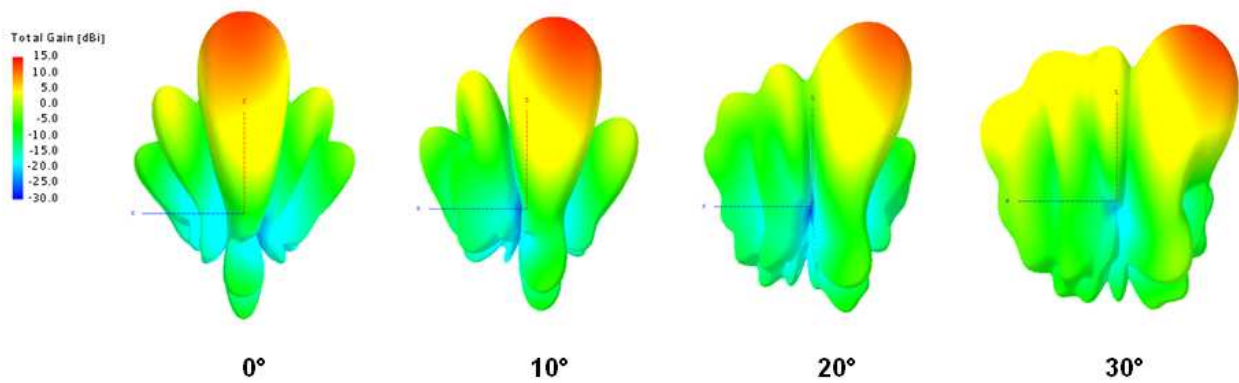


Figura 8.5: Diagramas de radiación en tres dimensiones. Resultados de las simulaciones por software obtenidos para desplazamientos del haz principal en ángulos de 0°, 10°, 20° y 30°.

8.2.3 Desplazador de fase

Una parte fundamental de las agrupaciones de antenas de barrido electrónico son los desplazadores de fase. Los desplazadores de fase determinan el desplazamiento de fase de la señal diferencial de cada antena o subgrupo de antenas.

En la actualidad existen tres tipos de desplazadores de fase adecuados para agrupaciones de barrido electrónico realizables prácticamente [128]:

1. Desplazadores de fase basados en semiconductor (GaAs MESFET, circuito integrado monolítico de microondas (MMIC) y diodos).
2. Desplazadores de fase basados en sistemas micro electromecánicos (MEMS).
3. Desplazadores de fase basados en dispositivos de película ferroeléctrica delgada (Ferrite).

La selección del tipo de desplazador de fase para una aplicación particular depende de la frecuencia de operación y de la potencia de RF que debe manejar cada desplazador. Otros factores que influyen en la selección se enumeran a continuación [121]:

1. Pérdidas de inserción. Las pérdidas de inserción deben ser tan bajas como sea posible. Estas pérdidas se traducen en una reducción de la potencia transmitida y en una reducción en la relación señal ruido en recepción. También producen problemas de calentamiento en el desplazador de fase.
2. Tiempo de conmutación. El tiempo de conmutación debe ser el más corto posible. Un tiempo de conmutación extenso incrementa el rango mínimo del radar cuando una ráfaga de pulsos son transmitidos en distintas direcciones. Tiempos del orden de microsegundos son adecuados para la mayoría de las aplicaciones.
3. Consumo de potencia. El consumo de potencia debe ser el menor posible.
4. Error de Fase. El error de fase debe ser el menor posible, no debe reducir la ganancia de antena sustancialmente o generar lóbulos laterales en el patrón de radiación.

5. Potencia Transmitida, Pico y Promedio. La potencia a manejar por cada desplazador de fase depende del rango máximo del radar y de la velocidad de datos de diseño del sistema. Valores típicos van desde 1 a 100 KW de pico y de 1 a 500 W de promedio. Niveles de potencia por arriba de 10 KW de pico requieren dispositivos basados en ferrite.
6. Tamaño Físico. El desfasador debe encajar dentro de una sección transversal de $\lambda/2 \times \lambda/2$ para que pueda ser empaquetado detrás de cada elemento radiante.
7. Peso. El peso del desplazador de fase debe ser el menor posible.
8. Costo y facilidad de fabricación. Para agrupaciones con cientos o miles de elementos el costo unitario debe ser el menor posible. Las tolerancias de fabricación deben ser tan grandes como sea posible, consistentemente con los errores permisibles de fase y amplitud del sistema.

En radares ISR basados en agrupaciones de antenas, y que operan en la banda de UHF, como el caso del radar AMISR estudiado en el Capítulo 3, se manejan potencias de pico del orden de 500 W y potencias promedio de 50 W por antena unitaria. Para esta aplicación son adecuados los desplazadores de fase basados en semiconductores, particularmente los desplazadores basados en diodos.

Los desplazadores de fase basados en diodos son bien conocidos en la literatura. Uno de los más importantes es el "desplazador de fase de línea conmutada" [129], [130], donde el desplazamiento de fase corresponde a la diferencia de longitud entre dos líneas de transmisión conmutadas (Figura 8.6). El procedimiento de conmutación se obtiene cambiando el punto de polarización de un diodo PIN de directa a inversa y viceversa. Usando este método, el cambio de fase puede ser controlado digitalmente, por lo tanto, no se requiere una conversión digital a analógica para controlar el desfasador.

El cambio de fase diferencial entre las dos trayectorias está dado por la ecuación:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda}(L2 - L1) = \beta (L2 - L1) \tag{8.3}$$

Las líneas pueden estar hechas de guías de ondas, cables de radiofrecuencia, guías de ondas coplanares o líneas de microtiras.

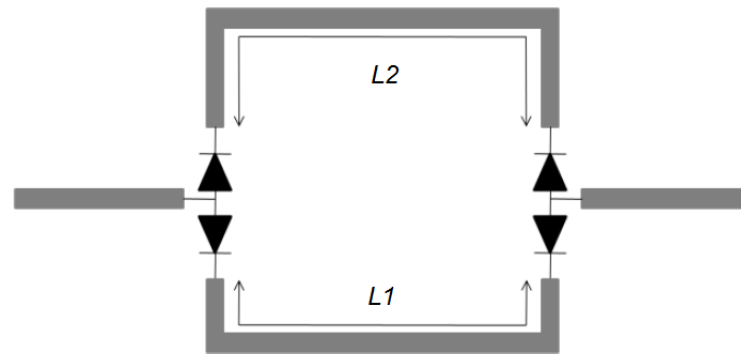


Figura 8.6: Desplazador de fase de línea conmutada [130].

Las principales ventajas del desfasador de línea de retardo son la construcción relativamente simple y el hecho de que los retardos introducidos no están influenciados por la frecuencia de la señal. Entre las desventajas debe tenerse en cuenta que para obtener varios valores de desplazamiento de fase diferentes se debe interconectar varias líneas de retardo conmutadas (Figura 8.7). Por lo tanto, la atenuación de señal no es constante en toda la gama de desplazamiento de fase. Este tipo de desplazador de fase no permite una variación continua de los valores de desplazamiento de fase, proporcionando sólo desplazamientos de fase discretos y en el caso de un gran número de valores de desplazamiento de fase, la complejidad de diseño para este tipo de desfasador aumenta.

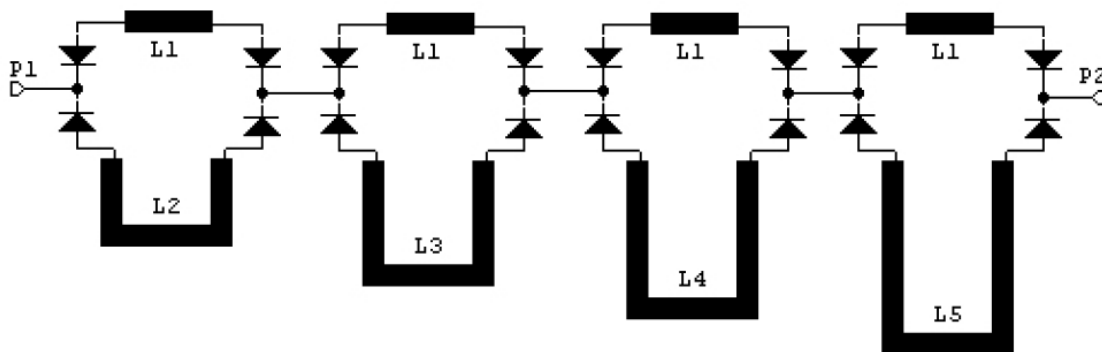


Figura 8.7: Desplazador de fase de 4 bits que emplea cuatro desplazadores de fase de línea conmutada en cascada. Mediante el uso de la combinación adecuada de estados ON/OFF de los diodos, el conmutador de fase de 4 bits genera estados discretos de fase entre 0° y 360° , a intervalos de $360/16 = 22,5^\circ$ (16 pasos) [131].

Otro tipo de desplazador de fase utiliza diodos PN comunes, que actúan como reactancias variables (varactores). El cambio de fase resulta de la reflexión de la señal en una línea de transmisión terminada por varactor [132]. La separación de la señal entrante y la reflejada es proporcionada por un acoplador híbrido, por lo que este tipo de desplazador de fase se denomina "desplazador de fase de reflexión basado en acoplador híbrido" (o desplazador de fase HCRT por sus siglas en inglés "hybrid-coupled reflection-type phase shifter").

Luego de analizar diferentes alternativas [129], [130], [132], [133], se optó por realizar el desarrollo de un desplazador de fase HCRT, que emplea un Acoplador Híbrido de 90° y diodos Varicap (varactores). Esta configuración permite obtener, con una implementación adecuada, cualquier valor de desfase deseado entre 0° y 360° . Por otro lado la configuración de híbrido con varicaps posee un tamaño menor que la versión con diodos pin que utiliza un tramo de línea de transmisión para cada desfase ocupando un espacio importante, especialmente a la frecuencia de trabajo seleccionada (432MHz).

De modo genérico, el desplazador funciona de la siguiente manera: la señal a desfasar es inyectada por el puerto 1 del acoplador híbrido (Figura 8.8), el cual entrega en los puertos 2 y 3, señales desfasadas 90° entre sí, y atenuadas 3dB respecto de la entrada. Si estos puertos (2 y 3) se cargan con impedancias reactivas puras, la señal saliente en cada uno de estos puertos será totalmente reflejada y obtendremos como señal de salida en el puerto 4, la suma de estas señales reflejadas. Además, el efecto de estas cargas reactivas será el de incrementar la fase de la señal reflejada y si ambas cargas son iguales, el desfase será el mismo, luego la señal suma en el puerto 4 será máxima y estará desfasada respecto de la entrada en el factor introducido por las cargas reactivas.

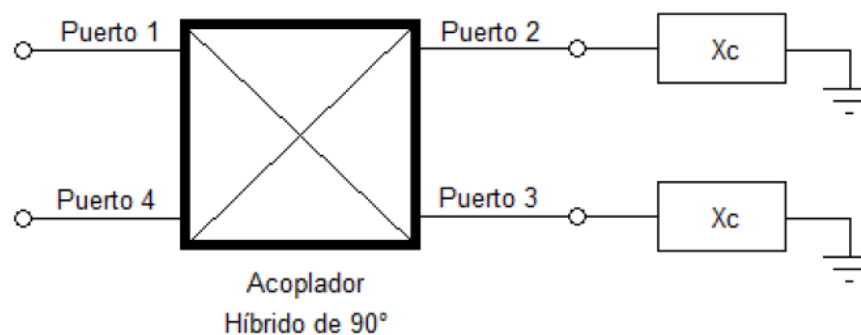


Figura 8.8: Desplazador de fase HCRT. Configuración general.

En conclusión el desplazamiento de fase entre el puerto 1 y el puerto 4 depende del coeficiente de reflexión en los puertos 2 y 3, que están unidos a las impedancias de carga; y las cargas deben ser idénticas para evitar tener una desadaptación de impedancia en el puerto 1. Si cargamos los puertos 2 y 3 con diodos varactores que tienen una capacidad pura que varía con la tensión de polarización ($C(V)$), obtenemos una impedancia de carga en dichos puertos representada por:

$$Z_L = R + jX = -jX_c(V) \quad (8.4)$$

Luego el coeficiente de reflexión en los puertos 2 y 3 esta dado por:

$$\Gamma_2 = \Gamma_3 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{-jX_c(V) - Z_0}{-jX_c(V) + Z_0} \quad (8.5)$$

donde Z_0 es la impedancia característica. Teniendo en cuenta que $X_c(V) = 1/\omega C(V)$ y reemplazando en la ecuación (8.5) obtenemos:

$$\Gamma_2 = \Gamma_3 = \frac{1 - j Z_0 \omega C(V)}{1 + j Z_0 \omega C(V)} \quad (8.6)$$

Entonces la fase del parámetro S_{41} es:

$$\arg (S_{41}(V)) = \frac{\pi}{2} - 2 \arctan (Z_0 C(V) \omega) \quad (8.7)$$

Esta configuración permite obtener un desplazamiento de fase de 180° teórico sin pérdida de inserción. Para aumentar el desplazamiento de fase hasta 360° , el argumento debe ser igual a:

$$\arg (S_{41}(V)) = \frac{\pi}{2} - 4 \arctan (Z_0 C(V) \omega) \quad (8.8)$$

Para satisfacer esta condición, el coeficiente de reflexión en los puertos 2 y 3 debe ser igual a:

$$\Gamma_2 = \Gamma_3 = \frac{(1 - j Z_0 \omega C(V))^2}{(1 + j Z_0 \omega C(V))^2} = \frac{Z_L' - Z_0}{Z_L' + Z_0} \quad (8.9)$$

De esta ecuación se puede obtener la nueva impedancia de carga:

$$Z_L' = \frac{1 - Z_0^2 \omega^2 C(V)^2}{2 j \omega C(V)} = \frac{1}{2 j \omega C(V)} + \frac{j Z_0^2 \omega C(V)}{2} \quad (8.10)$$

La primera parte de la fórmula anterior ($1/(2 j \omega C(V))$) corresponde a dos diodos varactores conectados en paralelo. La segunda parte corresponde a una línea de cuarto de longitud de onda (impedancia característica $Z_0/\sqrt{2}$), cargada por un diodo varactor. En este caso:

$$\frac{Z_0}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{1}{j \omega C(V)}} \times Z_{in} \quad (8.11)$$

La impedancia de entrada Z_{in} esta dada por la siguiente ecuación:

$$Z_{in} = \frac{\left(\frac{Z_0}{\sqrt{2}}\right)^2}{\frac{1}{j \omega C(V)}} = \frac{j Z_0^2 \omega C(V)}{2} \quad (8.12)$$

Por lo tanto, se puede obtener un desplazamiento de fase de 360° si la carga está compuesta por dos diodos varactor paralelos, ambos en serie con una línea de cuarto longitud de onda (impedancia característica $Z_0/\sqrt{2}$) y un tercer diodo varactor (Figura 8.9). Teóricamente, con esta carga, el módulo del coeficiente de reflexión es igual a 1, por lo que el desfasador no debe tener pérdida de inserción.

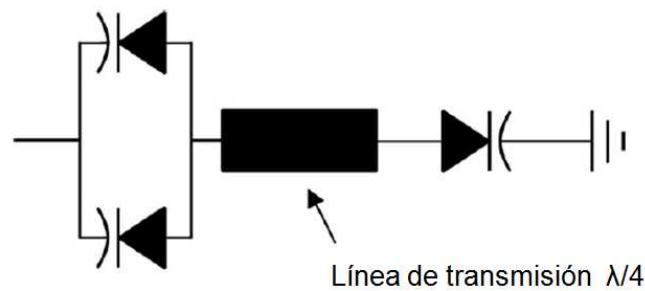


Figura 8.9: Carga del desplazador de fase compuesta por dos diodos varactor paralelos, en serie con una línea de cuarto de longitud de onda y un tercer diodo varactor.

La configuración final de la carga adoptada es la mencionada en la referencia [134]. En la práctica, cuando se usan diodos varactor reales, el rango de capacitancia está limitado. Por este motivo se agrega un taco en cortocircuito en serie con el último diodo para aumentar la variación de la reactancia. Además, se ha añadido una línea de transmisión de $\lambda/4$ para adaptar la carga a la impedancia de entrada del acoplador híbrido, que es de 50Ω (Figura 8.10).

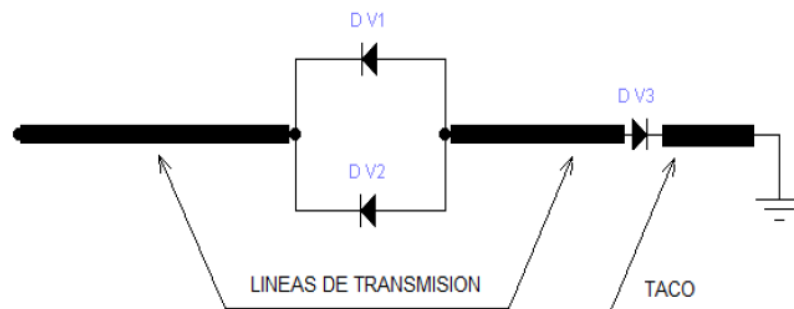


Figura 8.10: Carga reactiva del desplazador de fase (implementación final).

El varactor seleccionado para la implementación del desfasador fue el diodo BB135 de la marca NXP, el cual permite una variación de la capacidad entre 1,7 y 21 pF al aplicar un rango de tensiones entre 0,5 y 29 voltios.

El desplazador de fase fue simulado y ajustado, tomando como parámetros a optimizar el rango de desfase y el rizado de la amplitud de salida, mientras que los parámetros de ajuste fueron las dimensiones de las líneas de transmisión conectadas a los puertos 2 y 3. Para introducir los varicaps en la simulación se empleó el modelo propuesto de la Figura 8.11 [135].

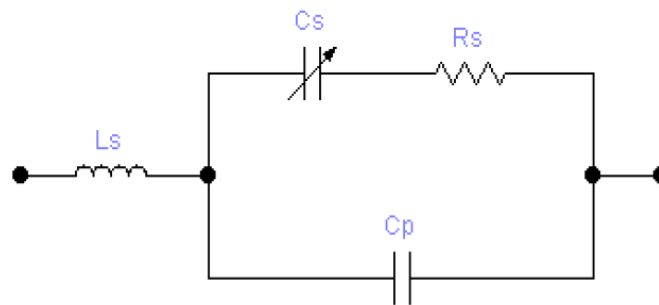


Figura 8.11: Modelo del diodo Varicap.

El circuito empleado en la simulación es el de la Figura 8.12 mientras que los resultados de las simulaciones se presentan en las Figuras 8.13 y 8.14. Allí se observa el desplazamiento de fase esperado de 360° y un rizado de amplitud de $\pm 0,5$ dB, el cual está en el orden de lo obtenido en trabajos actuales [136], [137], [138], [139]. Debe prestarse atención a la denominación de los puertos, que para este dispositivo es la detallada en la Figura 8.12.

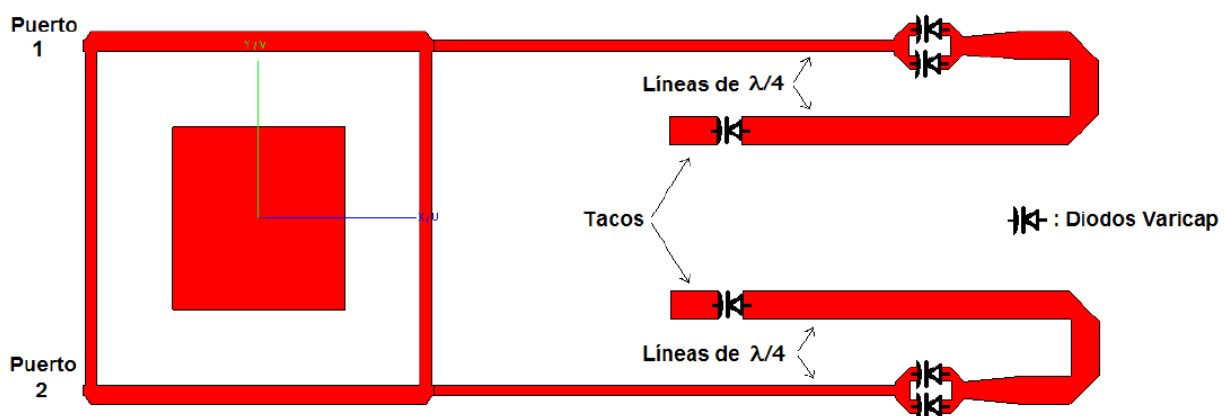


Figura 8.12: Modelo simulado del Desplazador de Fase

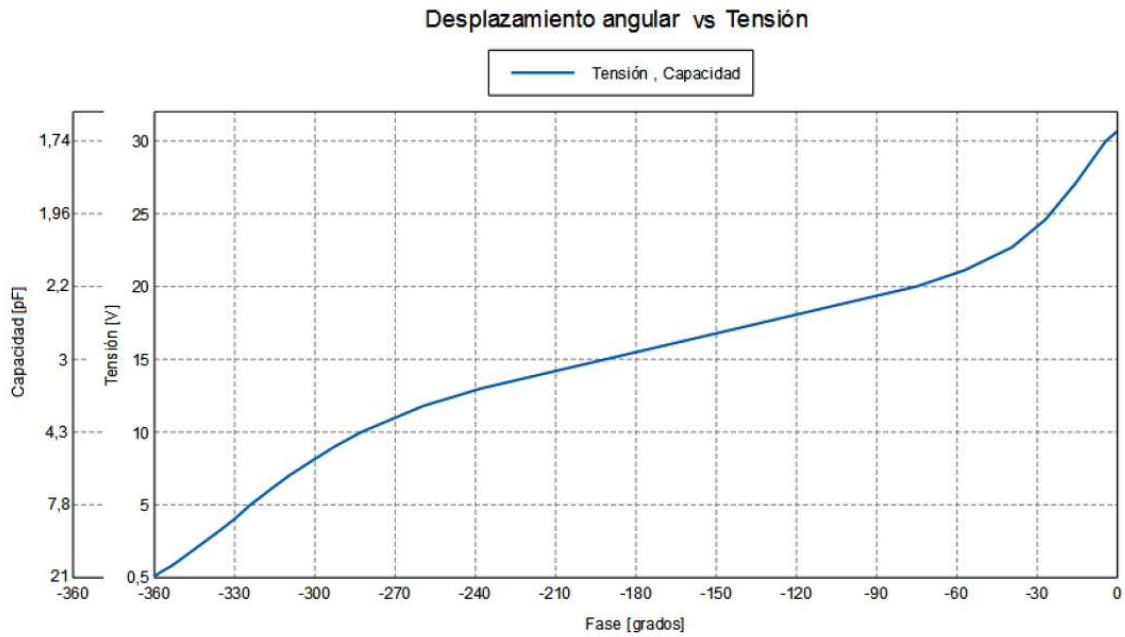


Figura 8.13: Tensión y Capacidad de los varactores necesarios para obtener cada desfase.

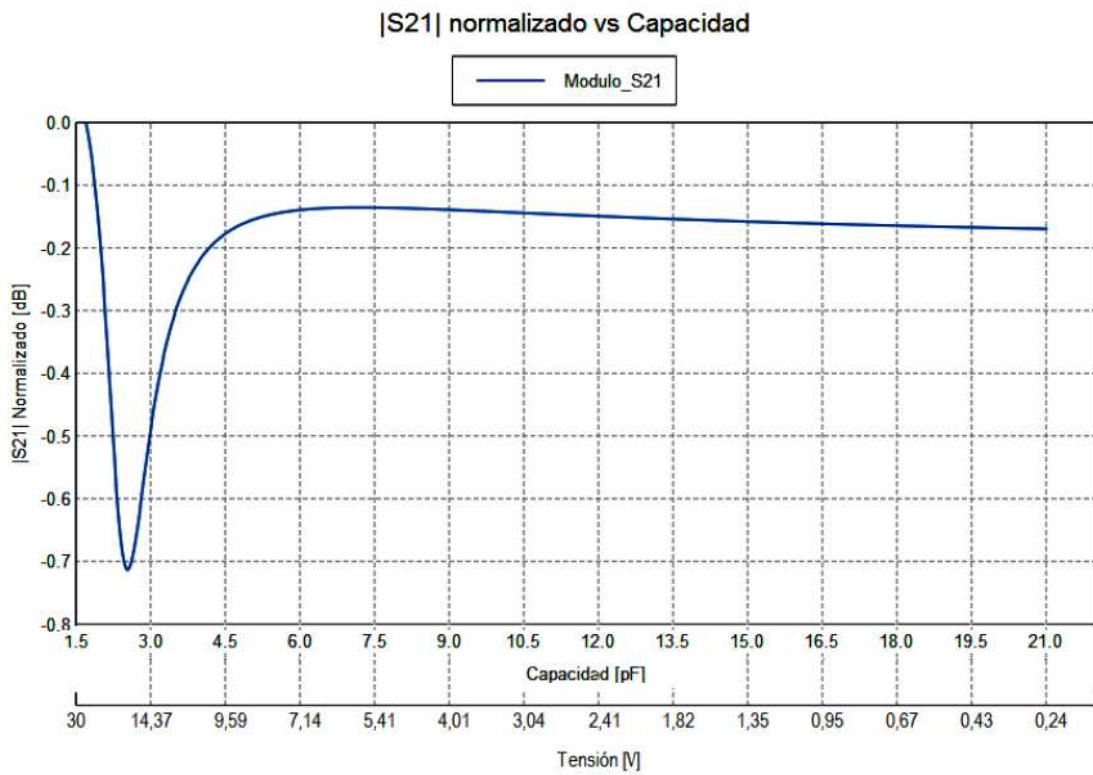


Figura 8.14: Rizado de Amplitud simulado.

Se construyó un prototipo del desplazador de fase diseñado y se realizaron mediciones para validar los parámetros obtenidos de las simulaciones.



Figura 8.15: Prototipo en el banco de medición.

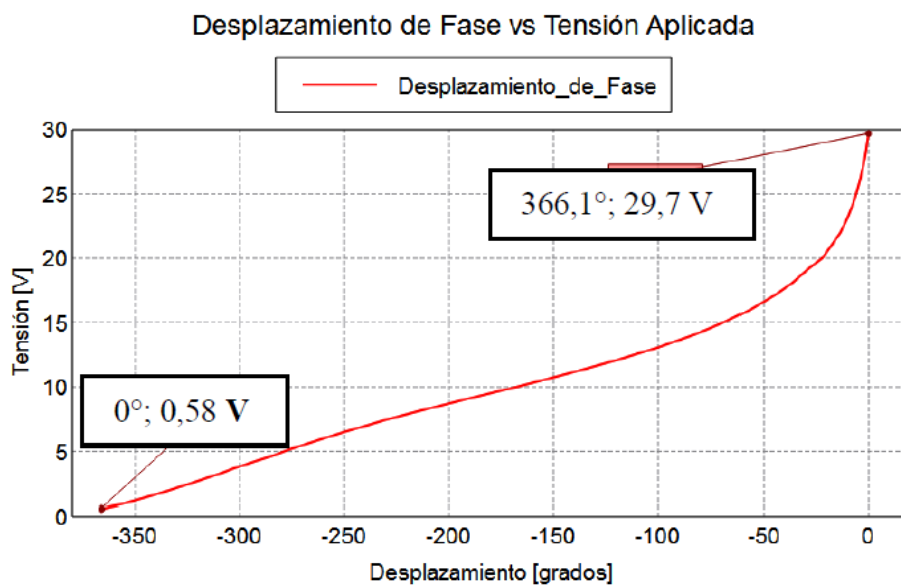


Figura 8.16: Desplazamiento de fase medido.

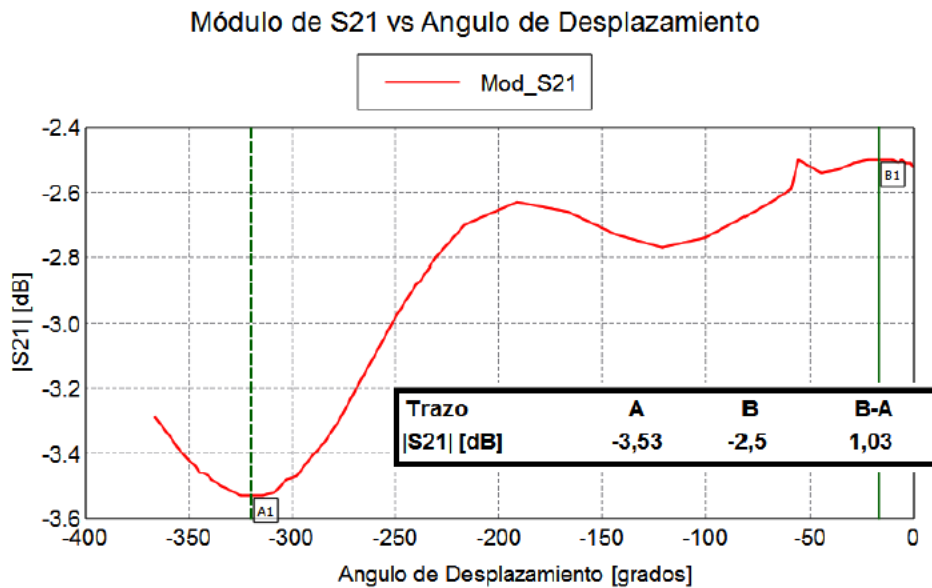


Figura 8.17: Rizado de amplitud medido.

Para realizar las mediciones se empleó un Analizador de Redes Anritsu MS2026C (Figura 8.15). Las Figuras 8.16 y 8.17 muestran los resultados de las medidas de fase y amplitud, respectivamente. Se puede observar que se logra un desplazamiento de fase ligeramente superior al buscado (366°), y que el rizado de amplitud es menor a $\pm 0,6$ dB para el rango total de variación de la fase.

8.2.4 Modelo Experimental de la Agrupación lineal de Antenas de Ranuras Cruzadas

Partiendo del diseño preliminar de la agrupación lineal de antenas de ranuras cruzadas analizado en el punto 8.2.1 y con la finalidad de validar los resultados obtenidos en las simulaciones por software analizadas en el punto 8.2.2, se construyó un modelo experimental de la agrupación lineal de antenas (Figura 8.18). El modelo se construyó en una lámina metálica donde se tallaron las ranuras. Por debajo del conjunto de antenas se dispuso un reflector constituido por una malla metálica fina y todo el conjunto se montó en una estructura de soporte. Para realizar las mediciones, las antenas se alimentaron empleando un esquema de agrupación pasiva (Figura 3.16 (a)). El diagrama en bloques del esquema de alimentación empleado se muestra en la Figura 8.19. Un Divisor de potencia divide la señal de entrada en cuatro señales de igual fase y amplitud. Luego cada una de estas es inyectada en un desplazador de fase que controla las fases relativas de las señales con que se alimenta cada antena. El desfaseador utilizado es el detallado en el punto anterior.



Figura 8.18: Prototipo experimental de la agrupación lineal construida con cuatro antenas de ranuras cruzadas.

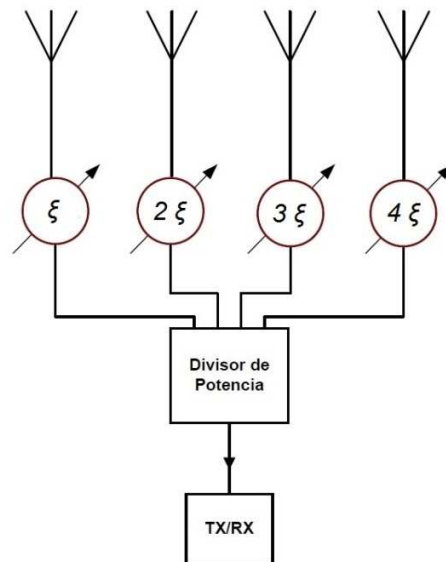


Figura 8.19: Diagrama en bloques de la excitación de la agrupación lineal de antenas empleada para realizar las mediciones.

8.2.5 Medidas del Diagrama de Radiación

Se realizaron mediciones del diagrama de radiación de la agrupación de antenas para ángulos de desplazamiento del haz principal de 0° , 10° , 20° y 30° , correspondientes a las simulaciones por software analizadas en el punto 8.2.2.

Las medidas del diagrama consistieron en medidas de campo lejano en el espacio libre, y fueron realizadas en la frecuencia central de funcionamiento (432 MHz), utilizando polarización lineal.

Los resultados pueden verse en las Figuras 8.20, 8.21, 8.22 y 8.23, correspondientes a ángulos de desplazamiento del haz principal de 0° , 10° , 20° y 30° respectivamente. Las curvas correspondientes a las medidas están superpuestas con resultados obtenidos de las simulaciones. En estos diagramas se observa, en color rojo el diagrama obtenido de las simulaciones utilizando el software FEKO [98], que emplea el método de los momentos como método numérico de cálculo. En color verde se muestra el diagrama obtenido utilizando el software CST [140], que emplea el método de las diferencias finitas en el dominio del tiempo y superpuestos en color azul se muestran los datos obtenidos de las mediciones realizadas sobre el prototipo de la agrupación lineal de antenas.

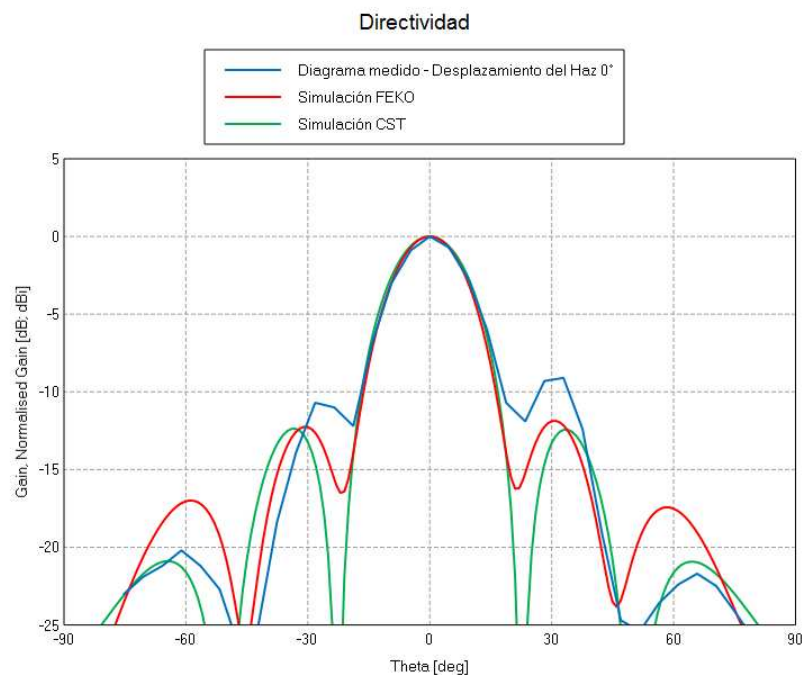


Figura 8.20: Resultados obtenidos de la medida y simulación del diagrama de radiación del prototipo de la agrupación lineal de antenas para un desplazamiento del haz principal de 0° .

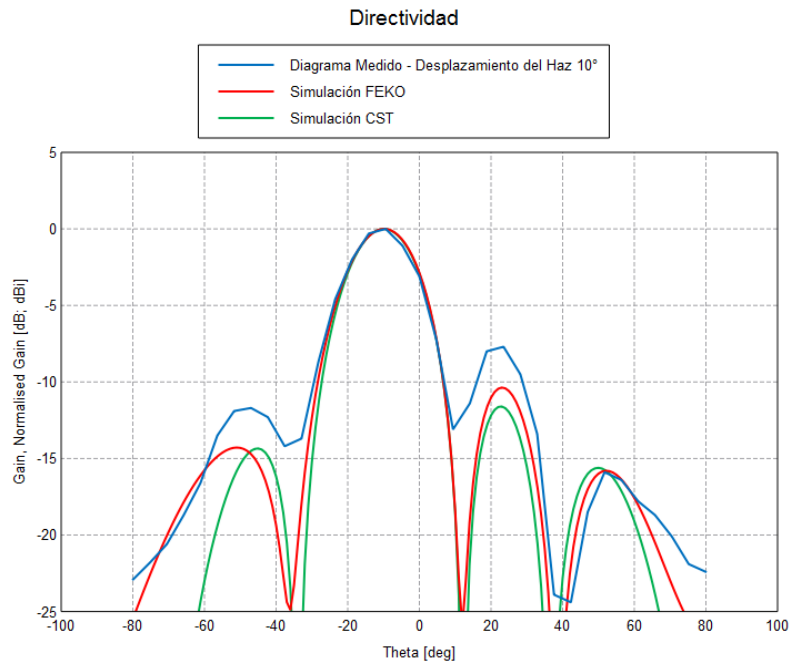


Figura 8.21: Resultados obtenidos de la medida y simulación del diagrama de radiación del prototipo de la agrupación lineal de antenas para un desplazamiento del haz principal de 10°.

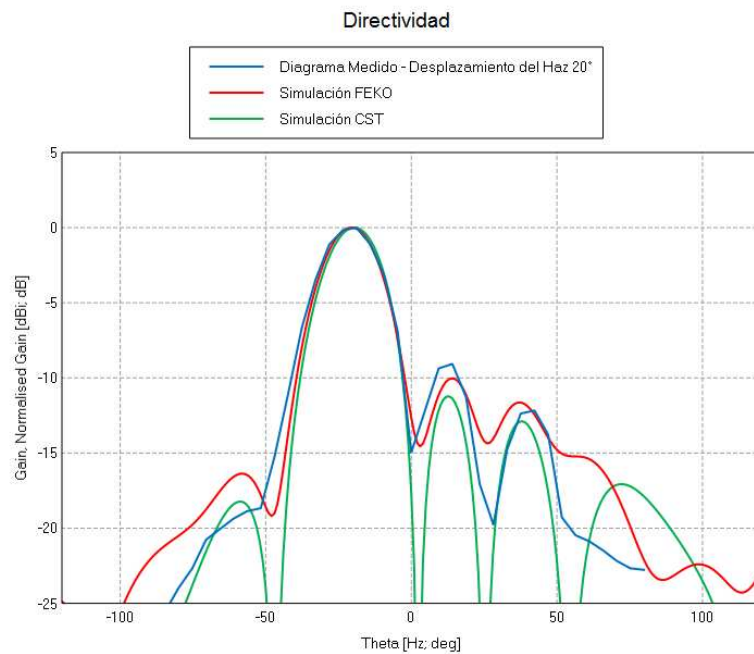


Figura 8.22: Resultados obtenidos de la medida y simulación del diagrama de radiación del prototipo de la agrupación lineal de antenas para un desplazamiento del haz principal de 20°.

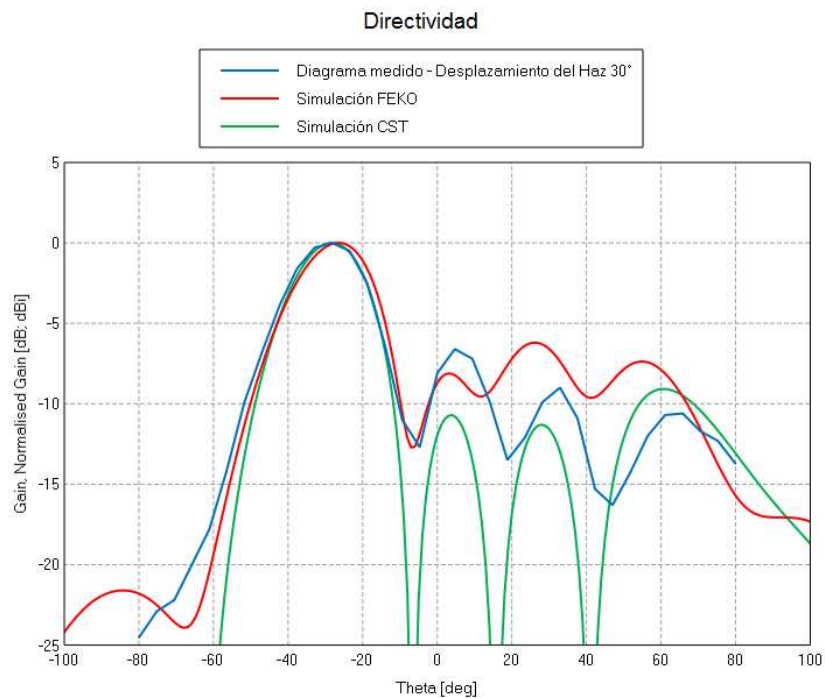


Figura 8.23: Resultados obtenidos de la medida y simulación del diagrama de radiación del prototipo de la agrupación lineal de antenas para un desplazamiento del haz principal de 30°.

Los resultados de las medidas realizadas permitieron la validación del diagrama de radiación para los distintos desplazamientos angulares del haz principal, ya que se ajustan a los obtenidos mediante simulaciones por software realizadas durante las etapas de diseño, y cumplen con los requerimientos impuestos.

La principal limitación de las medidas es que fueron realizadas empleando polarización lineal, por lo tanto las curvas mostradas corresponden a la componente total del campo y no se pueden discriminar las componentes de polarización circular derecha y polarización circular izquierda.

Se debe tener en cuenta además que las mediciones de los diagramas de radiación se realizaron en espacio abierto. Se deberían llevar a cabo medidas más rigurosas en ambientes adecuados con bajo nivel de ruido incluyendo mediciones de rechazo de polarización. Sin embargo, los resultados obtenidos permiten afirmar que las funcionalidades básicas del sistema de desplazamiento del haz principal se verifican, incluso con las limitaciones que las medidas en espacio abierto producen inevitablemente.

Una de las posibilidades para lograr una evaluación más precisa del diseño sería la construcción de un modelo a escala de la agrupación de antenas, de modo de evaluarla en frecuencias más altas, con el fin de que resulte una agrupación de antenas más pequeña y de fácil manejo para realizar medidas en una cámara anecóica.

8.3 Agrupación Bidimensional de Antenas de Ranuras Cruzadas

Tomando como base los resultados obtenidos con la agrupación lineal de antenas, se realizó el diseño de una agrupación bidimensional de 4 x 4 antenas de ranuras cruzadas. Se adoptaron como requerimientos principales de diseño los mostrados en la Tabla 8.1 (con $N=16$).

8.3.1 Diseño preliminar

La agrupación de 4 x 4 antenas de ranuras cruzadas es la extensión a dos dimensiones de la agrupación lineal de antenas detallada en el punto 8.2.1.

En este caso, se amplió ligeramente la distancia entre radiadores elementales de $0,65\lambda$ a $0,69\lambda$ ($d_x = d_y = 0,69\lambda$, ver Figura 7.13). Por lo tanto el máximo desplazamiento del haz principal con respecto a la vertical sin que se produzcan lóbulos de difracción se limita a 27° (Ecuación 7.23).

En la Figura 8.24 se muestra un diagrama de la configuración final de la agrupación con sus dimensiones expresadas en función de la longitud de onda λ .

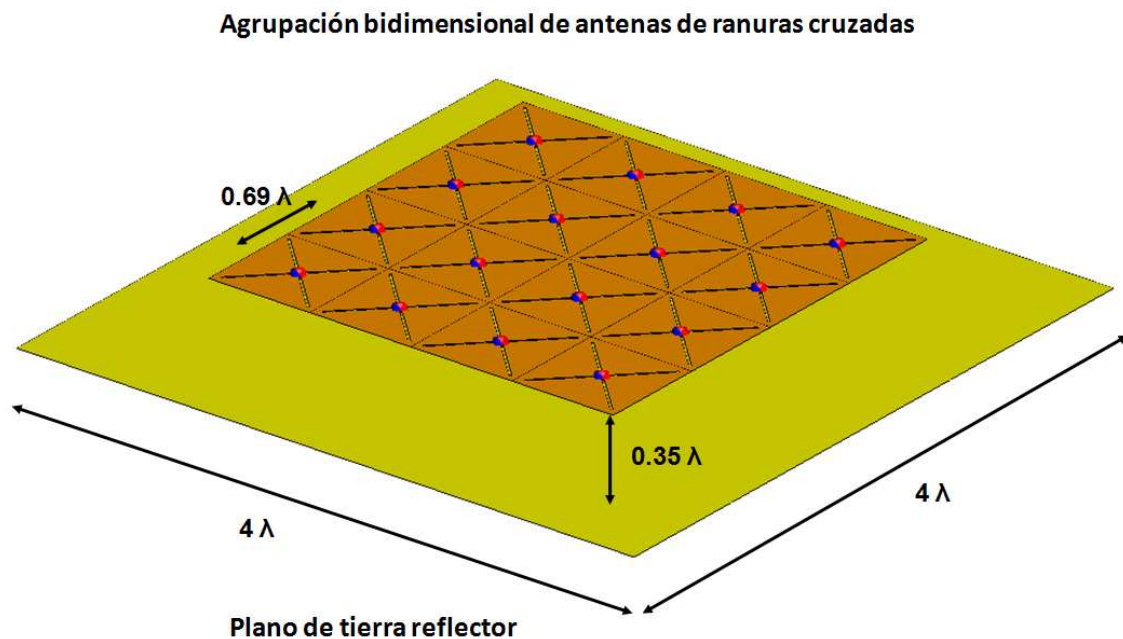


Figura 8.24: Agrupación bidimensional de antenas de ranuras cruzadas.

8.3.2 Simulaciones

El modelo de la agrupación bidimensional de antenas de ranuras cruzadas mostrado en la Figura 8.24 se simuló utilizando el software FEKO [98] con la finalidad de obtener las características de radiación para distintas excitaciones. Los ángulos progresivos ξ_x y ξ_y que se requieren para lograr el desplazamiento del haz principal generado por la agrupación puede calcularse utilizando las ecuaciones (7.36) y (7.37).

En la Figura 8.25 se muestran simulaciones de diagramas de radiación en tres dimensiones para ángulos de apuntamiento del haz principal de $\theta=0^\circ \phi=0^\circ$, $\theta=20^\circ \phi=0^\circ$ y $\theta=27^\circ \phi=45^\circ$.

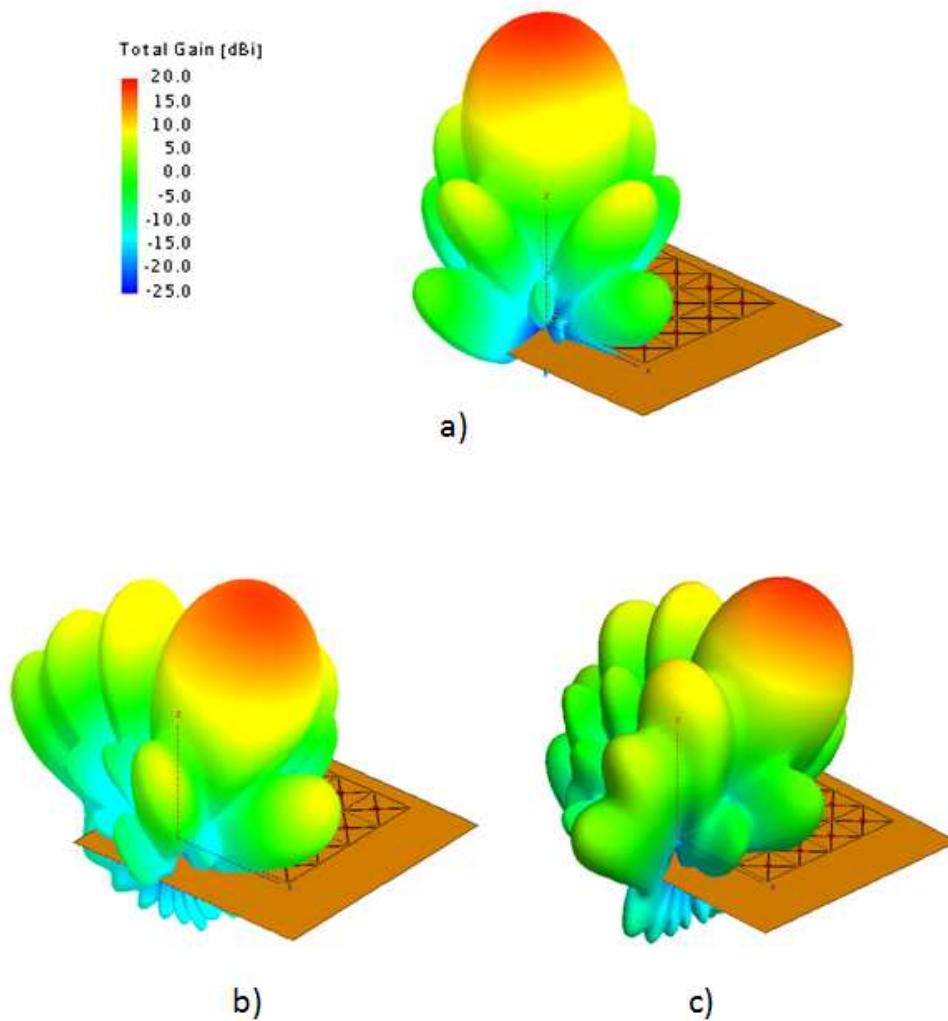


Figura 8.25: Diagrama de radiación en tres dimensiones de la agrupación bidimensional de antenas simulado para: a) $\theta=0^\circ \phi=0^\circ$, b) $\theta=20^\circ \phi=0^\circ$, c) $\theta=27^\circ \phi=45^\circ$.

La Figura 8.26 muestra un corte del diagrama de radiación simulado de la agrupación bidimensional de antenas, correspondiente al haz en la posición central ($\theta=0^\circ$ $\phi=0^\circ$). En la figura se pueden ver las componentes de campo total (traza verde), copolar (traza azul) y contrapolar (traza roja).

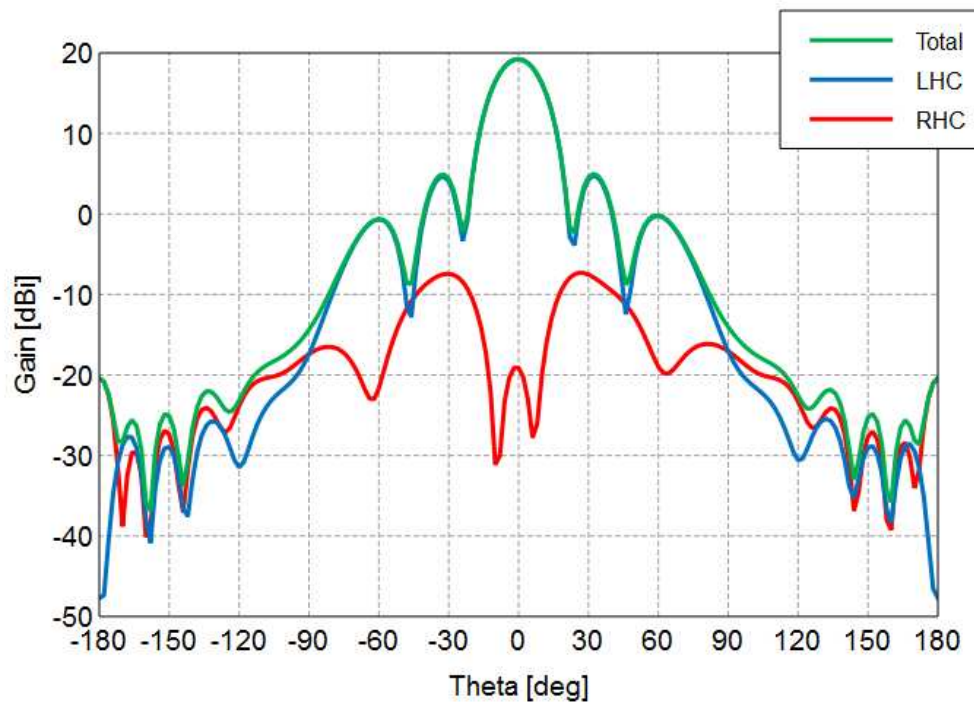


Figura 8.26: Corte del diagrama de radiación simulado de la agrupación bidimensional de antenas correspondiente a $\theta=0^\circ$ $\phi=0^\circ$. Se distinguen las componentes de campo total, copolar (LHC) y contrapolar (RHC).

La ganancia de la agrupación bidimensional de antenas para el haz en la posición central es de 19,2 dBi, el ángulo de potencia mitad es de $20,4^\circ$ y la distancia entre nulos principales es de $46,4^\circ$.

La relación lóbulo principal a lóbulos secundarios es de 14,25 dB, el rechazo de polarización cruzada es mayor a 26 dB para todo el diagrama de radiación, y la relación frente-espalda es de 39,8 dB.

Se confirma que la agrupación bidimensional ofrece más ganancia y lóbulos laterales inferiores que la agrupación lineal. Por otra parte el rechazo de polarización cruzada y la relación frente-espalda cumplen sobradamente los requerimientos planteados en la tabla 8.1.

8.3.3 Modelo Experimental de la Agrupación Bidimensional de Antenas de Ranuras Cruzadas

Un esquema de la implementación de la agrupación bidimensional de 4 x 4 antenas de ranuras cruzadas se muestra en la Figura 8.27. La señal se conecta a través de un divisor de potencia tipo Wilkinson que divide la señal de entrada en cuatro señales de igual fase y amplitud, las cuales son enviadas a cajas de procesamiento y control de señal. En estas cajas las señales son nuevamente divididas y cada una es conectada a un desplazador de fase, permitiendo en definitiva diferentes ángulos de apuntamiento. Los desplazadores de fase utilizados son los detallados en el punto 8.2.3, y son controlados por convertidores AD los cuales acoplados a microcontroladores, permiten su programación a distancia por medio de un bus RS485.

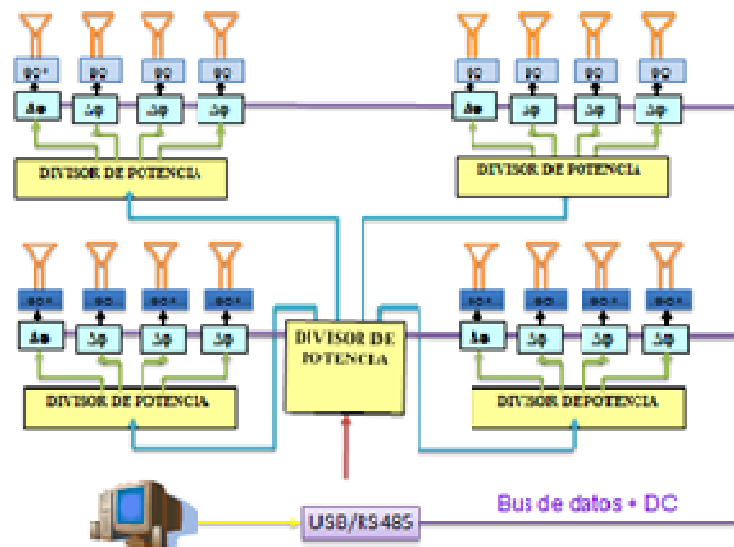


Figura 8.27: Esquema de la implementación de la agrupación bidimensional de antenas con detalle de la distribución de señales.

El modelo experimental se construyó en una lámina metálica donde se tallaron las ranuras. Por detrás de la agrupación de antenas se dispuso un plano de tierra constituido por una malla metálica fina (Figura 8.28).

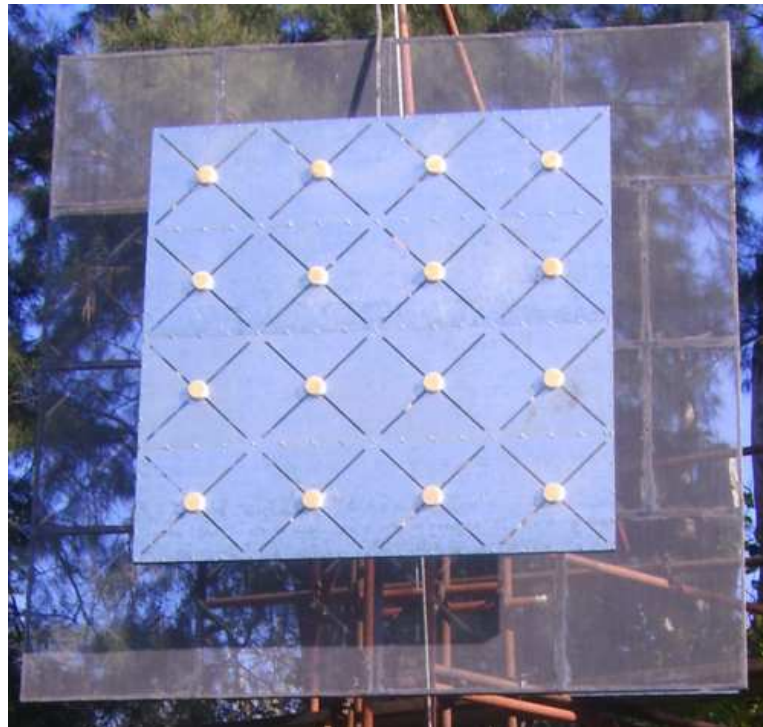


Figura 8.28: Agrupación bidimensional de antenas de ranuras cruzadas. Agrupación formada por 4 x 4 radiadores unitarios.

Todo el conjunto se montó en una estructura de soporte acoplada a través de un sistema mecánico desarrollado para lograr rotación en dos ejes con la finalidad de realizar las mediciones de distintos diagramas de radiación (Figura 8.29).



Figura 8.29: Agrupación de antenas instalada en la montura de medición donde se aprecian las cajas de procesamiento de señal y el sistema mecánico de movimientos.

8.3.4 Medidas del Diagrama de Radiación

Se realizaron mediciones para obtener los diagramas de radiación para distintos apuntamientos del haz principal y se compararon con las simulaciones efectuadas en las etapas de diseño con el software FEKO [98] (punto 8.3.2).

Las medidas del diagrama consistieron en medidas de campo lejano en el espacio libre, y fueron realizadas en la frecuencia central de funcionamiento (432 MHz), utilizando polarización lineal.

Los instrumentos empleados para caracterizar la potencia recibida son un analizador espectral Spectran HF-6060 y un medidor de potencia Minicircuits PWR-4RMS, realizándose medidas del fondo de radiación. La posición angular se registró empleando un goniómetro que permite alcanzar una resolución de 0,5°.

Algunos de los resultados de las mediciones pueden verse en las Figuras 8.30 y 8.31 correspondientes a ángulos de apuntamiento del haz principal de $\theta=0^\circ$ $\phi=0^\circ$ (posición central) y $\theta=27^\circ$ $\phi=45^\circ$ (desplazamiento extremo), respectivamente. Las curvas mostradas corresponden a las medidas de la componente total del campo, y están superpuestas con resultados obtenidos de las simulaciones realizadas con FEKO.

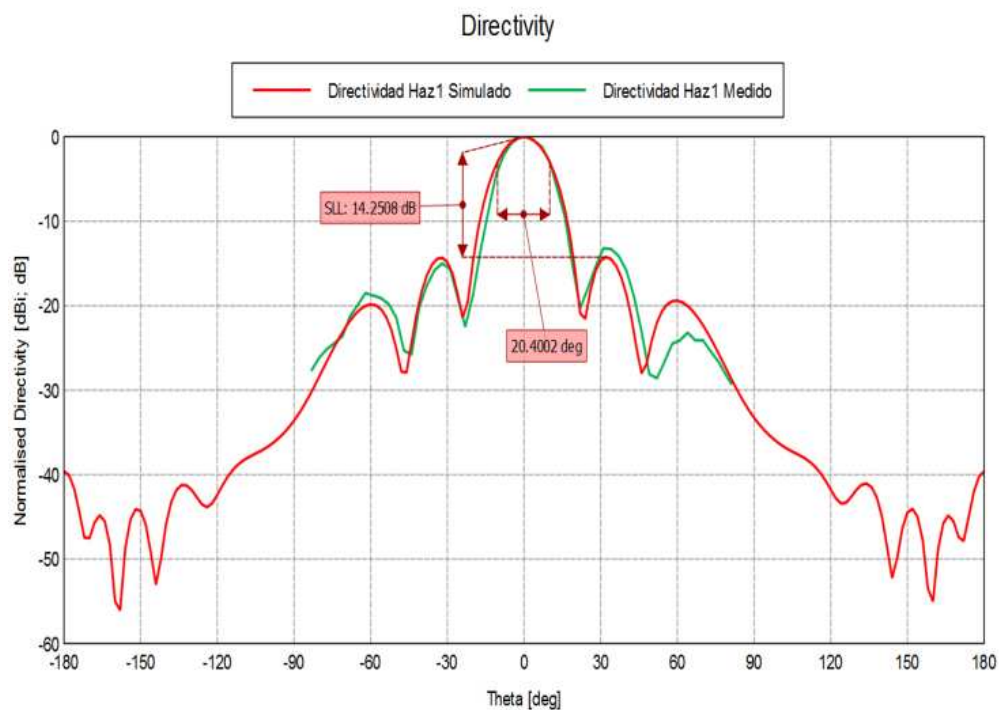


Figura 8.30: Diagramas de radiación simulado (traza roja) y medido (traza verde) para $\theta=0^\circ$ $\phi=0^\circ$ (plano de corte $\phi=0^\circ$).

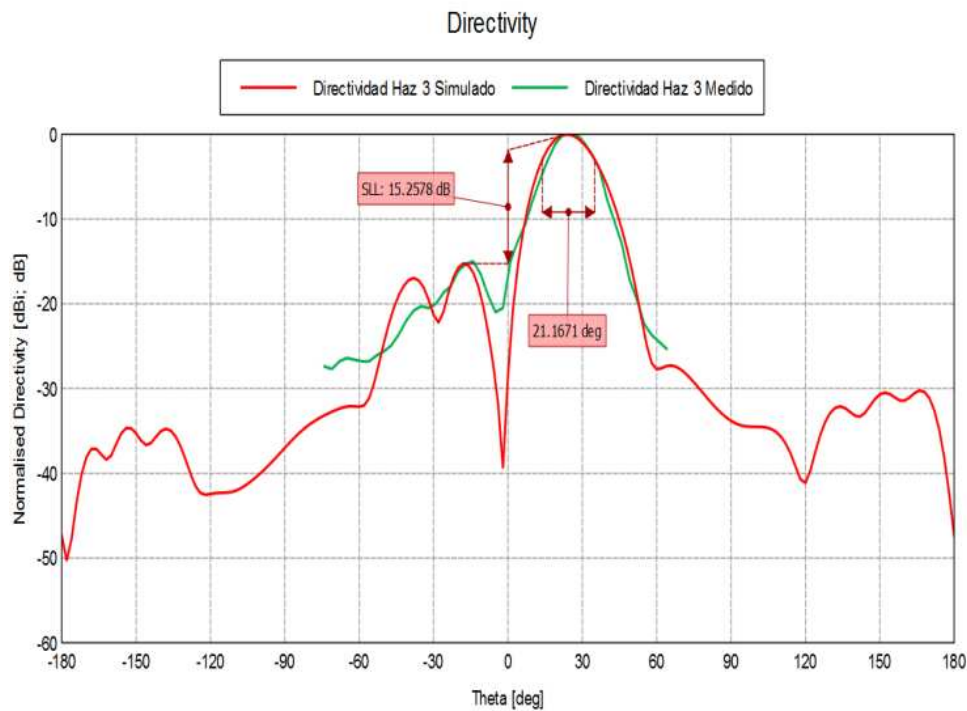


Figura 8.31: Diagramas de radiación simulado (traza roja) y medido (traza verde) para $\theta=27^\circ$ $\phi=45^\circ$ (plano de corte $\phi=45^\circ$).

Los diagramas de radiación obtenidos de las mediciones son concordantes con las simulaciones realizadas y en consecuencia, al igual que en el caso de la agrupación lineal de antenas de ranuras cruzadas, permitieron la validación del diagrama de radiación para los distintos desplazamientos angulares del haz principal.

También como en el caso de la agrupación lineal de antenas, la principal limitación de las medidas es que fueron realizadas empleando polarización lineal, por lo tanto las curvas mostradas corresponden a la componente total del campo y no se pueden discriminar las componentes de polarización circular derecha y polarización circular izquierda. Se deberían llevar a cabo medidas más rigurosas en ambientes adecuados con bajo nivel de ruido incluyendo mediciones de rechazo de polarización.

Para la agrupación bidimensional de antenas, al igual que con la agrupación lineal, los resultados obtenidos permiten afirmar que las funcionalidades básicas del sistema de desplazamiento del haz principal se verifican, incluso con las limitaciones debidas a las medidas en espacio abierto.

Se tiene entonces como resultado una agrupación de antenas con propiedades acordes a los requerimientos de diseño, y que, respecto de otros diseños, es más sencillo, robusto y de fácil construcción.

Desde el punto de vista de la herramienta de software utilizada, se puede observar la excelente correlación que existe entre los diagramas medidos y simulados en FEKO, evidenciando la buena performance de esta plataforma de simulación y la importancia

que este u otro software de simulación electromagnética tienen en el desarrollo de agrupaciones de antenas.

8.3.5 Análisis de acoplamiento entre radiadores de la agrupación

En el estudio de las agrupaciones de antenas, resulta de gran importancia el análisis del acoplamiento entre elementos unitarios, dado que dicho factor condiciona y modifica el patrón individual de radiación de cada elemento y por lo tanto también el general. Debido a este efecto cada uno de los radiadores de la agrupación puede presentar un diagrama de irradiación diferente [119].

El estudio analítico riguroso de los diferentes mecanismos de acoplamiento entre antenas es muy complejo y depende en gran medida de varios factores, por lo que históricamente se han utilizado modelos de red de dos puertos para caracterizar el acoplamiento mutuo entre antenas, facilitando enormemente el análisis.

Normalmente, dos antenas se ven como una red lineal con dos puertos, donde cada puerto representa los terminales de las antenas. Tomando el modelo de parámetros "Z" de la teoría de circuitos, esta red de dos puertos se puede ver como una "caja negra" donde las tensiones de los terminales se pueden expresar como funciones lineales de las corrientes, y los coeficientes de estas ecuaciones son impedancias llamadas Parámetros Z.

Esta es una forma muy útil y práctica de describir y caracterizar el conjunto de antenas, especialmente el acoplamiento mutuo entre elementos sin un conocimiento profundo del mecanismo de acoplamiento. Este es el punto de vista presentado en toda la literatura clásica [107], [141], [142], [143], [144], [145].

Pero el modelo clásico de impedancias presupone que las antenas funcionan en modo de transmisión. En los últimos años, varios autores han introducido nuevos conceptos sobre el acoplamiento mutuo en el modo de recepción, demostrado que la aplicación del modelo convencional al caso de una agrupación de antenas receptora conduce a errores en el cálculo de las impedancias mutuas [146], [147], [148].

Estas impedancias mutuas dependen de la distancia entre elementos y de la geometría de la agrupación (posición de las antenas unitarias) y como se mencionó, presentan un comportamiento diferente cuando la agrupación transmite, respecto de cuando recibe.

8.3.5.1 Análisis de la agrupación en modo recepción

Con el objeto de evaluar la incidencia del acoplamiento entre radiadores en el desempeño de la agrupación, se midió el diagrama de recepción para los elementos radiantes unitarios típicos dentro de la misma y se compararon con dos diagramas obtenidos mediante simulación, uno formando parte del arreglo y otro como elemento aislado.

En la Figura 8.32 se puede observar una vista frontal del modelo experimental de la agrupación de antenas. En dicha figura pueden visualizarse tres posiciones típicas para las antenas individuales, denominadas A, B y C, según se muestra. Los diagramas de radiación

del resto de los elementos unitarios pueden obtenerse a partir de los diagramas medidos para estas tres posiciones, por simetría.

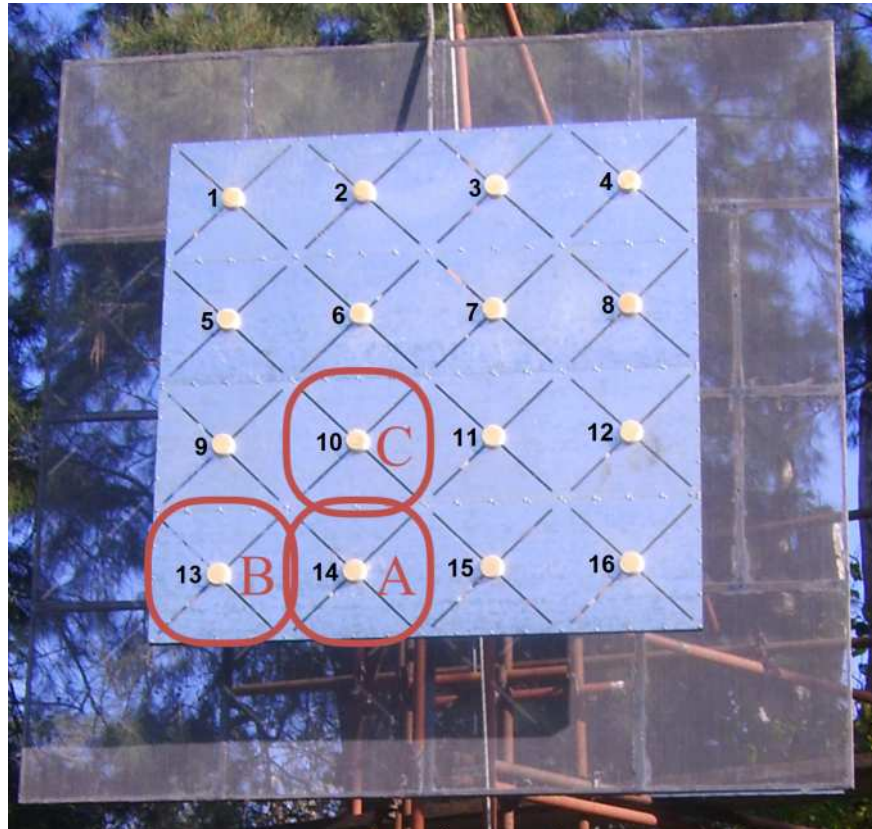


Figura 8.32: Agrupación bidimensional de antenas de ranuras cruzadas. Posiciones típicas de los radiadores.

Se presenta en las Figuras 8.33 a 8.38 la comparación de dos cortes (horizontal y vertical) de los diagramas simulados y medidos para cada una de las antenas individuales (A, B y C). La curva azul corresponde al diagrama de radiación simulado de la antena analizada formando parte de la agrupación. La curva verde corresponde al diagrama de radiación simulado de la antena unitaria aislada, y la curva roja corresponde a la medida del diagrama de radiación de recepción de la antena unitaria en el contexto de la agrupación.

Puede observarse gran coincidencia entre medición y simulaciones, con apartamientos inferiores a 3 dB.

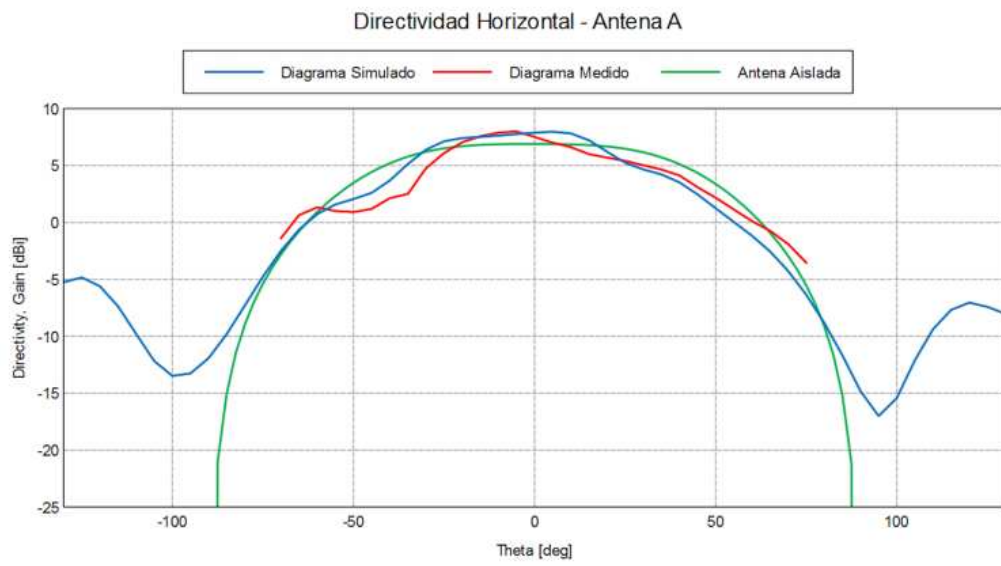


Figura 8.33: Diagrama de radiación horizontal de la Antena A. Comparación de diagramas simulado y medido.

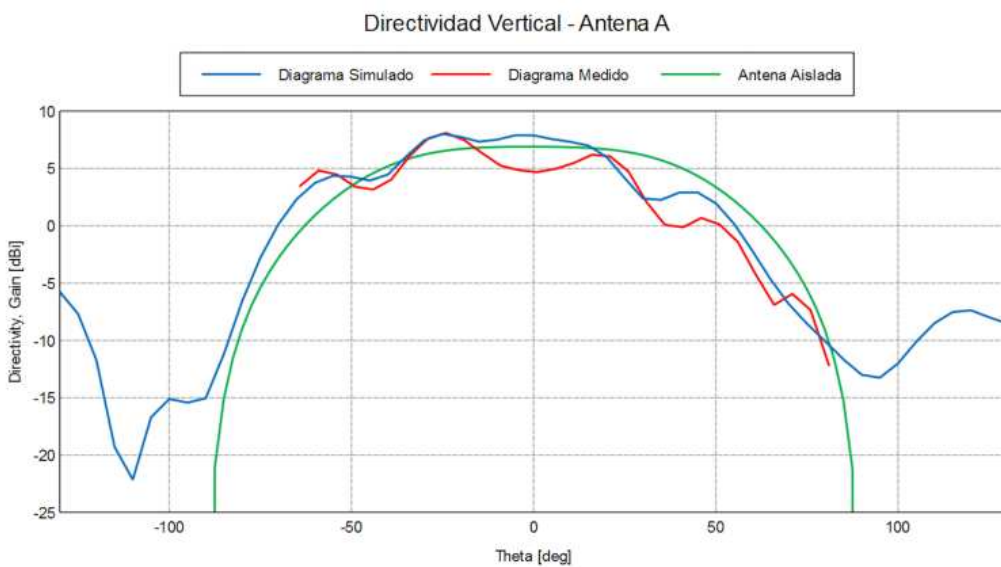


Figura 8.34: Diagrama de radiación vertical de la Antena A. Comparación de diagramas simulado y medido.

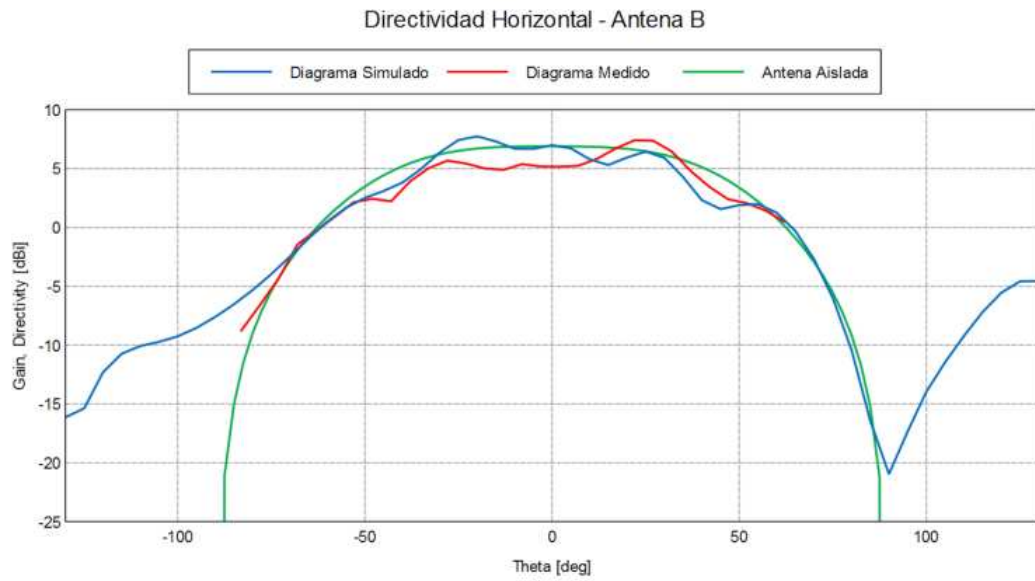


Figura 8.35: Diagrama de radiación horizontal de la Antena B. Comparación de diagramas simulados y medido.

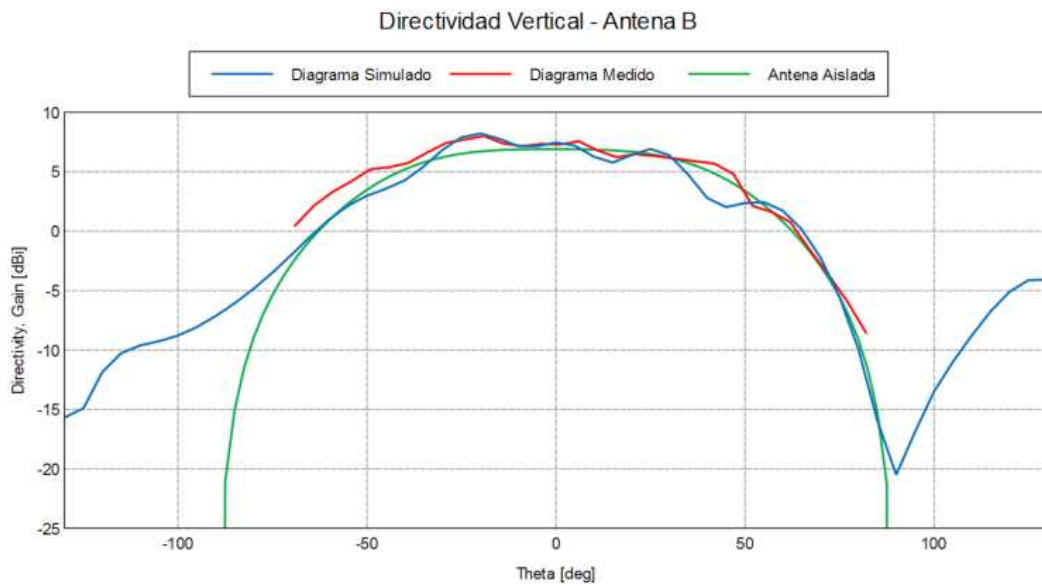


Figura 8.36: Diagrama de radiación vertical de la Antena B. Comparación de diagramas simulados y medido.

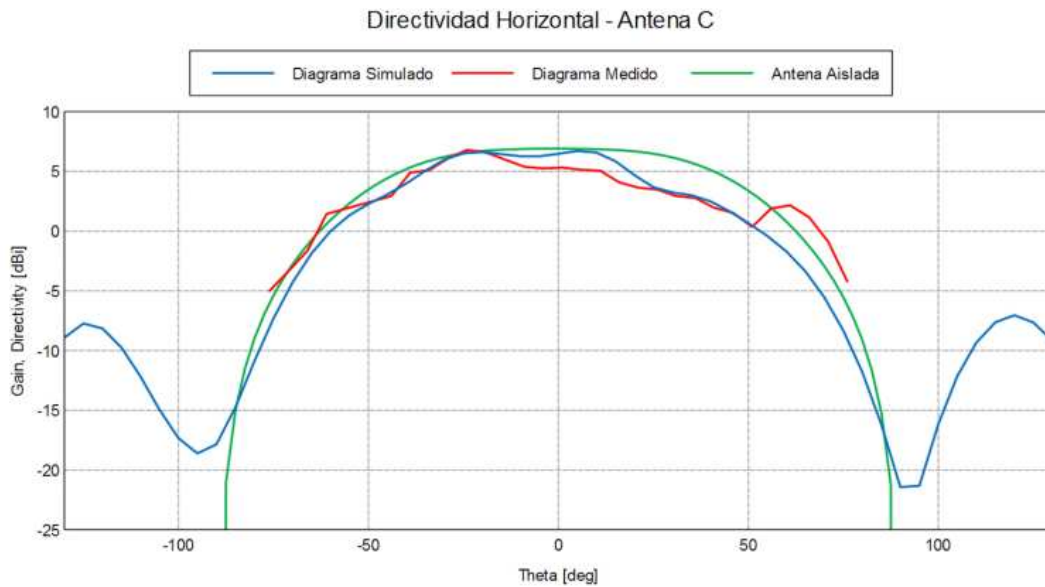


Figura 8.37: Diagrama de radiación horizontal de la Antena C. Comparación de diagramas simulados y medido.

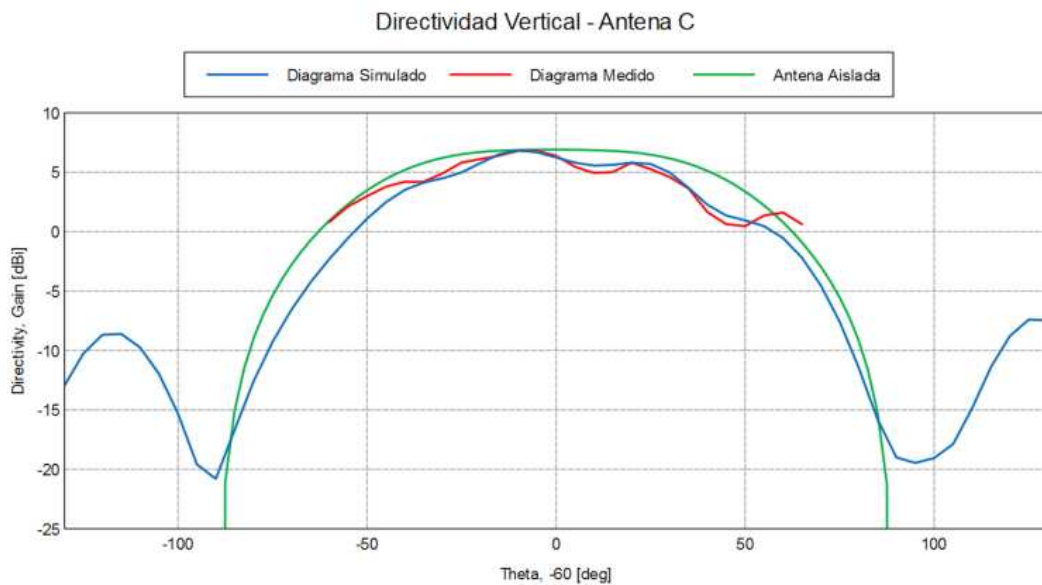


Figura 8.38: Diagrama de radiación vertical de la Antena C. Comparación de diagramas simulados y medido.

En la Figura 8.39 se presenta una comparación entre los diagramas de radiación teórico, simulado y medido, correspondiente a la agrupación de antenas.

El diagrama de radiación teórico normalizado para el haz en su posición central, mostrado en color rojo, se obtiene a partir de la ecuación (7.4), donde el factor de la agrupación $FA = FA_{plano} = (FA_x)_n \times (FA_y)_m$ (ecuación 7.32), y donde se empleó como campo radiado del elemento unitario al obtenido por medio de simulación, para un elemento aislado (Figuras 8.33 a 8.38 en color verde).

El diagrama de la agrupación simulada, mostrado en color verde, fue obtenido mediante el software FEKO, en tanto que el diagrama medido, mostrado en color azul, corresponde al obtenido de evaluar el modelo de pruebas. Ambos diagramas ya fueron mostrados en la figura 8.30.

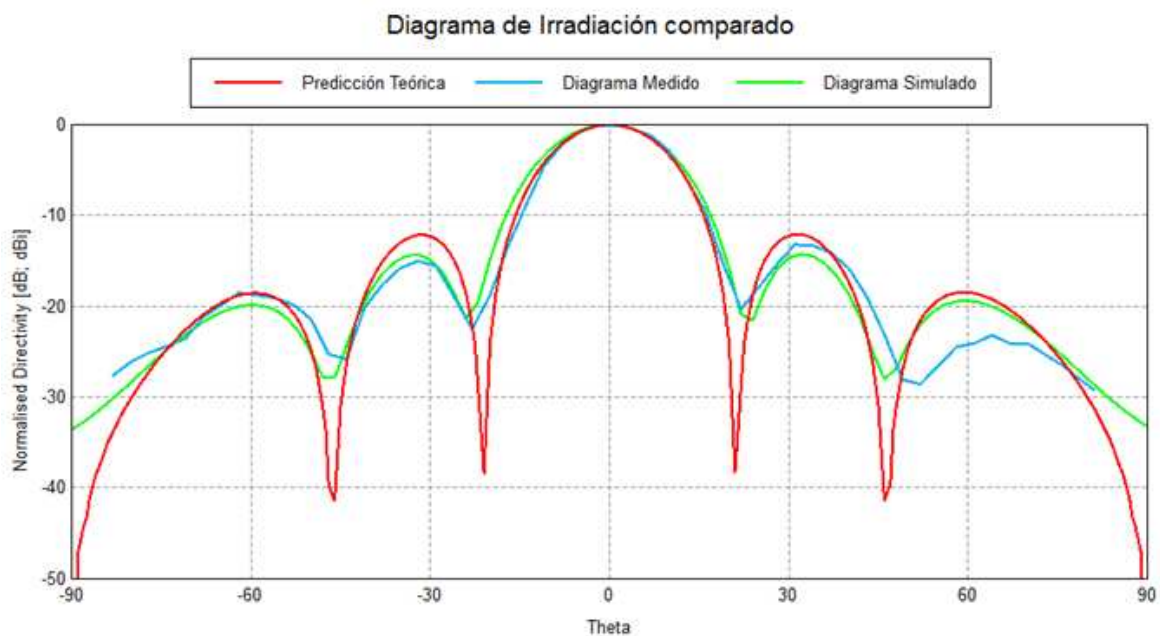


Figura 8.39: Comparación de los diagramas de radiación global teórico, simulado y medido.

Puede observarse gran semejanza entre las tres curvas, presentando el diagrama medido del modelo de prueba las características predichas para el haz principal y relación de lóbulos laterales con muy pequeñas diferencias.

8.3.5.2 Análisis de la agrupación en modo transmisión

Para realizar una comprobación del desempeño de la antena en modo de transmisión se midieron, empleando un Analizador de redes vectorial Anritsu MS2026c, los parámetros de dispersión entre elementos unitarios adyacentes, tomando las antenas de a pares y dejando las demás en condiciones de adaptación, de acuerdo al esquema de la Figura 8.40.

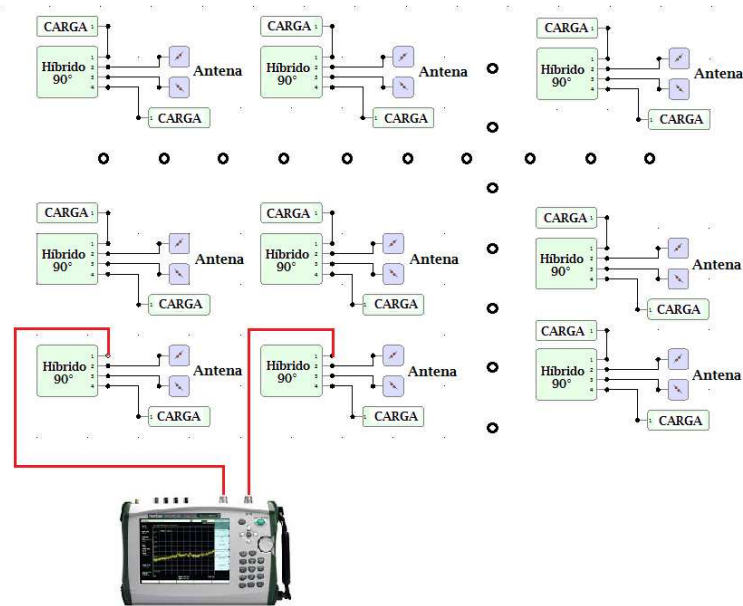


Figura 8.40: Esquema de medición de los parámetros de dispersión para los pares típicos de antenas adyacentes.

Se adquirieron estos parámetros para los pares de antenas 10-7, 10-9, 10-11, 10-13, 10-15, 14-9, 14-13 y 14-15, correspondiendo la numeración a la mostrada en la Figura 8.32. Con los valores medidos es posible, aplicando simetría, representar las impedancias mutuas para todos los pares de antenas adyacentes de la agrupación de antenas. Se obtuvo así la matriz de parámetros de dispersión, la cual nos permite, por medio de las ecuaciones (8.13) a (8.16), obtener los valores de la impedancia mutua convencional:

$$Z_{11} = Z_0 \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12} S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}} \quad (8.13)$$

$$Z_{12} = Z_0 \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}} \quad (8.14)$$

$$Z_{21} = Z_0 \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}} \quad (8.15)$$

$$Z_{22} = Z_0 \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12} S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} S_{21}} \quad (8.16)$$

Se presentan en la Figura 8.41 los gráficos de esta impedancia mutua convencional, en sus partes real e imaginaria en función de la frecuencia, para el ancho de banda de las señales del radar (4MHz). Se observa que los valores obtenidos resultan de bajo valor en vista de otros valores publicados [148], [149], [150]. Esto permite deducir que su incidencia en el haz de irradiación final será pequeña, por lo que el diagrama final diferirá poco respecto del predicho por la teoría.

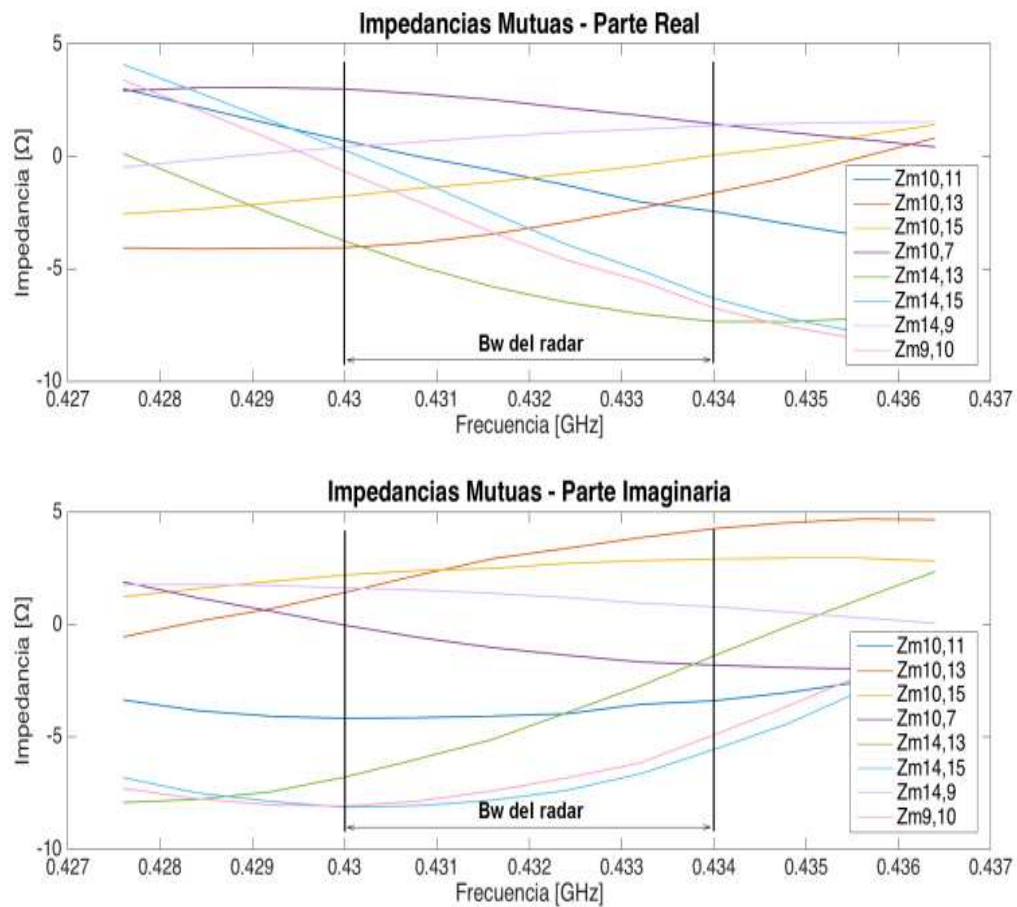


Figura 8.41: Impedancias mutuas, parte real y parte imaginaria de los pares de antenas adyacentes de la agrupación.

De la comparación de los resultados presentados, se observa que para esta agrupación de antenas, la incidencia de las impedancias mutuas, si bien deforma ligeramente los diagramas individuales, su efecto en el patrón global de irradiación es despreciable.

Capítulo 9

Conclusiones

9.1 Conclusiones

El objetivo principal de esta Tesis ha sido sentar un marco base para implementar un desarrollo tecnológico concreto destinado a estudiar la ionosfera. Esto se llevó a cabo mediante la investigación y desarrollo de antenas y agrupaciones de antenas con haces orientables electrónicamente, que cumplen los requerimientos para ser empleadas en radares de dispersión incoherente.

Se comenzó con el estudio de los procesos que ocurren en la ionosfera, se analizó su estructura y comportamiento, la naturaleza de los gases que componen la atmósfera y la interacción que ocurre entre estos y la radiación solar.

Luego se analizaron los fenómenos físicos involucrados en el proceso de dispersión incoherente de ondas de radio de la ionosfera terrestre y se estudió el estado del arte de los radares de dispersión incoherente.

A partir de este análisis se establecieron requerimientos de diseño concretos del sistema de radar tales como rango de frecuencias de operación, ancho de banda, duración del pulso de RF transmitido, potencia de transmisión y requerimientos particulares para la antena, tales como directividad (ganancia), ancho de haz de antena, polarización de las ondas transmitidas y recibidas, y requerimientos de desplazamiento del haz principal.

Partiendo de estos requerimientos se realizaron diseños originales de elementos radiantes, agrupaciones de antenas y componentes de Radio Frecuencia.

A continuación se resumirán las conclusiones principales de esta Tesis, haciendo una división de las áreas temáticas desarrolladas.

9.1.1 Análisis y diseño de antenas utilizando la Teoría de los Modos Característicos

El análisis de Modos Característicos es un método utilizado en electromagnetismo que brinda información de las posibles características de resonancia electromagnética de una estructura mediante la búsqueda y el examen de los modos propios de la estructura. La existencia de los modos es independiente de la excitación. El análisis de modos característicos da una idea física de las propiedades electromagnéticas fundamentales de la radiación de objetos e información valiosa en el diseño de antenas.

El análisis modal proporciona información acerca de la física subyacente, especialmente cuando se utiliza para comprender el comportamiento radiante de estructuras metálicas de geometría simple en el que las corrientes fluyen siguiendo esquemas predecibles.

La Tesis aplica la Teoría de los Modos Característicos para el diseño de las antenas elementales que componen la agrupación de antenas. En el Capítulo 4 se presentan los fundamentos de la Teoría de Modos Característicos, y en el Capítulo 5 se emplea el análisis modal para estudiar las antenas de dipolos cruzados, que son los elementos radiantes que emplean la mayoría de los radares ISR en la actualidad.

Los resultados obtenidos permiten explicar todas las condiciones de polarización que se pueden generar con antenas dipolos cruzados, mediante la combinación de dos modos ortogonales polarizados linealmente (Capítulo 5, sección 5.3).

La aplicación del análisis modal también permitió explicar de un modo alternativo a la teoría clásica, la generación de radiación con polarización circular utilizando dipolos cruzados de distinta longitud con alimentación única (Capítulo 5, sección 5.4). Estos resultados son aportes originales de esta Tesis, y fueron presentados en el congreso ARGENCON 2016 realizado en la Ciudad Autónoma de Buenos Aires y también en un trabajo [151] publicado por el Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE).

Con la finalidad de diseñar antenas elementales para las agrupaciones, en el Capítulo 6 se analizaron diferentes tipos de estructuras planas formadas por ranuras talladas en una placa metálica cuadrada finita, tales como ranuras simples y ranuras cruzadas (Capítulo 6, secciones 6.5 a 6.7). Las investigaciones se centraron fundamentalmente en el efecto de la configuración de alimentación y su localización sobre la excitación de los modos. Los resultados obtenidos de la aplicación del Análisis Modal mediante simulaciones por software permitieron explicar el comportamiento radiante y las características de polarización de las estructuras analizadas. Estos resultados son aportes originales de esta Tesis, y fueron presentados en el congreso EuCAP 2016 (the 10th European Conference on Antennas and Propagation), realizado en la ciudad de Davos, Suiza, y también en un trabajo [152] publicado por el Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). Este trabajo fue seleccionado como uno de los trabajos relevantes del año 2016 por la empresa Altair Engineering Inc. Distribuidora del software FEKO, y fue utilizado en un seminario web [153] como ejemplo de la utilización la teoría de Modos Característicos para diseñar mecanismos de alimentación de las antenas.

Una vez determinadas las condiciones necesarias para obtener polarización circular mediante la utilización de la teoría de los Modos Característicos, se diseñaron tres modelos experimentales de la antena de ranuras cruzadas, que fueron construidos con el fin de validar las características analizadas anteriormente. Las antenas diseñadas fueron la

antena de ranuras cruzadas en lámina metálica (Capítulo 6, sección 6.8.1), la antena de ranuras cruzadas en material de circuito impreso [154] (Capítulo 6, sección 6.8.2) y la antena de ranuras cruzadas de bajo perfil en banda S (Capítulo 6, sección 6.8.3). Esta última antena es un diseño a escala reducida de las antenas anteriores, que fue realizado con la finalidad de efectuar mediciones en una cámara anecoica para verificar las características de polarización circular. Sin embargo, se obtuvo una antena compacta que podría ser una gran solución en aplicaciones donde se requiere que la antena ocupe poco espacio, como por ejemplo dispositivos portátiles cada vez más compactos, disciplina satelital, e inclusive aplicaciones en trajes espaciales [155]. Los resultados obtenidos con esta antena fueron presentados en el XXXII Simposiun Nacional Español de la Unión Científica Internacional de Radio, Año 2017, realizado en la ciudad de Cartagena, Murcia, España, y publicados en [156].

9.1.2 Agrupaciones de Antenas

En el Capítulo 7 se estudiaron la teoría y las técnicas de diseño de agrupaciones de antenas para luego aplicarlas al diseño de agrupaciones de barrido electrónico que cumplan con los requerimientos para ser empleadas en radares ISR y que emplean como elementos radiantes antenas de ranuras cruzadas.

En el Capítulo 8 se definieron requerimientos de movimiento de haz de antena en una dimensión y se diseñó una agrupación experimental lineal constituida por 4 antenas de ranuras cruzadas (sección 8.2.1). Se optimizaron las dimensiones del diseño en función de los requerimientos definidos utilizando simulaciones por software (sección 8.2.2). Se construyó un modelo experimental de la agrupación lineal de antenas y se realizaron mediciones que validaron las características de diseño (secciones 8.2.4 y 8.2.5). Se obtuvo una agrupación lineal de antenas de ranuras cruzadas, con capacidad de desplazar su haz principal en $\pm 30^\circ$ con respecto a su posición central. Los principales resultados obtenidos se pueden resumir en las medidas del diagrama de radiación de la agrupación de antenas para valores de desplazamiento del haz principal de 0° , 10° , 20° y 30° , que se muestran en la Figuras 8.20 a 8.23. Estos resultados son aportes originales de esta Tesis, y fueron presentados en el XXX Simposiun Nacional Español de la Unión Científica Internacional de Radio, Año 2015, realizado en la ciudad de Pamplona, España y publicados en [157] y [158].

Finalmente se definieron requerimientos de movimiento de haz de antena en dos dimensiones y se diseñó una agrupación experimental cuadrada de 16 antenas (sección 8.3.1). Se optimizaron las dimensiones del diseño en función de los requerimientos definidos utilizando simulaciones por software (sección 8.3.2) y se construyó un modelo experimental de la agrupación bidimensional. Se realizaron mediciones que validaron las características de diseño (secciones 8.3.3 y 8.3.4). Se obtuvo una agrupación

bidimensional de antenas de ranuras cruzadas, con capacidad de desplazar su haz principal en un cono de $\pm 27^\circ$ con respecto a su posición central ($\theta = \pm 27^\circ$ $\phi = 0^\circ - 360^\circ$). Los principales resultados obtenidos se muestran en la sección 8.3.4.

Para la agrupación bidimensional de antenas, al igual que con la agrupación lineal, los resultados obtenidos permiten afirmar que las funcionalidades básicas del sistema de desplazamiento del haz principal se verifican. Se tiene entonces como resultado una agrupación de antenas con propiedades acordes a los requerimientos de diseño, y que, respecto de otros diseños, es más sencillo ya que no requiere redes de adaptación de impedancias, es más robusto y de fácil construcción, siendo ideal para estructuras modulares como el radar AMISR.

Los resultados obtenidos con la agrupación bidimensional de antenas de ranuras cruzadas son aportes originales de esta Tesis, y fueron presentados en el congreso ARGENCON 2016 realizado en la Ciudad Autónoma de Buenos Aires y también en un trabajo [159] publicado por el Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE).

Adicionalmente se realizó un análisis del acoplamiento entre elementos unitarios de la agrupación bidimensional de antenas. Con el objeto de evaluar la incidencia del acoplamiento entre radiadores en el desempeño de la agrupación, se midió el diagrama de recepción para los elementos radiantes unitarios típicos dentro de la misma y se compararon con dos diagramas obtenidos mediante simulaciones (sección 8.3.5.1). Se obtuvo como resultado que el diagrama de radiación medido del modelo de prueba confirma las características predichas para el haz principal y relación de lóbulos laterales con muy pequeñas diferencias. Para realizar una comprobación del desempeño de la antena en modo de transmisión se midieron los parámetros de dispersión entre elementos unitarios adyacentes, y en base a estas mediciones se calcularon las impedancias mutuas para todos los pares de antenas adyacentes de la agrupación bidimensional de antenas (sección 8.3.5.2). Estos resultados se presentan en la Figura 8.41. De la comparación de los resultados presentados, se observa que para esta agrupación de antenas, la incidencia de las impedancias mutuas, si bien deforma ligeramente los diagramas individuales, su efecto en el patrón global de radiación es despreciable. Estos resultados son aportes originales de esta Tesis, y fueron presentados en el XXXI Simposiun Nacional Español de la Unión Científica Internacional de Radio, Año 2016, realizado en la ciudad de Madrid, España, y publicados en [160].

9.1.3 Diseño de componentes de Radio Frecuencia

El estudio y diseño de las agrupaciones de antenas realizadas en la Tesis tuvieron un enfoque a nivel de sistema, lo que significa que se analizó la relación entre las antenas elementales, las agrupaciones de antenas y todos los componentes auxiliares para lograr el movimiento del haz generado.

Además de las antenas y agrupaciones se diseñaron componentes de RF auxiliares, tales como acopladores híbridos, divisores de potencia y desplazadores de fase.

La metodología empleada fue realizar un estudio del estado del arte de estos componentes, realizar diseños mediante la utilización de Parámetros de Scattering (Parámetros S) y analizar el desempeño de los diseños realizados mediante simulaciones por software. Finalmente se validaron los diseños construyendo modelos de prueba y realizando mediciones.

Son aportes originales de esta Tesis los resultados obtenidos en el diseño del desplazador de fase (Capítulo 8, sección 8.2.3). Se logró desarrollar un desplazador de fase que permite obtener un desplazamiento de fase de 366° , con un rizado de amplitud menor a $\pm 0,6$ dB para el rango total de variación de la fase.

Estos resultados fueron presentados en el congreso ARGENCON 2014 realizado en la Ciudad de Bariloche y también en un trabajo [161] publicado por el Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE).

9.2 Trabajos Futuros

Quedan aspectos que serían de interés de seguir investigando, entre ellos pueden mencionarse:

- **Efecto de las condiciones ambientales:** Posteriormente al diseño y validación de las agrupaciones de antenas presentadas en esta Tesis, se requiere considerar que estas permanecerán expuestas a condiciones ambientales poco favorables. Ante estas condiciones sería interesante realizar un estudio del efecto de los factores ambientales sobre las antenas, y en caso de obtener resultados negativos, efectuar mejoras conservando los resultados presentados.
- **Estudio de otro tipo de alimentación (no uniforme):** Como se detalló en el Capítulo 7, en la alimentación uniforme cada elemento radiante se alimenta con una corriente de la misma magnitud pero con un desplazamiento de fase progresivo ξ . Si bien se demostró que la distribución de corrientes uniforme es la alimentación óptima cuando se busca obtener la mayor directividad posible, sería de interés estudiar cómo se comporta la agrupación de antenas cuando es alimentada con otro tipo de distribución de corrientes (no uniforme), como por ejemplo distribución de Taylor, distribución Binomial, distribución de Dolph - Tschebyscheff, y otras, buscando maximizar la relación entre la directividad y el nivel de lóbulos laterales.
- **Estudio de otro tipo de apertura:** otro factor que incide en el nivel de lóbulos laterales, además de la distribución de corrientes empleada para alimentar las antenas, es el tipo de apertura empleada al diseñar la agrupación. Cuando el número de antenas que componen la agrupación es grande, para una apertura rectangular con una distribución de corrientes uniforme, se observa que la atenuación en el primer lóbulo lateral es de solo 13,3 dB con respecto al lóbulo principal. Sin embargo, para las mismas condiciones

pero empleando una apertura circular, el primer lóbulo lateral se atenúa en 17.6 dB con respecto al lóbulo principal, manteniendo la misma directividad que se obtiene con la apertura rectangular.

Sería de interés diseñar una agrupación circular de antenas de ranuras cruzadas y estudiar qué características de directividad, nivel de lóbulos laterales, variación del rechazo de polarización cruzada en función del desplazamiento angular del haz principal y ángulo máximo de desplazamiento del haz sin aparición de lóbulos de difracción se pueden obtener.

- **Diseño de una agrupación de antenas a escala real:** Los diseños de agrupaciones de antenas presentados en esta Tesis permiten establecer un marco base para implementar una agrupación de antenas de mayores dimensiones, para ser utilizada en radares ISR. Sin embargo, para cumplir con el requerimiento de directividad (ganancia) de estos radares, es necesario que el número de radiadores que componen la agrupación sea grande. Un valor típico es del orden de 4000 elementos radiantes.

Sería de interés diseñar una agrupación de antenas a escala real, es decir, con un número grande de elementos radiantes, como el mencionado anteriormente. Si bien es difícil obtener los recursos económicos para realizar un modelo de pruebas a escala real, el diseño podría ser evaluado mediante simulaciones. Como se ha demostrado, los simuladores electromagnéticos empleados permiten aproximar las características de los diseños con errores muy acotados.



Bibliografía

- [1] R. W. Schunk, A. F. Nagy, "Ionospheres". Cambridge University Press. 2000.
- [2] V. Bothmeer, A. Daglis, "Space Weather: Physics and Effects". Springer-Praxis Books in Environmental Sciences. 2007.
- [3] K. Davies, " Ionospheric Radio" . Peregrinus ltd. london uk. 1990.
- [4] J. K. Hargreaves, "The solar – terrestrial environment". Cambridge Atmospheric and Space Sciences Series. 1995.
- [5] R. D. Hunsucker, "Radio Techniques for Probing the Terrestrial Ionosphere". Physics and chemistry in space; v. 22. Springer-Verlag. Berlin Heidelberg . 1991.
- [6] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, "Antenna Theory and Design". 2nd ed., John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, 1998.
- [7] D. F. Kelley and W. L. Stutzman, "Array pattern modeling methods that include mutual coupling effects", IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. 41, pp. 1625–1632, December 1993.
- [8] C. A. Balanis, "Modern Antenna Handbook", John Wiley and Sons, NY, 2008.
- [9] I. Wolff, "Determination of the radiating system which will produce a specified directional characteristic". Proc. IRE, Vol. 25, pp. 630–643, May 1937.
- [10] G. A. Somers, "A proof of the Woodward– Lawson sampling method for a finite linear array". Radio Sci , Vol. 28, pp. 481–485, July-August 1993.
- [11] M. J. Maybell, "The Woodward– Lawson method: a third opinion". IEEE Antennas Propag. Soc. Newslett., pp. 49–50, June 1989.
- [12] H. E. Shanks, "A geometrical optics method of pattern synthesis for linear arrays". IRE Trans. Antennas Propag., Vol. 8, pp. 485–490, September 1960.
- [13] A. Ksienski, "Equivalence between continuous and discrete radiating arrays". Can. J. Phys, Vol. 39, pp. 335–349, February 1961.
- [14] W. L. Stutzman, "Shaped-beam synthesis of nonuniformly spaced linear arrays". IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. 20, pp. 449–501, July 1972.
- [15] A. J. Fenn, "Adaptive Antennas and Phased Arrays for Radar and Communications". Massachusetts Institute of Technology. 2008.
- [16] R. J. Mailloux, "Phased Array Antenna Handbook" .ARTECH HOUSE, INC. 2008.
- [17] R. C. Hansen, " Phased Array Antennas". John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, 2009.
- [18] T. Valentic, J. Buonocore, M. Cousins, C. Heinselman, J. Jorgensen, J. Kelly, M. Malone, M. Nicolls, A. Van Eyken, "AMISR the Advanced Modular Incoherent Scatter Radar", Phased Array Systems & Technology", 2013 IEEE International Symposium on.
- [19] B. Robinson. "The Advanced Modular Incoherent Scatter Radar (AMISR), Historical Perspectives". National Science Foundation.

- [20] EISCAT_3D description and status. (2012). www.eiscat3d.se
- [21] R. F. Harrington and J. R. Mautz, "Theory of characteristic modes for conducting bodies," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-19, no. 5, pp. 622-628, Sept. 1971.
- [22] D. Liu, R. J. Garbacz and D. M. Pozar, "Antenna synthesis and optimization using generalized characteristic modes," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 38, no. 6, pp.862-868, June 1990.
- [23] R. F. Harrington and J. L. Harrington, "Field computation by moment methods," Oxford University Press, 1996.
- [24] M. Cabedo-Fabres, E. Antonino-Daviu, M. Ferrando-Bataller, A. Valero-Nogueira, "On the Use of Characteristic Modes to Describe Patch Antennas Performance," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 2, pp. 712 – 715, 2003.
- [25] M. Cabedo-Fabres. "Systematic Design of Antennas using the Theory of Characteristic Modes". Ph.D. dissertation, Polytechnic University of Valencia, Spain, 2007.
- [26] M. Cabedo-Fabres, E. Antonino-Daviu, A. Valero-Nogueira, and M. Bataller, "The theory of characteristic modes revisited: A contribution to the design of antennas for modern applications," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 49, no. 5, pp. 52–68, Oct. 2007.
- [27] E. Antonino-Daviu. "Analysis and Design of Antennas for Wireless Communications using Modal Methods". Ph.D. dissertation, Polytechnic University of Valencia, Spain, 2008.
- [28] E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabres, M. Ferrando-Bataller and M. Gallo; "Design of a multimode MIMO antenna using the Theory of Characteristic Modes", *Radioengineering*, vol. 18, No. 4, Part 1, pp.:425-430. December 2009.
- [29] J. LT Ethier. "Antenna Shape Synthesis Using Characteristic Mode Concepts". PhD thesis, University of Ottawa, 2012.
- [30] F. Gallée, T. Bernabeu, M. Cabedo, E. Antonino and A. Valero, "Application of the Theory of Characteristic Modes to the Design of Compact Metallic Strip Antenna with Multilayer Technology (LTCC)", 7th European Conf. on Antennas and Propag. (EuCAP), 2013.
- [31] T. Bernabeu, F. Vico, A. Valero, M. Cabedo, E. Antonino and F. Gallée, "Understanding the Analytical Formulation of the Characteristic Modes of a Metallic Sphere", *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, 2013.
- [32] T. Bernabeu, A. Valero, F. Vico, E. Antonino, M. Cabedo, "A 60-GHz LTCC Rectangular Dielectric Resonator Antenna Design with Characteristic Modes Theory", *IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, 2014.
- [33] Y. Chen, and C.F. Wang, "Electrically Small UAV Antenna Design Using Characteristic Modes", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 2, pp. 535-545, Feb. 2014.

- [34] E.A. Elghannai, B.D.Raines, and R.G. Rojas, "Multiport Reactive Loading Matching Technique for Wide Band Antenna Applications Using the Theory of Characteristic Modes", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 63, no. 1, pp. 261-268, Jan. 2015.
- [35] Y. Chen, C. Wang, "HF Band Shipboard Antenna Design Using Characteristic Modes", *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 2015.
- [36] "IEEE Standard Definitions of Terms for Radio Wave Propagation for Radio Wave Propagation", *IEEE Std 211-1997*, Approved 9 December 1997.
- [37] B. Zolesi, L. R. Cander, "Ionospheric Prediction and Forecasting", Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2014.
- [38] P. Dominici, "My first fifty years in ionospheric research". *Ann Geofis* 41: 857–883. 1998.
- [39] S. Chapman, and J. Bartels, "Geomagnetism", Oxford Press, 1951.
- [40] W. J. G. Beynon and P. J. S. Williams, "Incoherent scatter of radio waves from the ionosphere", *Rep. Prog. Phys.*, Vol. 41, Great Britain, 1978.
- [41] M. A. McCready & C. J. Heinselman, "The Chatanika and Sondrestrom Radars – a brief history". *Hist. Geo Space Sci.*, 4, 1–6, 2013.
- [42] G. Wannberg, I. Wolf, L.-G. Vanhainen, K. Koskenniemi, J. Röttger, M. Postila, J. Markkanen, R. Jacobsen, A. Stenberg, R. Larsen, S. Eliassen, S. Heck, A. Huuskonen, "The EISCAT Svalbard radar: A case study in modern incoherent scatter radar system design", *Radio Science*, Volume 32, Number 6, Pages 2 283-2307, November-December 1997.
- [43] S. Fukao, T. Sato, T. Tsuda, S. Kato, K. Wakasugi, and T. Makihira, "The MU radar with an active phased array system 1. Antenna and power amplifiers," *Radio Sci.*, vol. 20, no. 6, pp. 1155-1168, November-December 1985.
- [44] S. Fukao, T. Tsuda, T. Sato, S. Kato, K. Wakasugi, and T. Makihira, "The MU radar with an active phased array system 2. In-house equipment," *Radio Sci.*, vol. 20, no. 6, pp. 1169-1176, November-December 1985.
- [45] C. Heinselman, "European Incoherent SCATter Radars (EISCAT)", EISCAT Scientific Association, ISR School, 2016.
- [46] I. McCrea, A. Aikio, L. Alfonsi, E. Belova, S. Buchert, M. Clilverd, N. Engler, B. Gustavsson, C. Heinselman, J. Kero, M. Kosch, H. Lamy, T. Leyser, Y. Ogawa, K. Oksavik, A. Pellinen-Wannberg, F. Pitout, M. Rapp, I. Stanislawska, and J. Vierinen, "The science case for the EISCAT_3D radar". *Progress in Earth and Planetary Science*, 2015.
- [47] M. Yao, L. Zhang, X. Deng, B. Bai, W. Wu, M. Zhou, H. Li, Z. Lu, "System Design of the Prototype Incoherent Scatter Radar at Nanchang University", *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, Vol. 11, NO. 1, January 2014.
- [48] M. A. Richards, "Fundamentals of radar signal processing", New York, McGraw-Hill, 2005.
- [49] M. I. Skolnik, "Introduction to Radar Systems", New York, McGraw-Hill, 2002.

- [50] T. Nygrén, "Introduction to Incoherent Scatter Measurements", Invers Publications, 1996.
- [51] J. V. Evans, "Theory and practice of ionosphere study by Thomson scatter radar," Proc. IEEE, vol. 57, no. 4, pp. 496–530, Apr. 1969.
- [52] D. T. Farley, "A theory of incoherent scattering of radio waves by a plasma: 4, the effect of unequal ion and electron temperatures," J. Geophys. Res., vol. 71, pp. 4091-4098, 1966.
- [53] E. D. R. Shearman, "Sounding the ionosphere by incoherent scatter at very high frequencies", Journal of the IEE, Volume 9, Issue 106, p. 432 –436, 1963.
- [54] J. D. Mathews, "Incoherent Scatter Radar Probing of the 60-100 km Atmosphere and Ionosphere", IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing. Vol. GE-24, NO. 5, September 1986.
- [55] L. Liu, W. Wan, M.-L. Zhang, B. Ning, S.-R. Zhang, and J. M. Holt, "Variations of topside ionospheric scale heights over Millstone Hill during the 30-day incoherent scatter radar experiment", Ann. Geophys., 25, pp. 2019–2027, 2007.
- [56] G. Johansson, "Beamforming and Timing Design Issues for a Large Aperture Array Radar Applied to Atmospheric Research", PhD. Dissertation, Lulea University of Technology, Lulea, Sweden. 2009.
- [57] K.G Budden, "The Propagation of Radio Waves", Cambridge University Press, Cambridge, 1985.
- [58] R. Robinson, "New techniques and results from incoherent scatter radars," Radio Sci. Bull. (Belgium), no. 311, pp. 79 - 94, December 2004.
- [59] R. F. Woodman, "Jicamarca Antenna Arrays: Systems and Science", Instituto Geofísico del Perú, 2006.
- [60] M. Yamamoto, "MU Radar Developed by Mitsubishi Electric and Kyoto University Receives IEEE Milestone", Kyoto University, 2015.
- [61] S. Fukao, T. Tsuda, T. Sato, and S. Kato, "Equatorial radar system," Advances in Space Research, vol. 10, no. 10, pp. 151-154, 1990.
- [62] S. Drabowitch, A. Papiernik, H. D. Griffiths, J. Encinas, B. L. Smith, "Modern Antennas", 2nd edition, Springer, 2005.
- [63] J. A. Bava, G. A. Bava, J. P. Ciafardini, J. Vernieri, "Antenas Reflectoras en Microondas", Universidad Nacional de La Plata – Editorial de la Universidad de La Plata, 2013.
- [64] R. J. Garbacz, "Modal expansions for resonance scattering phenomena," Proc. IEEE, vol. 53, no. 8, pp. 856–864, Aug. 1965.
- [65] R. J. Garbacz, "A Generalized Expansion for Radiated and Scattered Fields," Ph.D. dissertation, Ohio State University, Columbus, 1968.

- [66] R. F. Harrington and J. R. Mautz, "Computation of Characteristic Modes for Conducting Bodies," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-19, no. 5, pp. 629-639, Sept. 1971.
- [67] Y. Chen and C. F. Wang, "Characteristic Modes - Theory and Applications in Antenna Engineering", John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. 2015.
- [68] B. A. Austin and K. P. Murray, "The Application of Characteristic-Mode Techniques to Vehicle-Mounted NVIS Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 40, no. 1, pp. 7-21, Feb. 1998.
- [69] E. H. Newman, "Small antenna Location Synthesis Using Characteristic Modes," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-21, no. 6, pp. 868-871, Nov. 1973.
- [70] K. F. A. Hussein, "Accurate representation of excitation and loading for arbitrarily shaped antennas composed of conducting surfaces in the method of moments", *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 36, pp. 151 - 171, 2012.
- [71] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, 2005.
- [72] G. Brown, "The turnstile", *Electron.*, vol. 9, pp. 14-17, Apr. 1936.
- [73] G. Brown and J. Epstein, "A pretuned turnstile antenna", *Electron.*, vol. 18, pp. 102-107, June 1945.
- [74] P. Smith, "Cloverleaf' antenna for F. M. broadcasting", *IRE Proc.*, vol. 35, no. 12, pp. 1556-1563, Dec. 1947.
- [75] R. Masters, "The super turnstile", *Broadcast News*, vol. 42, pp. 42-44, Jan. 1946.
- [76] M. F. Bolster, "A new type of circular polarizer using crossed dipoles", *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 9, no. 5, pp. 385-388, Sept. 1961.
- [77] B. Y. Toh, R. Cahill, and V. F. Fusco, "Understanding and measuring circular polarization", *IEEE Trans. Educ.*, vol. 46, no. 3, pp. 313-318, Aug. 2003.
- [78] K. Maamria and T. Nakamura, "Simple antenna for circular polarisation", *IEE Proc.-H*, vol. 139, no. 2, pp. 157-158, Apr. 1992.
- [79] Y. Kazama, "One-point feed printed crossed dipole with a reflector antenna combined with a reactively loaded parasitic loop for land mobile satellite communication antennas", *IEE Proc.-H*, vol. 140, no. 5, pp. 417-420, Oct. 1993.
- [80] J. W. Baik, K.-J. Lee, W.-S. Yoon, T.-H. Lee, and Y.-S. Kim, "Circularly polarised printed crossed dipole antennas with broadband axial ratio", *Electron. Lett.*, vol. 44, no. 13, pp. 785-786, June 2008.
- [81] W.-S. Yoon, S.-M. Han, J.-W. Baik, S. Pyo, J. Lee, and Y.-S. Kim, "Crossed dipole antenna with switchable circular polarisation sense", *Electron. Lett.*, vol. 45, no. 14, pp. 717-718, July 2009.

- [82] J.-W. Baik, T.-H. Lee, S. Pyo, S.-M. Han, J. Jeong, and Y.-S. Kim, "Broadband circularly polarized crossed dipole with parasitic loop resonators and its arrays", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 1, pp. 80–88, Jan. 2011.
- [83] L. Sun, Y.-H. Sun, Y.-H. Huang, B.-H. Sun, and Q.-Z. Liu, "A novel wide band and broad beamwidth circularly polarized antenna", *J. Electromagn Waves Applicat.*, vol. 25, no. 10, pp. 1459–1470, 2011.
- [84] P. Arnold, "A circularly polarized octave-bandwidth unidirectional antenna using conical dipoles", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 18, no. 5, pp. 696–698, Sept. 1970.
- [85] S. N. Makarov and R. Ludwig, "Analytical model of the splitcoaxial balun and its application to a linearly-polarized dipole or a CP turnstile", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 17, pp. 1909–1918, July 2007.
- [86] Y. He, W. He, and H. Wong, "A Wideband circularly polarized cross-dipole antenna", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 67–70, Jan. 2014.
- [87] R. Li, D. C. Thompson, J. Papapolymerou, J. Laskar, and M. Tentzeris, "A circularly polarized short backfire antenna excited by an unbalance-fed crossed aperture", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 3, pp. 852–859, Mar. 2006.
- [88] Y.-F. Lin, Y.-K. Wang, H.-M. Chen, and Z.-Z. Yang, "Circularly polarized crossed dipole antenna with phase delay lines for RFID handheld reader", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 3, pp. 1221–1227, Mar. 2012.
- [89] I. Park, S. X. Ta, J. Han, and R. W. Ziolkowski, "Applications of circularly polarized crossed dipole antennas", in *Proc. Int. Workshop Antenna Technology*, Sydney, Australia, Mar. 2014, pp. 2–4.
- [90] S. X. Ta, H. Choo, and I. Park, "Planar, lightweight, circularly polarized crossed dipole antenna for handheld UHF RFID reader", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 55, no. 8, pp. 1874–1878, Aug. 2013.
- [91] S. X. Ta, J. J. Han, R. W. Ziolkowski, and I. Park, "Wide-beam circularly polarized composite cavity-backed crossed scythe-shaped dipole", in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf.*, Seoul, South Korea, Nov. 2013, pp. 1085–1087.
- [92] S. X. Ta, J. J. Han, and I. Park, "Compact circularly polarized composite cavity-backed crossed dipole for GPS applications", *J. Electromag. Eng. Sci.*, vol. 13, no. 1, pp. 44–49, Mar. 2013.
- [93] S. X. Ta, I. Park, and R. W. Ziolkowski, "Dual-band wide-beam crossed asymmetric dipole antenna for GPS application", *Electron. Lett.*, vol. 48, no. 25, pp. 1580–1581, Dec. 2012.
- [94] S. X. Ta, H. Choo, I. Park, and R. W. Ziolkowski, "Multi-band, widebeam, circularly polarized, crossed, asymmetrically barbed dipole antennas for GPS applications", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 11, pp. 5771–5775, Nov. 2013.

- [95] S. X. Ta, I. Park, and R. W. Ziolkowski, "Circularly polarized crossed dipole on an HIS for 2.4/5.2/5.8-GHz WLAN applications", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 1464–1467, Nov. 2013.
- [96] S. X. Ta and I. Park, "Dual-band low-profile crossed asymmetric dipole antenna on dual-band AMC surface", *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 587–590, Mar. 2014.
- [97] D. L. Hysell, J. L. Chau, M. A. Milla, "The Jicamarca phased-array radar", Cornell Univ., Ithaca, NY, USA. *Phased Array Systems & Technology, 2013 IEEE International Symposium on*. 2013.
- [98] Altair HyperWorks FEKO, Altair Engineering Inc., Address: 1820 E. Big Beaver Rd. Troy MI 48083, United States. (<http://www.altairhyperworks.com/product/FEKO>).
- [99] C. Heinselman, "AMISR Technical Description", SRI International, PARS 2006.
- [100] C. Heinselman, "AMISR Advanced Modular Incoherent Scatter Radar Technology and Capabilities", EISCAT Summer School, August 2005.
- [101] D. M. Pozar, "Microwave Engineering", 4^o Ed., John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, 2012.
- [102] R. E. Collin, "Foundations for microwave engineering", 2^o Ed., IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory. John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, 2001.
- [103] R. Mongia, I. Bahl, P. Bhartia, "RF and microwave coupled-line circuits", Artech House, Inc., Norwood, MA, 1999.
- [104] A. D. Blumlein, "Improvements in or relating to high frequency electrical conductors or radiators", British patent no. 515684, 7th March 1938.
- [105] H. G. Booker, "Slot Aerials and Their Relation to Complementary Wire Aerials," *J. Inst. Elect. Eng.*, part III A, pp. 620–626, 1946.
- [106] W. Geyi, "Foundations for radio frequency engineering", World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., MA, USA, 2015.
- [107] J. D. Kraus, "Antennas", McGraw-Hill, New York, 1988.
- [108] A. D. Yaghjian and S. R. Best, "Impedance, bandwidth, and Q of antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 4, pp. 1298–1324, Apr. 2005.
- [109] N. Mohamed Mohamed-Hicho, E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabrés, J. P. Ciafardini, J. A. Bava and M. Ferrando-Bataller, "Characteristic Modes for Slotted Planar Antennas ", 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), March 2017.
- [110] N. Mohamed Mohamed-Hicho, E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabrés and M. Ferrando-Bataller, "Characteristic Modes in Slot Antennas Etched in a Finite Ground Plane", *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APS)*, July 2016.
- [111] C. A. Lindberg, "A shallow-cavity UHF crossed-slot antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 17, no. 5, pp. 558-563, Sep 1969.

- [112] F. Manshadi, "End-loaded crossed-slot radiating elements", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume: 39, Issue: 8, Aug 1991.
- [113] K. L. Lau, H. Wong, and K. M. Luk, "A Full-Wavelength Circularly Polarized Slot Antenna". *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol. 54, No. 2, February 2006.
- [114] Y. Chen, R. G. Vaughan, "Crossed Slot Antenna with Simple Feed for High Polarization Isolation", *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, IEEE, 2013.
- [115] E. Antonino-Daviu, M. Cabedo-Fabres, M. Ferrando-Bataller, and V.M. Rodrigo-Peñarrocha, "Modal analysis and design of band-notched UWB planar monopole antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 58, no. 5, pp. 1457–1467, May 2010.
- [116] V.H. Rumsey, "Frequency Independent Antennas", Academic Press, Nueva York, 1966.
- [117] Gábor Korpás, "Polarization diversity antenna", Master dissertation, Faculty of Electrical Engineering, Czech Technical University, Prague, May 2016.
- [118] A. Cardama Aznar, L. Jofre Roca, J. M. Rius Casals, J. Romeu Robert, S. Blanch Boris, M. Ferrando Bataller, "Antenas", Segunda edición, Edicions UPC, Universidad politécnica de Cataluña, Barcelona, 2002.
- [119] T. A. Milligan, "Modern Antenna Design", Segunda edición, John Wiley & Sons, Hoboken, NJ, 2005.
- [120] J. L. Volakis, "Antenna Engineering Handbook", Cuarta edición, McGraw-Hill, 2007.
- [121] R. C. Johnson, "Antenna Engineering Handbook", Tercera edición, McGraw-Hill, 1993.
- [122] R. J. Mailloux, "Phased Array Antenna Handbook", Segunda edición, Artech House, Norwood, MA, 2005.
- [123] T. T. Taylor, "Design of Line-Source Antennas for Narrow Beamwidth and Low Sidelobes," *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-3 (1955): 16–28.
- [124] J. S. Stone, United States Patents No. 1,643,323 and No. 1,715,433.
- [125] C. L. Dolph, "A Current Distribution for Broadside Arrays Which Optimizes the Relationship Between Beamwidth and Side-Lobe Level," *Proc. IRE and Waves and Electrons*, Junio 1946.
- [126] R. S. Elliott, "Beamwidth and directivity of large scanning arrays", Part 1, *Microwave J.*, Vol. 6, pp. 53–60, Diciembre 1963.
- [127] T. Renkwitz, "Analysis and Optimisation of Medium Gain X-Yagi Antennas for the EISCAT 3D 237.5MHz Incoherent Scatter Radar Active Array", Master Science Engineering project, Universitat Rostock, 2007.

[128] R. R. Romanofsky, "Array Phase Shifters: Theory and Technology", National Aeronautics and Space Administration, Glenn Research Center, Cleveland, Ohio 44135. NASA/TM—2007-214906, October 2007.

[129] R. V. Garver, "Broad-Band Diode Phase Shifters," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 20, no. 5, pp. 314–323, May 1972.

[130] A. A. Bhonkar, U. Stuar, "Overview of Microstrip Line Phase Shifter", International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering, Vol. 5, Issue 5, May 2016.

[131] I. Rosu, "Phase Shifters", <http://www.qsl.net/va3iul/>.

[132] J. F. White, "Diode Phase Shifters for Array Antennas," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 22, no. 6, pp. 233–242, June 1974.

[133] M. Schühler, C. Schmidt, J. Weber, R. Wansch y M. Hein, "Phase Shifters Based on PIN Diodes and Varactors: Two Concepts by Comparison" en Proc. Information Technology and Electrical engineering Devices and Systems, Materials and Technologies for the Future, 2006.

[134] T. Lambard, O. Lafond, M. Himdi, H. Jeuland y S. Bolioli, "A novel analog 360° phase shifter design in Ku and Ka bands" en Proc. European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2010, p. 1-4.

[135] "Varactor Diodes", Skyworks Solutions Inc. Application Note, 2008.

[136] H. Fang, Xinyi Tang, K. Mouthaan and R. Guinvarc'h, "180° y 90° Reflection-Type Phase Shifters Using Over-Coupled Lange Couplers" en Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on (Volume:60 , Issue: 11), 2012, p. 3440 - 3448

[137] N. Gupta, R. Tomar y P. Bhartia, "A Low-Loss Voltage-Controlled Analog Phase-Shifter Using Branchline Coupler and Varactor Diodes", en Microwave and Millimeter Wave Technology, 2007. ICMMT '07. International Conference on, 2007, p. 1-2

[138] R. Lahiji, L. Katehi y S. Mohammadi, "A Distributed Analogue CMOS Phase Shifter with Shielded Transmission Line" en Proc. EuMA'08 Conference, 2008, p. 817-820.

[139] B. Biglarbegan, et al, "A Wideband 90° Continuous Phase Shifter for 60 GHz Phased Array Transceiver in 90 nm CMOS Technology" en Proc. EuMIC'09 Conference, 2009, p. 479-482.

[140] CST Microwave Studio Suite 2014, CST Inc., 2014.

[141] E. C. Jordan and K. G. Balmain, Electromagnetic Waves and Radiating Systems, Second Edition, New Jersey: Prentice-Hall, 1968.

[142] I. J. Gupta and A. A. Ksienski, "Effect of Mutual Coupling on the Performance of Adaptive Arrays", IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Vol. 31, No. 5, pp. 785-791, September 1983.

[143] R. E. Collin, Antennas and Radiowaves Propagation, New York: McGraw-Hill Book Company, 1985.

[144] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, Second Edition, USA: John Wiley and Sons, 1997.

[145] R. S. Elliott, *Antenna Theory and Design*, Revised Edition, New Jersey: IEEE Press - John Wiley and Sons, 2003.

[146] H. T. Hui, "Improved Compensation for the Mutual Coupling Effect in a Dipole Array for Direction Finding", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, No. 9, pp. 2498-2503, September 2003.

[147] H. T. Hui, "A New Definition of Mutual Impedance for Application in Dipole Receiving Antenna Array", *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, Vol. 3, No. 1, pp.364-367, December 2004.

[148] H. T. Hui and S. Lu, "Receiving Mutual Impedance between Two Parallel Dipole Antennas", *Proceedings of TENCON 2006, 2006 IEEE Region 10 Conference*, pp.1-4, Hong Kong, 2006.

[149] H. Abdallah and W. Wasylkiwskyj, "A Numerical Technique for Calculating Mutual impedance and Element Patterns of Antenna Arrays Based on the Characteristics of an Isolated Element", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, N° 10, 2005.

[150] H.Wang, D. Wang, C.Luan and B.Wang. "On the Mutual Coupling of the Finite Microstrip Antenna Arrays", *2007 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*. Qingdao, China, 2007.

[151] J. P. Ciafardini, E. Antonino Daviu, M. Cabedo Fabrés, N. Mohamed Mohamed Hicho, J. A. Bava, M. Ferrando Bataller, "Analysis of crossed dipole to obtain circular polarization applying Characteristic Modes techniques", *Congreso Bienal Argencon IEEE, Año 2016*, IEEE Xplore, Electronic ISBN: 978-1-4673-9765-0, CD-ROM ISBN: 978-1-4673-9764-3, Print on Demand (PoD) ISBN: 978-1-4673-9766-7. DOI: 10.1109/ARGENCON.2016.7585266.

[152] J. P. Ciafardini, E. Antonino Daviu, M. Cabedo Fabrés, N. Mohamed Mohamed Hicho, J. A. Bava, M. Ferrando Bataller, "Crossed-Slot Antenna Array Design for an Incoherent Scatter Radar and Characteristic Modes Analysis", *EuCAP 2016, the 10th European Conference on Antennas and Propagation*, Abril de 2016, Davos, Suiza. Electronic ISBN: 978-8-8907-0186-3, DOI: 10.1109/EuCAP.2016.7481131.

[153] P. Futter, "Changing Design with Characteristic Mode Analysis (CMA)", *FEKO Webinar Series*, Altair Engineering Inc., April 2016.

Disponible en: <http://web2.altairhyperworks.com/feko-webinar-cma>

[154] J. P. Ciafardini, E. García, G. Rodríguez, J. A. Bava, "Antena de Ranuras Cruzadas para un Radar Ionosférico", *Congreso Bienal Argencon IEEE, Año 2014*, IEEE Xplore, ISBN: 978-1-4799-4270-1. DOI: 10.1109/ARGENCON.2014.6868573.

[155] J. P. Ciafardini, G. Rodríguez, E. García, N. Mohamed Mohamed Hicho, E. Antonino Daviu, J. A. Bava, M. Ferrando Bataller, "Antena de bajo perfil para uso en trajes

espaciales”, IX Congreso Argentino de Tecnología Espacial, Instituto Universitario Aeronáutico, Córdoba, Argentina, Abril de 2017.

[156] J. P. Ciafardini, G. Rodríguez, E. García, N. Mohamed Mohamed Hicho, E. Antonino Daviu, J. A. Bava, M. Ferrando Bataller, “Diseño de antena unidireccional de polarización circular y bajo perfil para aplicaciones en banda S”, XXXII Simposiun Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Septiembre de 2017, Universidad Politécnica de Cartagena, Cartagena, Murcia, España. ISBN: 978-84-697-5632-4.

[157] J. P. Ciafardini, G. Rodríguez, E. García, N. Mohamed Mohamed-Hicho, E. Antonino Daviu, J. A. Bava, “Agrupación de antenas de ranuras para un radar de dispersión incoherente”, XXX Simposiun Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Año 2015, El Baluarte, palacio de Congresos y Auditorio de Navarra, Pamplona, España.

[158] J. P. Ciafardini, E. García, G. Rodríguez, J.A. Bava, “Arreglos de antenas con haces orientables electrónicamente aplicables en radares de dispersión incoherente”, Terceras Jornadas de Investigación, Transferencia y Extensión de la facultad de Ingeniería de la UNLP, 1° Ed. La Plata, Universidad Nacional de La Plata, 2015. E-Book. ISBN: 978-950-34-1189-6.

[159] E. García, J.P. Ciafrdini, G. Rodriguez, “Desarrollo y Medición de una Agrupación de Antenas de Ranuras Cruzadas”, Congreso Bienal Argencon IEEE, Año 2016, IEEE Xplore, Electronic ISBN: 978-1-4673-9765-0, CD-ROM ISBN: 978-1-4673-9764-3, Print on Demand (PoD) ISBN: 978-1-4673-9766-7. DOI: 10.1109/ARGENCON.2016.7585347.

[160] G. Rodríguez, E. García, J. P. Ciafardini, J. A. Bava, “Desarrollo de una agrupación bidimensional de antenas para un radar de dispersión incoherente”, XXXI Simposiun Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Año 2016, Universidad Autónoma de Madrid, Madrid, España. ISBN: 978-84-608-9674-6.

[161] G. Rodríguez, E. García y J. P. Ciafardini, “Despalzador de Fase para un Radar Ionosférico”, Congreso Bienal Argencon IEEE, Año 2014, IEEE Xplore, ISBN: 978-1-4799-4270-1. DOI: 10.1109/ARGENCON.2014.6868576.