



INSTITUTO UNIVERSITARIO AERONÁUTICO

Departamento de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones
Maestría en Sistemas de Radar e Instrumentación

ANTENA DE RADAR SECUNDARIO IMPLEMENTADA CON LÍNEAS DE TRANSMISIÓN CON DIELECTRICO DE AIRE

Por: Ing. Pablo A. Sonna

Director: Dr. Ing. Vcom. José Cuozzo
Decano Facultad de Ingeniería
Instituto Universitario Aeronáutico

Codirector: Ing. Javier E. Conti
INVAP S.E.



Esta página fué dejada intencionalmente en blanco.

ANTENA DE RADAR SECUNDARIO IMPLEMENTADA CON LÍNEAS DE TRANSMISIÓN CON DIELECTRICO DE AIRE

Por

Ing. Pablo A. Sonna

Resumen

En este trabajo de tesis se explora un método de fabricación de agrupaciones de antenas utilizando cintas metálicas sin substrato con el fin de evitar la utilización de láminas dieléctricas. Con este método se diseña y simula un sistema radiante para un Radar Secundario Monopulso que genera los tres diagramas de radiación, Interrogación, Control y Diferencia, requeridos por el sistema. Por razones de reducción de costos, la validación del diseño se realiza mediante la fabricación y posterior medición de una columna de la agrupación de antenas y de algunos de los bloques más importantes del sistema de alimentación.

A partir de este trabajo, se presentaron dos publicaciones en el congreso ARGENCON 2016 las cuales fueron aceptadas y publicadas y se incluyen en el Anexo C.

Córdoba, 1 de agosto de 2016

Esta página fué dejada intencionalmente en blanco.

Agradecimientos

En primer lugar agradezco a mis directores y compañeros de trabajo del Instituto Universitario Aeronáutico. Quisiera agradecer también a las autoridades del IUA, FAMAFA e INVAP S.E. por hacer posibles las interacciones y visitas técnicas. Agradezco a los estudiantes de grado del IUA que con el desarrollo de sus trabajos finales de grado y ayudantías colaboraron en el desarrollo de este trabajo. Por último, agradezco a mi familia, que sin su apoyo este trabajo no hubiera sido posible.

Esta página fué dejada intencionalmente en blanco.

Contenidos

Índice de figuras	VI
Índice de tablas	IX
1 Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Trabajos Previos	2
1.2.1. Antenas con Microtiras Suspendidas	2
1.2.2. Elementos radiantes	3
1.2.3. Antenas de Radar Secundario	3
2 Antena de Radar Secundario	6
2.1. Principio de Funcionamiento del Radar Secundario	6
2.2. Sistema Radiante de Tierra de un Radar Secundario	8
2.2.1. Características Horizontales	8
2.2.2. Características Verticales	11
3 Especificaciones del Sistema Radiante	13
3.1. Requerimientos del Sistema Radiante	13
3.2. Arquitectura Propuesta	14
3.3. Geometría de la Agrupación de Antenas	16
3.4. Síntesis del Diagrama de Radiación	19
3.4.1. Diseño del Diagrama Horizontal	19
3.4.2. Diseño del Diagrama Vertical	22
3.5. Especificaciones de Diseño	25
4 Modelado y Simulación del Sistema Radiante	27
4.1. Modelo del Sistema Radiante	27
4.1.1. Geometría de las Líneas de Transmisión	28
4.2. Elemento Radiante	29
4.2.1. Elemento Aislado	29
4.2.2. Acoplamiento Mutuo y Condiciones de Contorno Periódicas	30
4.3. Columna	33
4.3.1. Columna con Alimentación Ideal	33
4.3.2. Diseño de la Red de Alimentación	34
4.3.3. Simulación de la Columna Completa	36
4.4. Red de Distribución de Señales	39
4.4.1. Caja Central	39
4.4.2. Cajas Laterales	45
4.4.3. Paso de Cara	46



4.5. Agrupación Completa	49
4.5.1. Agrupación con Alimentación Ideal	49
4.5.2. Modelo 3D de la Agrupación Completa	52
5 Implementación y Mediciones	55
5.1. Materiales	55
5.2. Columna	56
5.2.1. Mediciones	57
5.3. Red de Distribución de Señales	61
5.3.1. Mediciones	62
Conclusiones	64
Anexo A Diagrama Diferencia	65
Anexo B Híbrido de 90°	67
Anexo C Publicaciones	69
Anexo D Scripts de Matlab	78
D.1. Síntesis del Diagrama Vertical	78
D.2. Síntesis del Diagrama Horizontal	80
Bibliografía	82

Esta página fué dejada intencionalmente en blanco.



Siglas

HFSS High Frequency Software Simulator. 29

IFF del inglés *Identification Friend or Foe* que significa Identificación Amigo o Enemigo. 7, 16

OACI Organización de Aviación Civil Internacional. 10, 21

Glosario

balun del inglés balanced-unbalanced. 3, 32

broadside dirección perpendicular al plano del arreglo. 18, 19

clutter ecos provenientes del entorno del radar, principalmente de suelo y lluvia. 8

endfire dirección longitudinal en un arreglo lineal uniforme. 21

fringe Efecto de capacidad desde los bordes de un conductor hacia otro conductor. 30

grating lobes lóbulos secundarios de igual magnitud que el principal. 18

microtira línea de transmisión de cintas metálicas con un conductor montado sobre un plano de masa. 2

stripline línea de transmisión de cintas metálicas, con un conductor central y dos planos de masa.
1

stub segmento de línea agregado en serie o paralelo con la línea de transmisión. 48

touchstone[®] Formato de archivo estándar para expresar los parámetros S de dispositivos. 38

transceptor equipo transmisor receptor. 7

Esta página fué dejada intencionalmente en blanco.

Índice de figuras

1.1. Antena implementada con stripline (a) Vista en corte (b) Vista frontal	1
1.2. Antena implementada con microtiras suspendidas	2
1.3. (a) Dipolo de cintas metálicas (b) Microstrip naturalmente desbalanceada	3
1.4. Elementos radiantes fabricados con cintas metálicas	4
1.5. (a) Diagrama de distribución de señales (b) Diagramas Suma y Diferencia-SLS	4
2.1. (a) Señal de Interrogación (b) Haces de Interrogación y Control	7
2.2. (a) Radar de Vigilancia Secundario Inkan instalado en el aeropuerto Ambrossio Taravella, Córdoba, Argentina (b) Radar Primario Argentino 3D	8
2.3. (a) Distribución Taylor (b) Diagrama de Interrogación	9
2.4. Diagramas Suma y Omnidireccional	10
2.5. (a) Esquema Monopulso (b) Distribución de corrientes (c) Lóbulos principales (d) Escala analógica	11
2.6. (a) Diagrama de radiación vertical para distintos tipos de antena (b) Potencia recibida en el Radar para un vuelo con altitud constante	12
3.1. Radar Secundario montado sobre un Radar Primario	14
3.2. Red de Distribución Monopulso	15
3.3. Esquema 3D del sistema radiante	16
3.4. Agrupación Rectangular Uniforme	17
3.5. Diagrama esquemático del sistema completo	18
3.6. Distribución de intensidades para el canal Σ	20
3.7. Diagrama Suma	20
3.8. Distribución de intensidades para el canal Δ	21
3.9. Diagrama Diferencia	21
3.10. Distribución de intensidades para el canal Ω	22
3.11. Diagrama de Control	22
3.12. Comparación de diagramas de radiación verticales con N=11 y N=4 elementos	23
3.13. Distribución de Intensidades - Diagrama Vertical	24
3.14. Diagrama Vertical	24
4.1. Sistema radiante propuesto: (a) Vista frontal (b) Vista trasera	28
4.2. (a) Microtira o microstrip (b) Stripline	29
4.3. Modelo del elemento radiante de la agrupación	30
4.4. Resultados de simulación del nivel de adaptación del dipolo: (a) Parámetro S11 (b) Impedancia de entrada	31
4.5. Resultados de simulación del diagrama de radiación del dipolo: (a) Diagrama 3D (b) Diagrama horizontal	31
4.6. Acoplamiento mutuo	32



4.7. (a)Dipolo en espacio libre v.s. dipolo en condiciones de contorno periódicas (b)S11 luego de optimizar para condiciones de contorno periódicas	32
4.8. Modelo 3D de una columna	33
4.9. Esquema de simulación	34
4.10.(a) Modelo de simulación de una columna con puertos independientes (b) Resultados del nivel de adaptación de los puertos	34
4.11.Simulación del diagrama de radiación de una columna: (a) Diagrama 3D (b) Diagrama vertical simulado v.s. ideal	35
4.12.(a)Union T (b)Unión T con adaptación de impedancias	36
4.13.Red de distribución de potencias	36
4.14.(a) Magnitud de los parámetros S de la red (b) Diferencia de fase entre los puertos de salida	37
4.15.Columna con red de alimentación	37
4.16.Adaptación del puerto de entrada a la columna	38
4.17.Comparación del diagrama de radiación vertical de la columna con puertos individuales y con la red de distribución	38
4.18.Esquemático de la red	39
4.19.(a)Acoplador de líneas acopladas (b)Abaco para el calculo de separación entre líneas .	41
4.20.Acoplador Híbrido de 90	41
4.21.Modelo 3D de acoplador <i>branchline</i>	42
4.22.Resultados de simulación del acoplador <i>branchline</i> (a)Parámetros S (b)Diferencia de fase entre puertos 2 y 3	42
4.23.Híbrido de 180°	43
4.24.Modelo 3D del acoplador híbrido de 180°	44
4.25.Resultados de simulación del Híbrido de 180°: (a)Balance de magnitudes (b) Balance de fases	44
4.26.Modelo 3D de la Caja Central	45
4.27.(a) Simulación de la Caja Central (b) Resultados dentro de la banda del Radar	45
4.28.Modelo 3D de la Caja Lateral	46
4.29.(a) Simulación de la Caja Lateral (b) Resultados dentro de la banda del Radar	47
4.30.Modelo del "Paso de Cara"	48
4.31.Parámetros S del Paso de Cara	48
4.32.Agrupación con alimentación ideal	49
4.33.Diagrama Suma (a) Horizontal (b) Vertical	50
4.34.Vista 3D del diagrama Suma	50
4.35.Diagrama Diferencia (a) Horizontal (b) 3D	51
4.36.Diagrama Omnidireccional (a) Horizontal (b) 3D	51
4.37.Superposición de los tres diagramas de radiación	51
4.38.Modelo esquemático de simulación	52
4.39.Comparación de diagramas (a) Suma Horizontal, (b) Suma Vertical, (c) Diferencia Horizontal y (d) Omnidireccional Horizontal	53
4.40.Pérdidas de retorno	54
5.1. Modelo 3D de una columna	56
5.2. Plano de despliegue de (a) Red de Distribución (b) Dipolo	57
5.3. (a) Proceso de armado de una columna (b) Columna terminada	58
5.4. Adaptación del puerto de entrada	59
5.5. Montaje para la medición del diagrama de radiación de la columna	59
5.6. Diagrama de radiación Vertical - Simulado v.s. Medido	60
5.7. Red de Distribución - Caja Central	61



5.8. Modelos de evaluación de los Híbridos de (a) 180° y (b) 90°	61
5.9. Configuración para la medición de los parámetros S de los módulos fabricados	62
5.10. Balance de (a) Magnitudes (b) Fases del Híbrido de 180°	63
5.11. Mediciones sobre el Híbrido de 90°	63
A.1. Factor de Agrupación para N=10 elementos espaciados $\lambda/2$	66

Esta página fué dejada intencionalmente en blanco.

Índice de tablas

- 3.1. Distribución de potencias - Canal Suma 25
- 3.2. Distribución de potencias - Canal Diferencia 25
- 3.3. Distribución de potencias - Canal Omnidireccional 26
- 3.4. Distribución de potencias - Columna 26

- 4.1. Geometría de las líneas de transmisión 29
- 4.2. Distribución de potencias - Columnas 35
- 4.3. Especificaciones de la Caja Central 39
- 4.4. Especificaciones de los bloques de la Caja Central 40
- 4.5. Especificaciones de la Caja Lateral 46
- 4.6. Resultados de simulación 50

- 5.1. Tipos de Aluminio Evaluados 55

Esta página fué dejada intencionalmente en blanco.



Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación

Hace ya varios años que se vienen desarrollando diversos sistemas de Radar en Argentina. Desde el año 2007, empresas nacionales comenzaron a fabricar e instalar radares secundarios en una gran parte del territorio argentino. A esto se le suma además el desarrollo de radares del tipo primario y meteorológico en los últimos años. Si bien una gran parte de estos sistemas son de diseño y fabricación nacional, existen algunos sub-sistemas que deben ser comprados a fabricantes extranjeros por la inexistencia de determinadas tecnologías dentro del país.

Los radares secundarios modernos utilizan en su gran mayoría agrupaciones de antenas en fase para la generación de los diagramas de radiación deseados [1]. Una técnica frecuentemente utilizada para implementar estos sistemas radiantes es fabricar columnas de elementos radiantes junto con la red de distribución utilizando láminas metálicas delgadas, en donde las líneas de transmisión son *stripline* o tri-placa. La separación entre los planos de masa y el conductor central se logra intercalando láminas dieléctricas de baja permitividad. En [2] y [3] pueden encontrarse ejemplos del uso de esta técnica aplicada a un radar secundario.

En la figura 1.1 se muestra un ejemplo de la utilización de esta técnica para la construcción de una agrupación lineal de antenas. En la vista en corte se puede apreciar la *stripline* en la que se construye la red de distribución de señales, mientras que el elemento radiante se encuentra libre. En la vista frontal se puede observar como se integra el elemento radiante (en este caso un dipolo plegado) a las líneas de transmisión.

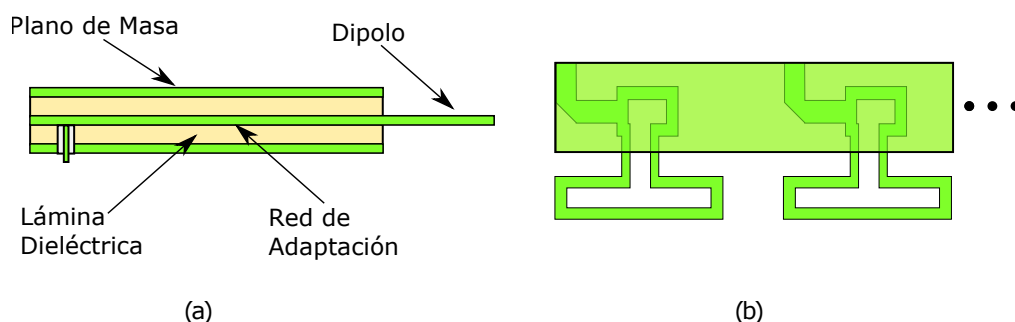


Figura 1.1: Antena implementada con stripline (a) Vista en corte (b) Vista frontal

Esta técnica presenta grandes ventajas en cuanto al tamaño y peso del sistema resultante, ya que las láminas de espuma dieléctrica son extremadamente ligeras. Entre los materiales dieléctricos utilizados para este propósito se destaca, por ejemplo, el *Rohacell*® por su baja constante

dieléctrica y rigidez mecánica. Este tipo de láminas dieléctricas de alta calidad (bajas pérdidas, constante dieléctrica controlada, etc.) solo se fabrican en algunos países ya que su desarrollo y producción implican costos muy elevados. Por lo tanto, la necesidad de importar este tipo de materiales para la fabricación de sistemas de radar podría presentar un problema estratégico para el desarrollo de esta industria en Argentina. Esto es principalmente lo que motiva el desarrollo de esta tesis, que tiene como objetivo explorar técnicas alternativas de fabricación de agrupaciones de antenas que no requieran de materiales importados y costos elevados.

1.2. Trabajos Previos

1.2.1. Antenas con Microtiras Suspendidas

Toda agrupación de antenas requiere de algún tipo de línea de transmisión para distribuir la señal entre los elementos que la componen. Las líneas de transmisión de cintas planas presentan múltiples ventajas respecto a otras como las coaxiales o de líneas paralelas. Las *microtiras*, por ejemplo, permiten implementar todo tipo de acopladores, divisores y combinadores en forma simple. Es por esto que la gran mayoría de las agrupaciones de antenas utilizan algún tipo de línea de cintas planas. La tecnología sobre la que se desea investigar en este trabajo es la de las microtiras en las que no existe un sustrato, es decir, una microtira en la que el material dieléctrico que separa la cinta metálica del plano de masa es aire. Esta tecnología tiene sus orígenes en la segunda guerra mundial, aunque su popularidad se incrementó en los años posteriores. En 1955, Robert Barrett presenta las primeras ecuaciones teóricas para el cálculo de líneas de transmisión de cintas planas [4].

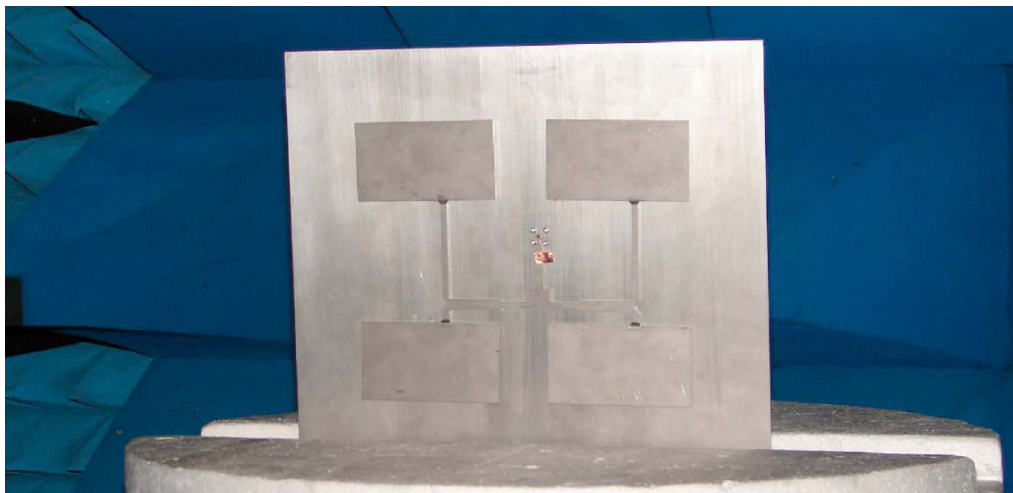


Figura 1.2: Antena implementada con microtiras suspendidas

A pesar de su antigüedad y su amplia utilización, no se encuentra en la bibliografía variedad de información respecto a diseños de sistemas radiantes que utilicen esta tecnología. En [5] por ejemplo, se presenta una agrupación de antenas parche realizada con microtiras de aluminio suspendidas para aplicaciones espaciales. En la figura 1.2 se observa una imagen del sistema fabricado, en donde se puede apreciar que tanto la red de alimentación como los elementos radiantes se fabrican a partir de una lámina de aluminio mecanizada. Este es un ejemplo del sistema constructivo que se desea utilizar en este trabajo a excepción del elemento radiante utilizado. La antena “parche” es muy sencilla de implementar con microtiras, pero presenta algunas desventajas importantes como baja pureza en la polarización, bajo ancho de banda y radiación por las uniones [6, p.3].

Se pueden encontrar algunos ejemplos de utilización de esta tecnología también en estaciones terrenas de telefonía móvil. Esto se debe principalmente a que este tipo de antenas posibilitan la transmisión de una potencia elevada, poseen bajas pérdidas por conductividad, son mecánicamente robustas y además son simples de fabricar. En [7] existen múltiples ejemplos del uso de esta tecnología en aplicaciones de comunicaciones móviles.

1.2.2. Elementos radiantes

El dipolo es un elemento radiante de muy buenas características electromagnéticas. Posee un bajo índice de polarización cruzada ya que las corrientes transversales son despreciables. Es por esto que muchas de las agrupaciones de antenas utilizadas en sistemas de radar utilizan algún tipo de dipolo.

Encontrar ejemplos de dipolos que sean aplicables a la tecnología de microtira con dieléctrico de aire no resulta sencillo. En principio, un dipolo se puede lograr simplemente con una línea conductora de aproximadamente $\lambda/2$ (figura 1.3(a)), sin embargo alimentarlo en forma adecuada no es un problema trivial. En primer lugar, si el dipolo se excita por el centro, la carga que presenta está balanceada respecto al plano de masa, mientras que la línea de transmisión (en este caso la microtira) es una línea desbalanceada (figura 1.3(b)). Por lo tanto, es deseable que el diseño del dipolo, contenga además un *balun* en su estructura, permitiendo alimentarlo desde una línea de transmisión convencional. Por otro lado, se desea que el elemento posea rigidez mecánica y sea simple de construir, ya que el mismo se debe replicar una cantidad significativa de veces en la agrupación.

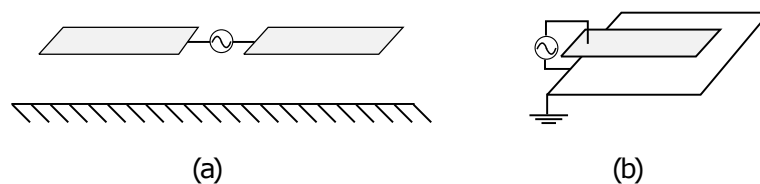


Figura 1.3: (a) Dipolo de cintas metálicas (b) Microstrip naturalmente desbalanceada

Un ejemplo interesante de elemento radiante aplicable a este trabajo se encuentra en [8], donde se presenta un dipolo de banda ancha, fabricado con cintas metálicas. Este mismo se representa en la figura 1.4(a), en donde se observa que el *balun* se realiza con el mismo soporte metálico que sostiene al dipolo. La alimentación se realiza a través de una línea de microtiras. En [9] se presenta el diseño de un dipolo plegado, similar al que se muestra en la figura 1.1, pero adaptado a una línea con dieléctrico de aire. Este se muestra en la figura 1.4(b), en donde se aprecia también que la estructura de soporte se utiliza para la conversión de balanceado a desbalanceado. Finalmente, en la figura 1.4(d) se muestra un dipolo realizado con cintas metálicas con *balun* integrado, que es frecuentemente utilizado en radio-bases de telefonía celular. Este elemento es una adaptación del dipolo presentado en [10] y [11] (figura 1.4(c)) al cual se lo ha adaptado para su utilización con microtiras con dieléctrico de aire. Este último dipolo resulta especialmente atractivo por su simplicidad y robustez mecánica.

1.2.3. Antenas de Radar Secundario

Existen algunos ejemplos de diseños de antenas de radar secundario publicados, que pueden ser tenidos en cuenta para este trabajo de investigación. En [1] se mencionan algunos diseños y se enumeran sus ventajas y desventajas pero no se ofrecen detalles constructivos de los mismos. Sin embargo, allí se encuentran los fundamentos teórico-prácticos de los requerimientos de este tipo de antenas. Estas se exponen en mayor detalle en los capítulos 2 y 3.

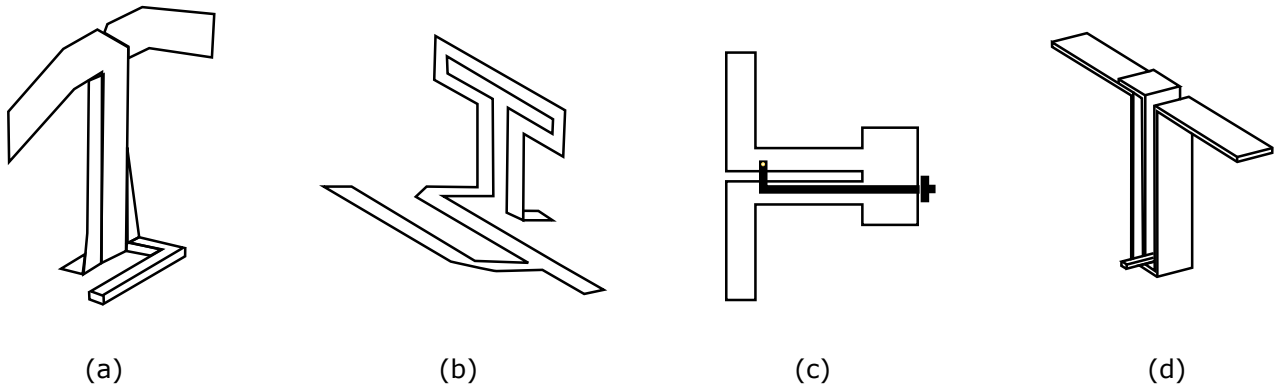


Figura 1.4: Elementos radiantes fabricados con cintas metálicas

En [3] se presenta el diseño de una antena de radar secundario con supresión de lóbulos laterales. Este cuenta con 17 columnas de dos dipolos cada una, los cuales son similares a los publicados en [10]. Estos son encapsulados con una espuma dieléctrica de baja permitividad tal como se mencionó en las secciones previas. La elección de diseñar las columna con tan solo dos elementos, limita las características de radiación vertical del sistema. Por otro lado, se presenta una red de distribución de señales para la generación de los diagramas de radiación horizontales (figura 1.5a). Lamentablemente, los detalles de dicha red no son expuestos en el trabajo. Se menciona que el balance de fases obtenido en una primera iteración no fue el esperado por lo que se debió realizar un segundo diseño de la red. Este es un dato importante y debe ser tenido en cuenta para el desarrollo de este trabajo.

Otro aspecto destacable de este sistema es que se integra el canal omnidireccional junto al canal diferencia, logrando la supresión de lóbulos secundarios con tan solo dos diagramas (figura 1.5b).

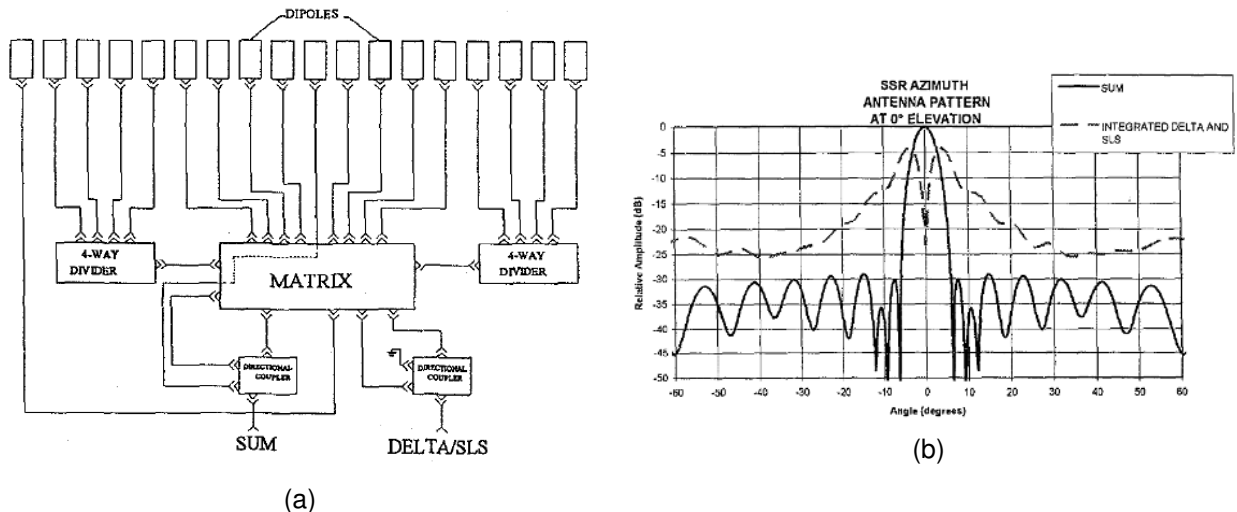


Figura 1.5: (a) Diagrama de distribución de señales (b) Diagramas Suma y Diferencia-SLS

En [12] y [13] los autores presentan el diseño de un sistema radiante de un radar secundario moderno. En este trabajo se utiliza una antena “parche” como elemento radiante, y la agrupación consiste de 27 columnas, cada una con 8 elementos. Con esta cantidad de elementos, los autores tienen flexibilidad para diseñar los diagramas de radiación vertical y horizontal. Se destaca que el diagrama de radiación vertical se sintetiza utilizando el método de Woodward-Lawson [14], utilizando como referencia un diagrama tipo csc^2 . El diagrama suma por otro lado, se logra con



una distribución tipo Taylor [15]. La red de distribución de señales se implementa principalmente con acopladores híbridos de 90° y divisores Wilkinson. Esta red no permite gran flexibilidad en el diseño del diagrama diferencia, pero de todas formas se logran resultados satisfactorios.

Esta página fué dejada intencionalmente en blanco.



Capítulo 2

Antena de Radar Secundario

El funcionamiento del Radar de Vigilancia Secundario es bien conocido en la actualidad ya que es una tecnología que ya lleva varias décadas desde sus primeras implementaciones. Existen excelentes referencias [1] y [16] a las cuales se puede acudir para obtener información detallada de cada una de las partes que componen al sistema y de sus principales características y requerimientos a cumplir. En este capítulo se hace una breve introducción al funcionamiento del Radar Secundario y se describen los detalles y principales requerimientos del sistema radiante de tierra que es en definitiva la parte que compete a este trabajo.

2.1. Principio de Funcionamiento del Radar Secundario

El Radar Secundario tiene sus orígenes, al igual que el Radar Primario, en la segunda guerra mundial. Para esta época ya era frecuente la utilización de aeronaves para el combate. El Radar Primario surge por la necesidad de detectar aeronaves a larga distancia y en diversas condiciones climáticas. Sin embargo, definir si una aeronave detectada podía ser considerada “amiga” o “enemiga” era igual de necesario. Es por esta razón que se comenzó a equipar a las aeronaves con un equipo *transceptor*, capaz de responder a una interrogación de identificación. Este sistema se denominó IFF (Identification Friend or Foe) y fue el precursor del actual Radar de Vigilancia Secundario.

El Radar de Vigilancia Secundario es en esencia un sistema de balizamiento que, mediante la emisión de pulsos de radio-frecuencia y una antena de alta ganancia, permite medir la posición de una aeronave con muy buena precisión. El radar secundario requiere que cada aeronave transporte un equipo *transceptor* conocido como “Transponder”. El equipo de tierra emite una señal de radio-frecuencia (1030 MHz) en forma similar a un radar primario pero con mucho menos potencia, solo la suficiente para vencer la atenuación del camino de ida hacia la aeronave. El equipo de tierra transmite pulsos de potencia pico de algunos cientos de vatios y el equipo de abordo responde en una frecuencia levemente diferente (1090 MHz), lo cual permite diferenciar una respuesta de ecos de la interrogación. El rango y acimut de la aeronave se obtienen a partir del tiempo de retardo entre la interrogación y la respuesta y de la posición de la antena respectivamente. Además, como el Radar Secundario implementa un enlace de datos rudimentario con la aeronave, se puede realizar un intercambio de información útil. La estación terrena codifica la transmisión emitiendo pares de pulsos con diferente espaciamiento (ver figura 2.1a) para los distintos modos de interrogación. Los modos más comunes son los denominados A y C que solicitan información de identificación y altitud a la aeronave respectivamente. La respuesta es un tren de pulsos que contiene la información de identificación o nivel de vuelo según corresponda.

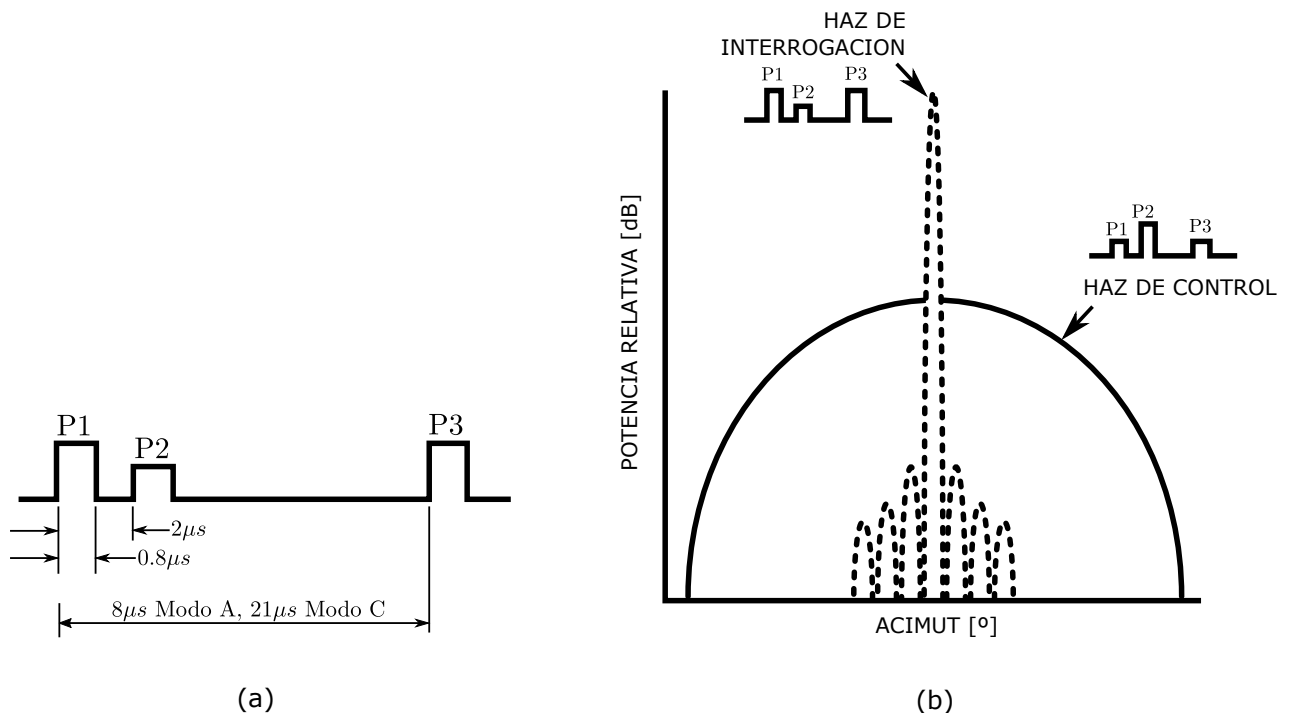


Figura 2.1: (a) Señal de Interrogación (b) Haces de Interrogación y Control

Los pulsos que establecen los modos de interrogación son los denominados P1 y P3. Además de este par de pulsos, se transmite un pulso de control P2. Los pulsos P1 y P3 son transmitidos por medio de un diagrama de radiación denominado diagrama de Interrogación, que posee un lóbulo principal de alta ganancia y lóbulos secundarios reducidos. Estos dos pulsos son suficientes para transmitir la información necesaria a la aeronave y obtener las respuestas deseadas. Sin embargo, para reducir la cantidad de respuestas espurias, solo se desea que una aeronave responda cuando es interrogada por el lóbulo principal y no cuando es interrogada por medio de lóbulos secundarios. Es por esta razón que además se transmite el pulso P2 por medio de un diagrama de radiación omnidireccional (diagrama de Control) de mayor ganancia que el de Interrogación en todas direcciones excepto en la del haz principal. De esta manera, un receptor que recibe la interrogación en una dirección diferente a la del haz principal de Interrogación, verá que la potencia de P2 será mayor que las de P1 y P3 y por lo tanto no responderá. Esto se explica gráficamente en la figura 2.1b.

En la actualidad, el Radar Secundario cumple con diversos roles. En aviación civil, su objetivo principal es el control de tráfico aéreo mediante la identificación y posicionamiento en el espacio de las distintas aeronaves que sobrevuelan los alrededores de un área terminal. Ha sido tal su difusión que en muchos aeropuertos sólo se dispone de un Radar Secundario para las tareas de control y se omite el uso de un Radar Primario. Su éxito se debe principalmente a que es un sistema de menor costo que un Radar Primario y a que las condiciones de *clutter* extremo no generan confusiones en la detección. En aplicaciones militares, su uso está orientado principalmente a la identificación de aeronaves "amigas" o "enemigas" (IFF), en donde los requerimientos de precisión pueden ser más relajados ya que el IFF siempre trabaja en conjunto con un Radar Primario.

2.2. Sistema Radiante de Tierra de un Radar Secundario

La antena del equipo de tierra es la parte más importante de un Radar de Vigilancia Secundario debido a que sus características dominan la performance en la detección y medición de posición de las aeronaves. Efectos nocivos como lóbulos secundarios elevados, baja directividad o interferencias pueden perjudicar severamente las capacidades de un Radar Secundario.

El sistema radiante de tierra puede ser descrito mediante dos características principales, las del plano horizontal y las del plano vertical. Las características en el plano horizontal dominan la precisión en la medición de la posición, la capacidad de resolver dos aeronaves cercanas y la capacidad de rechazar respuestas fuera del haz principal de interrogación. Las características en el plano vertical dominan la capacidad de reducir interferencias por reflexiones en la tierra las cuales no solo reducen la capacidad del radar sino que pueden generar también blancos falsos.

2.2.1. Características Horizontales

Las antenas de Radar Secundario pueden tomar distintas dimensiones dependiendo de la aplicación para la que vaya a ser utilizada. Cuando se utilizan para el control de tráfico aéreo en aviación civil, estas pueden llegar a tomar dimensiones horizontales de hasta 10 m (35λ). Esto permite lograr una ganancia del orden de 23 dB y un ancho de haz principal de 2° . Con estas características se logra cubrir un radio de 250 nmi y una muy buena resolución acimutal. Estas antenas generalmente se montan sobre una plataforma elevada, dedicada exclusivamente para ese propósito (figura 2.2a). Sin embargo, una antena de estas dimensiones no es fácilmente adaptable para ser montada sobre la estructura de un Radar de Vigilancia Primario como se observa en la figura 2.2b. En estos casos, se debe sacrificar resolución y ganancia para poder reducir la dimensión horizontal de la antena. Generalmente, estos sistemas toman dimensiones de alrededor de 4 m (14λ), logrando ganancias de 19 dB y un ancho de haz del orden de los 5° . Finalmente, las antenas IFF orientadas a la identificación de blancos se restringen al espacio disponible para su montaje. El sistema radiante que se diseña en este trabajo cae dentro de esta última categoría y es por eso que las dimensiones del mismo deben cumplir con restricciones externas de montaje y por lo tanto, se sacrifica tanto ganancia como resolución para lograrlo.



Figura 2.2: (a) Radar de Vigilancia Secundario Inkan instalado en el aeropuerto Ambrosio Taravella, Córdoba, Argentina (b) Radar Primario Argentino 3D

2.2.1.1. Diagrama de Interrogación (Suma)

El diagrama de Interrogación debe poseer un lóbulo principal de alta ganancia y lóbulos secundarios reducidos. La ganancia está dominada fundamentalmente por la dimensión horizontal de la agrupación. Mayor ganancia implica mayor tamaño de la antena. Por otro lado, el nivel de lóbulos secundarios se controla mediante la aplicación de ventanas a la alimentación de los elementos de la agrupación. Para el caso de una alimentación uniforme (todos los elementos alimentados con la misma amplitud) se logran niveles de lóbulos secundarios de 13 dB por debajo del lóbulo principal. En el Anexo 10 de la Organización de Aviación Civil Internacional (OACI) se recomienda que el nivel de lóbulos secundarios sea de 24 dB por debajo del lóbulo principal. Para lograr esto, generalmente se utiliza una alimentación con distribución Dolph-Chebyshev[17] o Taylor[15], las cuales logran un buen compromiso entre ancho de haz y nivel de lóbulos secundarios. La distribución Taylor logra lóbulos secundarios que decaen monótonicamente la cual la hace principalmente atractiva para aplicaciones en Radar. En la figura 2.3a se muestra la distribución de Taylor para un valor fijo de lóbulos secundarios constantes y distintas dimensiones de la agrupación. Luego, en la figura 2.3b se observan los diagramas de radiación normalizados resultantes para cada una de estas distribuciones. Se verifica en estas figuras que con una dimensión horizontal de 20 m se logra el ancho de haz a -3 dB de 2° mencionado previamente con un nivel de lóbulos secundarios casi 30 dB por debajo del máximo.

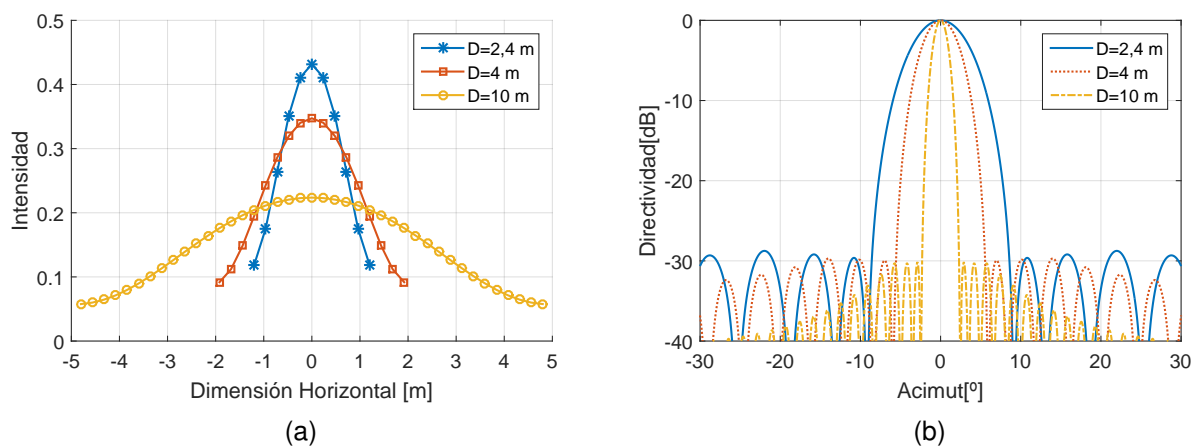


Figura 2.3: (a) Distribución Taylor (b) Diagrama de Interrogación

2.2.1.2. Diagrama de Control (Omnidireccional)

Además del diagrama Suma, el Radar Secundario debe poseer un Diagrama de Control que supere los niveles de lóbulos secundarios del diagrama suma, pero que no supere el nivel del lóbulo principal del mismo. Como se mencionó anteriormente, el equipo de tierra transmite los pulsos P1 y P3 por medio del diagrama Suma y el pulso P2 por el diagrama Omnidireccional. El transponder compara las amplitudes de los pulsos P1 y P2 y solo responde si P1 está 9 dB por encima de P2. En general, el diagrama de Control se logra utilizando la misma distribución de amplitudes del canal suma, pero alimentando al elemento central en fase contraria y con la amplitud necesaria. Esto logra sintetizar un diagrama aproximadamente omnidireccional con un hundimiento en el centro tal como se muestra en la figura 2.4. Esta característica es preferible por sobre la de un diagrama puramente omnidireccional. Esto se debe a que si una aeronave cercana al radar es interrogada por el lóbulo principal, este puede llegar a saturar el receptor de la aeronave. En este caso, un

pulso recibido con gran amplitud, podría verse reducido y por lo tanto reducir la diferencia entre P1 y P2. Esto dificultaría la recepción de ecos de aeronaves cercanas.

Además, el diagrama de Control sirve para descartar respuestas que ingresen por lóbulos secundarios en el equipo interrogador. Esto se logra comparando el nivel de señal recibida tanto por el diagrama Suma como por el diagrama Omnidireccional. Si la respuesta es recibida por el lóbulo principal, la potencia del canal Suma será mayor que la recibida por el canal Omnidireccional, mientras que si es recibida por lóbulos secundarios la situación será la inversa. Esta *supresión de lóbulos secundarios* es necesaria para evitar la aparición de blancos falsos o blancos fantasma.

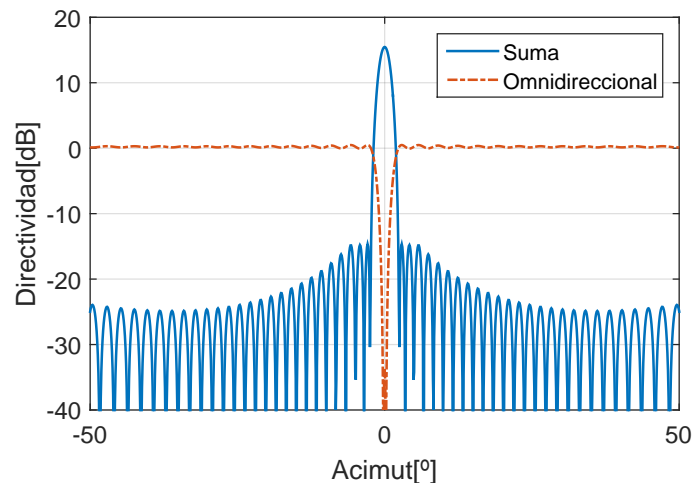


Figura 2.4: Diagramas Suma y Omnidireccional

2.2.1.3. Diagrama Diferencia

Hasta el momento no se ha mencionado al diagrama Diferencia debido a que este no forma parte del funcionamiento básico del Radar Secundario. Si no se dispone de otro medio, la posición acimutal del blanco se obtiene exclusivamente de la posición de la antena al momento de recibir la respuesta. La precisión en esta medida no puede ser mejor que el ancho del lóbulo principal del diagrama Suma. Sin embargo, en la mayoría de los casos se desea aumentar la precisión de dicha medición, para lo cual se utiliza la técnica conocida como Monopulso. Esta técnica requiere de la generación de un diagrama de radiación que posea dos lóbulos principales de igual magnitud y fase contraria, centrados alrededor del máximo del diagrama Suma tal como se muestra en la figura 2.5c. Si se comparan las señales recibidas por medio del diagrama Suma y Diferencia, se logra construir una escala analógica que puede resolver con una escala más fina, el acimut del blanco dentro del haz principal. Esta escala analógica o Señal Error resulta de comparar amplitud y fase recibida por los canales Diferencia y Suma y tiene una forma como la que se observa en la figura 2.5d.

Una forma sencilla de generar este diagrama, es mediante el esquema de la figura 2.5a. En esencia, se divide la agrupación de antenas en dos sub-agrupaciones y se las alimenta por medio de un circuito híbrido de 180° [18]. El diagrama que se obtiene por medio del canal Σ es el diagrama Suma sin modificaciones. Por otro lado, por el canal Δ se logra una distribución similar pero con fase contraria entre sub-agrupaciones (figura 2.5b). En el anexo A se demuestra que esto genera el diagrama de la figura 2.5c. Este cambio de fase abrupto genera lóbulos secundarios elevados en el diagrama Diferencia. Si se desea controlar el nivel de lóbulos secundarios en este diagrama,

se debe realizar una transición más suave, pero esto requiere una red más compleja que la de la figura 2.5a.

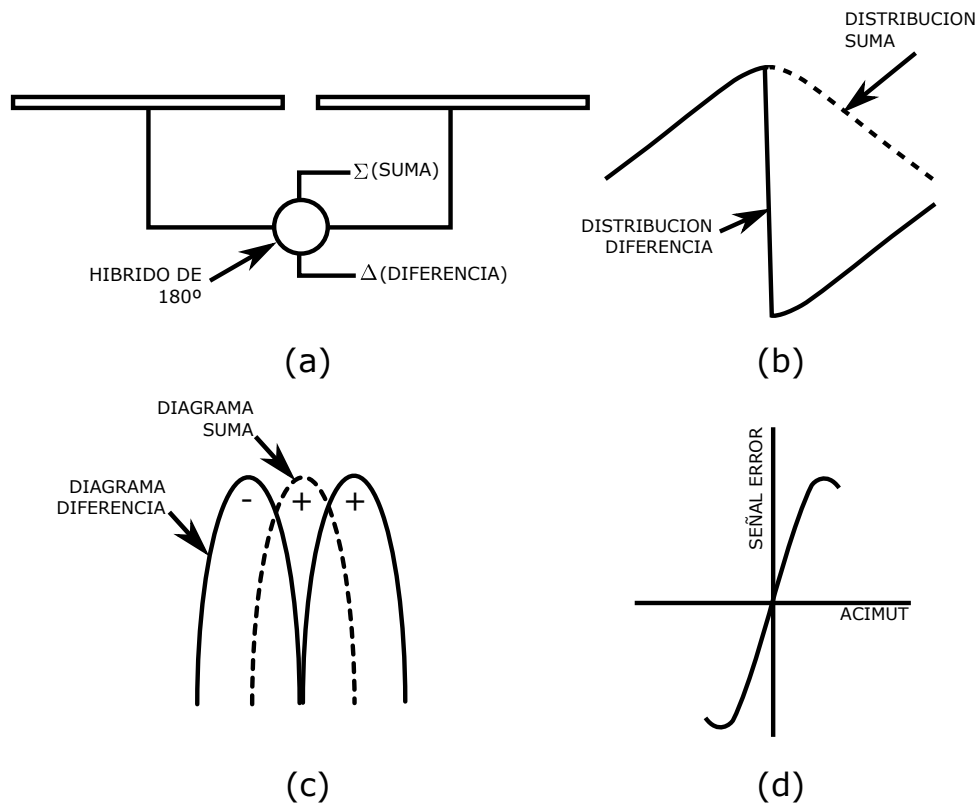


Figura 2.5: (a) Esquema Monopulso (b) Distribución de corrientes (c) Lóbulos principales (d) Escala analógica

2.2.2. Características Verticales

En el Radar Secundario, la información de altitud de la aeronave se extrae por medio de la interrogación en Modo C, razón por la cual el haz principal puede ser un haz tipo “abanico”. Este tipo de haz permite barrer el volumen de cobertura en forma rápida, con lo que se logra una tasa de refresco de la información suficiente para realizar tareas de vigilancia en forma segura.

En sus primeras versiones, las antenas de Radar Secundario poseían una dimensión vertical estrecha (0.5 m), con lo que se lograba un haz principal ancho en el diagrama de radiación vertical. En la figura 2.6 se representa en línea discontinua un diagrama de este tipo. Este diagrama cumple con el requerimiento de tener el máximo de potencia radiada para ángulos bajos, en donde se encontrarán las aeronaves más alejadas al radar y además hay una cantidad suficiente de potencia radiada hacia ángulos elevados para detectar aeronaves más cercanas. Este tipo de diagrama se utilizó durante mucho tiempo, pero tiene dos inconvenientes importantes. Debido a que una gran parte de la potencia se irradia hacia el suelo se producen efectos de desvanecimiento de la señal o *fading* y por otro lado se pueden producir blancos falsos producto de la interferencia multi-camino. La utilización de antenas de dimensión vertical mayor, permite un mejor diseño en el diagrama de radiación vertical. Por medio de técnicas de síntesis de diagramas, y una cantidad suficiente de elementos en la agrupación se pueden lograr diagramas como el que se observa en trazo continuo

en la figura 2.6a. En este tipo de diagrama se busca que para ángulos negativos la potencia radiada sea mínima y que para un rango de ángulos positivos, la potencia radiada siga una ley \csc^2 para que la potencia recibida de una aeronave que vuela a altitud constante hacia el radar sea aproximadamente constante. Esto último se puede entender de forma simple con el diagrama de la figura 2.6b, partiendo de que la potencia recibida en el radar es proporcional a la ganancia de la antena e inversamente proporcional al cuadrado de la distancia entre la aeronave y el radar. Para que la potencia recibida se mantenga constante para una aeronave que vuela a h constante, la ganancia debería seguir una ley $\csc^2 \theta$ donde θ en este caso es el ángulo de elevación.

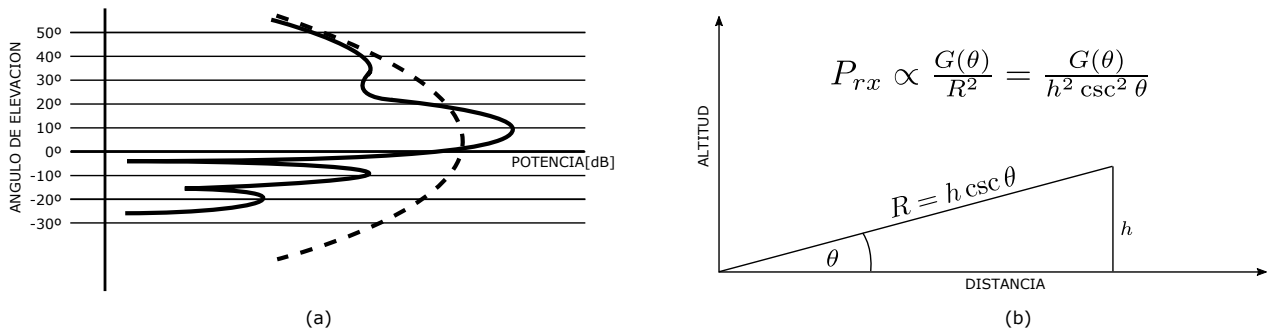


Figura 2.6: (a) Diagrama de radiación vertical para distintos tipos de antena (b) Potencia recibida en el Radar para un vuelo con altitud constante

Esta página fué dejada intencionalmente en blanco.



Capítulo 3

Especificaciones del Sistema Radiante

Hasta este punto se han tratado en forma general las características que debe tener la antena de tierra de un Radar Secundario. En este capítulo se abordan los requerimientos particulares y especificaciones con que debe cumplir el sistema radiante que se diseña en este trabajo. En la primera sección se describen los requerimientos generales de ganancia, ancho de haz, nivel de adaptación y de dimensiones físicas del sistema. Por otro lado, se realiza una descripción de las partes que componen al mismo. En las secciones subsiguientes se describe cómo, a partir de los requerimientos generales, se obtienen las especificaciones de cada una de las partes.

3.1. Requerimientos del Sistema Radiante

El sistema que se propone diseñar es un sistema radiante compuesto de una agrupación de antenas plana para Radar Secundario. La distribución de señales, tanto en transmisión como en recepción se debe realizar por medio de una Red de Distribución Integrada, compuesta de Divisores y Acopladores Híbridos. Todo esto a su vez debe ser implementado con cintas metálicas suspendidas sobre aire.

Además, el conjunto debe cumplir con las siguientes especificaciones:

- Frecuencia de Transmisión: 1030 MHz
- Frecuencia de Recepción: 1090 MHz
- Ganancia: $> 20\text{dBi}$
- Eficiencia: $> 80\%$
- Canales Suma, Diferencia y Omnidireccional
- Polarización Vertical
- Potencia Máxima Canal Suma y Omnidireccional: 4KW pico, 200W promedio
- Ancho de Haz 3 dB (Acimut): 7°
- Conectores Tipo N
- Adaptaciones de entrada: $< -15\text{dB}$

Por último, existe también una limitación de tamaño para el Sistema Radiante. El origen de esta restricción es que la aplicación del diseño es principalmente militar y por lo tanto se utiliza al Radar Secundario en conjunto con un Radar Primario en al función de IFF. Como se mencionó en el capítulo anterior, en estos casos normalmente se monta la antena del Radar Secundario sobre el sistema radiante de un Radar Primario de la forma en que se muestra en la figura 3.1. En este caso, se pueden sacrificar performances del Radar Secundario con el objetivo de reducir su tamaño y así facilitar el montaje del mismo. Para esta aplicación se desea que todo el sistema esté confinado dentro de una envoltura de dimensiones $2.7 \text{ m} \times 0,7 \text{ m} \times 0,15 \text{ m}$.

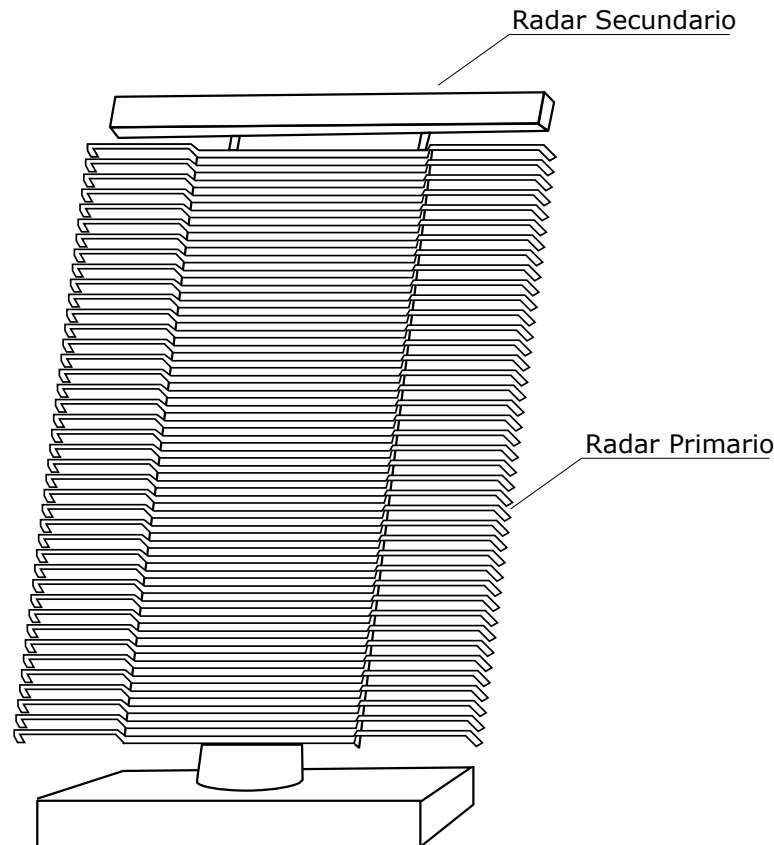


Figura 3.1: Radar Secundario montado sobre un Radar Primario

3.2. Arquitectura Propuesta

El sistema radiante que se desea diseñar es una antena monopulso para radar secundario, implementada mediante una agrupación de antenas dipolo en polarización vertical. Esta antena debe generar los tres diagramas de radiación (Suma, Diferencia y Omnidireccional) descritos en el Capítulo 2. Estos diagramas se logran a través del control de magnitud y fase a los elementos de la agrupación mediante una red de distribución de señales. Idealmente sería deseable diseñar y optimizar cada uno de estos diagramas en forma individual. Esto sin embargo, no suele resultar en una implementación factible ya que la red resultante puede ser demasiado extensa y compleja [1]. En [19], por ejemplo, se presenta un método de síntesis que permite ajustar los lóbulos secundarios tanto del diagrama Suma como del diagrama Diferencia en forma simultánea, permitiendo que algunos elementos compartan la misma alimentación en ambos patrones. Aún para niveles moderados de lóbulos secundarios, la complejidad de la red resulta elevada.

Para cumplir con las restricciones de tamaño propuestas se debe simplificar al máximo la red de distribución de señales que genera los tres diagramas de radiación. Esto se debe a que al utilizar aire como dieléctrico, la longitud de onda en las líneas es la misma que en el espacio libre y por lo tanto los elementos tales como acopladores y divisores serán de un tamaño considerable.

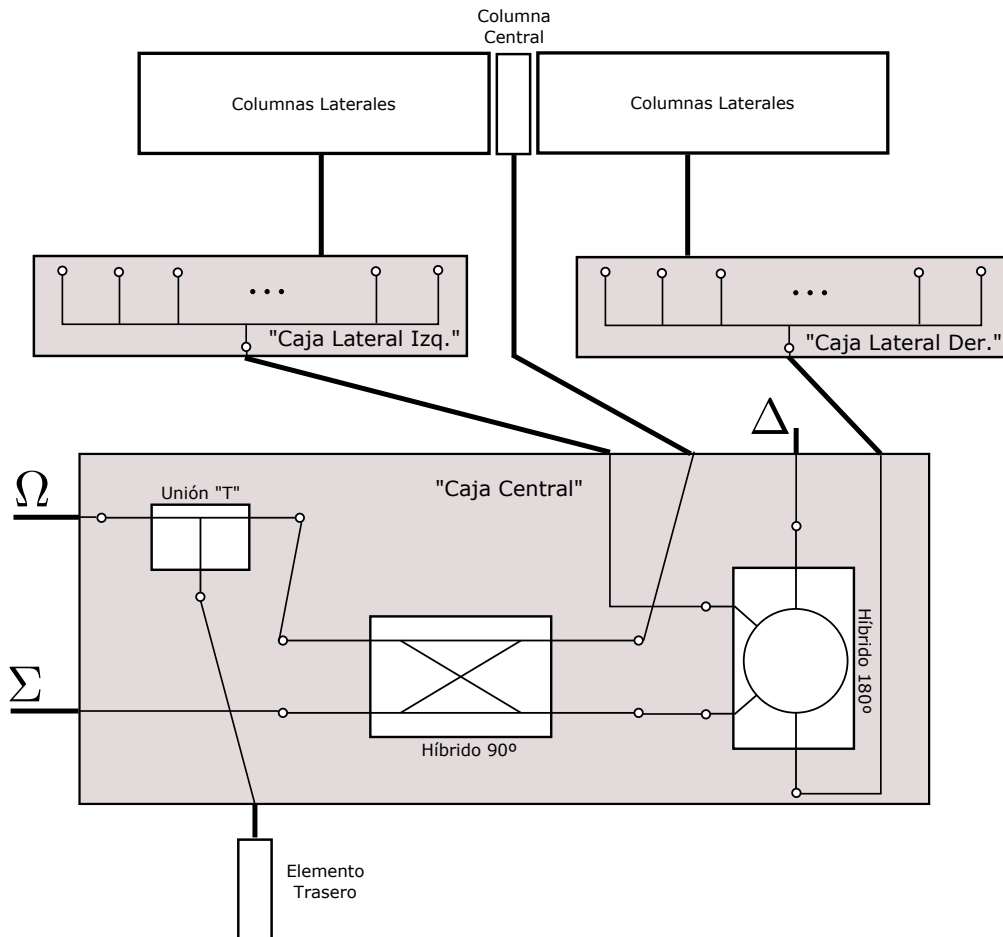


Figura 3.2: Red de Distribución Monopulso

Para lograr cumplir con los requerimientos de tamaño, se propone una red de alimentación en la que se compartan la mayor cantidad de elementos posibles pero que permita sintetizar los tres patrones de radiación deseados. En la figura 3.2 se muestra la arquitectura propuesta. La red denominada "Caja Central" es similar a la red de la figura 2.5a, a la que se le agrega un híbrido de 90° para la generación del diagrama Omnidireccional. Si se toma como entrada el puerto Σ se observa que parte de la señal se acopla al elemento central a través del híbrido de 90° y el resto se divide en partes iguales en el híbrido de 180° . Ésta luego se distribuye a las columnas laterales de la agrupación a través de las denominadas "Cajas Laterales". Se debe tener la precaución de que la fase con la que llega la señal a cada una de las columnas sea la misma que la que llega la columna central. La distribución de potencias a cada columna es realizada dentro de las "Cajas Laterales" y ésta debe realizarse de acuerdo al tipo de ventana que se desee. Por otro lado, se observa que el canal Δ comparte las mismas magnitudes de alimentación de columnas que el canal Σ excepto en la columna central la cual toma magnitud cero para Δ . Además, las columnas de la derecha están en contra-fase con las de la izquierda, logrando de esta forma el diagrama diferencia descrito en la sección 2.2.1.3. Finalmente en el canal Ω , la señal se distribuye en forma complementaria al canal Σ , dándole mayor ponderación a la columna central y además un desfase de 180° con respecto

a las columnas laterales. Con esto se logra el diagrama descrito en la sección 2.2.1.2. Se agrega además la posibilidad de incluir un elemento trasero en fase con la columna central para conformar el haz omnidireccional en la parte trasera de la agrupación. Esto debe hacerse por la presencia del plano de masa que no fue considerado anteriormente.

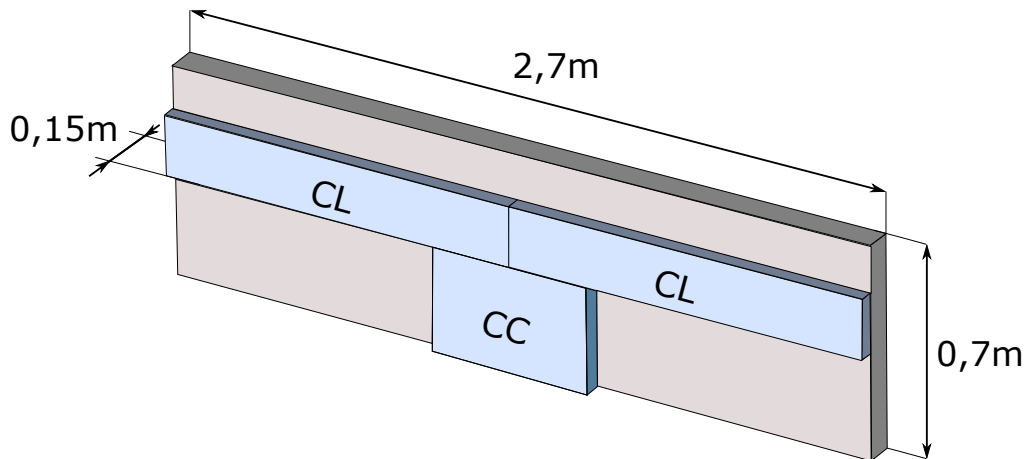


Figura 3.3: Esquema 3D del sistema radiante

Finalmente, en la figura 3.3 se presenta un esquema en tres dimensiones del aspecto físico del sistema completo. Se observa que tanto la “Caja Central” como las “Cajas Laterales” se montan en la cara trasera del plano de masa, mientras que en el plano frontal se debe montar la agrupación de antenas. Queda claro, que las dimensiones máximas de la agrupación plana son 2,7 m de ancho por 0,7 m de alto.

3.3. Geometría de la Agrupación de Antenas

Una vez definida la arquitectura de la red de distribución de señales, es necesario definir cuántos elementos y con qué separación se ubicarán dentro de los límites físicos que se han propuesto. Este problema se puede separar en dos partes gracias al efecto de multiplicación de diagramas que ocurre en las agrupaciones de antenas. Por lo tanto, el diseño de una fila, define las características horizontales del sistema, mientras que el diseño de una columna define las características verticales del mismo.

Las directividades máximas tanto en el diagrama vertical como horizontal están limitadas por las restricciones de tamaño que se han impuesto. Luego, el número de elementos por fila y por columna se debe definir en base al mínimo número de elementos que permita implementar los patrones deseados. Existe un límite respecto a cuánto pueden separarse los elementos en una agrupación, definido por la aparición de los lóbulos de difracción (*grating lobes*). La separación máxima “d” es función del ángulo de apuntamiento del haz principal

$$d = \frac{\lambda}{1 + \cos \theta} \quad (3.1)$$

, donde $\theta = 90^\circ$ corresponde al *broadside* de la agrupación.

Para el diagrama horizontal, en el que el lóbulo principal está apuntado al *broadside* ($\theta = 90^\circ$), la separación puede ser $d = \lambda = 28,3$ cm. Sin embargo, la red de alimentación de filas requiere que la cantidad de columnas sea impar para que el elemento central pueda ser utilizado por el canal omnidireccional. Dado que la dimensión horizontal máxima es de 2.7 m, se eligen 11 elementos con una separación de 0,24 m $\approx 0,85\lambda$ entre sí. Elegir una cantidad mayor solo brinda mayor flexibilidad

en el diseño del diagrama pero no mejora la ganancia y a su vez genera mayor complejidad en la red de distribución de potencia. Se demuestra en las secciones subsiguientes que con $N=11$ se logran los niveles suficientemente bajos de lóbulos secundarios, con la ganancia y ancho de haz deseadas.

En el caso del diagrama vertical el apuntamiento del lóbulo principal está por encima del *broadside*, por lo que $\theta \neq 90$. Debido a que la dimensión vertical de la antena es 0,7 m no se puede esperar un lóbulo principal de mucha ganancia y en consecuencia, la potencia radiada para ángulos por debajo del máximo no se puede controlar tan fácilmente. Por lo tanto, para reducir la potencia radiada hacia el suelo, se estima que el ángulo de apuntamiento del haz principal será entre 10° y 15° . Para un ángulo de 15° por encima del horizonte, $\theta = 75^\circ$ y por lo tanto, la separación máxima no deberá ser mayor a $d \leq 0,8\lambda = 0,225$ m. Por otro lado, el límite inferior en la separación entre elementos es $\lambda/2 = 0,141$ m ya que los mismos son dipolos en polarización vertical. En el caso del diagrama vertical, si se utiliza la máxima separación (mayor directividad) pueden colocarse solo tres elementos por columna lo que resulta insuficiente para lograr un buen diseño del diagrama de radiación. Por lo tanto, se opta por utilizar cuatro elementos con la máxima separación posible, que es 0,175 m. En la figura 3.4 se presenta un esquema de las dimensiones finales de la agrupación junto con las separaciones entre elementos.

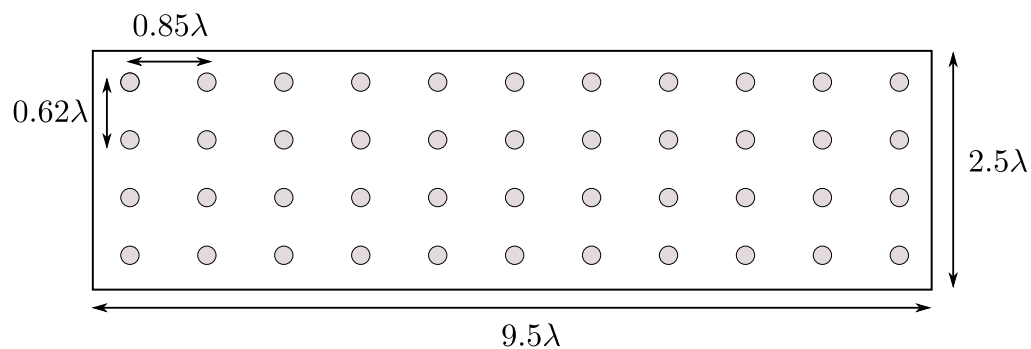


Figura 3.4: Agrupación Rectangular Uniforme

Finalmente, en la figura 3.5 se presenta un diagrama esquemático que contiene todos los bloques que componen el sistema radiante o antena de Radar Secundario que se diseña en este trabajo. Se observa que la agrupación de antenas se divide en once columnas de cuatro elementos cada una, las dos cajas laterales que alimentan las columnas laterales, la caja central que contiene la red de distribución de señal y el elemento trasero. Se observa que dentro de cada columna existe una red de distribución de potencia para alimentar a cada dipolo.

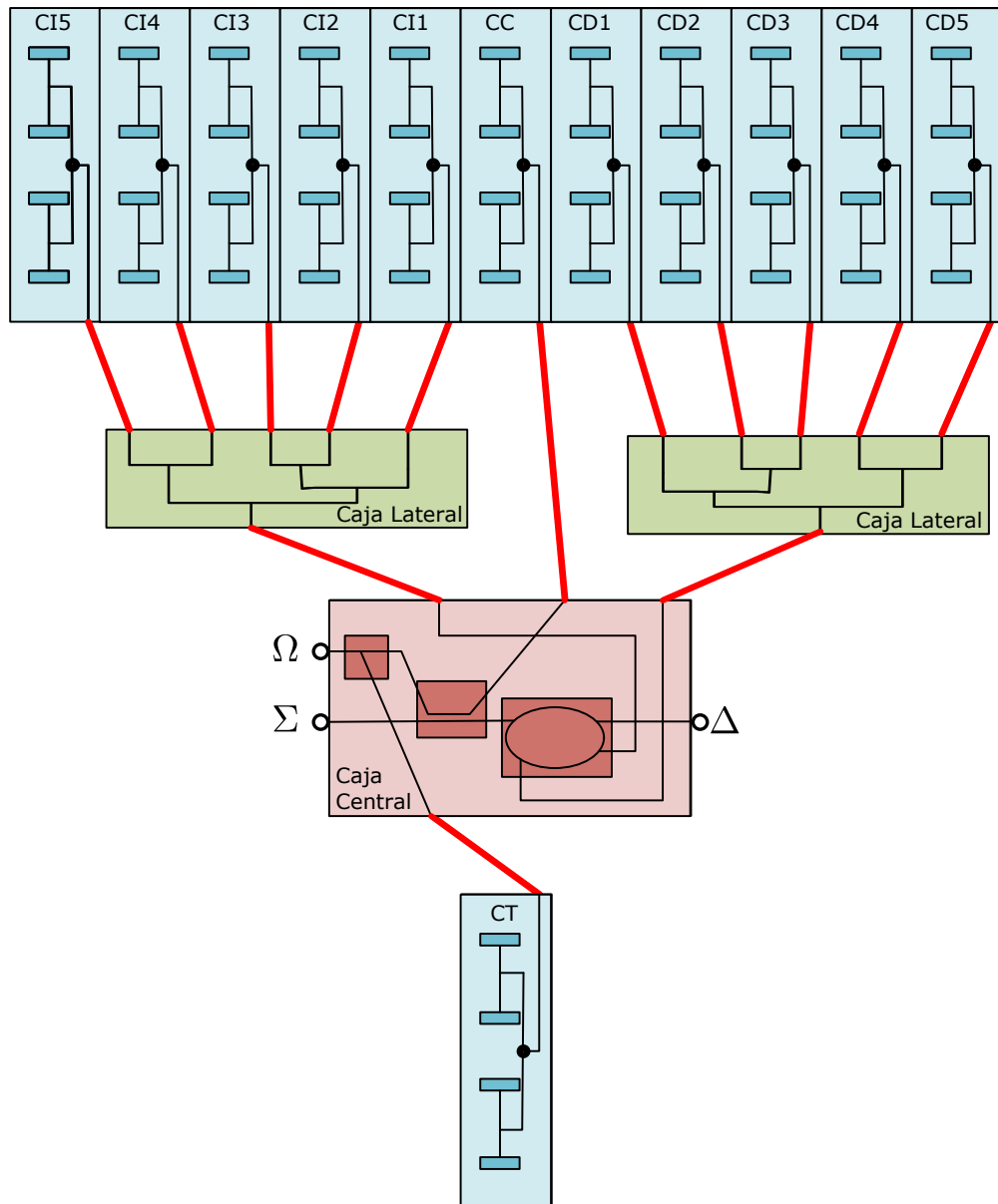


Figura 3.5: Diagrama esquemático del sistema completo

3.4. Síntesis del Diagrama de Radiación

En esta sección se obtienen las especificaciones de diseño que se utilizan en los capítulos subsiguientes para el diseño y fabricación del sistema radiante. Estas se obtienen mediante la síntesis de los tres patrones horizontales y el diagrama vertical del sistema radiante teniendo en cuenta las restricciones que impone la red de microondas propuesta.

3.4.1. Diseño del Diagrama Horizontal

La arquitectura de la red propuesta (figura 3.2) condiciona el diseño de los patrones de radiación horizontales ya que no se tiene la libertad de elegir la magnitud y fase de alimentación de los elementos para cada uno de los diagramas en forma individual. Se debe llegar entonces a una relación de compromiso entre la performance de los tres diagramas. Debido a que la performance del Radar Secundario es dominada principalmente por las características del diagrama Suma, se elige priorizar las características de este diagrama, dejando en segundo lugar las performances de los diagramas Diferencia y Omnidireccional.

3.4.1.1. Diagrama Suma

El diagrama de radiación horizontal queda determinado principalmente por el factor de agrupación de una fila de del mismo. Para el caso en el que todos los elementos se alimentan con la misma magnitud y fase (alimentación uniforme) se logra la mayor directividad a expensas de obtener un nivel de lóbulos secundarios elevados. El factor de agrupación para este caso es una función del tipo *asinc* [14]

$$AF(\theta, \phi) = \frac{\sin(N\psi/2)}{N \sin(\psi/2)}, \quad (3.2)$$

en donde $\psi = kd \cos \theta$, N es la cantidad de elementos, d es la separación entre elementos, k es la constante de propagación y θ el ángulo respecto al *endfire* de la agrupación. Si se reemplaza en (3.2) por los parámetros horizontales de la agrupación, se encuentra que el máximo ocurre en $\theta = 90^\circ$ y toma un valor igual a la unidad. El primer nulo ocurre para $\theta = \cos^{-1}(\frac{\lambda}{2Nd}) \approx 87^\circ$ por lo que el ancho del haz principal de nulo a nulo sería de $\approx 6^\circ$. El nivel de lóbulos secundarios, sin embargo, será cercano a los 13 dB. Este nivel de lóbulos secundarios no es aceptable si se desea cumplir con la recomendación de la OACI. Por otro lado, se observa que el ancho de haz es menor que los 7° requeridos, por lo que se puede elegir una función de ponderación en la alimentación de los elementos que reduzca el nivel de lóbulos secundarios, a expensas de incrementar levemente el ancho del haz principal.

La distribución de Taylor [15] es una de las más utilizadas para sistemas de radar ya que logra una relación de compromiso óptima entre ancho de haz y lóbulos secundarios [14]. Además, sus lóbulos secundarios decaen monotónicamente, haciéndola especialmente atractiva para minimizar interferencias. Por esta razón se propone una distribución de Taylor con niveles de lóbulos laterales SLL=-30 dB. Se presenta en la figura 3.6 la distribución de corrientes propuesta en comparación con una distribución uniforme. Se puede apreciar que para el caso de Taylor, los pesos correspondientes a los elementos centrales son más importantes y se van atenuando para los elementos laterales. En la figura 3.7a se muestra el diagrama resultante y se lo compara con el diagrama con alimentación uniforme. Se observa que los lóbulos secundarios se mantienen por debajo del nivel deseado y en 3.7b se observa que el ancho de haz a -3 dB cumple con la especificación propuesta. Por la definición de los ejes coordenados que se utiliza en este trabajo, el máximo ocurre para 0° en lugar de 90° como se observa en los gráficos.

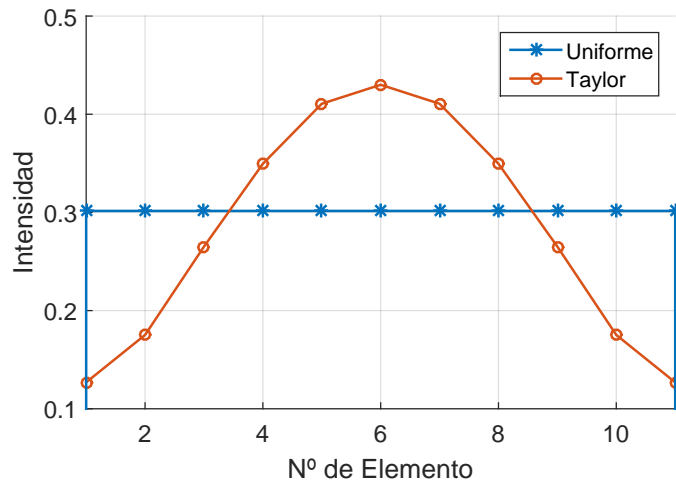


Figura 3.6: Distribución de intensidades para el canal Σ

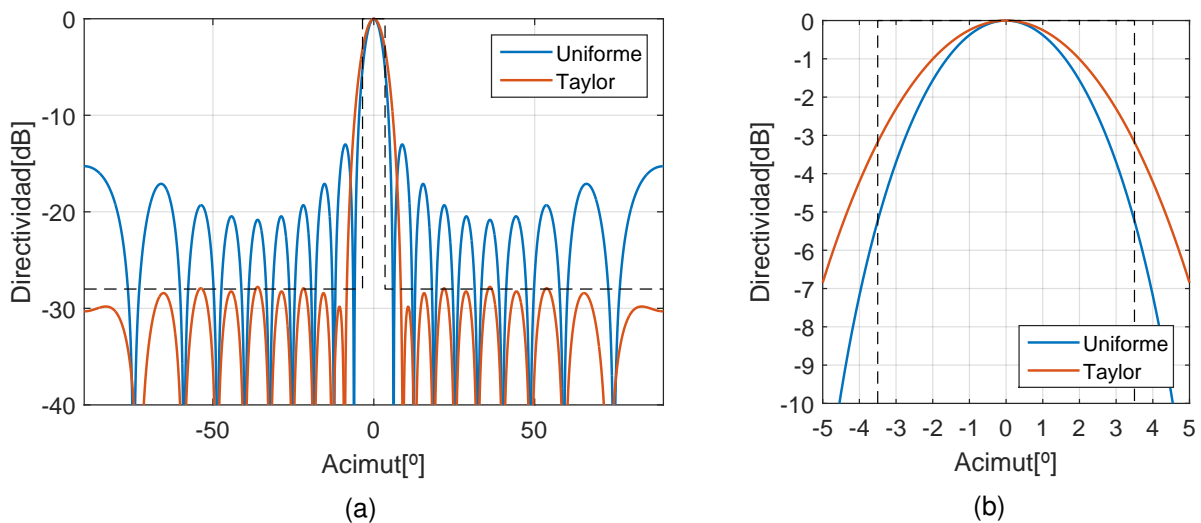


Figura 3.7: Diagrama Suma

3.4.1.2. Diagrama Diferencia

Como se mencionó en la sección 2.2.1.3, para lograr un diagrama con dos lóbulos principales de fase contraria, se debe lograr una distribución de intensidades cuya fase cambie 180° de un lado al otro de la agrupación. Este cambio de fase se logra con el acoplador híbrido de 180° que se observa en la figura 3.2. Las magnitudes de alimentación de los elementos tanto para el canal Σ como Δ son iguales para todos los elementos, excepto en el elemento central. De esta manera la distribución de alimentaciones para el canal Δ queda ya determinada por la distribución en el canal Σ . En la figura 3.8 se muestra la distribución de intensidades para lograr el diagrama diferencia. Luego, en la figura 3.9a se presenta el diagrama diferencia sintetizado, junto con el diagrama suma. En este caso, se observa que los lóbulos secundarios son más elevados que los del diagrama suma

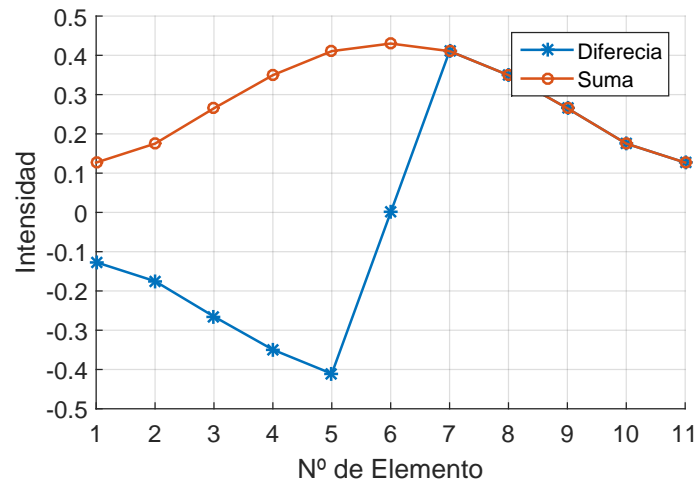


Figura 3.8: Distribución de intensidades para el canal Δ

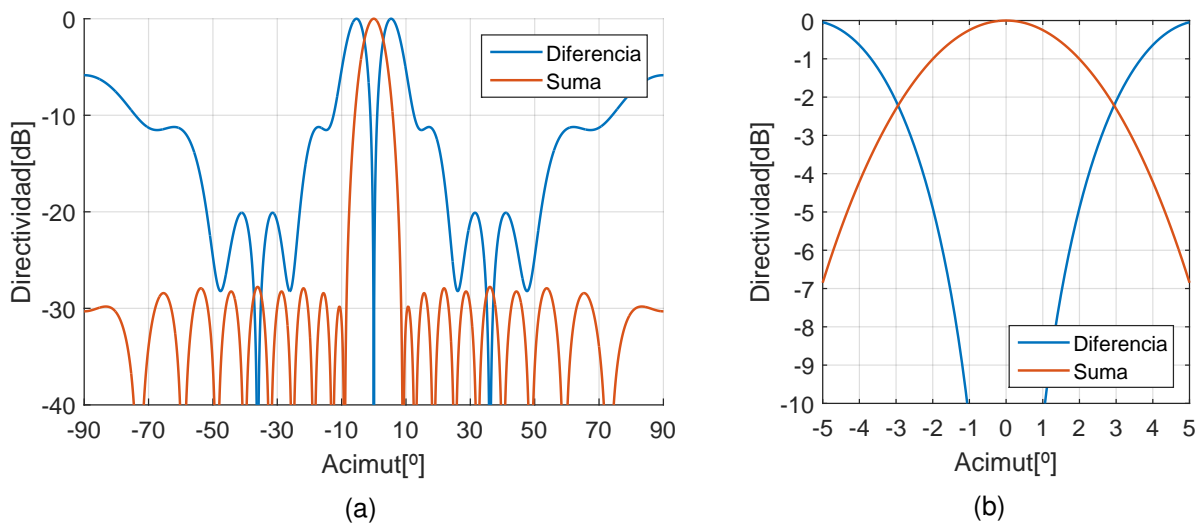


Figura 3.9: Diagrama Diferencia

3.4.1.3. Diagrama Omnidireccional

El diagrama Omnidireccional también queda definido a partir de la distribución de potencias en el canal Σ . El factor de acoplamiento del acoplador híbrido de 90° debe ser tal que cuando se ingresa por Σ , la potencia que se acopla al elemento central sea la definida por el coeficiente central de la distribución Taylor. Además, la potencia que se acopla hacia el híbrido de 180° debe ser igual a la suma de las potencias de los coeficientes restantes. Por lo tanto, cuando se ingresa por el canal Ω las potencias acopladas se invierten, y además se presenta un desfase de 180° entre la columna central y el resto. En consecuencia, la distribución de magnitudes queda tal como se muestra en la figura 3.10. El diagrama resultante se presenta en la figura 3.11. Se observa que se cumple con el requerimiento de ser mayor que los lóbulos secundarios del diagrama Suma en todas direcciones excepto en la del lóbulo principal, en donde además existe un hundimiento producto del desfase entre el elemento central y los laterales.

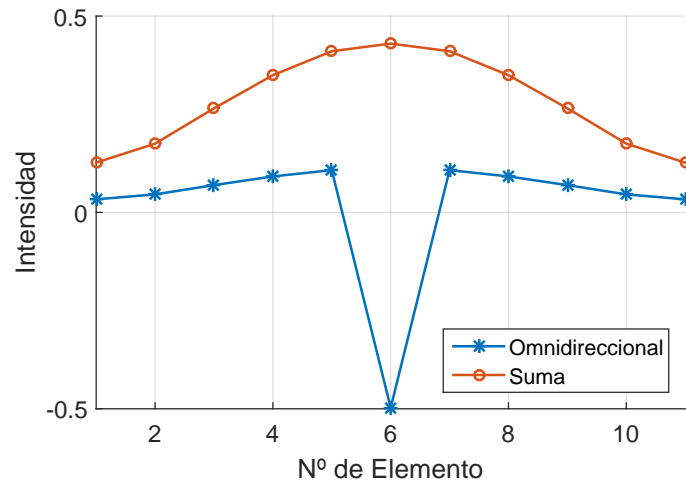


Figura 3.10: Distribución de intensidades para el canal Ω

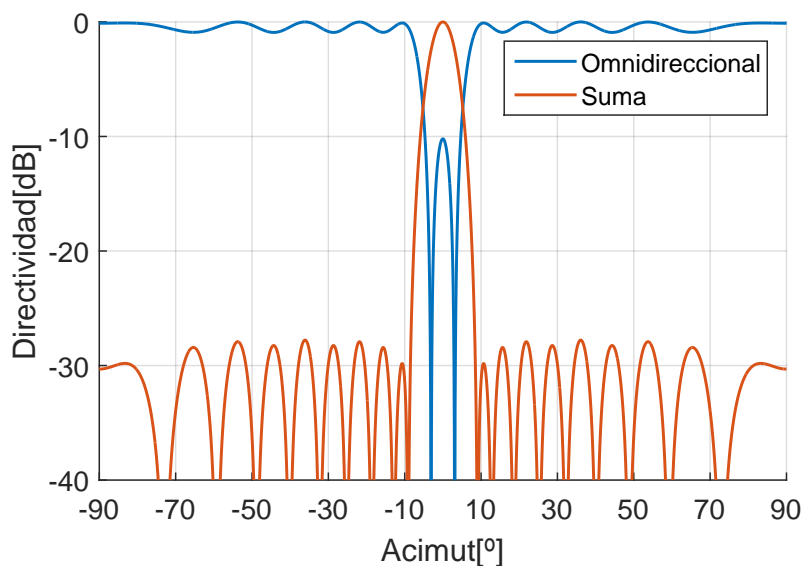


Figura 3.11: Diagrama de Control

3.4.2. Diseño del Diagrama Vertical

En el diseño del diagrama de radiación vertical de un radar secundario se debe lograr un compromiso entre dos variables. En primer lugar, debe lograr un máximo de sensibilidad para ángulos bajos, ya que es donde se encontrarán las aeronaves más alejadas y por otro lado, debe reducir la energía radiada hacia el suelo para minimizar las interferencias multi-camino. Además, se debe conformar el lóbulo principal de forma tal que para una aeronave que se mueve a altitud constante hacia el radar, se mantenga un nivel de señal aproximadamente constante. Es por esta razón que en los radares modernos se prefiere un diagrama tipo csc^2 para un rango de ángulos de elevación positivos. Fuera de este rango el diagrama debe ser mantenido en niveles bajos de potencia radiada. En el caso de Radares Secundarios para aviación civil, se suelen utilizar más de diez elementos para lograr el diagrama deseado. En la Figura 3.12 se muestra un diagrama tipo csc^2 logrado con once elementos espaciados $0,62\lambda$. Se observa que la dirección del máximo puede ser cercana a los 5° manteniendo niveles de radiación bajos para ángulos negativos. Si

bien el diagrama se ajusta muy bien a los requerimientos deseados, el largo total del conjunto es cercano a los 2 m. En la misma figura, se presenta un diagrama sintetizado con cuatro elementos y el mismo método de diseño. Se observa que para lograr niveles bajos de potencia radiada para ángulos negativos, se debe elegir un ángulo de apuntamiento levemente mayor (cercano a los 10°).

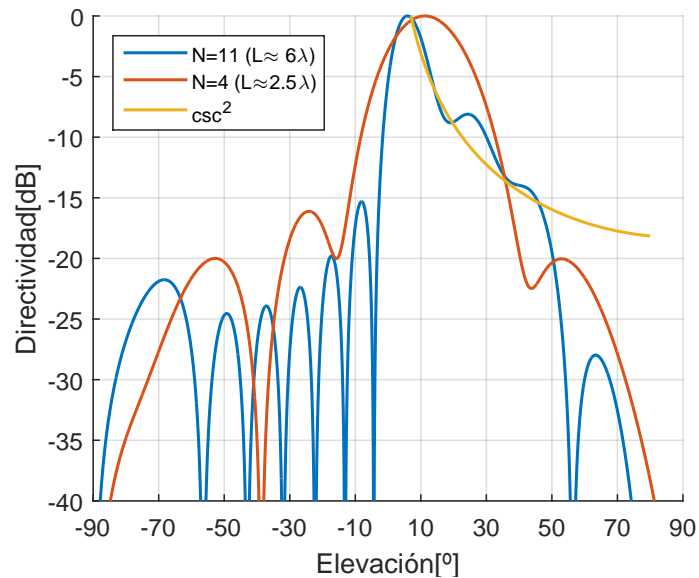


Figura 3.12: Comparación de diagramas de radiación verticales con $N=11$ y $N=4$ elementos

El cálculo de las alimentaciones de cada elemento se realiza utilizando el método de Woodward-Lawson de la misma forma que se plantea en [14]. El método consiste en tomar muestras del diagrama deseado para distintos ángulos. Estos ángulos son función de la geometría de la agrupación de antenas. Por otro lado, el diagrama deseado sigue una ley csc^2 para un rango de ángulos de elevación y es cero para el resto. En el anexo D se incluye el código fuente de un programa de MATLAB que realiza este cálculo. Debido a que el método no permite un control exacto del nivel de lóbulos secundarios es necesario un ajuste manual de los coeficientes calculados para mejorar el diagrama obtenido. En la figura 3.13 se muestran los módulos de las intensidades de una distribución uniforme, de la calculada por el método y de la distribución modificada. El desfase entre elementos es de 45° el cual aumenta progresivamente, logrando así el ángulo de apuntamiento requerido. En la figura 3.14 se presentan los diagramas correspondientes a las tres distribuciones.

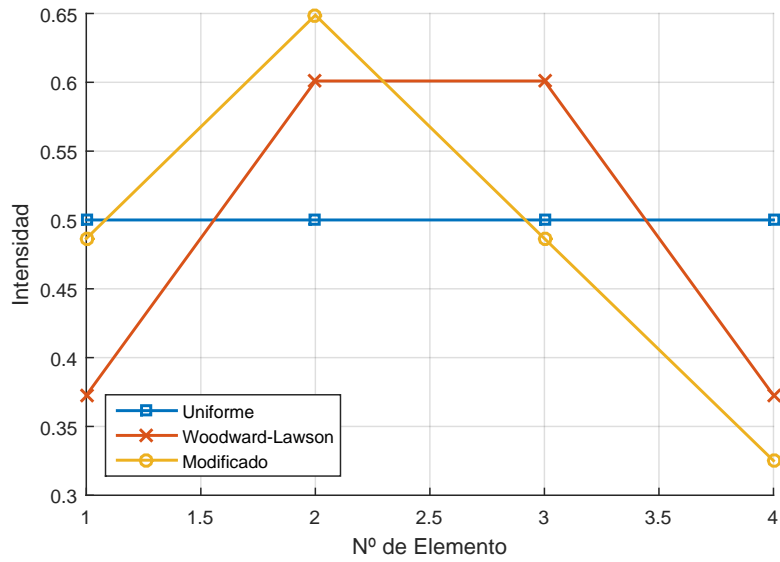


Figura 3.13: Distribución de Intensidades - Diagrama Vertical

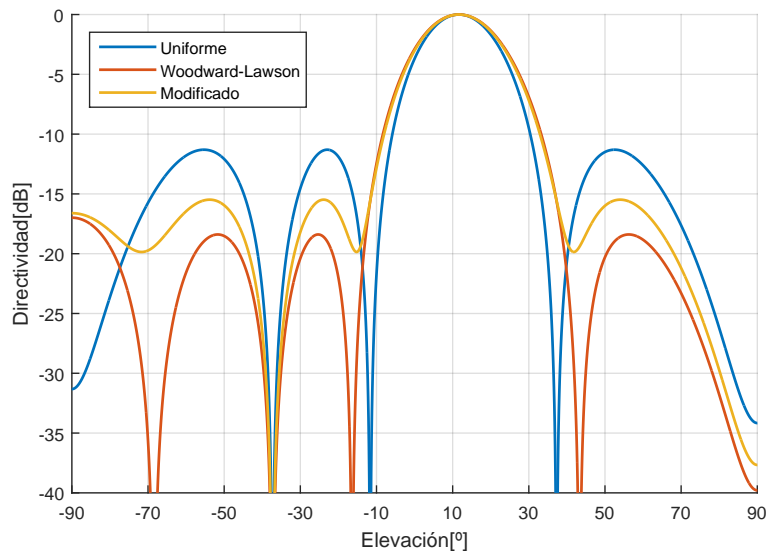


Figura 3.14: Diagrama Vertical



3.5. Especificaciones de Diseño

En base a los cálculos realizados en la sección 3.4 se pueden especificar las magnitudes y fases de alimentación de cada uno de los elementos de la agrupación. En las tablas 3.1, 3.2 y 3.3 se presentan las alimentaciones necesarias en cada columna para lograr los patrones Suma, Diferencia y Omnidireccional. Los valores expresados en las tablas están calculados de manera que la suma de todas las potencias sea igual a 1W. El valor absoluto en este caso no es importante sino la potencia relativa entre los elementos. Estas potencias se toman luego como punto de partida para definir las especificaciones de los bloques que componen la red monopulso. Por otro lado, en la tabla 3.4 se muestran las magnitudes y fases de alimentación de cada elemento de las columnas radiantes. Estos valores se utilizan luego para el diseño de la distribución de potencias dentro de la columna.

	Potencia [dBW]	Potencia[W]	Intensidad[A]	Fase [DEG]
CD5	-17,93	0,0161	0,1269	0
CD4	-15,13	0,0307	0,1751	0
CD3	-11,53	0,0702	0,2650	0
CD2	-9,13	0,1221	0,3494	0
CD1	-7,73	0,1685	0,4105	0
CC	-7,33	0,1848	0,4299	0
CI1	-7,73	0,1685	0,4105	0
CI2	-9,13	0,1221	0,3494	0
CI3	-11,53	0,0702	0,2650	0
CI4	-15,13	0,0307	0,1751	0
CI5	-17,93	0,0161	0,1269	0
CT	-	-	-	-

Tabla 3.1: Distribución de potencias - Canal Suma

	Potencia [dBW]	Potencia[W]	Intensidad[A]	Fase [DEG]
CD5	-17,93	0,0161	0,1269	0
CD4	-15,13	0,0307	0,1751	0
CD3	-11,53	0,0702	0,2650	0
CD2	-9,13	0,1221	0,3494	0
CD1	-7,73	0,1685	0,4105	0
CC	-	-	-	-
CI1	-7,73	0,1685	0,4105	180
CI2	-9,13	0,1221	0,3494	180
CI3	-11,53	0,0702	0,2650	180
CI4	-15,13	0,0307	0,1751	180
CI5	-17,93	0,0161	0,1269	180
CT	-	-	-	-

Tabla 3.2: Distribución de potencias - Canal Diferencia



	Potencia [dBW]	Potencia [W]	Intensidad [A]	Fase [DEG]
CD5	-25,27	0,0030	0,0545	0
CD4	-22,47	0,0057	0,0753	0
CD3	-18,87	0,0130	0,1139	0
CD2	-16,47	0,0226	0,1502	0
CD1	-15,07	0,0311	0,1765	0
CC	-3,48	0,4491	0,6701	180
CI1	-15,07	0,0311	0,1765	0
CI2	-16,47	0,0226	0,1502	0
CI3	-18,87	0,0130	0,1139	0
CI4	-22,47	0,0057	0,0753	0
CI5	-25,27	0,0030	0,0545	0
CT	-3,48	0,4491	0,6701	180

Tabla 3.3: Distribución de potencias - Canal Omnidireccional

	Potencia [dBW]	Potencia [W]	Intensidad [A]	Fase [DEG]
ER1(Arriba)	-6,26	0,2367	0,4865	67,5
ER2	-3,76	0,4209	0,6488	22,5
ER3	-6,26	0,2367	0,4865	-22,5
ER4(Abajo)	-9,76	0,1057	0,3252	-67,5

Tabla 3.4: Distribución de potencias - Columna

Esta página fué dejada intencionalmente en blanco.



Capítulo 4

Modelado y Simulación del Sistema Radiante

La mayor parte del trabajo realizado en esta tesis se refleja en este capítulo. Las tareas de diseño, modelado y simulación son, en general, las tareas que más recursos toman en un trabajo de ingeniería. En general son procesos iterativos, ya que muchas veces los problemas son demasiado complejos como para poder incluir todas sus variables en una primera instancia. El caso del diseño de este sistema radiante no es la excepción y por lo tanto es fundamental contar con herramientas de simulación que permitan modelar estructuras complejas en tiempos relativamente cortos. La herramienta que se utiliza en este trabajo es principalmente High Frequency Software Simulator (HFSS) de la empresa ANSYS, que es un software que permite la simulación de campos electromagnéticos 3-D de onda completa.

El objetivo de este capítulo no es tan solo presentar los resultados finales alcanzados sino que también se desea transmitir al lector el proceso de diseño utilizado para diseñar el sistema. Por esta razón, se divide al capítulo en diversas secciones en las que se introducen en forma secuencial los principales hitos alcanzados.

4.1. Modelo del Sistema Radiante

Hasta el momento se han discutido algunos aspectos de la geometría del sistema radiante. Se ha definido su tamaño, cantidad de elementos, coeficientes de alimentación y hasta algunas previsiones del montaje de las redes de distribución de señales. En esta sección se presenta un diagrama más completo del sistema, orientado a su implementación física. En la figura 4.1 se presenta un diagrama del diseño que se propone para el sistema radiante. En la vista frontal se observa que cada columna está compuesta de cuatro dipolos en polarización vertical, montados sobre un plano de masa. Para lograr el diagrama de radiación vertical deseado, los dipolos deben ser alimentados con las potencias y fases calculadas en la sección 3.4.2. Para este fin se dispone de una red de microtiras que distribuye la potencia de entrada a cada columna. Esta red utiliza el mismo plano de masa que los dipolos. Se observa también que cada columna posee un “paso de cara” que consiste en una transición de la línea de transmisión de la parte frontal a la parte trasera donde se encuentra la red que genera los patrones horizontales.

Detrás del plano de los elementos radiantes se ubica la red de distribución de señales descrita en la sección 3 que genera los diagramas Suma, Diferencia y Omnidireccional. Esta red, compuesta de acopladores y divisores de potencia, se construye utilizando líneas de transmisión “Flat-Strip”[4] cuya estructura consta de una cinta metálica suspendida entre dos planos de masa paralelos. La ventaja principal de utilizar este tipo de línea respecto a la microtira es que es menos susceptible a interferencias y presenta menores pérdidas por radiación.

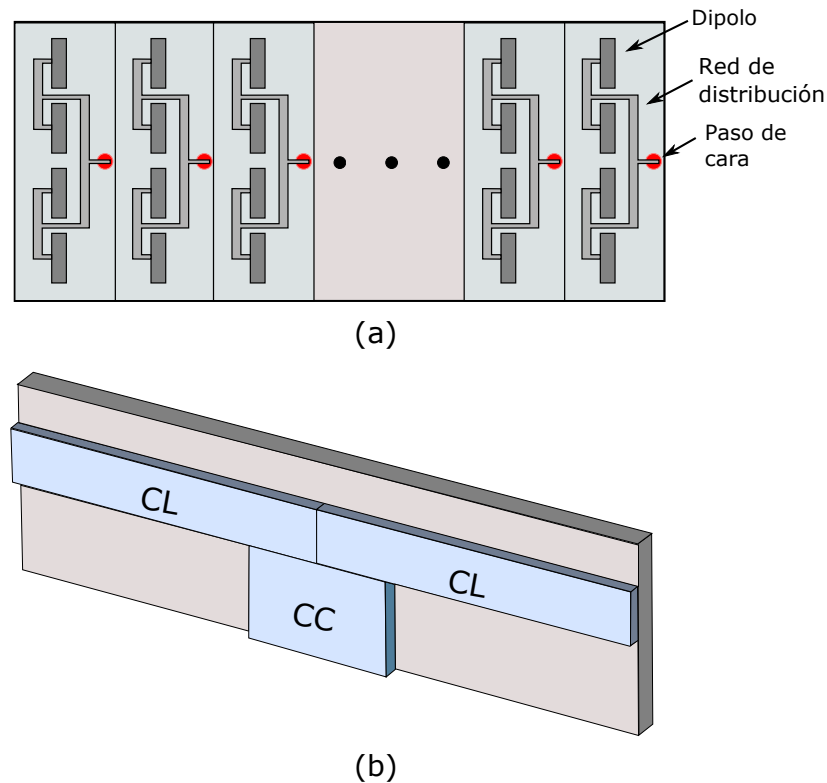


Figura 4.1: Sistema radiante propuesto: (a) Vista frontal (b) Vista trasera

4.1.1. Geometría de las Líneas de Transmisión

Uno de los ejes principales de este trabajo es la no utilización de materiales dieléctricos importados para la fabricación del sistema, razón por la que se elige fabricar las líneas de transmisión utilizando al aire como dieléctrico y aluminio como material conductor. Normalmente, cuando se utilizan substratos comerciales, la geometría de la línea de transmisión ya viene pre-establecida. En el caso de este trabajo, al no utilizar un substrato comercial, se deben definir las dimensiones de las líneas. En la figura 4.2 se muestra la vista en corte de una microtira y una línea tipo “Flat Strip”. Las ecuaciones para calcular la impedancia característica de estas líneas de transmisión son de origen empírico en la mayoría de los casos. Existen algunas simplificaciones como las que se presentan en [18] que no incluyen los efectos *fringe* o efectos de borde, pero permiten comprender en forma simple el comportamiento de las líneas. En dichas ecuaciones se observa una fuerte dependencia de la impedancia característica con la relación W/h o W/b y la constante dieléctrica. En este trabajo resulta importante, sin embargo, considerar el efecto de borde debido a que el espesor “ t ” de la tira no es despreciable respecto a las otras dimensiones de la línea. Las ecuaciones que se utilizan en este trabajo son las que se encuentran en [20] ya que incluyen dichos efectos y arrojan resultados más exactos.

El espesor de la tira de aluminio que se utiliza es de 2 mm que es el mínimo espesor de una placa de aluminio estándar, mientras que la constante dieléctrica relativa es $\epsilon_r \approx 1$. Por lo tanto, solo resta definir la distancia entre planos de masa “ b ” para el caso de la stripline y la distancia de la tira al plano de masa “ h ” para el caso de la microtira. El criterio que se utiliza para hacerlo es de orden práctico, ya que existen limitaciones físicas en cuanto a cuán angostas pueden hacerse las tiras de aluminio sin debilitarlas demasiado. Se desea que la tira de ancho mínimo tenga una impedancia característica mayor a la máxima que se vaya a implementar, ya que la impedancia característica de la línea disminuye a medida que su ancho aumenta. En base a cálculos preliminares se establece

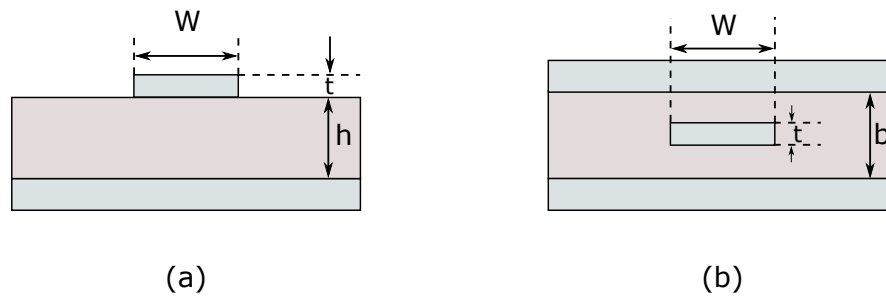


Figura 4.2: (a) Microtira o microstrip (b) Stripline

que la máxima impedancia característica necesaria para toda la red estará por debajo de los 120Ω . Para este valor de impedancia se llega a que la separación “b” debe ser 14 mm y “h” debe ser igual a 3,5 mm. Con esta separación, el ancho de una línea de 50Ω será de aproximadamente 15 mm en ambos casos. En la tabla 4.1 se resumen las geometrías de las dos líneas de transmisión que se utilizan en el diseño del sistema radiante.

Microtira	Flat Strip
t=2 mm	t=2 mm
h=3,5 mm	b=14 mm
$W_{50}=15$ mm	$W_{50}=15$ mm

Tabla 4.1: Geometría de las líneas de transmisión

4.2. Elemento Radiante

El diseño de una agrupación de antenas es un proceso iterativo. Esto se debe principalmente a que el comportamiento de una antena se ve afectado por la presencia de las antenas en su entorno, lo que se denomina “acoplamiento mutuo” [14]. Este fenómeno indica que para conocer cómo se comporta un elemento de la agrupación, se lo debe medir o simular rodeado de los otros elementos del sistema. Cualquier modificación que sufra el diseño del elemento radiante, no solo afectará al elemento en cuestión, sino a todos los que lo rodean. El método iterativo consiste en ir agregando complejidad a la simulación en forma gradual, acercándose con cada iteración a una situación más realista. En primera instancia se diseña un dipolo en un entorno aislado. Luego, se lo simula con condiciones de contorno periódicas, lo que emula una agrupación de dimensiones infinitas. Esta práctica resulta de gran utilidad inclusive en agrupaciones con una cantidad moderada de elementos para modelar el comportamiento de los mismos en el entorno de la agrupación [21]. Luego, en las secciones subsiguientes, se van incorporando al diseño otros elementos, como la red de alimentación de las columnas, hasta llegar a la simulación del sistema completo.

4.2.1. Elemento Aislado

Para aplicaciones de Radar Secundario se prefieren elementos radiantes que posean un bajo índice de polarización cruzada. El dipolo es en general muy utilizado por esta razón. Existe una gran variedad de diseños de dipolos, pero no todos se adaptan a la tecnología que se desea utilizar en este trabajo. En [16] por ejemplo se muestra un esquema simplificado de un dipolo de cintas metálicas que podría utilizarse pero no se muestran detalles de la alimentación.

El elemento que se utiliza en este trabajo se basa en un diseño frecuentemente utilizado en antenas de telefonía celular por su robustez y simplicidad. En la Figura 4.3 se muestra un diagrama esquemático del dipolo mencionado en el que se pueden apreciar sus características principales. El diseño consta de un dipolo de tiras metálicas que incorpora un *balun* de tres cables [22]. La longitud eléctrica del mismo debe ser de $\approx \lambda/2$ y la distancia al plano de masa de $\lambda/4$. El *balun* además de transformar los terminales naturalmente balanceados del dipolo en un puerto desbalanceado funciona como transformador de impedancias, por lo que el ancho de la tira W_d no solo afecta al ancho de banda del dipolo sino que también modifica la adaptación de impedancias, como así también la separación entre las tiras metálicas W_g . El segmento de microtira perpendicular al dipolo se utiliza también para adaptar impedancias, quedando su impedancia característica determinada por la distancia al plano de masa h y el ancho de la microtira W_t .

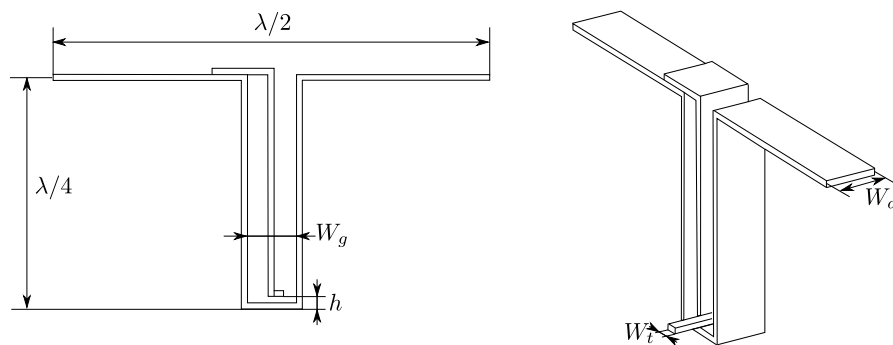


Figura 4.3: Modelo del elemento radiante de la agrupación

EL modelo se implementa en un simulador EM 3D de onda completa y se parametrizan todas sus dimensiones, utilizando como punto de partida las dimensiones mencionadas. El plano de masa se modela como un plano de dimensiones infinitas, lo cual reduce la complejidad de la simulación. El resto de las condiciones de contorno emulan la condición de espacio libre. El objetivo de diseño es obtener un mínimo de coeficiente de reflexión (S_{11}) en la frecuencia central de la banda (1.06 GHz) que esté por debajo de los -20 dB para una impedancia de normalización de 78Ω . En la figura 4.4a se observan los resultados luego de un proceso de optimización numérico, en el que las variables de ajuste son el ancho y largo de la línea stripline y la separación entre los brazos del dipolo mientras que el objetivo es obtener un S_{11} por debajo de -20dB en la frecuencia central de 1060 MHz. Luego, en la figura 4.4b se observa que la impedancia de entrada en el puerto de alimentación es cercana a los 78Ω deseados, con una parte reactiva despreciable.

Además de estar adaptada en la frecuencia de trabajo, la antena debe cumplir con características de radiación aceptables. Se espera que el diagrama de radiación sea similar al de un dipolo resonante sobre un plano de masa. El diagrama de radiación obtenido por el modelo de simulación se muestra en las figuras 4.5a y 4.5b, el cual se asemeja al diagrama deseado.

4.2.2. Acoplamiento Mutuo y Condiciones de Contorno Periódicas

Debido a la naturaleza bi-direccional de las antenas, cuando estas se colocan próximas entre sí, parte de la energía irradiada por cada una de ellas se acopla a las demás. Este fenómeno denominado "Acoplamiento Mutuo" se genera tanto en la transmisión como en la recepción y depende de factores como la separación entre antenas, las características de radiación y de la orientación de las mismas [14]. La energía que se acopla entre antenas produce, entre otros fenómenos, cambios en la impedancia de entrada. Esto puede entenderse mediante un ejemplo con dos antenas idénticas que se encuentran perfectamente adaptadas cuando no existen otras antenas en sus proximidades. Si ahora se las coloca juntas (dentro de la región de campo cercano)

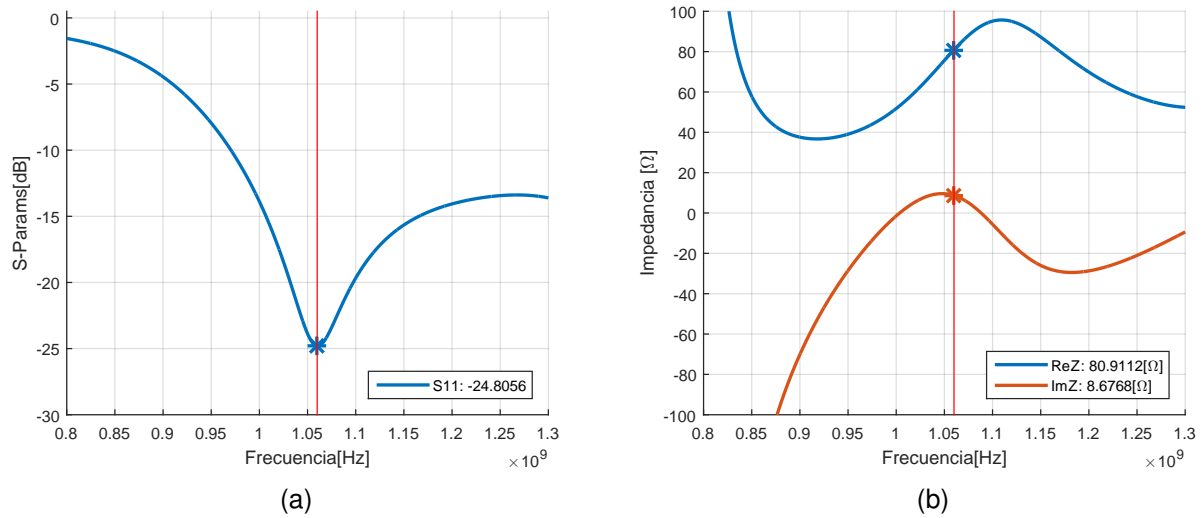


Figura 4.4: Resultados de simulación del nivel de adaptación del dipolo: (a) Parámetro S11 (b) Impedancia de entrada

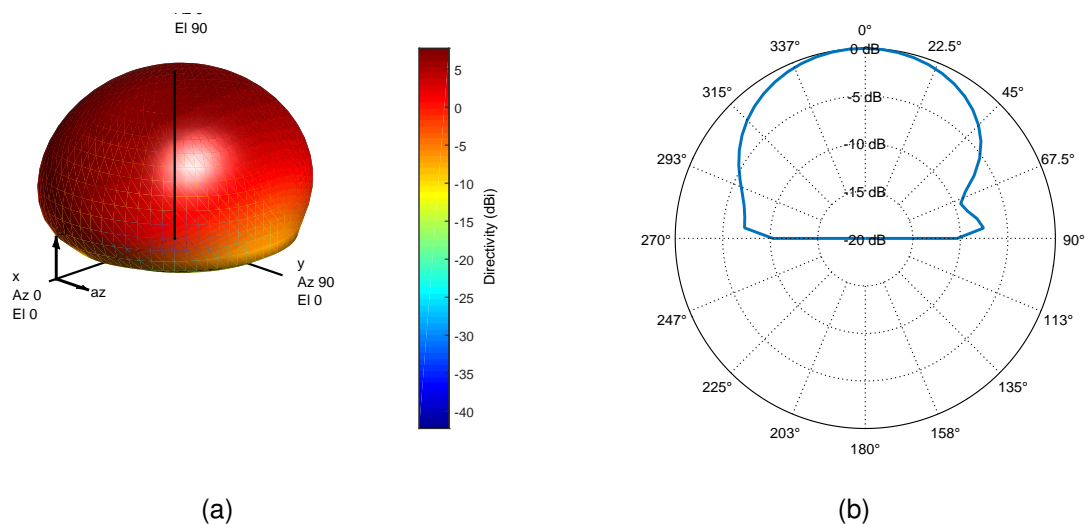


Figura 4.5: Resultados de simulación del diagrama de radiación del dipolo: (a) Diagrama 3D (b) Diagrama horizontal

como se muestra en la figura 4.6 y se considera el caso en el que ambas están transmitiendo, parte de la energía radiada por una se recibirá por la otra. Esta energía que ingresa a la segunda antena se percibe como una reflexión o desadaptación de impedancias, por lo que su impedancia de entrada ha cambiado. A esta impedancia se la denomina *impedancia activa de entrada* la cual se mide con todas las otras antenas transmitiendo.

Es de esperar entonces que el comportamiento del dipolo simulado en la sección 4.2.1 se modifique cuando se lo ubique rodeado de los otros dipolos de la agrupación, alimentados con las magnitudes y fases correspondientes. Para ajustar el diseño en las condiciones reales de operación se podría modelar la agrupación completa y modificar iterativamente el dipolo hasta lograr las especificaciones propuestas. Este proceso puede llegar a ser lento y tedioso ya que el tiempo de cálculo computacional crece significativamente con el tamaño físico del modelo en relación a la longitud de onda. Existe sin embargo un método que permite simular las condiciones

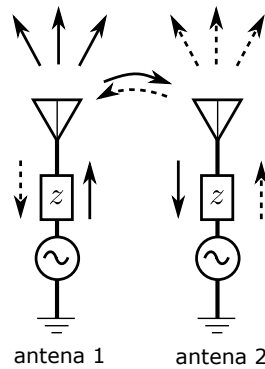


Figura 4.6: Acoplamiento mutuo

de contorno de un único elemento colocado en una agrupación de dimensiones infinitas. Este tipo de condiciones de contorno se denominan *condiciones de contorno periódicas* y hacen uso del hecho de que una agrupación infinita emitiría una onda plana similar a la onda que se transmite por una guía de onda ideal[21]. El comportamiento simulado bajo estas condiciones se aproximará mejor al del elemento central de la agrupación de dimensiones finitas y en menor medida a los elementos que se encuentran en los extremos. A los elementos ubicados en los extremos se les podrá dar un tratamiento especial de ser necesario a la hora de diseñar la red de alimentación.

En la figura 4.7a se muestra el cambio en la adaptación del dipolo diseñado en la sección 4.2.1 cuando se lo simula con condiciones de contorno periódicas. Si bien el diseño queda razonablemente adaptado, se intenta modificarlo para lograr una mejor performance. Se realiza entonces el proceso de optimización con las mismas variables y objetivos de la sección 4.2.1 obteniendo los resultados de la figura 4.7b, donde se observa una mejora significativa en la adaptación para la banda de trabajo del dipolo.

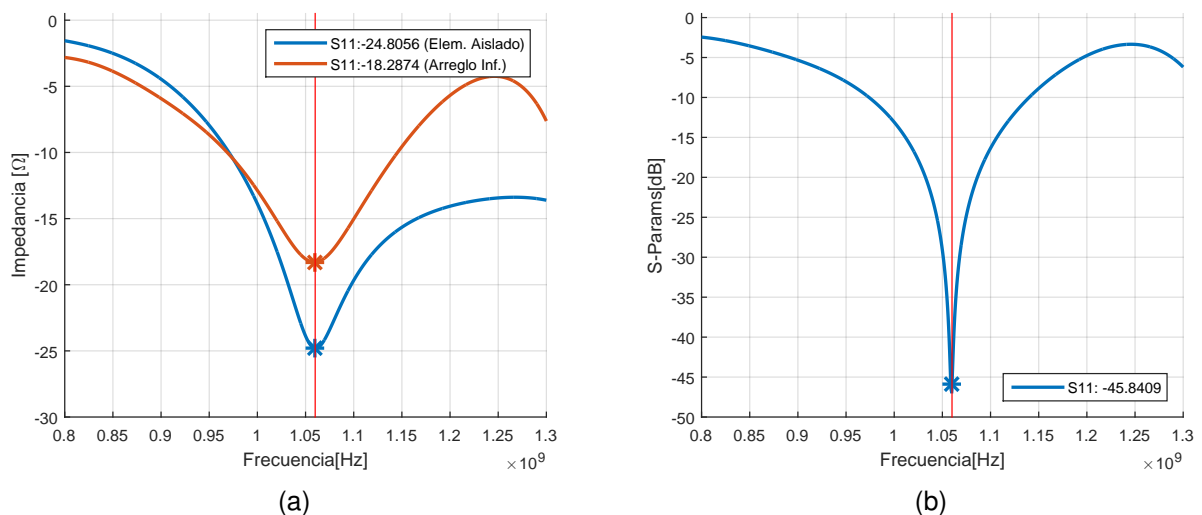


Figura 4.7: (a) Dipolo en espacio libre v.s. dipolo en condiciones de contorno periódicas (b) S11 luego de optimizar para condiciones de contorno periódicas

4.3. Columna

Como se mostró en la sección 3.3, la agrupación consta de once columnas radiantes, que a su vez consisten de cuatro dipolos en polarización vertical. Las columnas son idénticas entre sí y cada una debe poseer un único puerto de alimentación adaptado a 50Ω . La distribución de potencias y fases para generar el diagrama vertical se realiza dentro de la misma con una red de microtiras. Utilizando como punto de partida al dipolo de la sección 4.2.2 se diseña una columna de la agrupación que luego se replica para formar el sistema completo. En la figura 4.8 se muestra una representación del modelo físico de una columna. Se observa un único puerto de alimentación y que los dipolos se alimentan a través de una red pasiva. También se debe aclarar que las simulaciones se realizan con condiciones de contorno periódicas en los laterales para simular la presencia de las otras columnas de la agrupación.

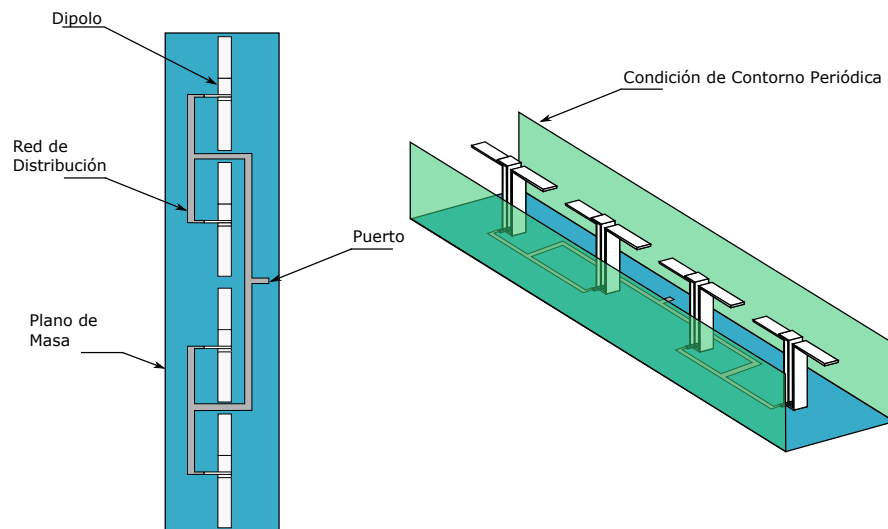


Figura 4.8: Modelo 3D de una columna

Con el fin de simplificar el proceso de diseño y haciendo uso de las ventajas que ofrecen los software de simulación, se puede dividir el problema en etapas. En primer lugar se modelan los elementos radiantes con puertos ideales (ver figura 4.9a). Esto permite obtener la impedancia activa de entrada de los elementos cuando se los alimenta con la magnitud y fase correspondiente. Una vez validada la impedancia de entrada de los elementos se diseña la red de distribución de potencia. Antes de unir los modelos 3D de la red y los dipolos, se realiza una verificación con el modelo de parámetros S (ver figura 4.9b). Finalmente se realiza una simulación 3D que incluye todos los elementos de la columna a modo de verificación final (figura 4.9c). En las secciones subsiguientes se describe cada una de estas etapas y se presentan los resultados obtenidos.

4.3.1. Columna con Alimentación Ideal

En primera instancia, se simula una columna con cuatro puertos de alimentación individuales (ver figura 4.10a), los cuales pueden tener cualquier magnitud y fase. Al alimentar los puertos con las magnitudes y fases de la tabla 3.4 se obtienen los resultados de la figura 4.10b. Cabe aclarar que los parámetros S que se muestran, son parámetros S activos. Se observa, como es esperable, que la adaptación de los elementos cambia respecto al caso de una agrupación infinita, pero se mantiene en niveles muy buenos. En las figuras 4.11a y 4.11b se presenta el diagrama de radiación 3D y el diagrama de radiación normalizado en elevación respectivamente. En esta última figura

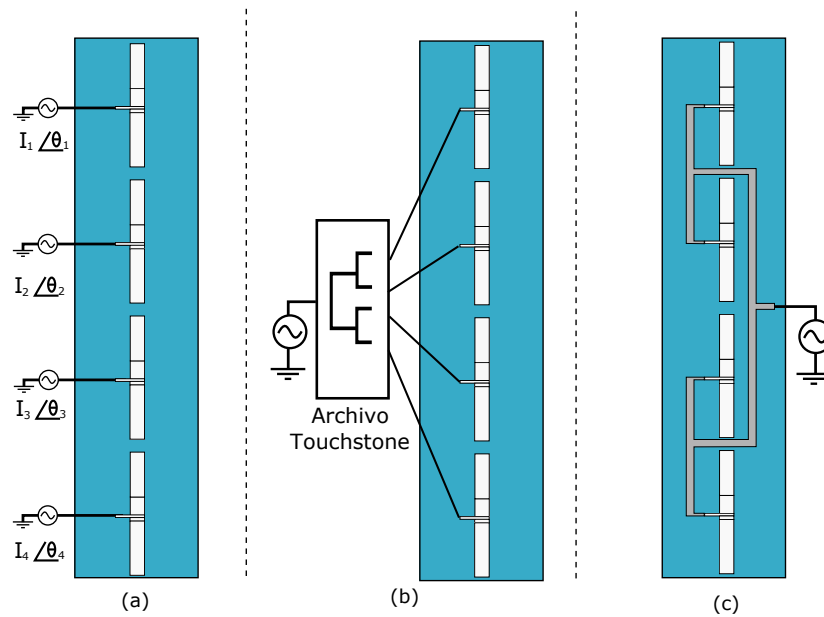


Figura 4.9: Esquema de simulación

también se compara el diagrama obtenido con el diagrama sintetizado matemáticamente en la sección 3.4.2. Se observa un muy buen nivel de similitud entre ambos patrones.

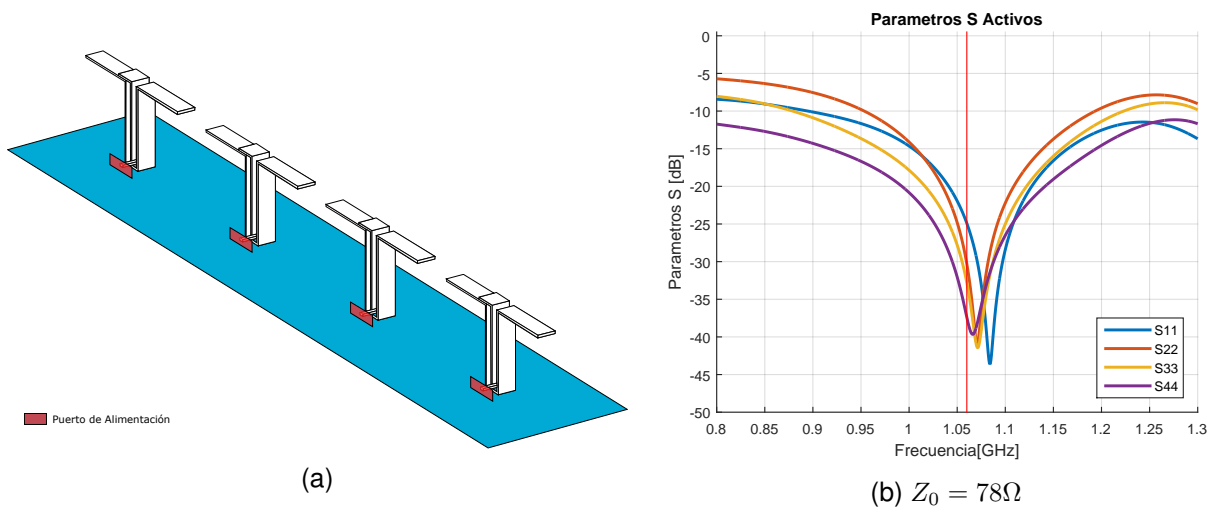


Figura 4.10: (a) Modelo de simulación de una columna con puertos independientes (b) Resultados del nivel de adaptación de los puertos

4.3.2. Diseño de la Red de Alimentación

La red de alimentación de una columna cumple diversas funciones. En primer lugar, debe proveer la magnitud y fase adecuadas a los puertos de los dipolos para lograr el diagrama de radiación vertical deseado. En segundo lugar, debe proveer un único puerto adaptado a $50\ \Omega$, partiendo de elementos adaptados a $78\ \Omega$. Por último, todo esto debe realizarse en un espacio limitado al tamaño de una columna. El tipo de alimentación que se elige es del tipo *paralela* o *corporativa* que es utilizada con frecuencia en este tipo de agrupaciones[23].

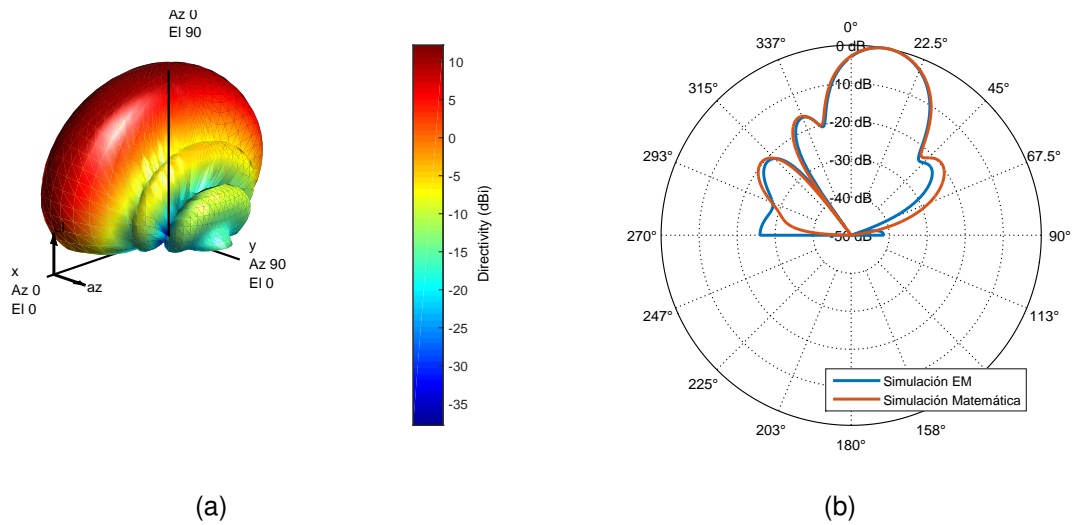


Figura 4.11: Simulación del diagrama de radiación de una columna: (a) Diagrama 3D (b) Diagrama vertical simulado v.s. ideal

La tecnología de línea de transmisión que se utiliza en este trabajo no permite incorporar fácilmente componentes discretos como resistencias. Esto limita la elección del tipo de divisor de potencia a utilizar al "Divisor T" o "Unión T" (figura 4.12a) que es un divisor de tres puertos, pasivo y sin pérdidas. Este no permite tener todos sus puertos adaptados y aislados entre si [18] por lo que se debe tolerar una desadaptación en los puertos 2 y 3. Eligiendo las impedancias características de cada una de las líneas de acuerdo a las ecuaciones 4.3 y 4.3, se puede lograr la relación de división de potencia α que se desee. Una vez calculadas las impedancias características de cada rama del divisor es recomendable adaptar el puerto de entrada (puerto 1). Esto se logra colocando transformadores de $\lambda/4$ en las ramas 2 y 3. En la figura 4.12b se muestra una unión T a la que se le han agregado dichos transformadores. Luego, para lograr la diferencia de fase requerida en cada uno de los puertos, simplemente se ajustan los largos de línea hacia los distintos puertos.

$$\alpha = \frac{P_2}{P_3} = \frac{Z_{03}}{Z_{02}} \tag{4.1}$$

$$Z_{02} = Z_{01}(1 + 1/\alpha) \tag{4.2}$$

$$Z_{03} = Z_{01}(1 + \alpha) \tag{4.3}$$

En base a las potencias y fases de la tabla 3.4 se genera una nueva tabla (tabla 4.2) con los parámetros S tomando como entrada el puerto de la columna y como salida a aquellos que alimentan los dipolos.

Puerto (n)	S_{n1} [dB]	P_n	Fase [DEG]
2	-6,26	0,2367	67,5
3	-3,76	0,4209	22,5
4	-6,26	0,2367	-22,5
5	-9,76	0,1057	-67,5

Tabla 4.2: Distribución de potencias - Columnas

El diseño de la red se realiza primero en un entorno CAD 2D que permite llegar a un primer resultado en forma rápida. Luego, éste se convierte a un simulador 3D que simula mediante el

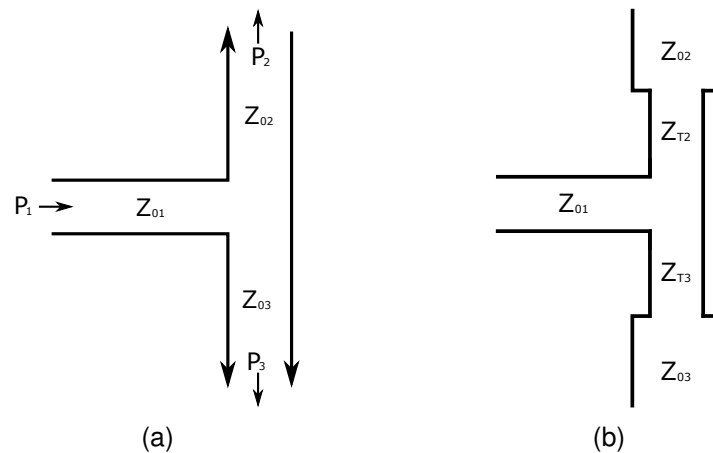


Figura 4.12: (a) Unión T (b) Unión T con adaptación de impedancias

método de elementos finitos un entorno más realista. Debido a que los modelos 2D de las líneas de transmisión están ajustados para otro tipo de geometrías de línea, se deben realizar varios ajustes para lograr una buena performance en el modelo 3D. En la figura 4.13 se muestra una vista frontal de la red de distribución. Finalmente, en las figuras 4.14a y 4.14b se presentan los resultados de simulación de la red donde se puede observar que se ajustan a las especificaciones de la tabla 4.2 con un alto grado de similitud. Es importante destacar que no es la fase absoluta lo que se debe medir sino la diferencia de fases entre los puertos 2, 3, 4 y 5, la cual debe ser 45° entre puertos consecutivos.

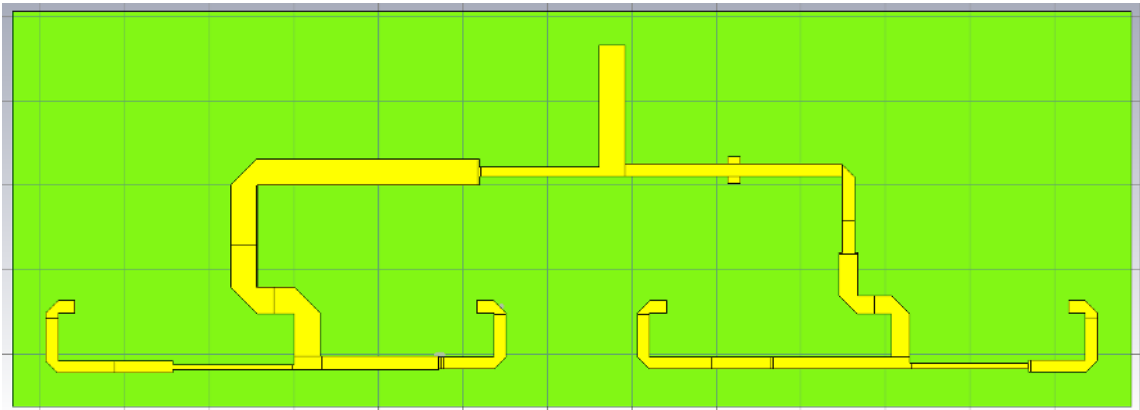


Figura 4.13: Red de distribución de potencias

4.3.3. Simulación de la Columna Completa

Como última etapa en el diseño de una columna, se realiza un modelo completo que incluye tanto a los dipolos como a la red de alimentación. Como se mencionó anteriormente, en primer lugar se realiza una simulación a nivel esquemático con el modelo *touchstone*[®][24] de la red de alimentación. Luego de verificar que la adaptación en el puerto entrega resultados aceptables, se procede a la simulación de la columna completa, tal como se la ve en la figura 4.15. En la figura 4.16 se muestran los resultados de simulación a nivel esquemático y del modelo completo de la columna. Se aprecia una degradación en la adaptación cuando se simula el modelo que incluye la red, pero está dentro de los márgenes aceptables. En la figura 4.17 se compara el diagrama

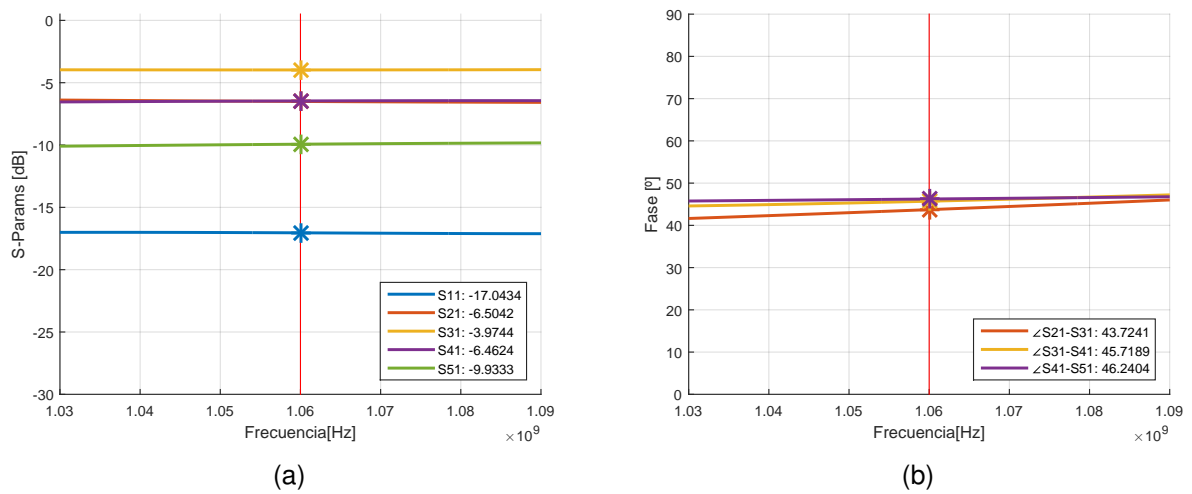


Figura 4.14: (a) Magnitud de los parámetros S de la red (b) Diferencia de fase entre los puertos de salida

de radiación vertical obtenido con el que se obtuvo en la sección 4.3.1 y no se observan grandes cambios en el mismo.

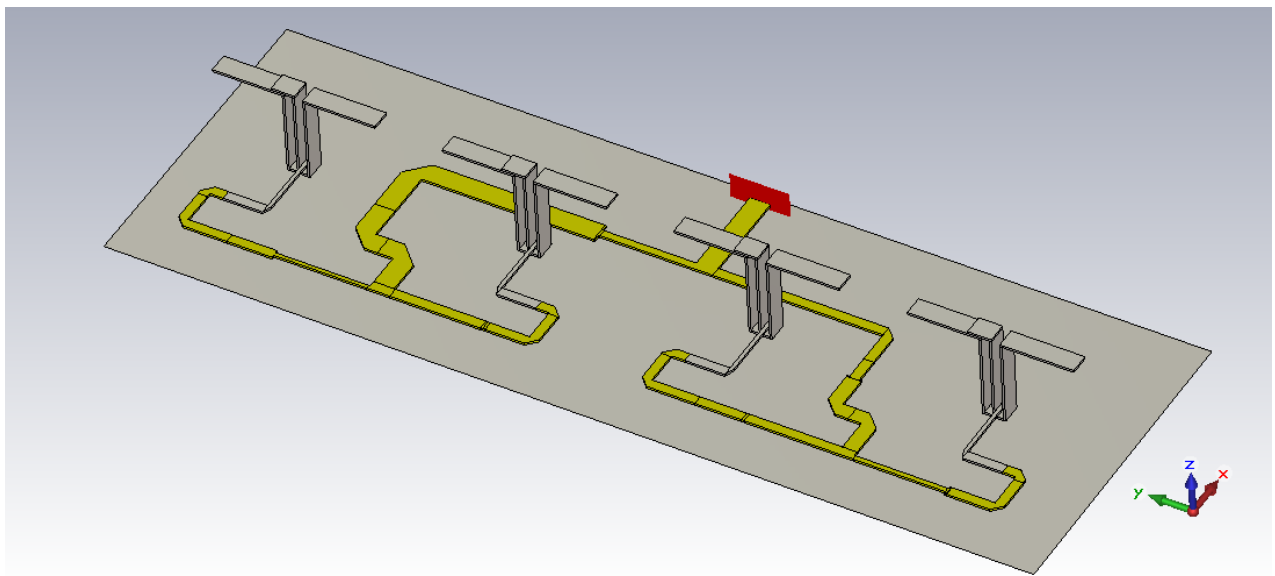


Figura 4.15: Columna con red de alimentación

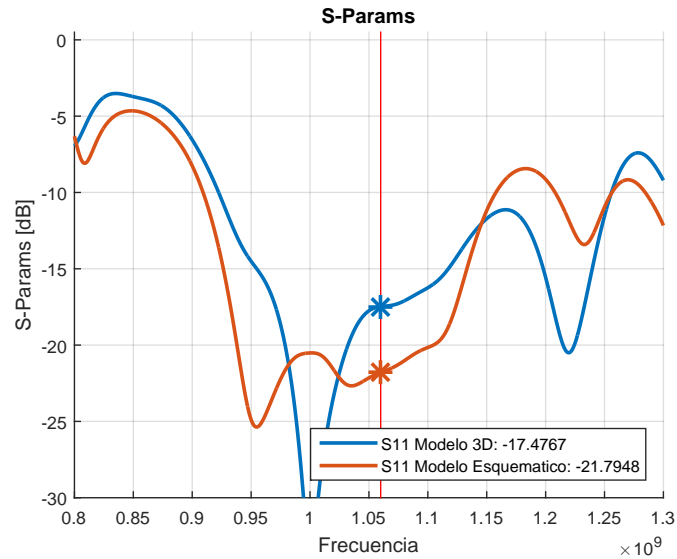


Figura 4.16: Adaptación del puerto de entrada a la columna

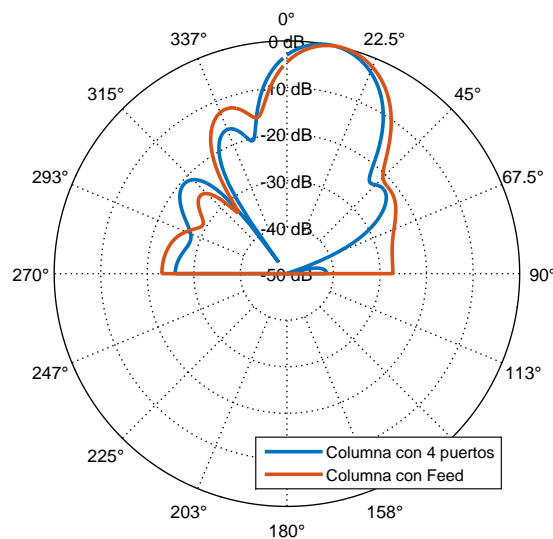


Figura 4.17: Comparación del diagrama de radiación vertical de la columna con puertos individuales y con la red de distribución

4.4. Red de Distribución de Señales

A partir de los requerimientos obtenidos en la sección 3.5 se pueden desglosar los requerimientos de los bloques que conforman la red de distribución de señales, la cual alimenta las columnas de la agrupación. En primer lugar se muestra diseño y simulación de la Caja Central y en segundo lugar el de las Cajas Laterales.

4.4.1. Caja Central

La Caja Central se compone de diversos elementos de microondas que deben ser diseñados y simulados individualmente, para luego ser interconectados entre sí. En la figura 4.18 se muestra nuevamente el diagrama esquemático de la Caja Central, en donde se han enumerado los puertos de entrada y salida. Los módulos que la componen son:

- Unión "T"
- Híbrido de 90°
- Híbrido de 180°

Para poder diseñar estos módulos, es necesario obtener sus especificaciones individuales. Estas se pueden obtener a partir de las tablas de la sección 3.5. En la tabla 4.3 se detallan los parámetros más importantes de la Caja Central, obtenidos a partir de las tablas 3.1, 3.2 y 3.3. Las especificaciones de los parámetros de los puertos que alimentan las cajas laterales (puertos 5 y 6), se obtienen sumando las potencias de alimentación de las columnas que alimentan dichas cajas. Las fases requeridas, por otro lado, son intrínsecas al diseño de la red.

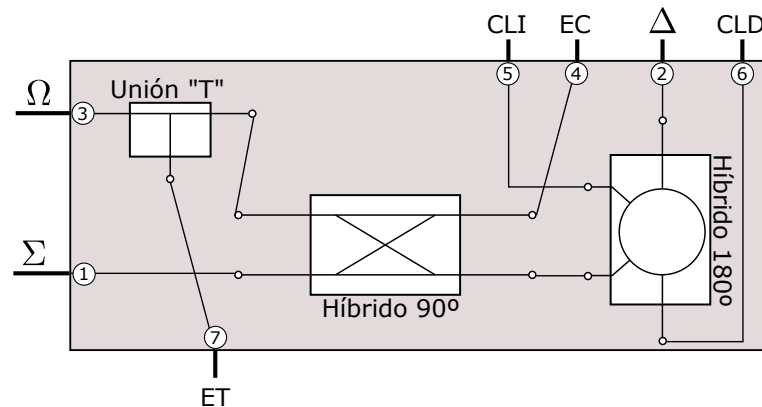


Figura 4.18: Esquemático de la red

Σ			Δ			Ω		
	Mag[dB]	Fase[deg]		Mag[dB]	Fase[deg]		Mag[dB]	Fase[deg]
S_{41}	-7,33	0	S_{42}	-	-	S_{43}	-3,48	180
S_{51}	-3,90	0	S_{52}	-3,01	0	S_{53}	-11,23	0
S_{61}	-3,90	0	S_{62}	-3,01	180	S_{63}	-11,23	0
S_{71}	-	-	S_{72}	-	-	S_{73}	-3,48	180

Tabla 4.3: Especificaciones de la Caja Central

A partir de los requerimientos del canal Δ es evidente que el Híbrido de 180° debe ser simétrico, es decir que la potencia acoplada a los puertos de salida cuando se alimentan tanto canal Σ



como Δ debe ser -3 dB. Luego, a partir de las especificaciones del canal Σ se pueden obtener los requerimientos para el híbrido de 90° , con el cual se logra acoplar parte de la energía al puerto 4 y el resto hacia el híbrido de 180° y a los puertos 5 y 6. Al especificar los parámetros para un puerto de entrada del híbrido de 90° , por simetría, los demás ya quedan definidos. En la tabla 4.4 se detallan las especificaciones para este último. Finalmente, para lograr que en el canal Ω el elemento central y el trasero se alimenten con la misma amplitud, el divisor “T” debe ser levemente asimétrico ya que el elemento central se alimenta a través del Híbrido de 90° . En la tabla 4.4 también se presentan las especificaciones de este bloque.

	Híbrido de 90°			Unión T	
	Mag[dB]	Fase[deg]		Mag[dB]	Fase[deg]
S_{11}	≤ -20	–	S_{11}	≤ -20	–
S_{21}	-0,89	0	S_{21}	-3,47	0
S_{31}	-7,33	90	S_{31}	-2,60	0
S_{41}	≤ -20	–	–	–	–

Tabla 4.4: Especificaciones de los bloques de la Caja Central

4.4.1.1. Híbrido de 90°

En la red monopulso se requiere de un dispositivo de microondas de cuatro puertos que posea una matriz de scattering de la siguiente forma:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix}$$

Es decir que, si se toma como entrada el puerto 1, el puerto 2 estará acoplado por un factor α , el puerto 3 por un factor $j\beta$ y el puerto 4 estará aislado. Además, idealmente, el puerto 1 estará adaptado perfectamente y entre puerto 2 y 3 habrá una diferencia de fase de 90° .

Existen diversos circuitos que pueden proporcionar una matriz de scattering de este tipo. Entre los más comunes se encuentran: el acoplador direccional de líneas acopladas y el híbrido de 90° o acoplador *branchline*.

Acoplador de Líneas Acopladas En la figura 4.19a se muestra un diagrama del acoplador de líneas acopladas. En general, este tipo de acoplador se utiliza para niveles de acoplamiento entre puerto 1 y 3 bajos, ya que para niveles elevados la separación entre las líneas se hace demasiado pequeña. En la sección 4.4.1 se obtuvo que el acoplamiento entre el puerto 3 y puerto 1 debe ser de $|S_{31}| = -7,33dB = 0,43$. Este nivel acoplamiento resulta demasiado elevado para que resulte práctico implementar el acoplador con líneas acopladas. Para demostrarlo, se utilizan las ecuaciones de [18] junto con el ábaco que se presenta en la misma referencia. Conociendo el nivel de acoplamiento requerido $C = 0,43$, se calcula que las impedancias características en modo par e impar deben ser: $Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \approx 79[\Omega]$ y $Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}} \approx 31,5[\Omega]$. Luego, ingresando al ábaco de la figura 4.19b con los valores de impedancia en modo par e impar, se observa que la separación “S” entre las líneas debe ser $< 0,01 \times b = 140[\mu m]$, lo que resulta demasiado pequeño para las técnicas de fabricación que se utilizan para mecanizar las piezas en este trabajo.

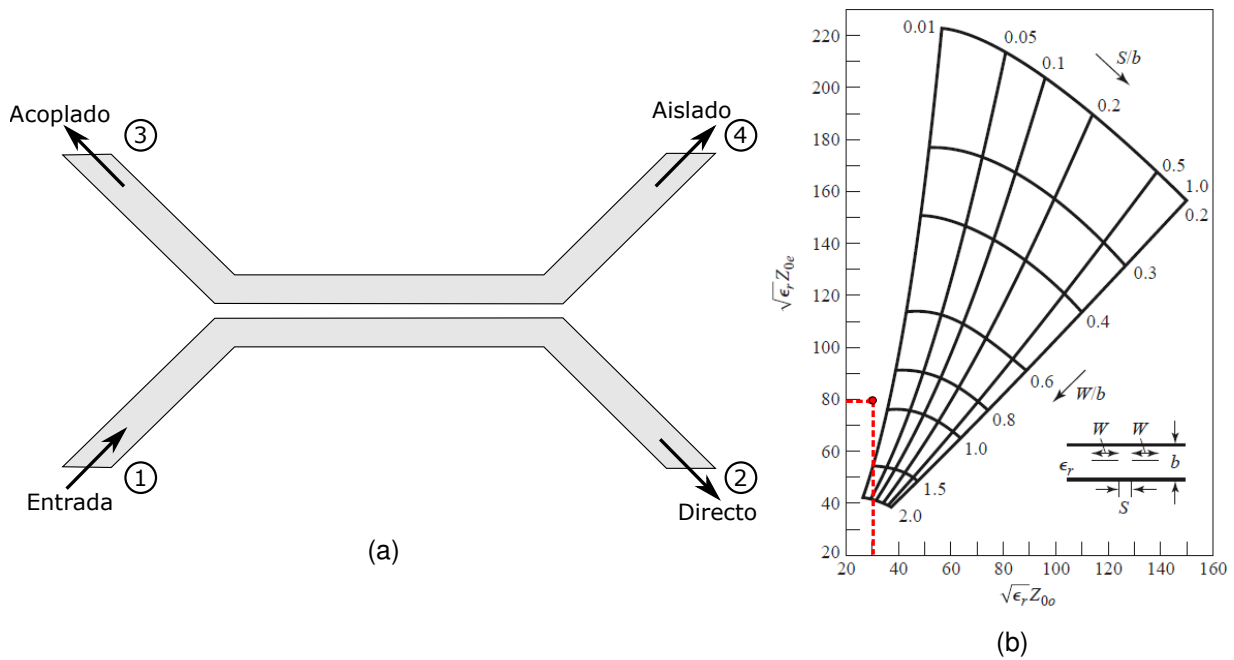


Figura 4.19: (a)Acoplador de líneas acopladas (b)Abaco para el calculo de separación entre líneas

Acoplador Branchline El acoplador *branchline* resulta más adecuado para el nivel de acoplamiento requerido. En la figura 4.20 se muestra un diagrama esquemático del mismo. En este tipo de acoplador los niveles de acoplamiento se consiguen al variar las impedancias características Z_1 y Z_2 .

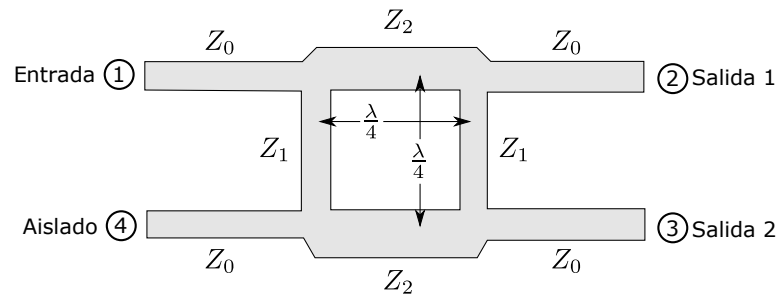


Figura 4.20: Acoplador Híbrido de 90

En [18] se presentan las ecuaciones de diseño para este tipo de acopladores, pero sólo para un acoplamiento simétrico entre los puertos de salida. En el anexo B se obtienen las ecuaciones de diseño para cualquier valor de acoplamiento α y β que se desee (ecuaciones 4.5 y 4.5), siempre que se cumpla que $\alpha^2 + \beta^2 = 1$.

$$Z_2 = Z_0 \alpha \tag{4.4}$$

$$Z_1 = Z_0 \frac{\alpha}{\beta} \tag{4.5}$$

Dados los acoplamientos $\alpha = 0,903$ y $\beta = 0,430$, se obtiene que

$$Z_2 = 0,903Z_0 = 45,144[\Omega]$$

$$Z_1 = 2,1Z_0 = 105[\Omega]$$

Con los valores calculados de impedancia característica, se genera el modelo con stripline que se observa en la figura 4.21. En la figura 4.22a se presenta la simulación de parámetros S del acoplador, tomando como entrada el puerto 1. En la figura 4.22b se muestra la diferencia de fase entre los puertos 2 y 3, la cual se mantiene aproximadamente constante e igual a 90° en la banda de interés.

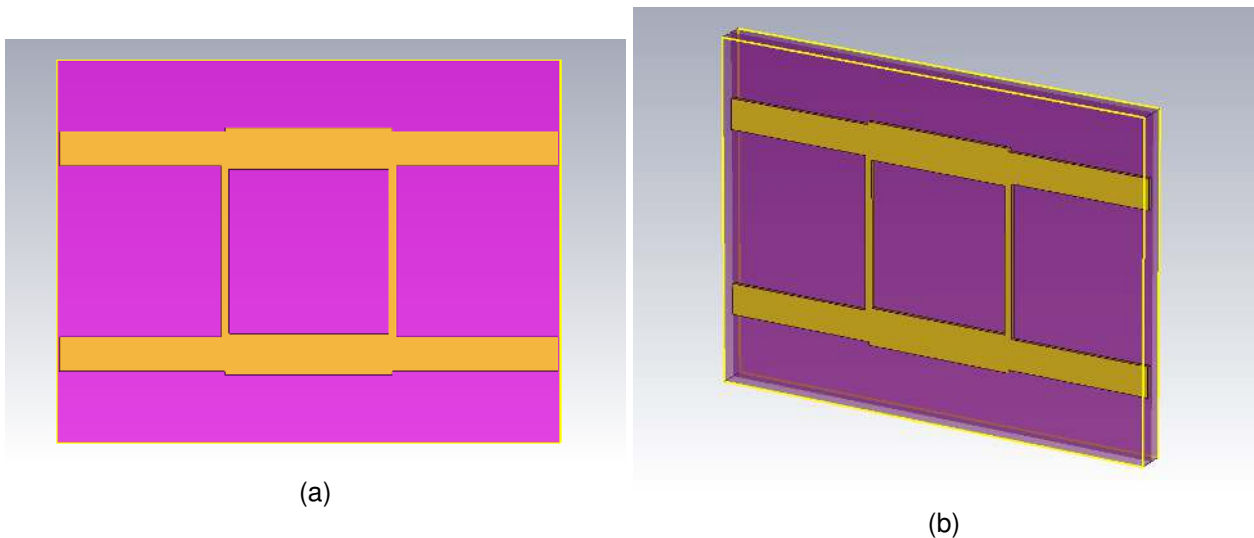


Figura 4.21: Modelo 3D de acoplador *branchline*

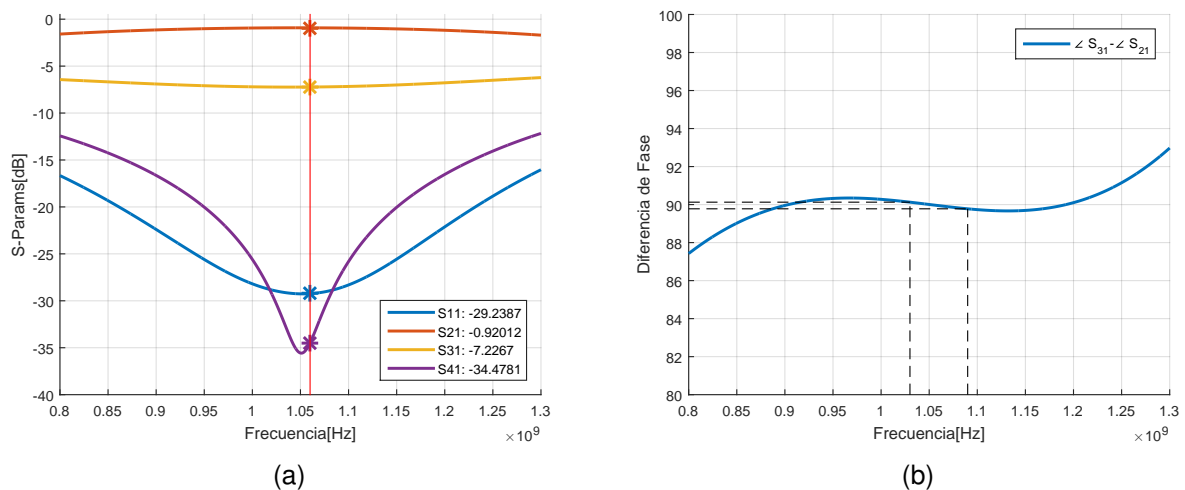


Figura 4.22: Resultados de simulación del acoplador branchline (a) Parámetros S (b) Diferencia de fase entre puertos 2 y 3

4.4.1.2. Acoplador Híbrido de 180°

El acoplador híbrido de 180° es una de las piezas fundamentales para poder generar el diagrama diferencia en el sistema radiante. Este es un acoplador de cuatro puertos, que posee una entrada denominada Σ (puerto 1) y otra denominada Δ (puerto 4). Cuando se alimenta el puerto Σ la potencia se reparte en forma simétrica entre los puertos de salida 2 y 3 mientras que la fase de la señal es la misma en cada uno de ellos. Por otro lado, cuando se alimenta el puerto Δ la potencia se reparte también en forma simétrica, pero se genera un desfase de 180° entre los puertos 2 y 3. La matriz de *scattering* para un acoplador ideal es por lo tanto:

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

Existen diversas implementaciones de este tipo de acoplador, aunque una de las más populares es el *acoplador anillo* o *ratrace* el cual se muestra en forma de diagrama en la figura 4.23.

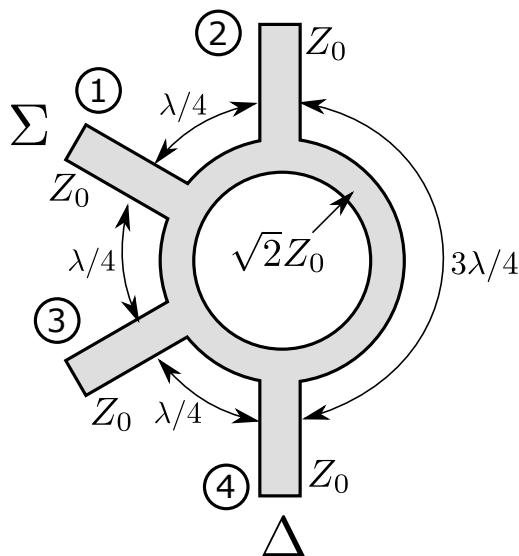


Figura 4.23: Híbrido de 180°

En la figura 4.24 se presenta el modelo de simulación del acoplador híbrido de 180°. La impedancia característica Z_0 es 50 Ω y por lo tanto la impedancia característica del anillo es 70,71 Ω . En la figura 4.25a y 4.25b se presentan los resultados de simulación del modelo.

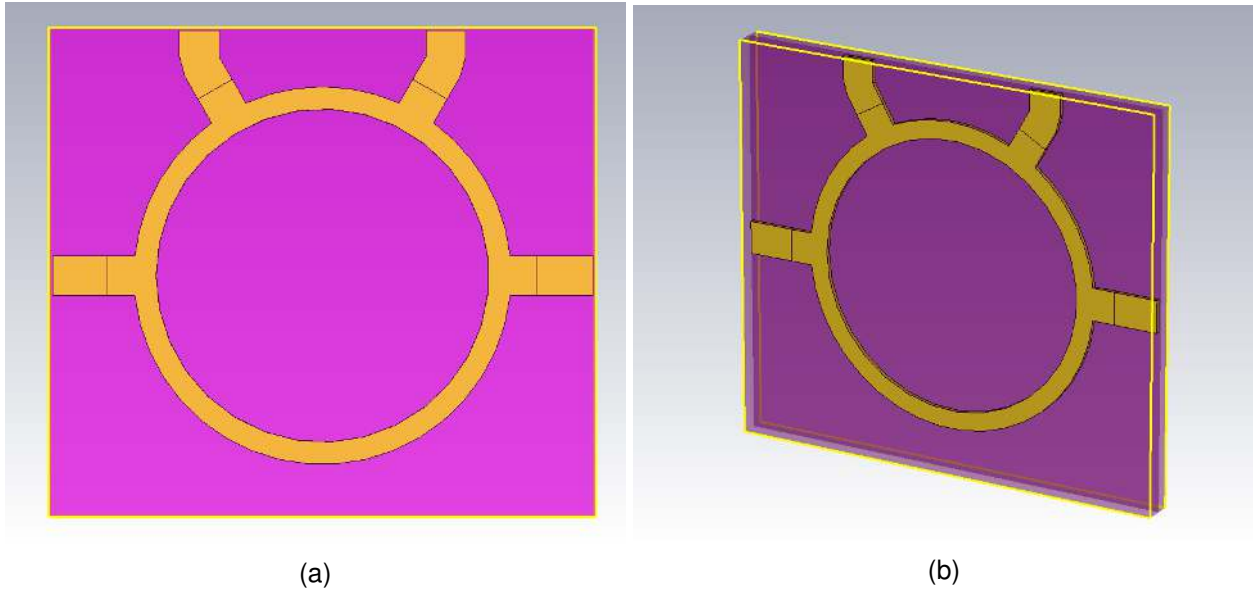


Figura 4.24: Modelo 3D del acoplador híbrido de 180°

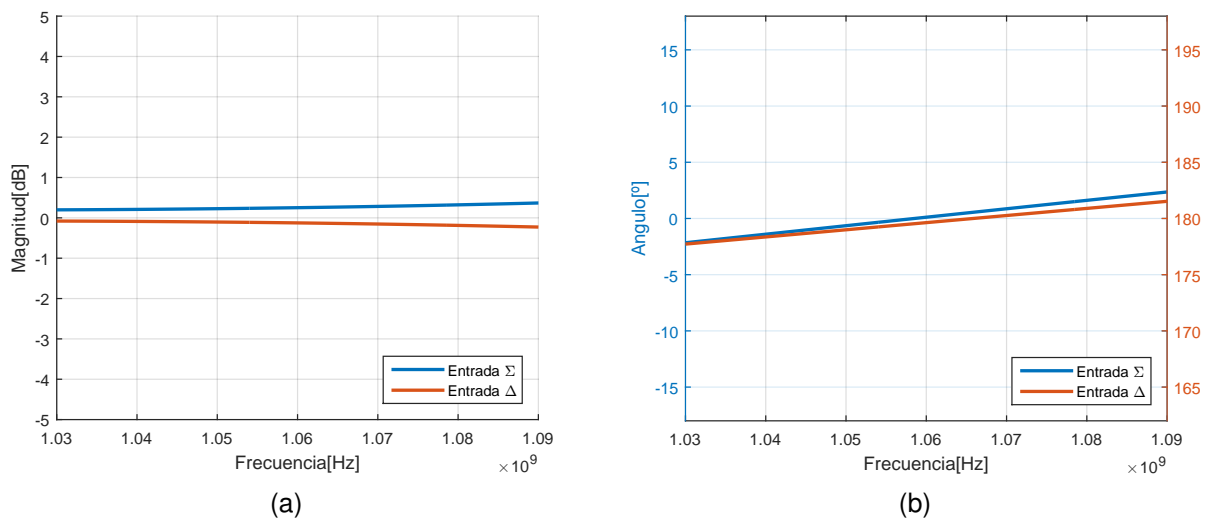


Figura 4.25: Resultados de simulación del Híbrido de 180°: (a) Balance de magnitudes (b) Balance de fases

4.4.1.3. Red Monopulso

Una vez diseñados y simulados los bloques en forma individual, se genera el modelo de simulación de la caja central completa. Este puede apreciarse en la figura 4.26, donde se observan cada uno de los bloques diseñados en las secciones anteriores. Con el fin de verificar que el modelo cumple con los requerimientos exigidos por la tabla 4.3, se presentan los resultados de simulación de la misma en la figura 4.27a. Por simplicidad, sólo se presentan los valores de magnitud de los parámetros S más importantes. Si se compara a estos con los requerimientos, se observa que existe un muy buen nivel de concordancia.

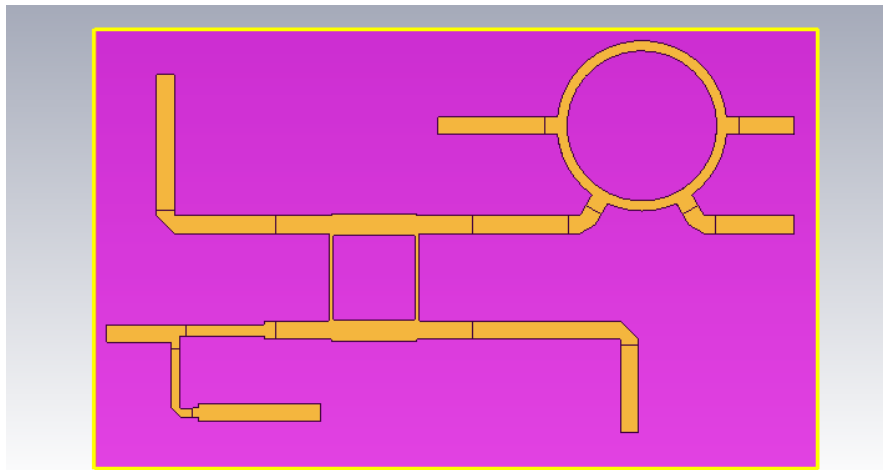


Figura 4.26: Modelo 3D de la Caja Central

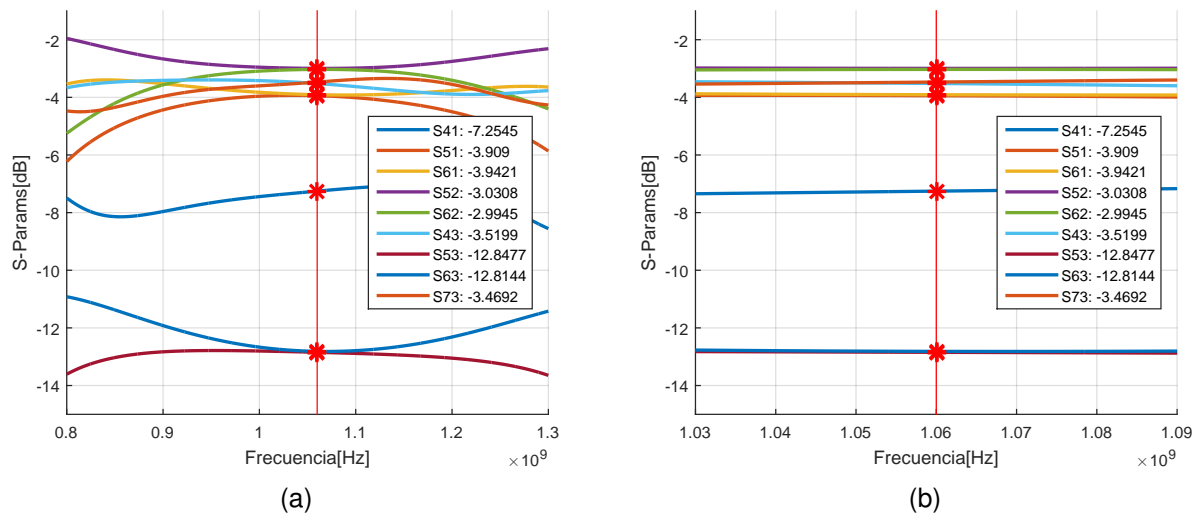


Figura 4.27: (a) Simulación de la Caja Central (b) Resultados dentro de la banda del Radar

4.4.2. Cajas Laterales

Las Cajas Laterales generan la distribución de potencia hacia las columnas laterales formando la distribución de Taylor especificada en la sección 3.5. A partir de las tablas de dicha sección se genera, al igual que para la Caja Central, una tabla de especificaciones para este bloque en

particular (tabla 4.5), en donde los números de puerto de salida 1 a 5 se corresponden con los números de columna que alimentan. El puerto 1 se corresponde con la columna más cercana al centro de la agrupación y la 5 a la más alejada. El puerto 6 en este caso es el puerto de entrada a la caja lateral.

Caja Lateral		
	Mag[dB]	Fase[deg]
S_{16}	-3,84	0
S_{26}	-5,24	0
S_{36}	-7,64	0
S_{46}	-11,24	0
S_{56}	-14,04	0

Tabla 4.5: Especificaciones de la Caja Lateral

En la figura 4.28 se observa el modelo diseñado con stripline. Aquí se puede apreciar que el diseño es similar al realizado en la red de distribución de potencia en una columna. La división de potencias se logra mediante el uso de divisores “T” y se compensan las reflexiones producidas en las discontinuidades con *stubs* en circuito abierto.

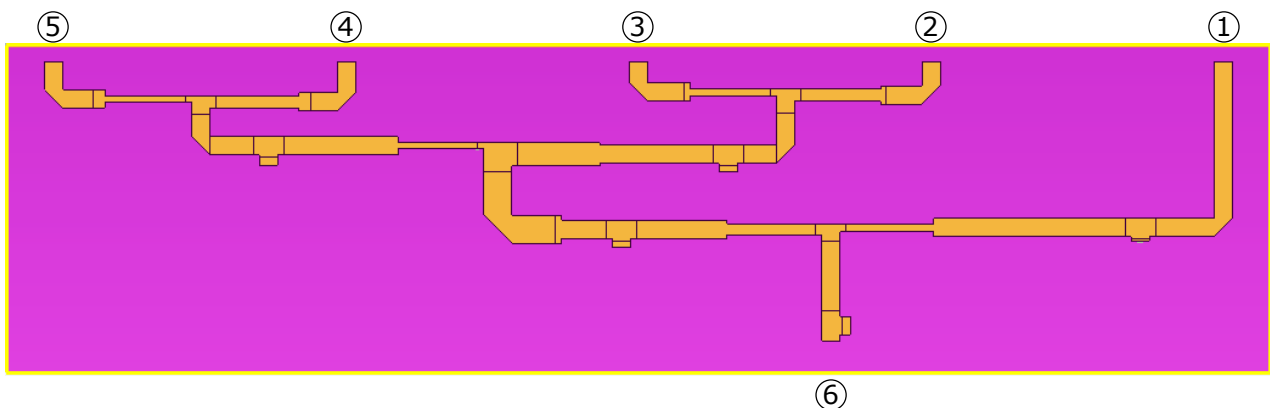


Figura 4.28: Modelo 3D de la Caja Lateral

Luego, en la figura 4.29a se presentan los resultados de simulación del modelo. A pesar de que se observan variaciones en el nivel de acoplamiento a los distintos puertos, si se observa dentro de la banda de operación del radar (figura 4.29b) se puede ver que los niveles de acoplamiento se mantienen constantes. Si se comparan los valores obtenidos en simulación con los de la tabla 4.5 se observa un alto grado de concordancia.

4.4.3. Paso de Cara

En la sección 3.2 se muestra que la red de distribución de señales (Caja Central y Cajas Laterales) se montan en la parte posterior del plano de masa de la agrupación de antenas. Por lo tanto, es necesario realizar el “paso de cara” posterior a frontal de alguna forma. En esta sección se plantea el diseño y simulación de una transición de una línea tri-capa como la de las cajas laterales, hacia una microtira como la de la red de distribución dentro de la columna. Este paso de cara requiere un diseño cuidadoso ya que es en las transiciones de un tipo de línea de transmisión a otro en donde suelen producirse las pérdidas por reflexión o por radiación más importantes. En la figura 4.30 se muestra un modelo 3D del paso de cara propuesto para el sistema. Este se basa en modelos similares que existen para circuitos impresos [25]. En la vista frontal, se puede apreciar

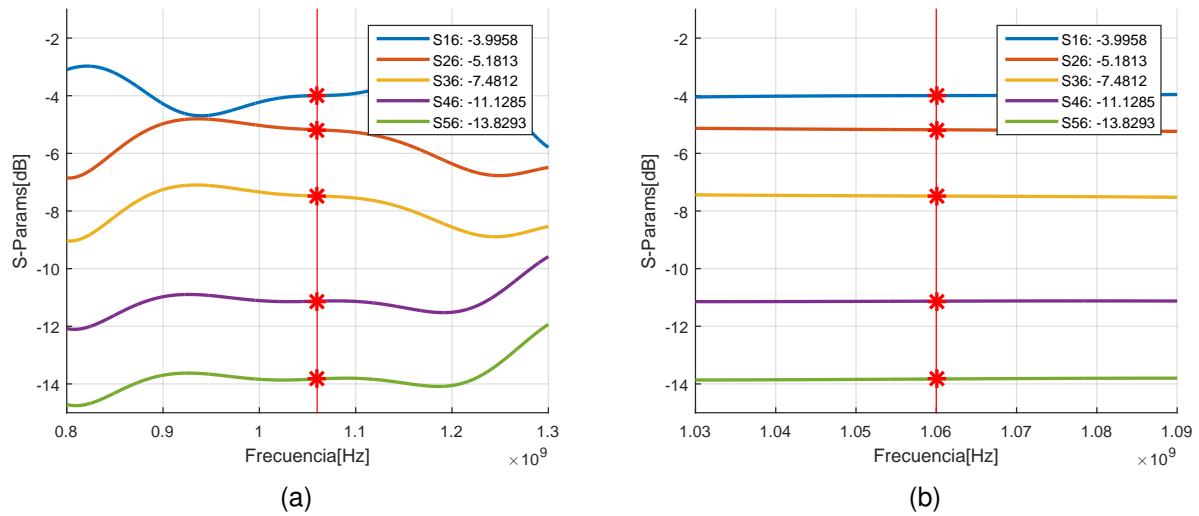


Figura 4.29: (a) Simulación de la Caja Lateral (b) Resultados dentro de la banda del Radar

la microtira que está del lado de los elementos radiantes. Esta hace contacto con un *pin* central que se representa con color azul y además se conecta al plano de tierra a una distancia de $\approx \lambda/4$. Este corto-circuito, además de proveer rigidez mecánica, se utiliza para sintonizar en simulación las partes reactivas que puedan aparecer producto de la discontinuidad. Del otro lado del plano de masa se encuentra la línea *stripline*, donde se conecta la tira central al pin. Se agrega también un blindaje en forma de “U”, donde el arco es del mismo diámetro que el agujero en el plano de masa. El pin de la transición junto con el blindaje también forman una línea de transmisión que es muy similar a una línea coaxial. Como punto de partida para el diseño se obtiene la relación de diámetros a partir de la ecuación 4.6 que es la ecuación de la impedancia característica de una línea coaxial. Debido a que en este punto del sistema, la impedancia característica debe ser 50Ω , la relación de diámetros es $D/d \approx 2,3$.

$$Z_0 = \frac{60}{\epsilon_r} \ln \frac{D}{d} \quad (4.6)$$

Luego de optimizar el largo del stub en cortocircuito y la relación de diámetros entre el pin y el blindaje en un simulador de onda completa, se obtienen los resultados de la figura 4.31. Se observa que en la transmisión sólo se pierden 0,233 dB y que ambos puertos están adaptados dentro de la banda de trabajo por debajo de los -25 dB.

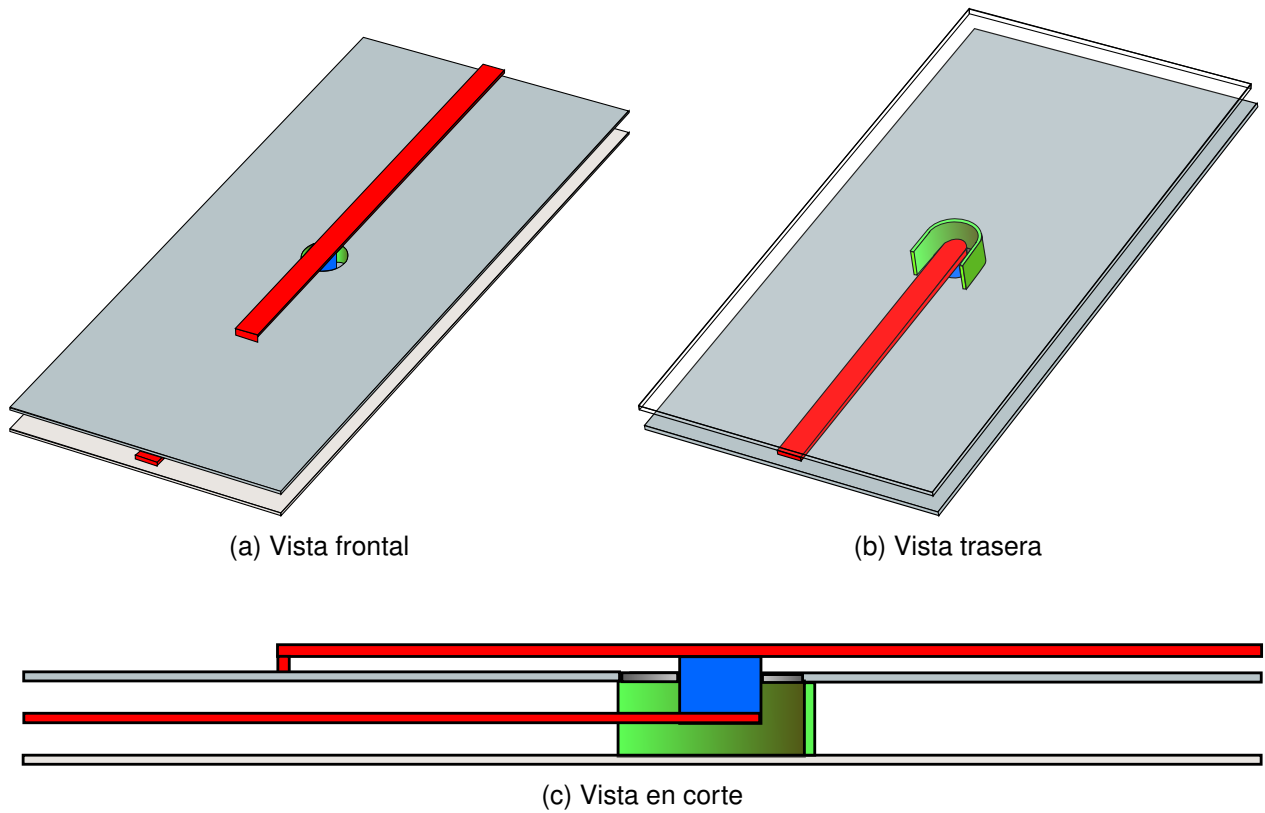


Figura 4.30: Modelo del “Paso de Cara”

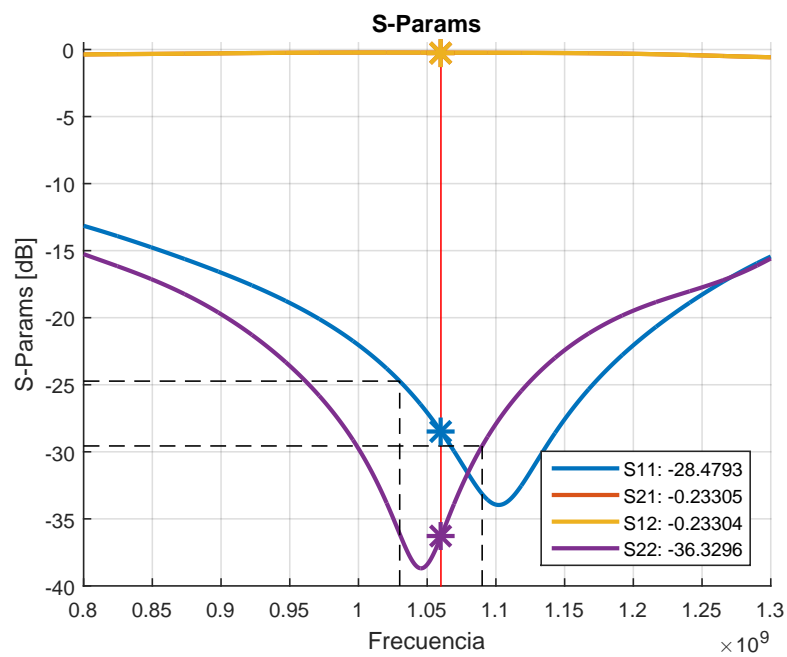


Figura 4.31: Parámetros S del Paso de Cara

4.5. Agrupación Completa

La última etapa del diseño del sistema radiante consiste en la verificación del conjunto completo. Este proceso se realiza en dos etapas. En la primera, se simula el conjunto de antenas sin la red de distribución de señales monopulso. Esto permite verificar que la interacción entre columnas no altera significativamente el comportamiento esperado. Finalmente, se simula el mismo conjunto alimentado a través de la red de distribución de señales. Con esta última simulación se verifica no solo que los diagramas de radiación cumplen con las especificaciones sino que también se obtienen los niveles de adaptación en los puertos de alimentación del conjunto.

4.5.1. Agrupación con Alimentación Ideal

En la figura 4.32 se muestra el modelo de simulación que se utiliza. Se observa que se ha replicado el modelo de la columna diseñada en la sección 4.3.1 para formar el conjunto de once columnas, en donde cada una posee su red de distribución interna. En el modelo quedan entonces once puertos de alimentación independientes, que pueden alimentarse con la magnitud y fase que se desee.

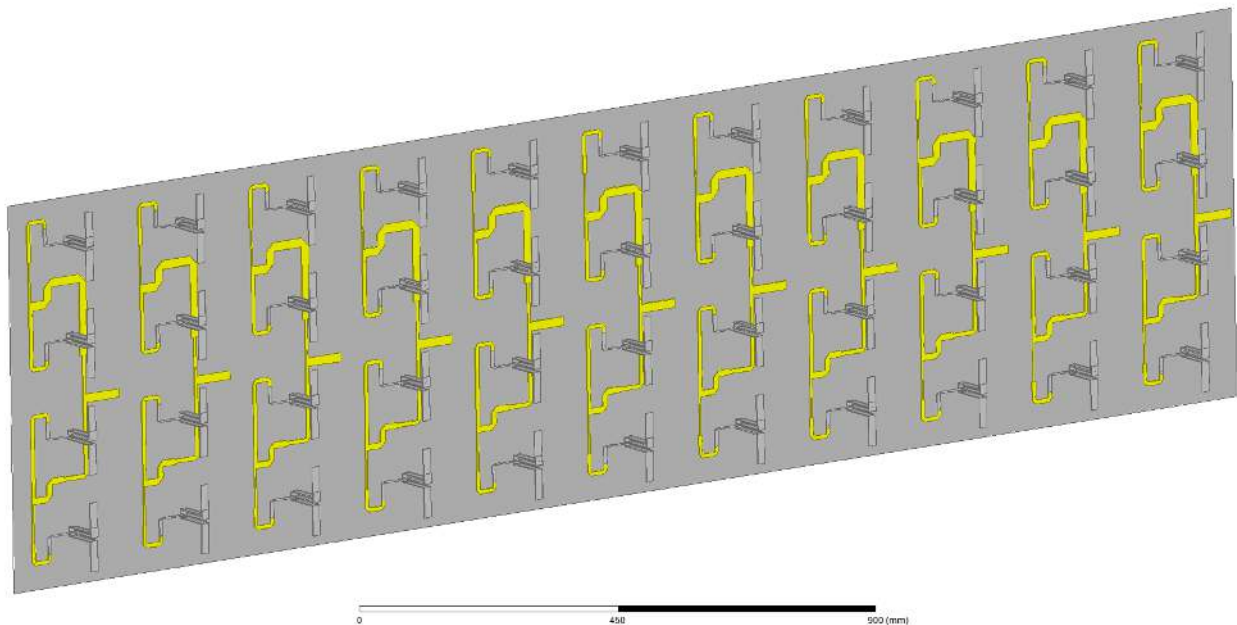


Figura 4.32: Agrupación con alimentación ideal

Para verificar el diseño, se realizan tres configuraciones con las distribuciones de magnitud y fase para generar los tres diagramas de radiación (suma, diferencia y omnidireccional). En las figuras 4.33, 4.34, 4.35 y 4.36 se presentan los resultados de simulación del modelo con las tres distribuciones de señal. Por último, en la figura 4.37 se superponen los tres diagramas obtenidos. Se observan en las figuras que los resultados de simulación son satisfactorios. La directividad máxima obtenida es de 23,6 dBi y el ancho de haz del lóbulo principal del diagrama suma es menor a los 7° propuestos. Por otro lado, el diagrama diferencia presenta los dos lóbulos principales deseados y un nulo en el centro. En el diagrama omnidireccional se observa que las características deseadas se cumplen pero para ángulos acimutales cercanos a los $\pm 90^\circ$ la directividad comienza a decrecer. Para ángulos que superan los $\pm 90^\circ$, se observa una reducción significativa de la directividad. Esta diferencia respecto a los diagramas sintetizados en la sección 3.4 es producto de la incorporación del plano de masa en estas simulaciones el cual no fue introducido en el proceso de síntesis. Aquí queda en evidencia la necesidad de la incorporación del elemento trasero.

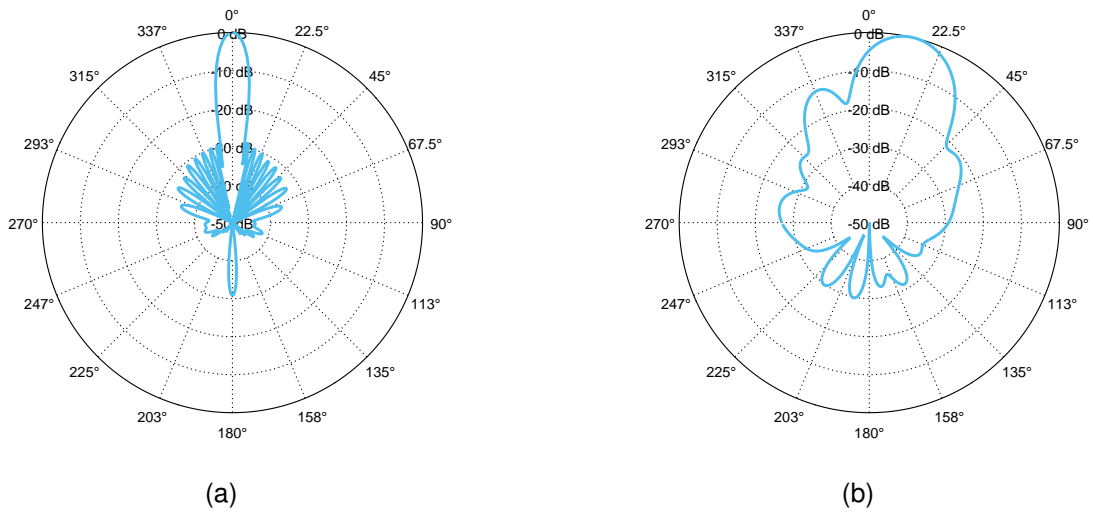


Figura 4.33: Diagrama Suma (a) Horizontal (b) Vertical

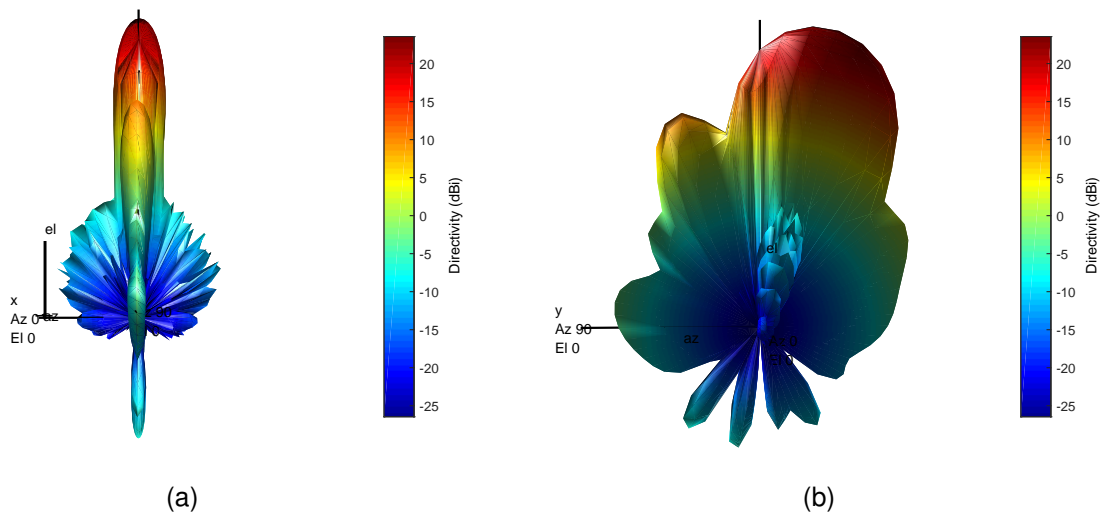
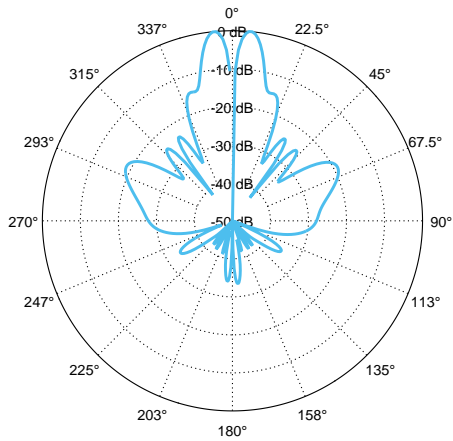


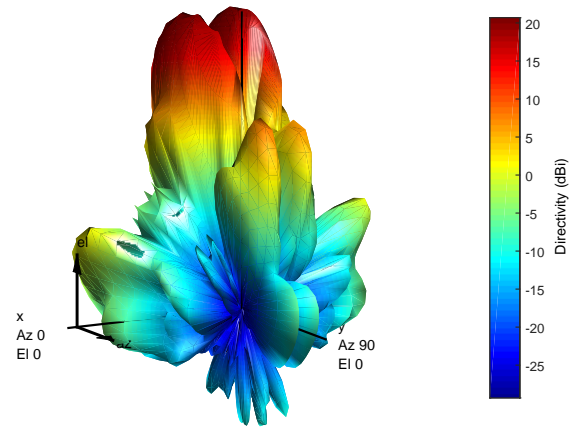
Figura 4.34: Vista 3D del diagrama Suma

Diagrama Suma		
Directividad Máxima	23,6[dBi]	0
Ancho de Haz	6.9°	0

Tabla 4.6: Resultados de simulación

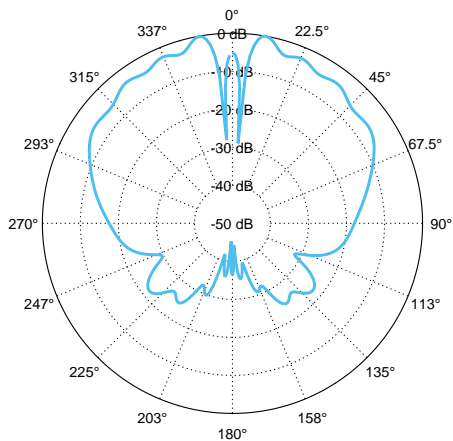


(a)

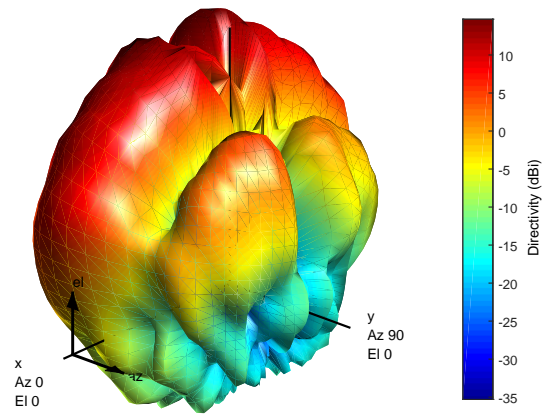


(b)

Figura 4.35: Diagrama Diferencia (a) Horizontal (b) 3D

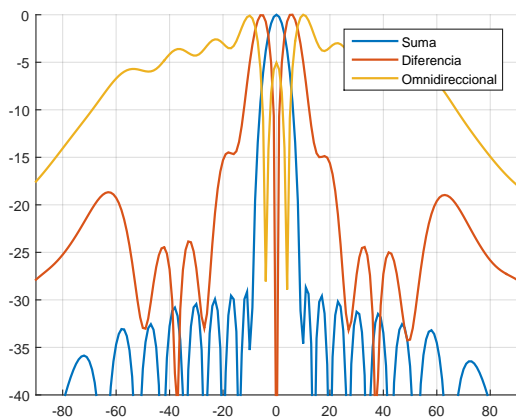


(a)

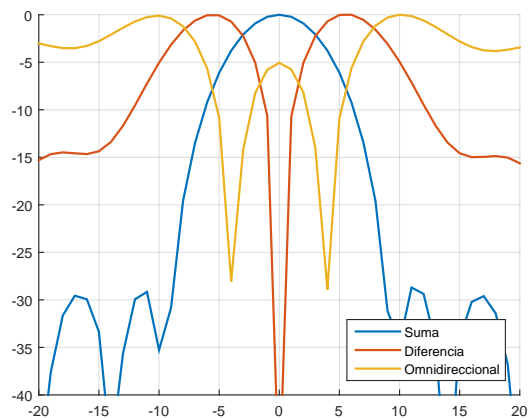


(b)

Figura 4.36: Diagrama Omnidireccional (a) Horizontal (b) 3D



(a)



(b)

Figura 4.37: Superposición de los tres diagramas de radiación

4.5.2. Modelo 3D de la Agrupación Completa

El último paso en la verificación del diseño del sistema es realizar una simulación que incorpore a todos los elementos que lo componen. Una forma de hacer esto sería incorporar al modelo de la sección anterior, los modelos de las redes de distribución de señales en la parte trasera del plano de masa. Esto, sin embargo, agrega una complejidad substancial en el modelo, elevando así el tiempo de simulación. Además, es esperable que no exista un grado significativo de interacción entre la red de distribución de señales y los elementos radiantes, ya que estos se encuentran separados por los planos de masa. Teniendo esto en consideración, se decide realizar una simulación que incluya el modelo en tres dimensiones del sistema radiante y solo los modelos de parámetros-S de las redes de distribución de señales, tal como se muestra en la figura 4.38. Con esta configuración no se podrán evaluar efectos de acoplamiento externo entre los modelos, pero sí se podrán evaluar los diagramas de radiación obtenidos por medio de la excitación de los puertos Σ , Δ y Ω .

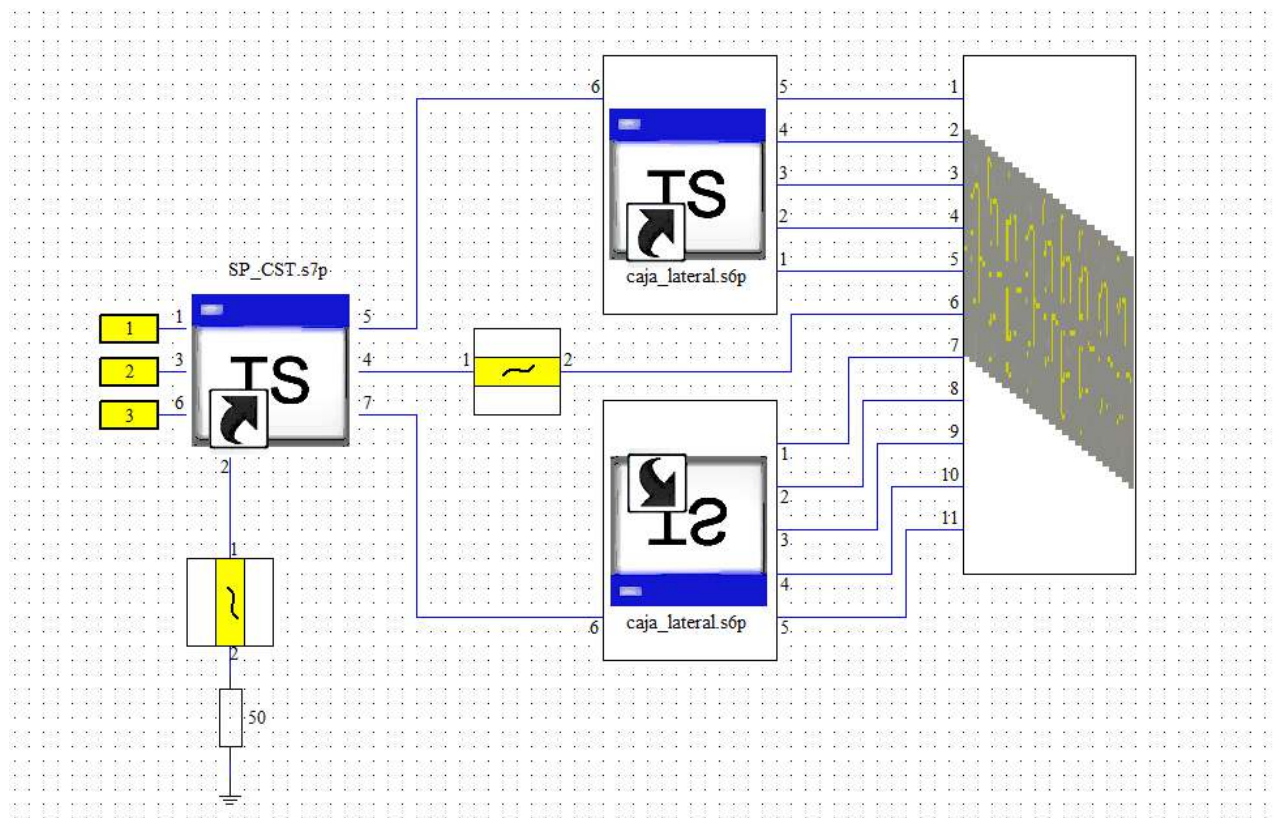


Figura 4.38: Modelo esquemático de simulación

En la figura 4.39 se presentan los diagramas de radiación resultantes de la simulación mencionada. En ésta se presenta una comparación del diagrama obtenido con respecto a los obtenidos en la sección 4.5.1. Tal como se observa, los diagramas presentan un alto grado de similitud, verificando así que la red de distribución de señales genera las alimentaciones adecuadas a cada columna de la agrupación. Por otro lado, en la figura 4.40 se pueden observar las pérdidas de retorno de los puertos Σ , Δ y Ω . En los tres casos las pérdidas están por debajo de los 15 dB requeridos por especificaciones.

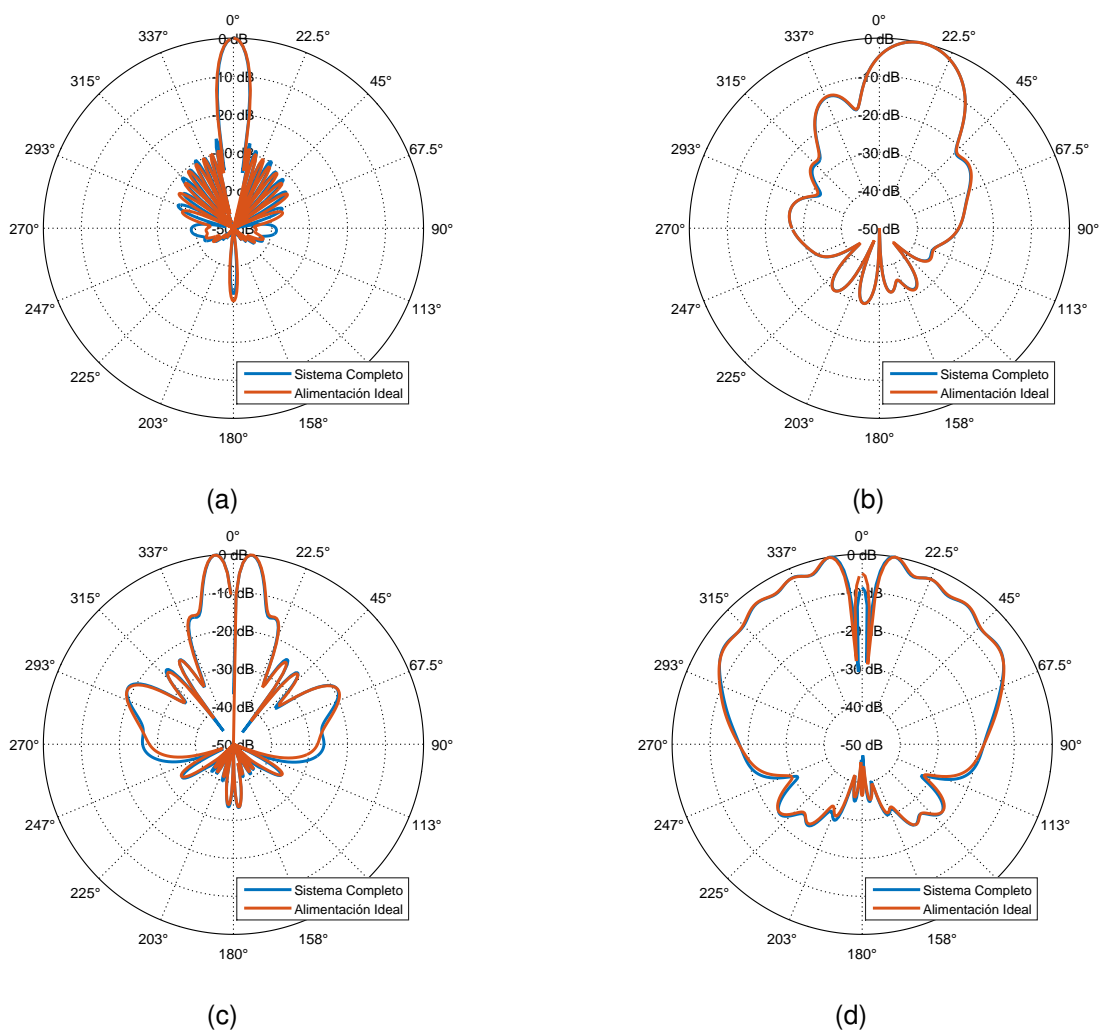


Figura 4.39: Comparación de diagramas (a) Suma Horizontal, (b) Suma Vertical, (c) Diferencia Horizontal y (d) Omnidireccional Horizontal

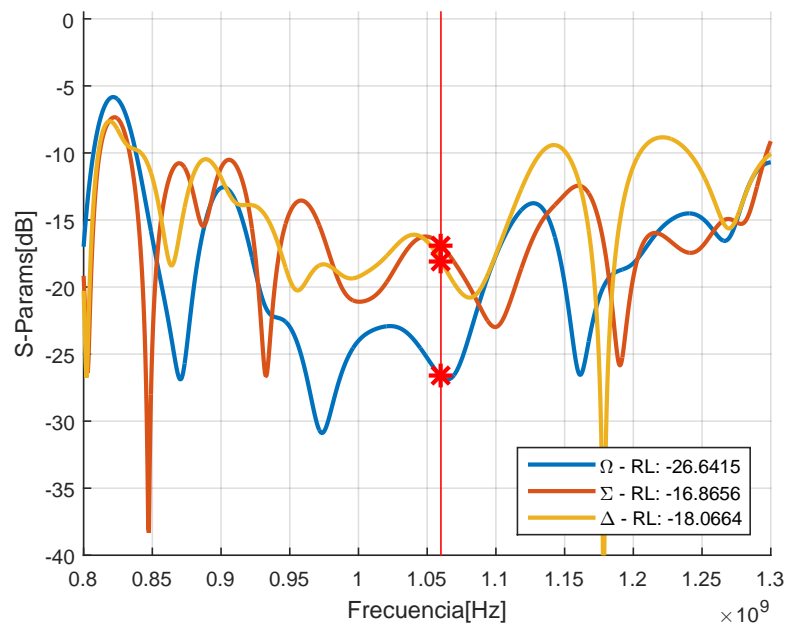


Figura 4.40: Pérdidas de retorno

Esta página fué dejada intencionalmente en blanco.



Capítulo 5

Implementación y Mediciones

La última etapa de este trabajo consiste en la validación del diseño del sistema radiante mediante la implementación y posterior medición de algunas de las partes que lo componen. Sería deseable realizar la construcción del sistema radiante completo, pero el costo que esto implica excede el presupuesto con el que se cuenta para el desarrollo de esta tesis. Por lo tanto se elige implementar algunos de los elementos principales, dejando como un trabajo a futuro la fabricación del sistema completo. El primer bloque que se implementa es una columna de las once que componen la agrupación de antenas. En segundo lugar, se trabaja en la implementación de algunos de los bloques más importantes de la red de distribución de señales. Con esto se consigue validar una gran parte del sistema, concluyendo así la etapa de diseño.

En las siguientes secciones se presentan los métodos de fabricación y detalles constructivos de los modelos, como así también los ensayos realizados sobre los mismos.

5.1. Materiales

Para la fabricación de los modelos se optó por utilizar aluminio, por diversas razones. En primer lugar es un metal de bajo costo y de alta disponibilidad que además presenta una alta conductividad eléctrica. Algunos tipos de aleaciones con aluminio, presentan una rigidez mecánica muy buena y además son maleables lo que permite realizar plegados en ángulo recto tal como se requiere en los dipolos diseñados. Uno de los principales proveedores de aluminio en la ciudad de Córdoba, es la empresa DELMETAL. Dentro de su catálogo de productos se seleccionaron las aleaciones 6063 y 1050 disponibles en placas de 2 mm, cuyas especificaciones más importantes se detallan en la tabla 5.1. Estos dos materiales presentan mayor margen entre el límite elástico y el de rotura en el estado de temple disponibles que el resto de los materiales analizados, lo cual mejora las posibilidades de realizar los plegados sin agrietamientos severos. Ambos presentan una baja resistividad eléctrica y un mismo peso específico.

	1050	6063	Unidades
Límite Elástico	20	90	N/mm^2
Carga de Rotura	65	160	N/mm^2
Peso Específico	2.7	2.7	g/cm^3
Resistividad Eléctrica	2.9	3.4	$\mu S/cm$

Tabla 5.1: Tipos de Aluminio Evaluados

Se adquirieron probetas de ambos tipos de materiales para realizar pruebas de plegado y ambos

cumplieron con las expectativas sin llegar al límite de rotura. Se elige por lo tanto el aluminio 6063 por poseer mejor respuesta al mecanizado que el 1050, según las especificaciones del proveedor. Para realizar el corte se evaluaron los distintos métodos disponibles en la industria local. Se realizaron en primer lugar pruebas con corte por agua en la empresa Ultracut que no resultaron satisfactorios. La terminación resultó más rugosa de lo esperado, lo cual tiende a generar pérdidas. Además el corte por agua posee un ángulo respecto a la normal que hace que los anchos de las tiras resulten menores en uno de los planos. Luego se realizaron pruebas con una fresadora Gulmi 350 en la empresa Mano Industrial con la que se lograron resultados satisfactorios en cuanto a la terminación y la precisión del corte. En consecuencia se optó por realizar los cortes con éste último método.

Otro asunto importante a la hora de fabricar los modelos de evaluación, fué la unión eléctrica entre el cobre del cable coaxil y el aluminio. Para ello se adquirió un decapante específico para eliminar la capa de óxido en el aluminio que evita que se adhiera el estaño. Mediante la utilización de este decapante y un soldador a gas butano se consiguieron realizar conexiones eléctricas resistentes.

5.2. Columna

La decisión de fabricar y ensayar una columna de la agrupación, radica en que a partir de estos ensayos se pueden validar múltiples aspectos del proceso de diseño ya que este bloque contiene no solo a los elementos radiantes, sino que también incluye la red de distribución de señal dentro de la columna. Por lo tanto, este bloque permite validar en primer lugar, el diseño del elemento radiante, en segundo lugar, el diseño de la red de distribución de señales y la línea de transmisión en si misma y en tercer lugar, el diseño del diagrama de radiación vertical de la agrupación completa.

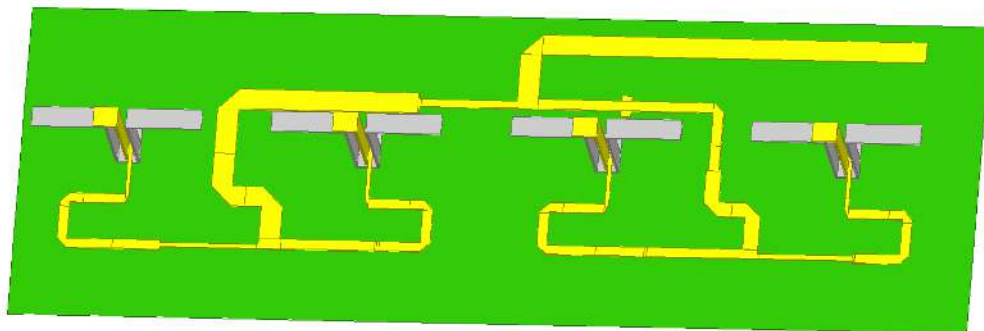


Figura 5.1: Modelo 3D de una columna

En la figura 5.1 se muestra nuevamente el diagrama en tres dimensiones de una columna del sistema radiante. Aquí se pueden apreciar distintos aspectos constructivos que deben ser considerados en la fabricación. Se han distinguido por colores las distintas piezas que componen a este sub-sistema, las cuales deben ser fabricadas en forma individual. En color verde se representa el plano de masa, en color gris los dipolos y la red de distribución de señal en color amarillo. Cada una de éstas son piezas que pueden ser fabricadas a partir de una placa monolítica de aluminio, es decir que no se requiere unir distintas partes para confeccionarlas. Esto trae aparejada una gran ventaja, ya que la unión de piezas de aluminio mediante soldaduras es un proceso complejo.

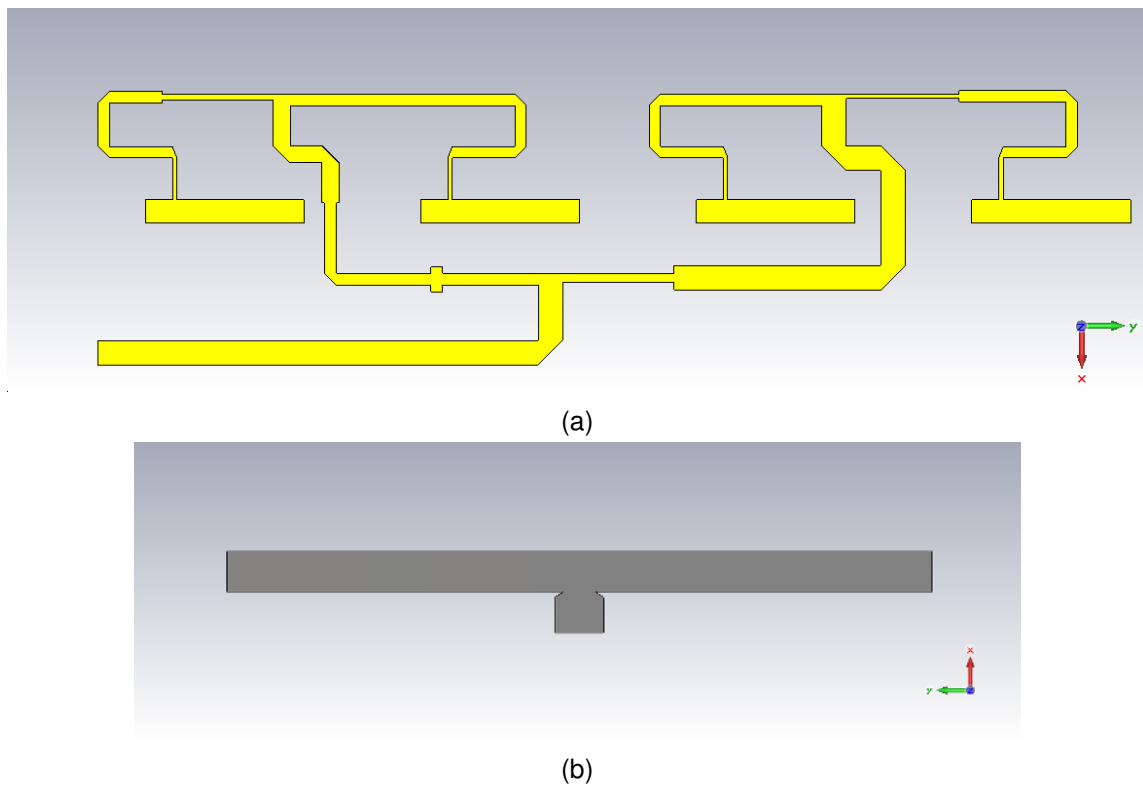


Figura 5.2: Plano de despliegue de (a) Red de Distribución (b) Dipolo

Para la fabricación de la red de distribución y del dipolo, en primer lugar se debe realizar el mecanizado de las piezas a partir de una plancha de aluminio con algún proceso de corte, ya sea fresado por control numérico o corte por agua. Para poder realizar el mecanizado de ambas piezas, se deben generar los planos de despliegue de ambas, los cuales se muestran en la figura 5.2. Para el caso de la red de distribución se deja material excedente en la zona de plegado para evitar la deformación de la pista que ingresa al dipolo durante el proceso de plegado. Este excedente luego se remueve con una herramienta de corte de manera sencilla. En la figura 5.3a se muestra el procedimiento mediante el cual se logran los pliegues en las distintas piezas. Este proceso se realiza en forma manual, ya que no se cuenta con una herramienta de plegado. A pesar de ello se consiguen resultados satisfactorios en la terminación. En la figura 5.3b se muestra la columna ensamblada y montada para el ensayo. Se observa en esta última, que al puerto de la antena se le ha agregado una transición a cable coaxial para poder realizar las mediciones. El cable utilizado es un cable semi-rígido de la marca Andrew modelo LDF1-50 de 1/4 de pulgada con espuma dieléctrica de baja densidad y un conector de la misma marca. El mismo permite manejar una potencia pico de hasta 12 kW y una potencia promedio de 600 W.

5.2.1. Mediciones

Con el fin de evaluar las distintas características de este sub-sistema, se diagraman dos tipos de ensayos. En primer lugar, se realiza un ensayo nivel de adaptación en el puerto de la columna y se lo contrasta con los resultados obtenidos en simulación. En segundo lugar, se realizan ensayos con el fin de obtener el diagrama de radiación vertical de la columna.



Figura 5.3: (a) Proceso de armado de una columna (b) Columna terminada

5.2.1.1. Ensayo N°1: Nivel de Adaptación

El nivel de adaptación en el puerto de la antena se puede realizar de diversas formas. El IUA cuenta, para este propósito, con un analizador de redes vectorial capaz de realizar mediciones en Banda L. Para realizar este ensayo se utilizan los siguientes elementos de medición:

- Analizador de Redez Vectorial: Agilent E5061B
- Kit de Calibración Tipo N: Agilent 85032E
- Cable de Medición Agilent Tipo N

El analizador de redes se calibra utilizando un IFBW de 30KHz en un ancho de banda de 500 MHz alrededor de la frecuencia central. Una vez calibrado, se conecta el puerto de medición al puerto de la columna y se registran los resultados. En una primera instancia, las mediciones arrojan pérdidas de retorno cercanas a los -15 dB. Aunque este es un valor aceptable de pérdidas de retorno, en simulación se logran valores significativamente menores. Por esta razón se decide realizar un ajuste manual utilizando un compensador de un material dieléctrico. La pieza de compensación tiene una forma ahusada y posee un espesor igual a la separación entre la cinta metálica y el plano de masa de la microtira. Al introducir esta pieza en la línea de transmisión se logra modificar levemente la constante dieléctrica en un tramo de la línea y se puede mejorar el nivel de adaptación. Los resultados de medición luego de este ajuste se presentan en la figura 5.4, junto con los resultados de simulación. Estos resultados son altamente satisfactorios ya que se asemejan en buena medida a los resultados de simulación. La incertidumbre en las mediciones, obtenida a través de la herramienta de software VNA Uncertainty Calculator [26], es menor a 0,1 dB.

5.2.1.2. Ensayo N°2: Diagrama de Radiación

Para obtener el diagrama de radiación de la columna sería deseable utilizar una cámara anecóica. Sin embargo, debido a que el Instituto no cuenta con este tipo de cámaras, se debe realizar un ensayo de campo, intentando emular la condición de espacio libre en la medición. El ensayo en campo consiste en colocar el sistema radiante sobre un pedestal o trípode. Luego, se conecta al mismo un generador de radio-frecuencia y se mide el campo eléctrico radiado para distintos ángulos respecto al pedestal. Para este ensayo se requieren los siguientes elementos:

- Generador de RF: Stanford-Research SG384

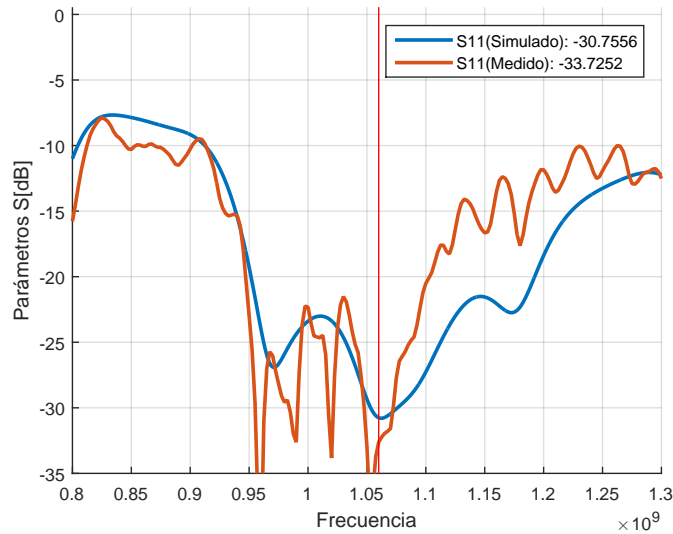


Figura 5.4: Adaptación del puerto de entrada

- Analizador de Campo: PROTEK 3201
- Trípode de Montaje

El diagrama de radiación que se desea medir es el diagrama de radiación vertical de la columna. Para hacerlo, resulta conveniente disponer el sistema radiante en sentido horizontal, conectando el generador de radio-frecuencia al puerto de la antena y luego registrando los niveles de señal recibidos por el analizador de campo para distintos ángulos. Debido a la interferencia multi-camino, existe una zona en las proximidades de la antena en la que el nivel de señal recibida varía fuertemente con la distancia. El analizador se coloca a una distancia mayor, en donde el nivel de señal decrece suavemente con la distancia. De esta forma se asegura que el error producido por los errores de distancia no sean significativos. En la figura 5.5 se muestra una fotografía del montaje realizado. La medición del ángulo de ubicación del receptor se realiza utilizando un transportador y un hilo suficientemente largo.

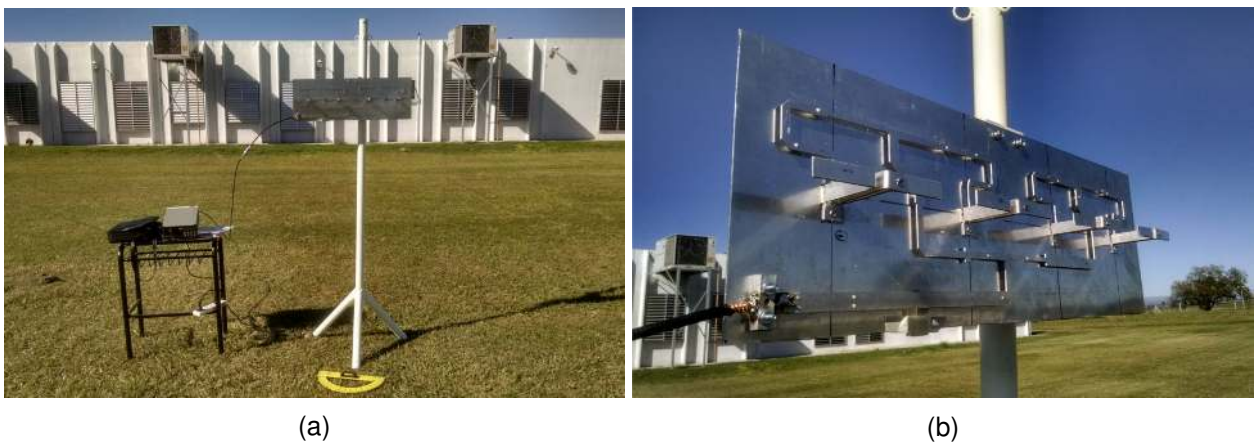


Figura 5.5: Montaje para la medición del diagrama de radiación de la columna

En la Figura 5.6 se contrastan los resultados de medición y de simulación. Si bien la resolución con la que se mide no es la misma con la que se simula el modelo, se observa un buen grado de

similitud entre medición y simulación.

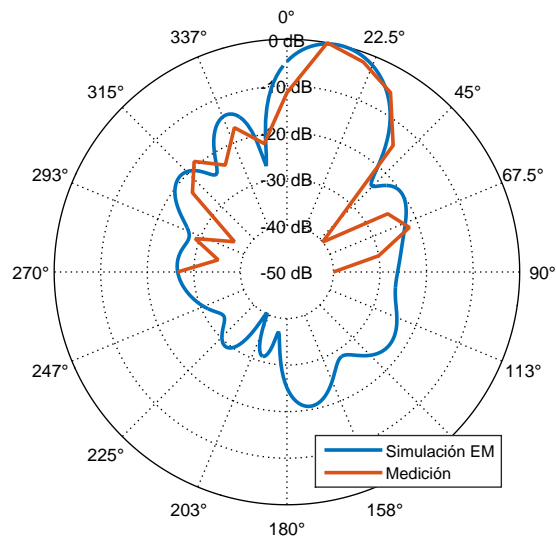


Figura 5.6: Diagrama de radiación Vertical - Simulado v.s. Medido

5.3. Red de Distribución de Señales

Por último, se desea validar el diseño de la red de distribución de señales presentada en la sección 4.4.1.3. En la figura 5.7 se muestra nuevamente el modelo de dicha red. La fabricación de esta pieza resulta más sencilla que la de la columna ya que sólo se debe mecanizar la pista central y no requiere de ningún tipo de plegado. Sin embargo, si se fabricase la red completa y se encontrara alguna discrepancia entre medición y simulación, no se podría saber con certeza el origen de dicha discrepancia. Es por esta razón que se elige fabricar dos de los elementos más importantes de la red, el híbrido de 180° y el híbrido de 90° . Validando estos dos diseños, se puede tener un alto grado de certeza de que el diseño de la red completa será correcto.

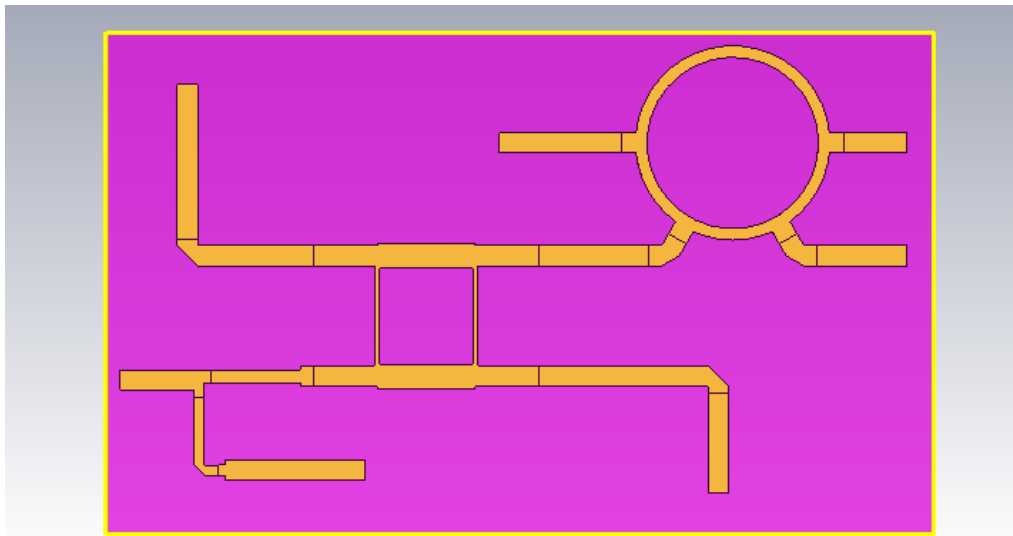


Figura 5.7: Red de Distribución - Caja Central

En las figuras 5.8b y 5.8a se muestran las fotografías de los modelos fabricados. Para que sea posible apreciar el detalle interno de dichos modelos se ha removido el plano de masa superior, que luego se incorpora para las mediciones. Se observa aquí también que se han agregado transiciones a cable coaxial para que sea factible realizar las mediciones con los instrumentos disponibles. La separación entre las tiras centrales y los planos de masa se logran mediante la utilización de pequeños separadores plásticos que no alteran significativamente las mediciones.

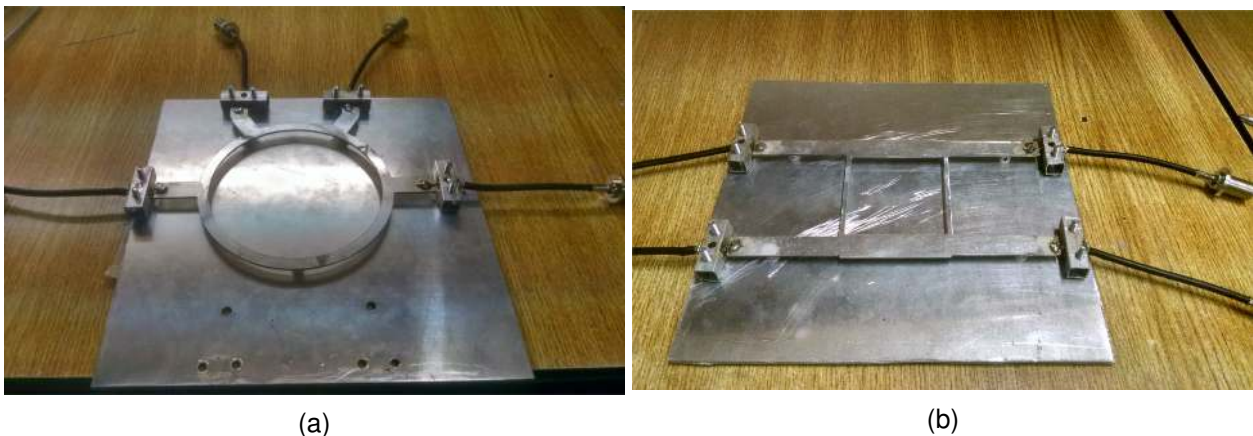


Figura 5.8: Modelos de evaluación de los Híbridos de (a) 180° y (b) 90°

5.3.1. Mediciones

Las mediciones que se desean realizar sobre los acopladores híbridos tienen el fin de obtener sus parámetros S. Para ello se requieren los siguientes materiales:

- Analizador de Redez Vectorial: Agilent E5061B
- Kit de Calibración Tipo N: Agilent 85032E
- 2 Cables de Medición Agilent Tipo N
- 2 Cargas de 50 Ω Tipo N

Si bien ambos acopladores son redes de cuatro puertos, se pueden realizar las mediciones de sus parámetros intercambiando puertos de medición y terminando los puertos que no se utilizan en cargas de 50 Ω . La configuración que se utiliza para medir los dispositivos es la que se muestra en la figura 5.9. Allí se observa por ejemplo que los puertos 1 y 2 del analizador de redes se han conectado a los puertos 1 y 3 del dispositivo, mientras los puertos 2 y 4 están conectados a cargas de terminación. En este caso, se pueden obtener los parámetros S11 y S31, tanto en magnitud como fase. Repitiendo este procedimiento para los puertos 2 y 4 se obtienen los parámetros restantes.



Figura 5.9: Configuración para la medición de los parámetros S de los módulos fabricados

Para el caso del híbrido de 180° resulta importante medir cuán balanceadas están las salidas (puertos 3 y 4) cuando se ingresa por el puerto Σ (puerto 1) y por el puerto Δ (puerto 2). Es decir que se deben comparar, tanto en magnitud como en fase, los parámetros S31 y S41 y los parámetros S32 y S42. El resultado de estas comparaciones se presentan en las figuras 5.10a y 5.10b.

Por último se presentan las mediciones del híbrido de 90° y se las contrasta con los resultados de simulación. En la figura 5.11 se observa que si bien existe una diferencia sistemática entre medición y simulación, la relación de potencias acopladas entre los puertos de salida se mantiene en valores similares. En ambas mediciones, la incertidumbre en la magnitud es 0,1 dB mientras que el en la fase no supera los 0.8°.

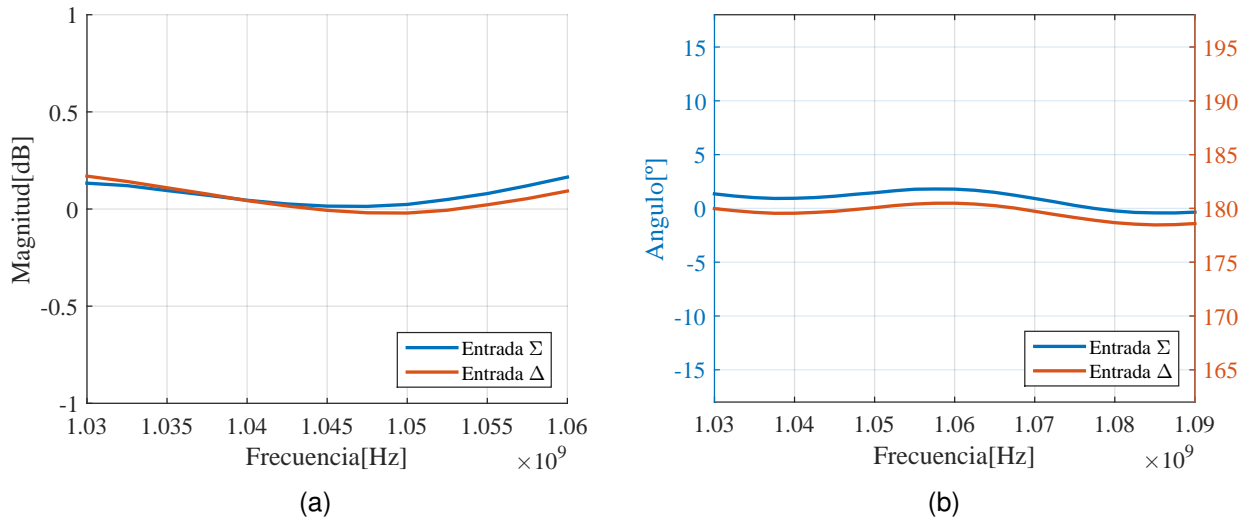


Figura 5.10: Balance de (a) Magnitudes (b) Fases del Híbrido de 180°

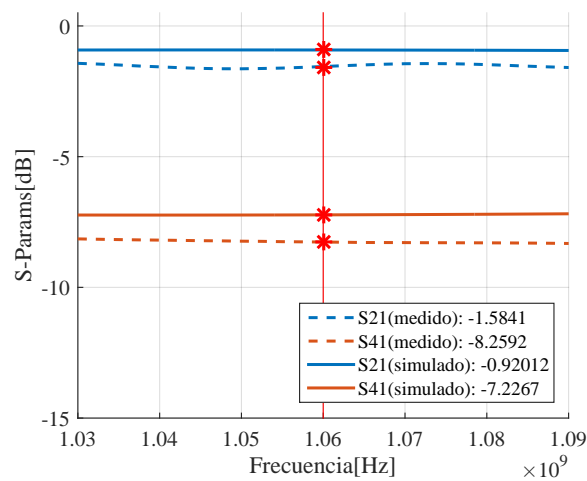


Figura 5.11: Mediciones sobre el Híbrido de 90°

Esta página fué dejada intencionalmente en blanco.

Conclusiones

Análisis de Resultados El objetivo de este trabajo ha sido estudiar la posibilidad de implementar una antena de Radar Secundario utilizando una tecnología que no requiera de materiales importados. Se desarrolló un modelo de una agrupación de antenas con cintas metálicas que no solo posee las características requeridas, sino que además permite una implementación simple y robusta. Esto último se demuestra mediante la fabricación de una columna de la agrupación y de los circuitos de microondas más importantes de la red de distribución de señales. A través de los ensayos realizados sobre estos modelos se logra validar el diseño cerrando exitosamente el proceso de diseño.

Además del cumplimiento del objetivo principal del trabajo, durante el desarrollo de este trabajo se han incorporado conocimientos de las distintas áreas que involucran el diseño e implementación de un sistema radiante de complejidad media. Entre estas áreas de conocimiento se destacan la síntesis de diagramas de radiación, el diseño de circuitos de microondas y el diseño y simulación de elementos radiantes.

Trabajos Futuros Con el fin de acotar la extensión del trabajo, se elige dejar como trabajo a futuro la implementación de la agrupación completa. Para hacerlo, sería conveniente además validar el diseño del “Paso de Cara” que realiza la transición de las cajas laterales hacia las columnas de la agrupación. Sería deseable además, explorar otros métodos de excitación de las líneas “Flat-Strip” que sean mecánicamente más robustos que el que se utiliza en este trabajo.

Finalmente, sería deseable validar el diagrama de radiación con instrumentos de medición más precisos, como por ejemplo, una cámara anecóica.

Esta página fué dejada intencionalmente en blanco.



Anexo A

Diagrama Diferencia

El factor de agrupación de un conjunto de N antenas alimentadas de manera uniforme es [14, p.293]:

$$AF(\psi) = \left[\frac{\sin(N/2\psi)}{\sin(1/2\psi)} \right] \quad (\text{A.1})$$

, donde $\psi = kd \cos \theta + \beta$. Esto da como resultado un diagrama con un único máximo centrado en la dirección $\psi = 0$, que para $\beta = 0$ es la dirección del *broadside* de la agrupación.

Se desea encontrar el factor de agrupación para el caso en que hay N elementos alimentados de manera uniforme, pero donde la fase de los primeros N/2 elementos esta en contrafase (180°) respecto a los restantes N/2 elementos, en donde N es par. Si N fuese impar, se puede llegar al mismo resultado alimentando con magnitud cero al elemento central.

El factor de agrupación es en forma general [14, p.320]:

$$AF(\psi) = \sum_{n=1}^N a_n e^{j(n-1)\psi} \quad (\text{A.2})$$

Al reemplazar los valores de a_n por 1 para la primera mitad y -1 para el resto, se puede reescribir como

$$\begin{aligned} AF(\psi) &= \sum_{n=1}^{N/2} e^{j(n-1)\psi} - \sum_{n=N/2+1}^N e^{j(n-1)\psi} \\ &= \sum_{n=1}^{N/2} e^{j(n-1)\psi} - e^{jN/2\psi} \sum_{m=1}^{N/2+1} e^{j(n-1)\psi} \\ &= \frac{1 - e^{jN/2\psi}}{1 - e^{j\psi}} - e^{jN/2\psi} \frac{1 - e^{jN/2\psi}}{1 - e^{j\psi}} \\ &= \frac{1 - 2e^{jN/2\psi} + e^{jN\psi}}{1 - e^{j\psi}} \\ &= \frac{(1 - e^{jN/2\psi})^2}{1 - e^{j\psi}} \\ &= \frac{e^{jN/2\psi} (-2j \sin(N/4\psi))^2}{e^{j1/2\psi} - 2j \sin(\psi/2)} \end{aligned}$$

Quitando el término constante de la ecuación, que sólo aporta un factor de escala y una fase constante, el factor de agrupación queda

$$AF(\psi) = \frac{\sin^2(N/4\psi)}{\sin(\psi/2)} \quad (\text{A.3})$$

A partir de la ecuación (A.3) se puede apreciar que, a diferencia de la ecuación (A.1), el numerador sólo puede tomar valores positivos, por lo que el factor de agrupación toma valores negativos para $\psi < 0$. Esto quiere decir que la señal que se emite o recibe por direcciones de un lado y del otro del *broadside* tienen fase contraria. En la figura A.1 se dibuja el factor de agrupación y el módulo del mismo, para un caso en que $N=10$ y $d=\lambda/2$. Allí se observa claramente la existencia de dos lóbulos principales de igual magnitud y fase contraria.

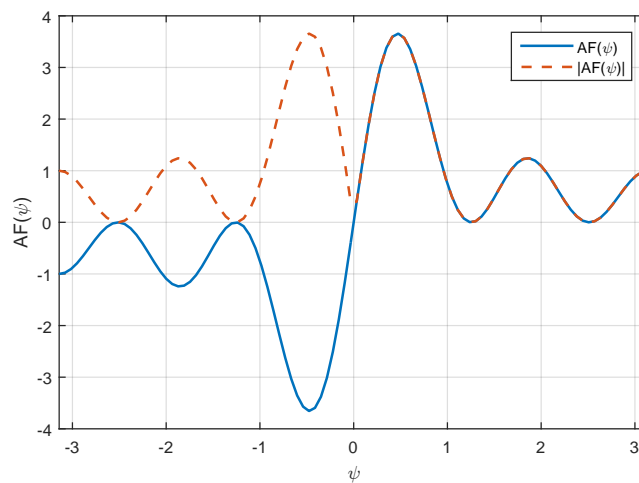


Figura A.1: Factor de Agrupación para $N=10$ elementos espaciados $\lambda/2$

Esta página fué dejada intencionalmente en blanco.



Anexo B

Híbrido de 90°

Una implementación típica en microtiras de este tipo de acopladores es el *branchline* cuyo esquema se muestra en la figura 4.20. Para encontrar las ecuaciones de diseño de esta topología es conveniente analizar por separado los modos par e impar.

En el modo par, el circuito equivalente de dos puertos es una línea de transmisión de longitud $\lambda/4$ con dos stubs en circuito abierto de longitud $\lambda/8$. Estos últimos se pueden considerar una admitancia en paralelo de valor $Y = jY_1$, donde $Z_1 = 1/Y_1$ es la impedancia característica del stub. En el modo par, el circuito equivalente es similar al del caso par, con la diferencia de que los stubs terminan en corto circuito, en cuyo caso la admitancia equivalente es $Y = -jY_2$.

Las matrices de transmisión en modo par e impar quedan

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & jZ_2 \\ jZ_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jY_1 & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -Z_2Y_1 & jZ_2 \\ jZ_2(Y_2^2 - Y_1^2) & -Z_2Y_1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -jY_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & jZ_2 \\ jZ_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -jY_1 & 1 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} Z_2Y_1 & jZ_2 \\ jZ_2(Y_2^2 - Y_1^2) & Z_2Y_1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Para encontrar las ecuaciones de diseño, se obtienen los parámetros S a partir de los parámetros de transmisión. Además, por superposición se obtiene que

$$S_{11} = \frac{1}{2}(S_{11e} + S_{11o}) \quad (\text{B.1})$$

$$S_{21} = \frac{1}{2}(S_{21e} + S_{21o}) \quad (\text{B.2})$$

$$S_{31} = \frac{1}{2}(S_{21e} - S_{21o}) \quad (\text{B.3})$$

$$S_{41} = \frac{1}{2}(S_{11e} - S_{11o}) \quad (\text{B.4})$$

Los parámetros S se pueden obtener fácilmente a partir de los parámetros de transmisión, a través de tablas de conversión y normalizando para una $Z_0 = 1$ se llega a que



$$S_{11e} = \frac{Z_1^2 Z_2^2 (Y_1^2 - Y_2^2 + 1)}{Z_1^2 + jZ_2^2 + Z_1^2 Z_2^2} \quad (\text{B.5})$$

$$S_{21e} = \frac{-2jZ_2 Z_1^2}{Z_1^2 + jZ_2^2 + Z_1^2 Z_2^2} \quad (\text{B.6})$$

$$S_{11o} = \frac{-2jZ_2 Z_1^2}{Z_1^2 - jZ_2^2 + Z_1^2 Z_2^2} \quad (\text{B.7})$$

$$S_{21o} = \frac{Z_1^2 Z_2^2 (Y_1^2 - Y_2^2 + 1)}{Z_1^2 - jZ_2^2 + Z_1^2 Z_2^2} \quad (\text{B.8})$$

De B.5 y B.7 se observa que ambas ecuaciones se hacen cero al plantear que

$$Y_2^2 - Y_1^2 = 1 \quad (\text{B.9})$$

$$\boxed{Z_1 = \frac{Z_2}{\sqrt{1 - Z_2^2}}} \quad (\text{B.10})$$

con lo que se logra que el puerto 1 esté adaptado y también se logra aislación entre el puerto 4 y 1.

Por otro lado, si se calcula el parámetro S_{21} utilizando el reemplazo de B.10, se obtiene que

$$S_{21} = -jZ_2 = -j\alpha \quad (\text{B.11})$$

$$\boxed{Z_2 = \alpha} \quad (\text{B.12})$$

Se verifica además que $S_{31} = -\sqrt{1 - \alpha^2} = -\beta$ y que $S_{41} = 0$. Vale destacar que para una red sin pérdidas, se debe cumplir que $\alpha^2 + \beta^2 = 1$.

$$Z_2 = \alpha \quad (\text{B.13})$$

$$Z_1 = \frac{\alpha}{\beta} \quad (\text{B.14})$$

Esta página fué dejada intencionalmente en blanco.



Anexo C

Publicaciones

Columna Radiante de un Radar Secundario Implementada con Cintas Metálicas

Pablo Sonna^{†1}, Raúl Gastaldi^{†2}, Marcela Busnardo^{†3} y Paz Rothlin^{†4}

[†]Departamento de Electrónica, Instituto Universitario Aeronáutico

Av. Fuerza Aérea 6500, Córdoba, Córdoba, Argentina

¹psonna@iua.edu.ar, ²rgastaldi@iua.edu.ar, ³mbusnardo@iua.edu.ar, ⁴mrothlin435@alumnos.iua.edu.ar

Abstract—This paper shows the desing, implementation and measurement of a Uniform Linear Array (ULA) of metal strip dipoles in order to demonstrate that this technology is applicable to Radar Systems. Such array represents a column of the radiating system of a Secondary Surveillance Radar (SSR). The specifications are obtained from the requirements of the vertical radiation pattern of this type of radars. The use of this technology in radar systems represents an affordable altetnative to other more expensive technologies.

Resumen— En este trabajo se presenta el diseño, implementación y medición de una Agrupación Lineal Uniforme (ULA) de dipolos de cintas metálicas, con el fin de demostrar que esta tecnología es aplicable a Sistemas de Radar. Dicha agrupación representa una columna del sistema radiante de un Radar de Vigilancia Secundario (SSR). Las especificaciones del conjunto se obtienen a partir de los requerimientos del patrón de radiación vertical de este tipo de radares. El uso de esta tecnología representa una alternativa viable a otros métodos constructivos más costosos y de disponibilidad limitada.

I. INTRODUCTION

En la actualidad un gran número de antenas de radar se realizan en forma de agrupaciones, las cuales se pueden clasificar según el elemento radiante utilizado en agrupaciones de ranuras o agrupaciones de antenas. Las agrupaciones de antenas son ampliamente utilizadas y generalmente se fabrican con láminas conductoras sobre láminas dieléctricas [1] [2]. La producción de estos materiales dieléctricos resulta altamente costosa y por lo tanto sólo algunos países pueden llevarla a cabo. Esto presenta una dificultad estratégica para la fabricación de radares en sitios donde no se producen estos materiales.

En este trabajo se propone evaluar el uso de microcintas con sustrato de aire para el diseño de una antena de radar secundario. La ventaja de esta tecnología es que sólo requiere de placas metálicas para su fabricación. En la bibliografía existen algunos ejemplos del uso de esta tecnología para distinto tipo de aplicaciones. En [3] por ejemplo, se fabrica una agrupación de antenas parche para aplicaciones espaciales utilizando microcintas con aire como sustrato. Sin embargo los autores no han encontrado referencias en las que se apliquen este tipo de tecnologías para sistemas de radar.

Las antenas de radar de vigilancia secundario (SSR) son en la mayoría de los casos agrupaciones planas de antenas. Las características de radiación horizontal de este tipo de sistemas deben ser tales que proporcionen una buena resolución acimutal, manteniendo lóbulos secundarios por debajo de 24 dB respecto del máximo. Por otro lado, el

diagrama de radiación vertical debe presentar un ángulo de elevación o *tilt* positivo para reducir los efectos de la interferencia multicamino. Además se recomienda un diagrama tipo csc^2 modificado para la detección de aeronaves en ángulos de elevación altos [4]. Este trabajo se enfoca en las características verticales de la antena mediante el diseño e implementación de una columna de la agrupación.

II. DESARROLLO

A. Elemento Radiante

Para aplicaciones de Radar Secundario se prefieren elementos radiantes que posean un bajo índice de polarización cruzada. El dipolo es en general muy utilizado por esta razón. Existe una gran variedad de diseños de dipolos, pero no todos se adaptan a la tecnología que se desea utilizar. En [5] por ejemplo se muestra un esquema simplificado de un dipolo de cintas metálicas que podría utilizarse pero no se muestran detalles de la alimentación.

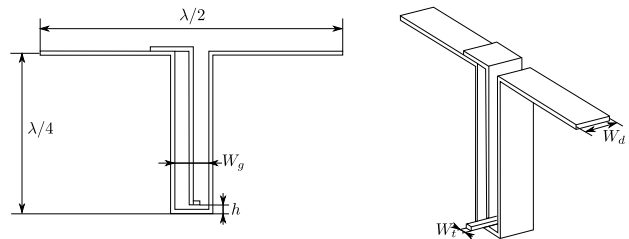


Fig. 1: Modelo del Elemento Radiante

El elemento que se utiliza en este trabajo se basa en un diseño frecuentemente utilizado en antenas de telefonía celular por su robustez y simplicidad. En la Figura 1 se muestra un diagrama esquemático del dipolo mencionado en el que se pueden apreciar sus características principales. El diseño consiste de un dipolo de cintas metálicas que incorpora un *balun* de tres cables en la configuración tipo II que se presenta en [6], el cual se representa en la Figura 2.

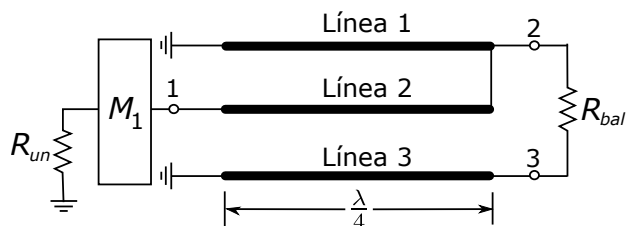


Fig. 2: Balún de tres cables

En la publicación citada, se deduce que para lograr una operación balanceada, las capacidades de las líneas 1 y 3 a tierra deben ser idénticas y que la de la línea 2 a tierra debe ser nula (línea 2 aislada), lo cual se cumple para este diseño. El *balun* además de transformar los terminales naturalmente balanceados del dipolo en un puerto desbalanceado funciona como transformador de impedancias, por lo que el ancho de la tira W_d no solo afecta al ancho de banda del dipolo sino que también modifica la adaptación de impedancias, como así también la separación entre las cintas metálicas W_s . El segmento de microtira perpendicular al dipolo se utiliza también para adaptar impedancias, quedando su impedancia característica determinada por la distancia al plano de masa h y el ancho de la microtira W_t . Si bien existen métodos de síntesis analíticos para el diseño de estos *baluns*, en el caso de este trabajo se optimizó el conjunto utilizando ANSYS HFSS, buscando lograr una impedancia en la entrada desbalanceada de 80Ω . En la Figura 3 se muestra el parámetro S_{11} en el puerto del dipolo con una impedancia de referencia Z_0 igual a 80Ω . Finalmente, en la Figura 4 se muestra el diagrama de radiación del dipolo de cintas metálicas montado sobre un plano de masa infinito.

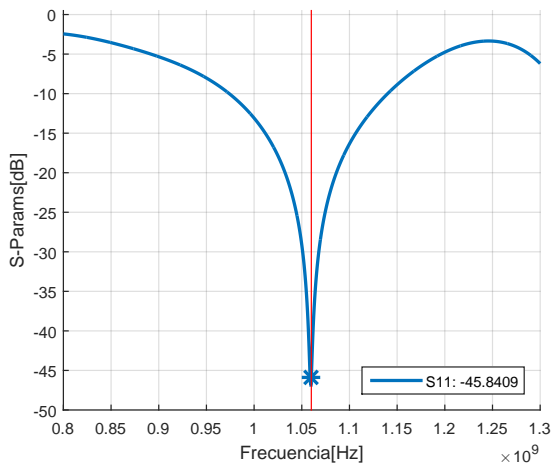


Fig. 3: Parámetro S_{11} en el puerto del dipolo

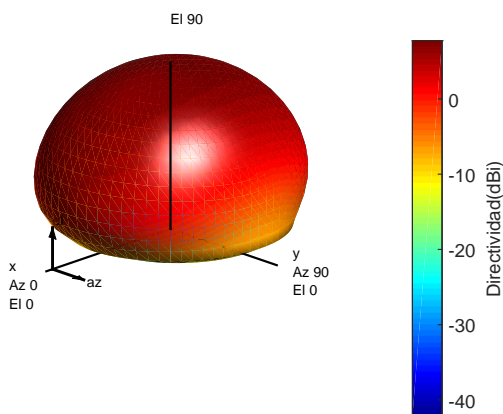


Fig. 4: Diagrama de Radiación 3D del Dipolo con Plano de Masa

B. Requerimientos de la Columna

El principal objetivo en el diseño de la columna es lograr el diagrama de radiación vertical deseado, manteniendo un buen nivel de adaptación en el puerto de alimentación. El diseño del diagrama de radiación vertical de un radar secundario debe lograr un compromiso entre dos variables. En primer lugar, debe lograr un máximo de sensibilidad para ángulos bajos, ya que es donde se encontrarán las aeronaves más alejadas y por otro lado, debe reducir la energía radiada hacia el suelo para minimizar las interferencias multicamino. Además, se debe conformar el lóbulo principal de forma tal que para una aeronave que se mueve a altitud constante hacia el radar, se mantenga un nivel de señal aproximadamente constante. Es por esta razón que en los radares modernos se prefiere un diagrama tipo csc^2 para un rango de ángulos de elevación positivos. Fuera de este rango el diagrama debe ser mantenerse en niveles bajos de potencia radiada.

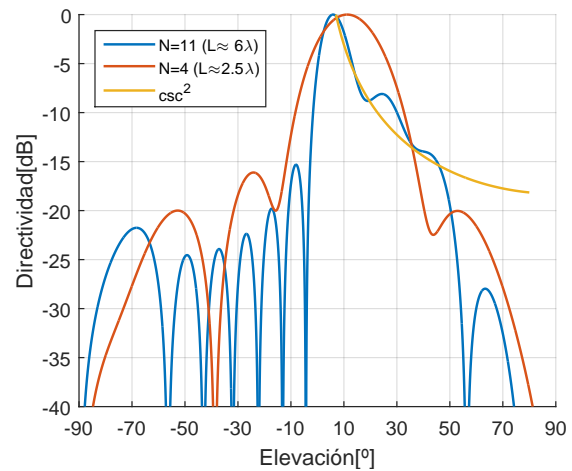


Fig. 5: Comparación de Diagramas de Radiación Verticales con $N=11$ y $N=4$ elementos

En el caso de Radares Secundarios para aviación civil, se suelen utilizar más de diez elementos para lograr el diagrama deseado. En la Figura 5 se muestra un diagrama tipo csc^2 logrado con once elementos espaciados $0,62\lambda$. Se observa que la dirección del máximo puede ser cercana a los 5° manteniendo niveles de radiación bajos para ángulos negativos. Si bien el diagrama se ajusta muy bien a los requerimientos deseados, el largo total del conjunto es cercano a los 2 m.

El sistema radiante que se presenta en este trabajo está orientado a aplicaciones de uso militar en donde la robustez y el tamaño reducido son prioritarios. Es por esto que en este caso se desea limitar el largo de la columna a expensas de sacrificar flexibilidad en el diseño del diagrama. Se opta por un conjunto de cuatro elementos espaciados 17.5 cm o $0,62\lambda$ con lo cual, el largo de la columna queda reducido a 70 cm . En la Figura 5 se muestra también el diagrama diseñado con este conjunto reducido. Se observa que se ha debido optar por un ángulo de apuntamiento mayor (cercano a los 10°) para reducir la potencia radiada hacia ángulos negativos. En la Tabla I se indican los valores de las intensidades de alimentación necesarios en cada elemento de la agrupación

Nº de Elemento	Intensidad	Fase [°]
1(Arriba)	0,4865	67,5
2	0,6488	22,5
3	0,4865	-22,5
4(Abajo)	0,3252	-67,5

TABLA I: Distribución de Intensidad y Fase

para lograr este diagrama de radiación. Estos valores fueron obtenidos a partir del método de síntesis de Woodward-Lawson [7] aunque luego se ajustaron manualmente hasta obtener el diagrama deseado. Se observa que existe un desfase lineal y progresivo entre elementos lo que produce el ángulo de apuntamiento de aproximadamente 10° .

C. Agrupación con Alimentación Ideal y Plano de Masa Infinito

Cuando se colocan antenas próximas entre si, por efectos del acoplamiento mutuo, sus impedancias de entrada se ven modificadas respecto al caso de una antena aislada. Es por esta razón que el diseño del elemento radiante debe ser optimizado en presencia de todos los otros elementos del conjunto. En algunos casos esto resulta inviable por la complejidad computacional del problema, pero en el caso de cuatro elementos esto es posible. Con tal fin se modela en primera instancia la columna con un puerto de alimentación por elemento, lo que permite dar una magnitud y fase arbitraria a cada puerto. En la Figura 6 se muestra el modelo 3D de la columna con puertos individuales. Al modelar la agrupación con puertos de alimentación individuales se puede optimizar el elemento radiante para obtener una buena adaptación ante la interacción con los otros elementos. Esto permite, además de validar el diseño de la columna, simplificar el diseño de la red de alimentación ya que puede asumir la misma impedancia en todos los puertos.

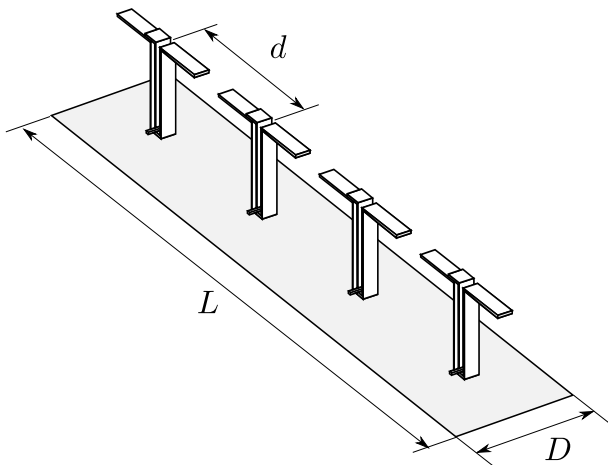


Fig. 6: Modelo 3D de una Columna

En la Figura 7 se muestran los parámetros S activos luego del proceso de optimización, cuando las magnitudes y fases para cada elemento son los obtenidos en la Tabla I. Se puede apreciar que las reflexiones son razonablemente bajas dentro de la banda de uso del Radar. En la Figura 8 se presenta el diagrama de radiación vertical obtenido y se lo compara con el diagrama de referencia obtenido en la Sección II-B. El nivel de directividad máxima obtenido por el conjunto es de

aproximadamente 12 dBi mientras que el nivel de lóbulos secundarios es menor a 15 dB respecto al máximo.

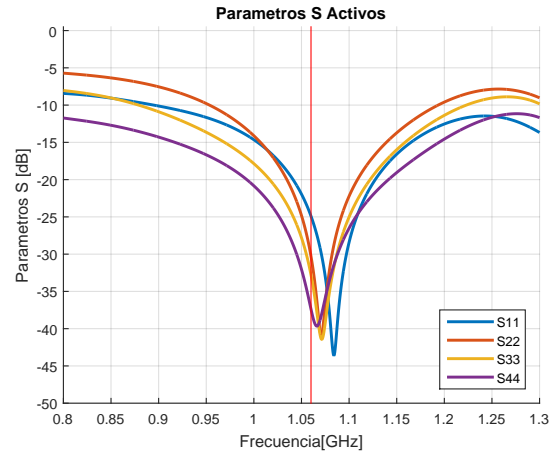


Fig. 7: Parámetros S Activos

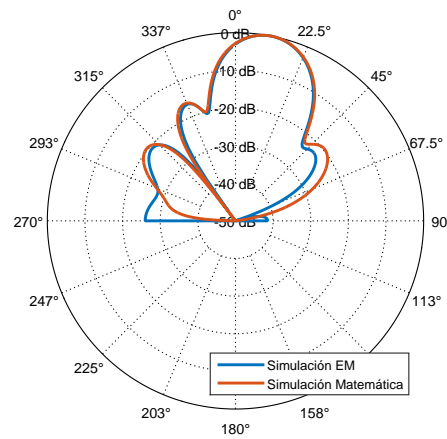


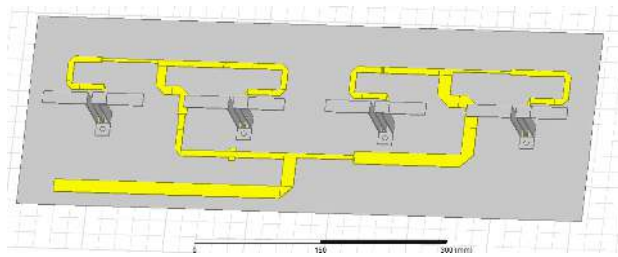
Fig. 8: Diagrama de Radiación Vertical - Simulado v.s. Ideal

D. Agrupación con Red de Distribución y Plano de Masa Finito

Una vez validado el modelo con puertos individuales se puede diseñar la red de microcintas que alimenta a cada uno de los dipolos. En el caso de este trabajo se elige una red del tipo *paralela* o *corporativa* que es utilizada con frecuencia en este tipo de agrupaciones [8]. La tecnología de línea de transmisión utilizada no permite incorporar fácilmente componentes discretos tales como resistencias. El espacio disponible en la columna tampoco permite la utilización de acopladores híbridos de 90° como se hace en [9]. Esto limita la elección del tipo de divisor de potencia a utilizar al "Divisor T" o "Unión T". Para lograr las magnitudes de alimentación deseadas en cada puerto se ajustan las impedancias características de las ramas del divisor mientras que para lograr las fases deseadas se ajustan las longitudes de las líneas. En la Figura 9a se puede observar el modelo 3D de la columna alimentada con dicha red mientras que en la Figura 9b se muestra el mismo modelo implementado con cintas de aluminio mecanizadas. Se observa que éste último incluye además una transición de microtira a coaxial.

Para medir la adaptación de sistema se conecta un Analizador de Redes Vectorial Agilent E5061B al puerto de la antena. Estos datos se comparan con los resultados de simulación del modelo 3D en la Figura 10a. Se observa un buen grado de similitud entre los resultados de simulación y los medidos con el analizador de redes.

Por no contar con una cámara anecoica para realizar la medición del diagrama de radiación, se debe ensayar la antena en campo. Para esto se la coloca horizontalmente tal como se muestra en la Figura 9b y se la alimenta con un generador de radio-frecuencia. Luego se relevan los niveles de potencia recibida utilizando un medidor de campo a distintos ángulos y se normalizan respecto del máximo. En la Figura 10b se contrastan los resultados de medición y de simulación. Si bien la resolución con la que se mide no es la misma con la que se simula el modelo, se observa un buen grado de similitud entre medición y simulación.



(a) Columna con red de alimentación



(b) Columna Fabricada

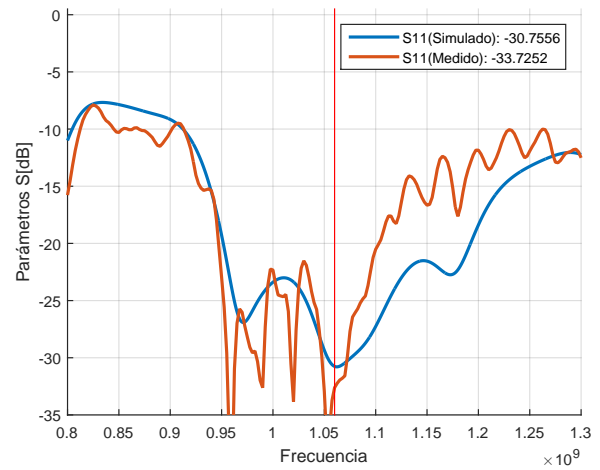
Fig. 9

III. CONCLUSIONES

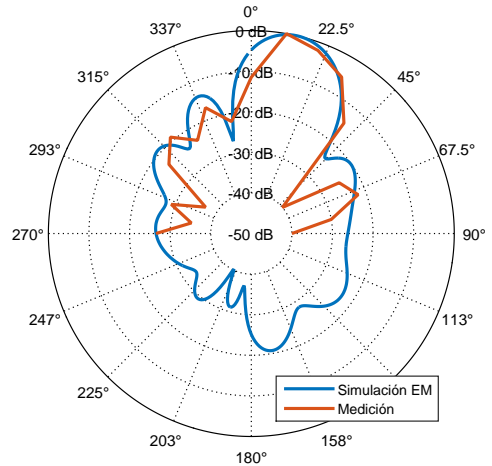
El objetivo de este trabajo es demostrar que la utilización de microcintas con sustrato de aire es una tecnología viable para el diseño de antenas de radar. Este objetivo se cumple satisfactoriamente mediante el diseño, simulación y posterior fabricación de una columna de un sistema más amplio. Se concluye que es viable reemplazar tecnologías costosas por otras más económicas y ampliamente disponibles.

REFERENCES

- [1] M. J. Blefko and W. N. Klimczak, "A secondary surveillance radar (ssr) antenna with integrated difference and sidelobe suppression (sls) channel," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1996. AP-S. Digest*, vol. 2, July 1996, pp. 1146–1149 vol.2.
- [2] A. K. Sharma, C. K. Kumar, and A. Mittal, "Em coupled l-band antenna array for secondary surveillance radar," in *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*, Sept 2009, pp. 1465–1467.
- [3] C.-F. Huang and W.-Y. Chen, "A wideband microstrip array based on air substrate for wireless base-station applications," in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*, April 2013, pp. 1268–1271.



(a) Adaptación del puerto de entrada



(b) Diagrama de Radiación Vertical - Simulado v.s. Medido

Fig. 10

- [4] M. Stevens, *Secondary surveillance radar*. Boston: Artech House, 1988.
- [5] M. Skolnik, *Radar handbook*. New York: McGraw-Hill, 2008.
- [6] H. M. Lee and C. M. Tsai, "Exact synthesis of broadband three-line baluns," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 1, pp. 140–148, Jan 2009.
- [7] C. Balanis, *Antenna theory : analysis and design*. Hoboken, NJ: Wiley Interscience, 2005.
- [8] R. Hansen, *Phased array antennas*. Hoboken, N.J: Wiley, 2009.
- [9] V. Schejbal, P. Bezousek, J. Pidanic, and M. Chyba, "Secondary surveillance radar antenna [antenna designer's notebook]," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, no. 2, pp. 164–170, April 2013.

Red de Microondas para Radar de Vigilancia Secundario Monopulso Implementada con Cintas Planas de Aluminio

Pablo Sonna^{†1}, Raúl Gastaldi^{†2}, Marcela Busnardo^{†3} y Agustín Gutierrez^{†4}

[†]Departamento de Electrónica, Instituto Universitario Aeronáutico
Av. Fuerza Aérea 6500, Córdoba, Córdoba, Argentina

¹psonna@iua.edu.ar, ²rgastaldi@iua.edu.ar, ³mbusnardo@iua.edu.ar, ⁴agutierrez785@alumnos.iua.edu.ar

Abstract—This paper shows the design and simulation of a microwave network capable of generating the required magnitudes and phases to create the three radiation patterns of a Monopulse Secondary Surveillance Radar. The network is designed using a “Flat-Strip” transmission line to avoid using expensive dielectric materials. Two of the most critical microwave elements are fabricated in order to validate the design process.

Resumen— Este trabajo presenta el diseño y simulación de una red de microondas capaz de generar las magnitudes y fases necesarias para crear los tres patrones de radiación requeridos por un Radar de Vigilancia Secundario Monopulso. Se hace uso de una línea de transmisión “Flat-Strip” para evitar el uso de materiales dieléctricos costosos. Se fabrican modelos de evaluación de dos de los elementos de microondas más críticos de la red con el fin de validar el diseño.

I. INTRODUCTION

El Radar de Vigilancia Secundario es un sistema de balizamiento que, mediante la emisión de pulsos de radiofrecuencia y una antena de alta ganancia, permite medir la posición de una aeronave con muy buena precisión. La técnica de Monopulso es ampliamente utilizada en este tipo de radares para mejorar la resolución acimutal en la estimación de la posición. El sistema radiante de un radar secundario monopulso debe implementar tres patrones de radiación independientes: 1) patrón Suma o de Interrogación, 2) patrón Diferencia y 3) Patrón Omnidireccional o de Control. El patrón Suma debe poseer un lóbulo principal de alta ganancia y lóbulos secundarios que no superen los -24 dB respecto del máximo. El patrón Diferencia debe estar formado por dos lóbulos principales de fase contraria, centrados alrededor del lóbulo principal del patrón Suma. Por último, el patrón Omnidireccional debe ser mayor que el patrón Suma en todas direcciones excepto en la del lóbulo principal. Esto se logra generalmente con un arreglo de antenas alimentado por una red de microondas que genere las magnitudes y fases necesarias en cada uno de los elementos [1].

Idealmente, sería deseable optimizar a cada diagrama en forma individual, sin embargo esto eleva la complejidad de la red de microondas que alimenta el arreglo. En [2], por ejemplo, se presenta un método de síntesis que permite ajustar los lóbulos secundarios tanto del patrón Suma y Diferencia en forma simultánea, permitiendo que algunos

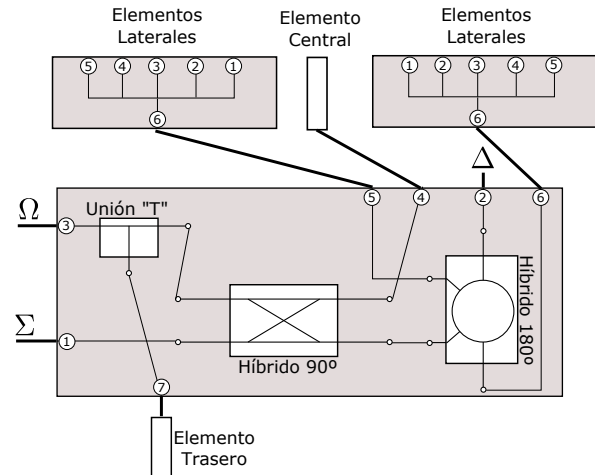


Fig. 1: Red de Distribución Monopulso

elementos compartan la misma alimentación en ambos patrones. Aún para niveles moderados de lóbulos secundarios, la complejidad de la red resulta elevada.

La red monopulso que se presenta en este trabajo se construye utilizando líneas de transmisión “Flat-Strip” [3] cuya estructura consiste de una cinta metálica suspendida entre dos planos de masa paralelos. La ventaja principal de utilizar este tipo de línea respecto a la “Stripline” es que no se requieren materiales dieléctricos costosos para su fabricación. Por otro lado, el inconveniente que se presenta es que la longitud de onda es relativamente grande (28,3 cm). Es por esto que en el diseño que se plantea en este trabajo se pretende en forma prioritaria reducir el tamaño y costo del sistema completo, por lo que se propone una red de alimentación en la que se compartan la mayor cantidad de elementos posibles. En la figura 1 se muestra la red propuesta para la distribución de potencias en las filas del arreglo, que no es más que la red monopulso básica presentada en [1, p. 43] a la que se le agrega un híbrido de 90° para la generación del patrón omnidireccional. La arquitectura de esta red condiciona el diseño del arreglo y los patrones de radiación horizontales ya que no se tiene la libertad de elegir la magnitud y fase de alimentación de los elementos en cada uno de los patrones. Se debe elegir entonces una relación de compromiso que permita cumplir con los parámetros propuestos.

II. DESARROLLO

A. Síntesis de los Patrones de Radiación

El arreglo de antenas que alimenta la red monopulso consta de once columnas con una separación de aproximadamente $0,85\lambda$. El diseño de este arreglo se realiza priorizando el patrón de Interrogación ya que éste determina las performances principales del Radar Secundario. Para lograr los niveles de lóbulos secundarios deseados y mantener un ancho de haz razonablemente pequeño, se utiliza una distribución de Taylor [4] para la síntesis del patrón Suma, la cual se representa gráficamente en la Figura 2. La distribución de intensidades para el patrón Diferencia queda entonces definida ya que, como se observa en la Figura 1, los canales Σ y Δ comparten las mismas magnitudes de alimentación en todas las columnas excepto en la columna central. Por último, el canal Ω permite un grado de libertad para definir la relación de intensidades entre el elemento central y los laterales. Para lograr el patrón deseado se pondera a la columna central y se le invierte la fase respecto a los elementos laterales. Estas dos distribuciones también se representan en la Figura 2. Luego, en la Figura 3 se muestran los patrones sintetizados para cada distribución. Se observa que en el patrón Suma los lóbulos secundarios son substancialmente menores que en el “Diferencia” y se encuentran por debajo de los 24 dB. Por otro lado, el patrón Omnidireccional se encuentra por encima del Suma en todas direcciones excepto en la del lóbulo principal.

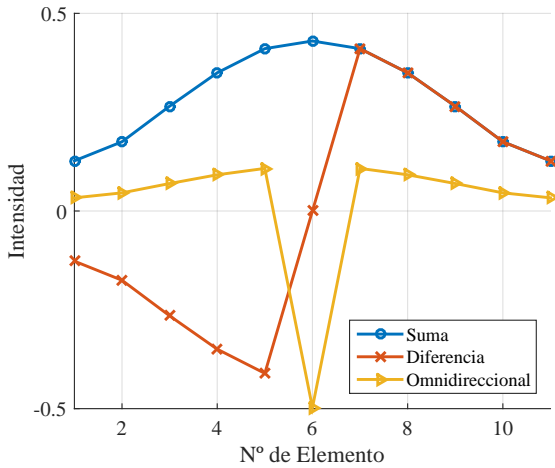


Fig. 2: Distribución de Corrientes por Elemento

B. Geometría de la Línea de Transmisión

En la figura 4 se muestra la vista en corte de una línea de transmisión de cintas planas que puede corresponder a una “Flat-Strip” o “Stripline” dependiendo del tipo de dieléctrico utilizado. Normalmente, cuando se utilizan substratos comerciales, los parámetros “b” y “t” ya vienen preestablecidos. Para el caso de este trabajo éstos deben ser definidos en base a las impedancias características que se deseen implementar. Los cálculos se realizan utilizando las ecuaciones presentadas en [5] ya que estas incluyen diversos efectos como la capacidad de *fringe* que resulta significativo cuando el espesor de la tira es comparable con las otras dimensiones de la línea.

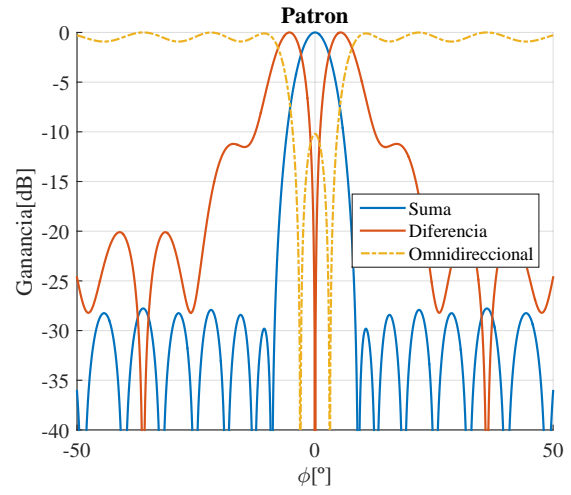


Fig. 3: Patrones Horizontales

Para la fabricación se utilizan láminas de aluminio de 2 mm de espesor, por lo tanto solo resta definir la distancia entre planos de masa “b”. El criterio que se utiliza para hacerlo es de orden práctico, ya que existen limitaciones físicas en cuanto a cuán angostas pueden hacerse las tiras de aluminio sin debilitarlas demasiado. Se desea que la tira de ancho mínimo tenga una impedancia característica mayor a la máxima que se vaya a implementar. En base a cálculos preliminares se establece que la máxima impedancia característica necesaria estará por debajo de los 120 Ω . Para este valor de impedancia y asumiendo que el ancho mínimo de la tira será de 2 mm se llega a que la separación “b” debe ser 14 mm.

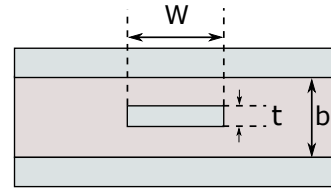


Fig. 4: Geometría de la Línea de Transmisión

C. Diseño de la Red

A partir de las intensidades calculadas para cada columna, se obtienen las especificaciones de la red monopulso y de los divisores de potencia que alimentan las columnas laterales. Éstas se presentan en la Tabla I, en donde los números de puerto se corresponden con los de la Figura 1.

En la Figura 5 se presenta la red monopulso diseñada. Como se observa, el híbrido de 90° se implementa con un acoplador *branchline* [6, p. 343] ya que se adecua mejor que uno de líneas acopladas para los niveles de acoplamiento requeridos. Las ecuaciones 1 y 2 permiten calcular la impedancia característica de las líneas del híbrido para cualquier valor de acoplamiento α y β , cumpliéndose siempre que $\alpha^2 + \beta^2 = 1$, son:

$$Z_2 = Z_0 \alpha \quad (1)$$

$$Z_1 = Z_0 \frac{\alpha}{\beta} \quad (2)$$

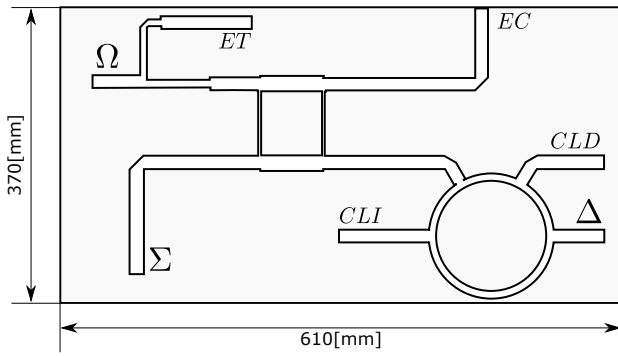


Fig. 5: Red Monopulso

Para el caso particular de este trabajo en el que $\alpha = 0.903$, $\beta = 0.430$ y $Z_0 = 50[\Omega]$, se obtiene que

$$Z_2 = 0.903Z_0 = 45.14\Omega$$

$$Z_1 = 2.1Z_0 = 105\Omega$$

El otro elemento de microondas importante en la red es el híbrido de 180° , el cual se implementa con un acoplador *ratrace* [6, p. 362], en el que se debe asegurar que la impedancia característica del anillo sea 70.71Ω si se desea que el mismo esté adaptado a 50Ω .

En la Figura 6 se presentan los resultados de simulación de la Red Monopulso realizadas con el simulador de onda completa ANSYS HFSS. En la misma se indican los valores para una frecuencia de 1,06 GHz que corresponde al centro de la banda del Radar Secundario. Se observa que los resultados obtenidos se aproximan en forma aceptable a los de la Tabla I.

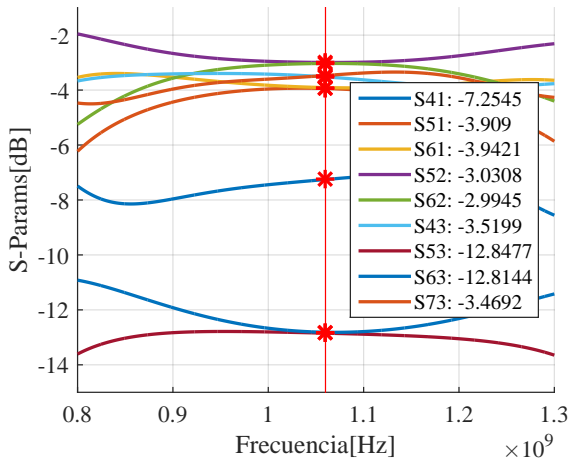


Fig. 6: Simulación de la Red Monopulso

Finalmente, en la Figura 7 se muestra el modelo de simulación de uno de los divisores de potencia laterales. Éstos se realizan utilizando Divisores "T" y se compensan las reflexiones producidas por las discontinuidades en la línea mediante el uso de *stubs* en paralelo. En la figura 8 se presentan los resultados de simulación y nuevamente se observa que hay un buen grado de concordancia con lo requerido en la Tabla I.

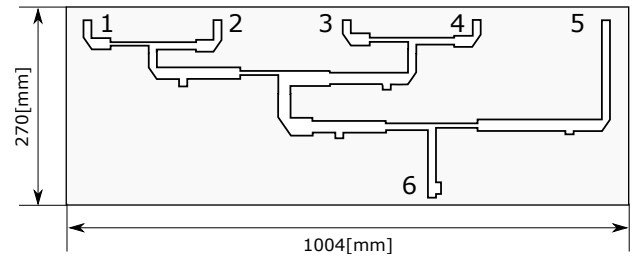


Fig. 7: Divisor de Potencias

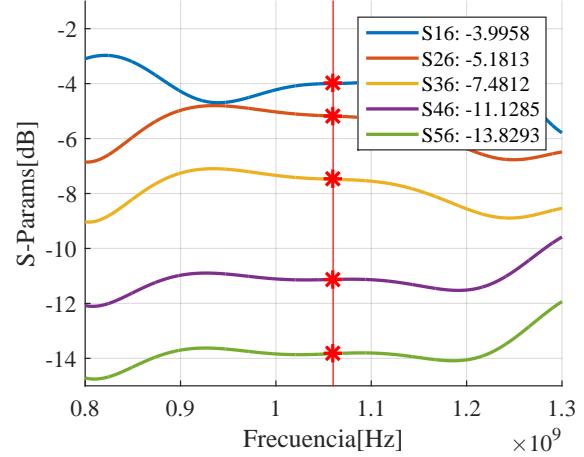


Fig. 8: Simulación del Divisor de Potencias

III. FABRICACIÓN Y MEDICIONES

Con el objetivo de validar los resultados obtenidos en simulación se fabrican los dos acopladores híbridos de la red monopulso. En las Figuras 9 y 10 se muestran las fotografías de los prototipos sin el plano de masa superior. Las mediciones se realizan con un Analizador de Redes Vectorial Agilent E5061B calibrado con el kit de calibración Agilent 85032E con un IFBW de 30 KHz. La incertidumbre en las mediciones se obtiene a través de la herramienta de software VNA Uncertainty Calculator [7].



Fig. 9: Acoplador Híbrido de 180°

En primer lugar se presentan los resultados obtenidos a partir del híbrido de 180° . En la Figura 11 se muestra la diferencia de magnitud acoplada a los puertos de salida cuando se ingresa por el canal Σ y por el canal Δ . En la Figura 12 se muestra la diferencia de fase entre los puertos de salida nuevamente cuando se alimentan los canales Σ y Δ .

Σ			Δ			Ω			Divisor		
	Mag[dB]	Fase[deg]		Mag[dB]	Fase[deg]		Mag[dB]	Fase[deg]		Mag[dB]	Fase[deg]
S_{41}	-7,33	0	S_{42}	-	-	S_{43}	-3,48	180	S_{16}	-3,84	0
S_{51}	-3,90	0	S_{52}	-3,01	0	S_{53}	-11,23	0	S_{26}	-5,24	0
S_{61}	-3,90	0	S_{62}	-3,01	180	S_{63}	-11,23	0	S_{36}	-7,64	0
S_{71}	-	-	S_{72}	-	-	S_{73}	-3,48	180	S_{46}	-11,24	0
									S_{56}	-14,04	0

TABLA I: Parámetros de Transmisión de la Red Monopulso



Fig. 10: Acoplador Híbrido de 90°

Por último se presentan las mediciones del híbrido de 90° y se las contrasta con los resultados de simulación. En la figura 13 se observa que si bien existe una diferencia sistemática entre medición y simulación, la relación de potencias acopladas entre los puertos de salida se mantiene en valores similares. En ambas mediciones, la incertidumbre en la magnitud es 0,1 dB mientras que en la fase no supera los 0,8°.

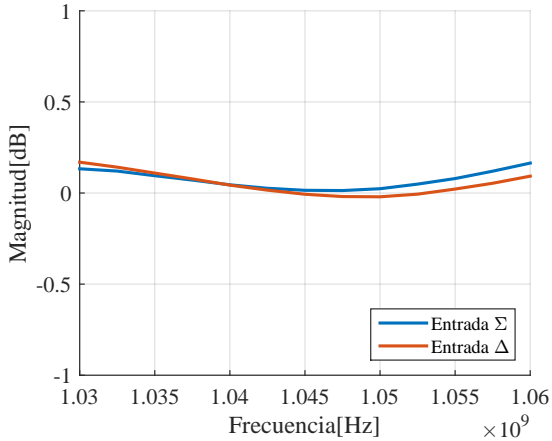


Fig. 11: Balance de Magnitudes del Híbrido de 180°

IV. CONCLUSIONES

El objetivo de este trabajo es diseñar una red de microondas capaz de generar las alimentaciones necesarias para implementar los tres patrones requeridos por un Radar de Vigilancia Secundario, utilizando una tecnología de fabricación que no requiera de la utilización de materiales dieléctricos de costo elevado. Este objetivo ha sido alcanzado y se ha podido validar el diseño mediante la fabricación y posterior medición de dos de los elementos de microondas más importantes de la red. Los resultados obtenidos resultan satisfactorios e indican que el proceso de diseño ha sido el adecuado.

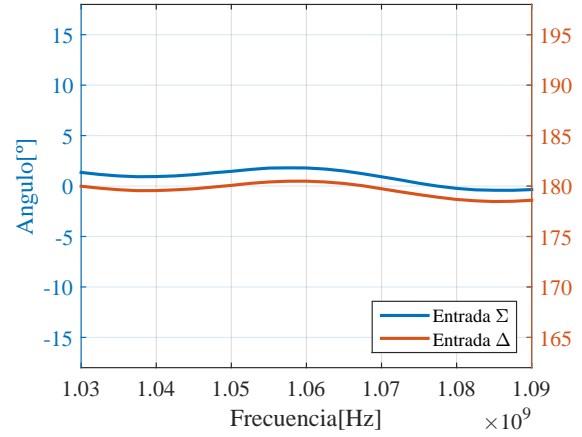


Fig. 12: Balance de Fases del Híbrido de 180°

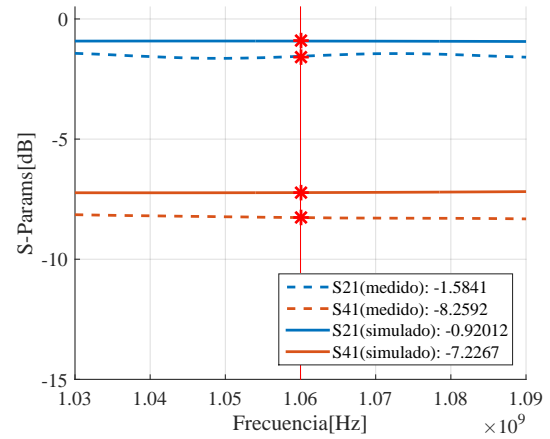


Fig. 13: Mediciones Sobre el Híbrido de 90°

REFERENCES

- [1] M. Stevens, *Secondary surveillance radar*. Boston: Artech House, 1988.
- [2] P. Rocca, A. F. Morabito, T. Isernia, and A. Massa, "Synthesis of arbitrary sidelobes sum and difference patterns with common excitation weights," in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE*, July 2010, pp. 1–4.
- [3] R. M. Barrett, "Microwave printed circuits - a historical survey," *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 3, no. 2, pp. 1–9, March 1955.
- [4] T. T. Taylor, "Design of line-source antennas for narrow beamwidth and low side lobes," *Transactions of the IRE Professional Group on Antennas and Propagation*, vol. 3, no. 1, pp. 16–28, Jan 1955.
- [5] B. Wadell, *Transmission line design handbook*. Boston: Artech House, 1991.
- [6] D. Pozar, *Microwave engineering*. Hoboken, NJ: Wiley, 2012.
- [7] K. Technologies, "Vector network analyzer uncertainty calculator ver. 4.9.6.47," <http://www.keysight.com>, 2016.

Esta página fué dejada intencionalmente en blanco.



Anexo D

Scripts de Matlab

D.1. Síntesis del Diagrama Vertical

```
%% patron_vertical_woodward.m
% Sintesis por el metodo de Woodward Lawson de un
% diagrama tipo  $csc^2$  para con 4 elementos
N=4; %Nro de elementos
m=[-3/2 -1/2 1/2 3/2];
costheta=m*0.404; %Vector costheta
d=0.175; %Separacion entre elementos
k=2*pi/0.283; %Constante de propagacion
b=[0 0.166 1 0.166]; %Muestras del diagrama a aproximar
z=m*d; %Vector de posiciones
a=zeros(1,N);

for n=1:N % Calculo de coeficientes
a(1,n)=1/N*sum(b.*exp(-1i*k*z(n)*costheta));
end

a=a/sqrt(sum(abs(a).^2)) % Normalizacion

sULA=phased.ULA(N,d); %Agrupacion uniforme
sWood=clone(sULA); %Agrupacion con coeficientes
sWood.Taper=a; %calculados con el metodo

%% Ploteo de diagramas
az=-180:.1:180;
el=0;

h1=figure('Position', [500, 100, 650, 430]);
hold on

[Duni,azimut,elevacion]=pattern(sULA,1.06e9,az,el,'CoordinateSystem',
```



```
'rectangular',...
    'Type','powerdb','Normalize',true);
[Dwood,azimut,elevacion]=pattern(sWood,1.06e9,az,el,'CoordinateSystem
    ','rectangular',...
    'Type','powerdb','Normalize',true);
hold on

plot(azimut,Duni,'LineWidth',1.5);
plot(azimut,Dwood,'LineWidth',1.5);

axis([-90 90 -40 0])
grid on
ax = gca;
ax.XTick = -90:20:90;
%ax.YTick = -10:0;
title('');ylabel('Directividad[dB]');xlabel('Elevacion[DEG]');

%% woodward_csc2.m
% Calculo de coeficientes por el metodo de Woodward-Lawson
% para un numero arbitrario de elementos

M=6; %Entero mas cercano a l/lambda, donde l es el largo del arreglo
lambda=1;
k=2*pi/lambda;
d=lambda*0.6; %separacion entre antenas
N=11; % cantidad de elementos
l=N*d; %largo del arreglo

if(mod(M,2)==0)
    m=[-M:-1,1:M];
    costheta=(2*m-sign(m))/2*lambda/l;
else
    m=-M:1:M;
    costheta=m*lambda/l;
end

%Vector de muestras del diagrama a sintetizar
b=[0 0 0 0 0 0 4.4000 2.6400 1.8857 1.4667 1.2000 0];

if(mod(N,2)==0)
    n=[-N/2:-1,1:N/2];
    z=(2*n-sign(n))/2*d;
else
    n=-(N-1)/2:1:(N-1)/2;
    z=n*d;
end

a=zeros(1,N);
for n=1:N
```



```
a(1,n)=1/N*sum(b.*exp(-1i*k*z(n)*costheta));
end

a=a/sqrt(sum(abs(a).^2)); %normalizacion

h0=figure('Position', [500, 100, 600, 400]);
hold on
plot(abs(a),'LineWidth',1.5,'Marker','x')
grid on
title('');ylabel('Intensidad');xlabel('N de Elemento');

h0=figure('Position', [500, 100, 600, 400]);
hold on

plot(angle(a),'LineWidth',1.5,'Marker','x')

grid on
title('');ylabel('Intensidad');xlabel('N de Elemento');
```

D.2. Síntesis del Diagrama Horizontal

```
%% taylor_comparacion.m
% Sintesis con Taylor del diagrama suma
% para distintas dimensiones de la agrupacion

D=0.24;% Separacion horizontal
c=300e6;
fc=1.06e9;
lambda=c/fc;

N=11;% Caso 1: 11 Elementos
w11=taylorwin(N,3,-30);
w11=w11/sqrt(sum(w11.^2));

N=17;% Caso 2: 17 Elementos
w17=taylorwin(N,3,-30);
w17=w17/sqrt(sum(w17.^2));

N=41;% Caso 3: 41 Elementos
w41=taylorwin(N,3,-30);
w41=w41/sqrt(sum(w41.^2));

h0=figure('Position', [500, 100, 600, 400]);
hold on
plot((-5:5)*D,w11,'LineWidth',1.5,'Marker','*')
plot((-8:8)*D,w17,'LineWidth',1.5,'Marker','s')
plot((-20:20)*D,w41,'LineWidth',1.5,'Marker','o')
```



```
axis([-5,5,0,0.5])
ax = gca;
ax.XTick = -5:1:5;
legend('D=2,4 m','D=4 m','D=10 m');
title('');xlabel('Dimension Horizontal [m]');ylabel('Intensidad');
grid on

%% Comparacion de Diagramas

s11=phased.ULA(11,D);
s11.Taper=w11.';

s17=phased.ULA(17,D);
s17.Taper=w17.';

s41=phased.ULA(41,D);
s41.Taper=w41.';

h1=figure('Position',[500,100,600,400]);
az=-180:.1:180;
el=0;
[D11,azimut,elevacion]=pattern(s11,1.06e9,az,el,'CoordinateSystem','
    rectangular',...
    'Type','powerdb','Normalize',true);
plot(azimut,D11,'LineWidth',1.5);
hold on
[D17,azimut,elevacion]=pattern(s17,1.06e9,az,el,'CoordinateSystem','
    rectangular',...
    'Type','powerdb','Normalize',true);
plot(azimut,D17,'LineWidth',1.5,'LineStyle',':');

[D41,azimut,elevacion]=pattern(s41,1.06e9,az,el,'CoordinateSystem','
    rectangular',...
    'Type','powerdb','Normalize',true);
plot(azimut,D41,'LineWidth',1.5,'LineStyle','-');

legend('D=2,4 m','D=4 m','D=10 m');
title('');ylabel('Directividad [dB]');xlabel('Acimut [DEG]');
grid on

axis([-30 30 -40 0])
```

Esta página fué dejada intencionalmente en blanco.

Bibliografía

- [1] M. Stevens, *Secondary surveillance radar*. Boston: Artech House, 1988.
- [2] C. G. Pewsey, W. N. Klimczak, and R. G. Farzin, "An encapsulated dipole shaped beam array for air traffic control," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1992. AP-S. 1992 Digest. Held in Conjunction with: URSI Radio Science Meeting and Nuclear EMP Meeting., IEEE*, June 1992, pp. 1418–1421 vol.3.
- [3] M. J. Blefko and W. N. Klimczak, "A secondary surveillance radar (ssr) antenna with integrated difference and sidelobe suppression (sls) channel," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1996. AP-S. Digest*, vol. 2, July 1996, pp. 1146–1149 vol.2.
- [4] R. M. Barrett, "Microwave printed circuits - a historical survey," *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 3, no. 2, pp. 1–9, March 1955.
- [5] C.-F. Huang and W.-Y. Chen, "A wideband microstrip array based on air substrate for wireless base-station applications," in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*, April 2013, pp. 1268–1271.
- [6] R. Garg, *Microstrip antenna design handbook*. Boston, MA: Artech House, 2001.
- [7] Z. Chen, *Antennas for base stations in wireless communications*. New York: McGraw-Hill, 2009.
- [8] G. Deng and J. Dickson, "Broadband single vertical polarized base station antenna," Jan. 4 2011, uS Patent 7,864,130. [Online]. Available: <https://www.google.com/patents/US7864130>
- [9] M. Zimmerman, "Folded dipole antenna," Sep. 4 2001, uS Patent 6,285,336. [Online]. Available: <https://www.google.com/patents/US6285336>
- [10] B. Edward and D. Rees, "A broadband printed dipole with integrated balun," *Microwave Journal*, pp. 339–344, May 1987.
- [11] L. K. H. Chuang and W. Chen, "A 2.4 ghz polarization-diversity planar printed dipole antenna for wlan and wireless communication applications," *Microwave Journal*, June 2002.
- [12] V. Schejbal, P. Bezousek, J. Pidanic, and M. Chyba, "Secondary surveillance radar antenna [antenna designer's notebook]," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, no. 2, pp. 164–170, April 2013.
- [13] P. Bezousek and V. Schejbal, "Monopulse secondary surveillance radar antenna for air traffic control," *Perners Contact*, vol. 5, no. 5, pp. 21–28, 2011.
- [14] C. Balanis, *Antenna theory : analysis and design*. Hoboken, NJ: Wiley Interscience, 2005.



- [15] T. T. Taylor, "Design of line-source antennas for narrow beamwidth and low side lobes," *Transactions of the IRE Professional Group on Antennas and Propagation*, vol. 3, no. 1, pp. 16–28, Jan 1955.
- [16] M. Skolnik, *Radar handbook*. New York: McGraw-Hill, 2008.
- [17] C. L. Dolph, "A current distribution for broadside arrays which optimizes the relationship between beam width and side-lobe level," *Proceedings of the IRE*, vol. 34, no. 6, pp. 335–348, June 1946.
- [18] D. Pozar, *Microwave engineering*. Hoboken, NJ: Wiley, 2012.
- [19] P. Rocca, A. F. Morabito, T. Isernia, and A. Massa, "Synthesis of arbitrary sidelobes sum and difference patterns with common excitation weights," in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE*, July 2010, pp. 1–4.
- [20] B. Wadell, *Transmission line design handbook*. Boston: Artech House, 1991.
- [21] P. Hannan and M. Balfour, "Simulation of a phased-array antenna in waveguide," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 13, no. 3, pp. 342–353, May 1965.
- [22] H. M. Lee and C. M. Tsai, "Exact synthesis of broadband three-line baluns," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 1, pp. 140–148, Jan 2009.
- [23] R. Hansen, *Phased array antennas*. Hoboken, N.J.: Wiley, 2009.
- [24] "SnP file format," http://na.support.keysight.com/plts/help/WebHelp/FilePrint/SnP_File_Format.htm, accedido: 9/8/2016.
- [25] "Example microstrip to stripline," https://awrcorp.com/download/faq/english/examples/Microstrip_to_Stripline.aspx, accedido: 7/8/2015.
- [26] K. Technologies, "Vector network analyzer uncertainty calculator ver. 4.9.6.47," <http://www.keysight.com>, 2016.