



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
INGENIERIA ELÉCTRICA – TELECOMUNICACIONES

MODELO MATEMÁTICO PARA UNA ANTENA EN ARREGLO DE FASE REFLECTIVO
BASADO
EN ELEMENTOS TIPO SPIRAPHASE

TESIS
QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
DOCTOR EN INGENIERÍA

PRESENTA:
DANIEL SESEÑA MARTÍNEZ

TUTOR PRINCIPAL
DR. OLEKSANDR MARTYNYUK, FACULTAD DE INGENIERIA

CIUDAD UNIVERSITARIA, CD. MX. DICIEMBRE 2017



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón

Secretario: Dr. José María Matías Maruri

1 er. Vocal: Dr. Oleksandr Martynyuk

2 do. Vocal: Dr. Jorge Rodríguez Cuevas

3 er. Vocal: Dr. José Ismael Martínez López

Lugar o lugares donde se realizó la tesis: Ciudad Universitaria, Ciudad de México

TUTOR DE TESIS:

Dr. Oleksandr Martynyuk

FIRMA

Agradecimientos

A Dios, por la vida y el privilegio de disfrutarla plenamente, porque sobre todas las cosas me ha otorgado salud.

A mi gran familia, por todo lo que representan y motivan cada uno de ellos. Mis padres: Enedino y Sofia; mis hermanos: Miguel, Oscar, Arturo y Omar; mis sobrinos: Miguel, Héctor, Renata y León; y mis nuevas motivaciones: Marilú y Sofia Daniela.

A la UNAM, por el privilegio y orgullo de estar en sus aulas, de caminar por sus pasillos, por los conocimientos adquiridos, pero sobre todo por los grandes amigos y personas que he conocido por su conducto.

Al Dr. Oleksandr Martynyuk, por su invaluable apoyo, enseñanza, paciencia y confianza que me otorgó durante el desarrollo de este proyecto. Por su inigualable calidad humana, y su amistad incondicional brindada.

Al los Doctores Jorge Rodríguez e Ismael Martínez, por su particular apoyo e interés en este proyecto como parte de mi comité tutorial.

A todos los integrantes del jurado: Dr. Ramón Gutiérrez Castrejón, Dr. José María Matías Maruri, Dr. Oleksandr Martynyuk, Dr. Jorge Rodríguez Cuevas y Dr. José Ismael Martínez López, por las recomendaciones tan atinadas para la mejora de este trabajo.

A mis amigos de Eutelsat Américas (Satmex), especialmente a César López y al grupo de *Interferometría* por estar siempre interesados en conocer el desarrollo y avance de este proyecto.

A la DGAPA por el apoyo económico recibido para este trabajo a través de los proyectos PAPIIT: IN114116, IN115016 e IN116517.

De la misma manera al CONACYT, por el apoyo económico mediante el proyecto 166106.

Resumen

En este trabajo se propone y analiza una Estructura de Onda de Fuga (EOF) ó Estructura *Leaky-Wave*, basada en dos arreglos reflectivos (ARs) sobrepuestos tipo *espirafase*. Cada AR contiene elementos en forma de apertura anular cargados capacitivamente, y dispuestos en los nodos de una rejilla cuadrada de geometría periódica. La EOF propuesta, realiza escaneo en frecuencia de un haz de radiación cónico, al cambiar el ángulo de apertura del cono $2\theta_0$. Además, la reconfiguración del patrón de radiación se logra al rotar los elementos de los ARs. Se diseñaron, fabricaron y probaron diversas EOF en frecuencias de banda Ka, con diferentes posiciones angulares de las cargas capacitivas en el AR superior, demostrando la capacidad de reconfiguración del patrón de radiación. Se desarrolló un modelo matemático de onda-completa, para optimizar los elementos de los ARs y se desarrolló un modelo matemático simplificado, para predecir las características de radiación de la estructura completa. Experimentalmente se comprobó que un barrido en frecuencia de 36.37 a 39.9 GHz, produce un cambio en el ángulo de elevación θ_0 de 0° a 38° . Así también, cuando las cargas reactivas de los elementos en forma de apertura anular se rotaron 18° , se observó el incremento de θ_0 de 0° a 23° en 36.7 GHz. En general, se observaron buenas coincidencias entre las predicciones teóricas y las mediciones.

Abstract

A leaky-wave structure (LWS) based on two stacked spiraphase-type reflectarrays (RAs) is proposed and analysed in this work. Each RA contains capacitively-loaded ring slot elements arranged at the nodes of a square periodic grid. The proposed LWS performs frequency scanning of a conical beam by changing the cone aperture angle $2\theta_0$. Furthermore, the reconfiguration of the radiation pattern can be achieved by rotating the RA elements. Several Ka-band LWSs with different angular positions of the capacitive loads at the top RA were designed, fabricated and tested to demonstrate the pattern reconfiguration capability. A full-wave mathematical model was developed to optimize the reflectarray elements and a simplified mathematical model was developed to predict the radiation characteristics of the whole structure. It was experimentally proved that frequency sweep from 36.37 to 39.9 GHz leads to the change of the elevation angle θ_0 from 0° to 38° . The increment of θ_0 from 0° to 23° at 36.7 GHz was observed when the reactive loads of the ring-slot elements at the top RA were rotated on the angle 18° . Good agreement between theoretical predictions and measurements was observed.

Índice General

Introducción	1
Objetivo	2
Contribuciones	3
Estructura del Contenido	3
Capítulo 1. Estado del Arte de las Antenas en Arreglo de Fase de Bajo Perfil	5
1.1 Introducción	5
1.2 Principales Aplicaciones de las Antenas en Arreglos de fase de bajo Perfil	8
1.2.1 Sistemas de Radar	8
1.2.2 Sistemas Satelitales	10
1.2.3 Sensores de RF	14
1.3 Principales conceptos de antenas en arreglos de fase	16
1.3.1 El arreglo Reflectivo	16
1.3.2 Arreglos tipo VICTS	19
1.3.3 Arreglos de fase basados en elementos MMIC	22
1.3.4 Antenas de Cavidad Resonante	25
1.4 Desarrollo y conceptos de las Antenas de Onda de Fuga (AOF) / Cavidades Fabry-Pérot (CFP)	27
1.4.1 Actuales desarrollos de las Antena de Onda de Fuga (AOF)	27
1.4.2 Principales características y parámetros de las Antenas de Onda de Fuga	28
1.5 Conclusiones	34
1.6 Referencias	34
Capítulo 2. Desarrollo del Modelo Matemático para la Estructura de Onda de Fuga (EOF) basada en Arreglos Reflectivos	40
2.1 Introducción	40
2.2 El principio de polarización de cambio de fase	40
2.3 El Arreglo Reflectivo Espirafase	42
2.4 Geometría de los elementos de antena	44
2.5 Principio de operación de la estructura propuesta	45
2.6 Modelo Matemático Electromagnético Completo	48
2.6.1 Análisis electrodinámico de la Estructura de Onda de Fuga (EOF)	48
2.6.1.1 Resultado de las simulaciones numéricas del modelo de onda completa	59
2.7 Modelo matemático simplificado	62
2.7.1 Modelo simplificado basado en propagación de modos Floquet entre ARs	62

2.8 Conclusiones	68
2.9 Referencias	69
Capítulo 3. Optimización de la Estructura de Onda de Fuga (EOF)	71
3.1 Introducción	71
3.2 Definición de zonas de propagación	71
3.3 Optimización del elemento unitario	73
3.4 Diseño del Arreglo Reflectivo Inferior	75
3.5 Diseño del Arreglo Reflectivo Superior	78
3.6 Estimación de la característica de radiación y de escaneo de la EOF	82
3.7 Conclusiones	85
3.8 Referencias	86
Capítulo 4. Verificación Experimental de la Estructura de Onda de Fuga (EOF)	87
4.1 Introducción	87
4.2 Implementación del método de verificación experimental	87
4.2 Construcción de los arreglos reflectivos	90
4.3 Resultados experimentales	92
4.3.1 Mediciones para el haz tipo Lápiz ($\theta_0 = 0^\circ$)	92
4.3.2 Mediciones para el haz tipo cono ($\theta_0 > 0^\circ$) y verificación de escaneo de la estructura.	94
4.4 Conclusiones	100
4.5 Referencias	101
Conclusiones	102
Trabajo a Futuro	104



Introducción

Desde finales del siglo pasado se incrementó la cantidad de aplicaciones para antenas de radares y sistemas de comunicación. Las necesidades aún vigentes de multifunción requeridas por los sistemas de radar tales como el reconocimiento de largo alcance, el seguimiento confiable, seguro, capaz y efectivo para múltiples objetivos sólo pueden ser satisfechas por el empleo de antenas en arreglo de fase con escaneo o direccionamiento electrónico. Del mismo modo, por ejemplo, los sistemas de comunicación satelital están migrando al concepto de reconfigurabilidad en vuelo, lo que traerá grandes beneficios, pero con una gran demanda en la flexibilidad de las antenas, ya que se requieren características como la generación de coberturas en forma de múltiples haces capaces de cambiar de forma y posición a gran velocidad.

La característica de reconfigurabilidad no se limita sólo a las antenas del satélite, sino también aplica a las antenas que están sobre los vehículos marítimos, aeronáuticos y terrestres. El concepto de reconfiguración del haz en terminales móviles ya se había empezado a explorar cuando inició el desarrollo de los sistemas de comunicaciones basados en satélites de órbita baja, pero actualmente también se requieren en los sistemas geoestacionarios. Ya sea en las antenas del espacio o tierra se comprueba que los arreglos de fase con direccionamiento electrónico son lo que proveen una mayor fiabilidad que los arreglos de fase mecánicos o híbridos.

Tanto en aplicaciones de radar o comunicaciones ha surgido un nuevo e importante requerimiento para las antenas en arreglo de fase, y que tiene que ver con la característica de bajo perfil. Para el caso de los sistemas de radar existen casos donde se requiere adaptabilidad a superficies curvas, en el caso de las terminales para comunicación vía satélite sobre vehículos móviles, se requiere que las antenas no modifiquen, por ejemplo, la aerodinámica del vehículo o incluso su estética. Otra aplicación donde la característica de bajo perfil es fundamental tiene que ver con las antenas de los sistemas de sensores de RF empleados en la industria automotriz, donde el tamaño es fundamental para no influir en ninguna estructura del automóvil.

Al reto de contar con antenas en arreglo de fase con las características de direccionamiento del haz electrónico y de bajo perfil se le debe agregar también, el bajo costo. Las primeras dos características podrían alcanzarse con arreglos de fase de tipo activo distinguidos por ser de muy alto costo además de complejos y pesados. Solamente la industria militar puede darse el lujo de implementar modernos arreglos de fase activos e investigar el desarrollo de nuevos materiales semiconductores para continuar el impulso de este tipo de arreglos de fase.



Una muy buena opción de arreglos de fase con escaneo electrónico y de bajo costo que se ha investigado fuertemente desde finales de los años 80 del siglo pasado, es el arreglo reflectivo (*Reflectarray Antenna*). Un Arreglo Reflectivo (AR) combina algunas ventajas de los arreglos de fase y las antenas de reflector, obteniendo como resultado una antena con bajas pérdidas, bajos niveles de polarización cruzada y facilidad de fabricación al ser en forma de paneles compatibles con la tecnología de circuitos impresos. Por ello una de las formas más comunes de implementación de los arreglos reflectivos es por medio de parches metálicos impresos sobre un sustrato dieléctrico. Una alternativa interesante a los elementos de tipo parche en un arreglo reflectivo, son los elementos tipo *espirafase* que se adaptan fácilmente a la característica de reconfigurabilidad. La también conocida como antena *espirafase* es en su forma más básica, un AR con elementos espirales de multibrazo cuyo patrón de fase es conmutado por medio de diodos que permiten el corrimiento de fase en la apertura deseada para explorar el haz de la antena. Sin embargo, una de las principales desventajas de los arreglos reflectivos es el volumen total de la estructura dada la necesidad del alimentador como en un reflector típico. Esta necesidad prácticamente la descarta de cualquier aplicación donde sea fundamental la característica de bajo perfil.

En otro sentido, se encuentra que las antenas conocidas como de cavidad resonante (ACR) o antenas de onda de fuga (AOF) o *Leaky-Wave* proveen inmediatamente las características de bajo perfil y simplicidad. Actualmente, son ampliamente estudiadas incluyendo las posibilidades de reconfigurabilidad. Estas antenas basan su principio de operación en una cavidad resonante formada por una superficie totalmente reflectiva (STR) y una superficie parcialmente reflectiva (SPR), la cual se excita desde el interior generando que las ondas experimenten múltiples reflexiones generando un haz directivo en dirección normal de la estructura. En el estudio de estas antenas se emplea exitosamente la teoría de rayos tal como se realiza en óptica en el análisis del interferómetro de *Fabry-Pérot* con el mismo principio de operación, de ahí que estas antenas también sean conocidas como cavidades *Fabry-Perot* (CFP).

Objetivo

En la posibilidad de combinar los conceptos del arreglo reflectivo con el de una AOF, surge el incentivo y objetivo principal de este trabajo, el cual consiste en proponer, investigar y desarrollar el concepto de una estructura de onda de fuga (EOF) basada en dos arreglos reflectivos paralelos tipo *espirafase* con la característica de reconfigurabilidad del haz. El arreglo reflectivo superior opera como una SPR, mientras que el arreglo reflectivo inferior es usado en lugar de una STR.



Contribuciones

Durante el desarrollo de este trabajo se demuestra el cumplimiento con el objetivo planteado, y entonces, es posible indicar también las contribuciones originales que este trabajo plantea:

- La propuesta innovadora de una Estructura de Onda de Fuga (EOF) basada en arreglos reflectivos (ARs), nunca antes planteada, con las características de reconfiguración electrónica del haz y de bajo perfil.
- El desarrollo de un modelo matemático de onda completa basado en un planteamiento de análisis típico de los ARs, que permite predecir las características de radiación y reconfigurabilidad de la estructura, con la importante aportación de considerar las fuentes de voltaje que generan la onda incidente desde el interior de la cavidad resonante. Dicha consideración no se había planteado hasta ahora en los diferentes conceptos de ARs.
- El desarrollo de un modelo matemático simplificado basado en la teoría de rayos y en la propagación de modos Floquet, que demuestra concordancia con el modelo de onda completa y que contribuye al proceso de optimización de la estructura completa.
- La comprobación experimental de los modelos matemáticos, respecto a las características de radiación, escaneo y reconfigurabilidad de la EOF propuesta.

Estructura del Contenido

El presente trabajo escrito se desglosa en 4 capítulos. El primer capítulo describe el estado de arte en la investigación de antenas en arreglo de fase de bajo perfil en donde se destacan las necesidades actuales y futuras de este concepto en las aplicaciones más importantes. Así mismo, se describen las características de los principales conceptos de antenas arreglos de fase, a fin de comprender mejor los fundamentos de la EOF propuesta. El segundo capítulo presenta el planteamiento y desarrollo de los modelos matemáticos de onda completa y simplificado de la EOF propuesta. El modelo de onda completa se desarrolla en base al método de momentos-*Galerkin*, mientras que el modelo simplificado se basa en un planteamiento similar al de la teoría de rayos. En ambos casos la consideración clave corresponde al planteamiento como estructura periódica infinita y la consecuente consideración de modos Floquet.

En el tercer capítulo se plantean las consideraciones para la optimización de la estructura que llevan a la implementación de una estructura simple para la verificación experimental, planteando que sólo por medio de los giros de las cargas reactivas del AR superior se verifique la característica de escaneo y reconfigurabilidad. Se plantea la optimización alrededor de tres escenarios de reflectividad del AR superior con cuatro giros distintos de las cargas reactivas. Finalmente, en el cuarto capítulo se presentan los detalles de la construcción de los arreglos



reflectivos optimizados y mediante los cuales se verifican las características de radiación de la estructura en las condiciones de haz tipo lápiz y tipo cónico. Para este último caso se verifican también las características de escaneo en frecuencia y reconfigurabilidad, verificando la correspondencia con lo estimado por los modelos matemáticos.



Capítulo 1. Estado del Arte de las Antenas en Arreglo de Fase de Bajo Perfil

1.1 Introducción

Las antenas en arreglo de fase en el concepto más simple, consisten de múltiples elementos de antena estacionarios, que son alimentados coherentemente y usan un control variable de fase en cada elemento para dirigir un haz hacia una dirección deseada [1]. Es precisamente, la capacidad para producir un haz directivo que puede ser reposicionado la principal ventaja respecto a las antenas de apertura fija.

De esta manera, las antenas en arreglo de fase aparecen de forma natural como aplicación en sistemas como los de comunicaciones móviles. Sin embargo, su implementación presenta retos importantes tal como la complejidad de diseño de los elementos del arreglo para obtener las características de radiación deseadas. Así mismo, el alto costo hace que en algunos casos como en las aplicaciones de radares, los arreglos de fase sólo sean viables en aplicaciones militares.

La teoría más básica de los arreglos de fase considera elementos de antena idénticos, es decir, con la misma característica de radiación, los cuales radian un patrón de campo electromagnético como arreglo completo en la zona lejana, dado por el producto entre la cantidad vectorial conocida como factor del elemento y una cantidad escalar conocida como el factor del arreglo. De esta manera, el campo eléctrico en la zona lejana se expresa como el producto de ambos factores.

El principio de escaneo puede ser ilustrado al considerar un arreglo lineal con un desplazador de fase conectado a cada elemento de antena, como muestra la figura 1.1. Si todos los elementos idénticos son excitados en fase, las ondas radiadas se suman coherentemente para formar un frente de onda paralelo a la línea donde desembocan los elementos de antena. Este frente de onda es ajustado al controlar la fase de la señal electromagnética en la apertura de cada elemento radiador. En un arreglo lineal con elementos de antena equiespaciados, el haz radiado puede ser dirigido al introducir un corrimiento de fase progresivo entre los elementos sucesivos.

Si θ_0 es el ángulo de exploración con respecto al plano perpendicular del arreglo, entonces, el retraso de fase que es introducido entre las aperturas de la antenna adyacentes puede ser calculado como:

$$\Delta\psi = \frac{2\pi}{\lambda} a \sin \theta_0 \quad (1-1)$$

Donde λ es la longitud de onda de las señales y a es la distancia entre cada elemento del arreglo.

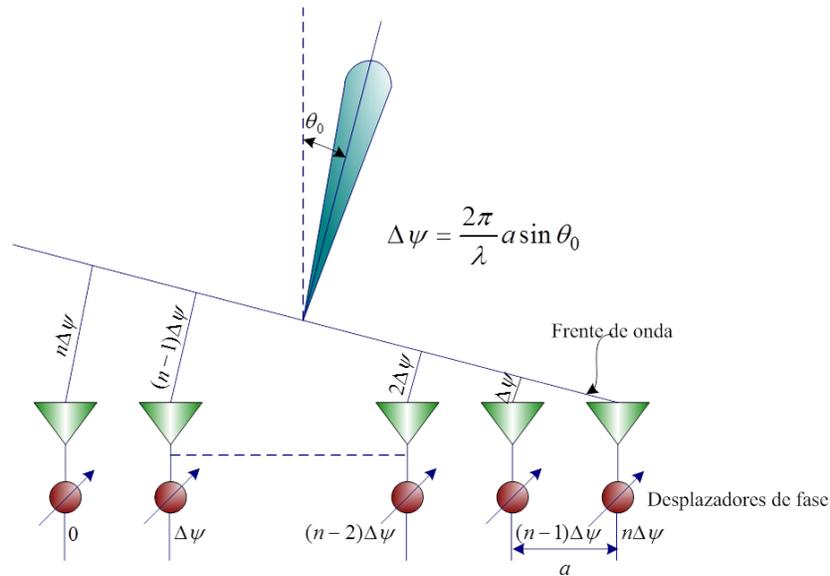


Figura 1.1 Diagrama de un arreglo en escaneo

Otro punto importante a definir en las antenas en arreglo de fase es el esquema de alimentación, para el cual existen tres configuraciones básicas que son la alimentación colectiva, la óptica y la reflectiva. La alimentación colectiva permite una iluminación precisa de control y fase. Para frecuencias altas este tipo de alimentación es implementado generalmente en líneas microcinta compatible con la tecnología planar, sin embargo, se presentan dificultades para trabajar de manera óptima para frecuencias arriba de 10GHz.

Para frecuencias más altas, la alimentación óptica o espacial es una buena opción. Este es un esquema en el que mediante un alimentador simple como una corneta y un lente se realiza una alimentación a distancia de los elementos radiadores que lo hace simple y mucho más barato, aunque debe considerarse la influencia de pequeñas pérdidas por dispersión y reflexión. El tercer esquema conocido como alimentación reflectiva, es también una opción para arreglos de fase en alta frecuencia que ofrece además como ventaja, una mayor simplicidad dado que los controles de fase del arreglo es posible posicionarlos detrás del mismo arreglo. En este esquema, las pérdidas son aún menores, pero presenta el reto del diseño de los elementos reflectores que en general se prefieren sean también desplazadores de fase. La principal dificultad en los arreglos



que funcionan bajo estos dos últimos esquemas de alimentación, consiste en el hecho de que los mismos elementos se utilizan tanto para la recepción como para la transmisión, usualmente con requerimientos distintos.

Esencialmente, las antenas en arreglo de fase se clasifican en dos principales grupos, los arreglos pasivos y activos. Los del tipo activo son llamados así básicamente por el empleo de amplificadores usualmente configurados en un esquema de módulo T/R entre el elemento radiador y el desplazador de fase para cada elemento del arreglo y de esta manera cuentan con control individual de amplitud y fase. En estos arreglos, las pérdidas se compensan mediante amplificación en señal pequeña. Por otra parte, en los arreglos del tipo pasivo los desplazadores de fase están directamente conectados a los elementos radiadores, así ellos soportan toda la potencia de transmisión o reciben directamente las señales en recepción y por lo tanto las pérdidas de los desplazadores de fase incrementan las pérdidas de la antena, lo que reduce la eficiencia de todo el sistema incrementado su figura de ruido. Como consecuencia, en las antenas en arreglo de fase pasivo el contar con desplazadores de fase de bajas pérdidas es una de las mayores prioridades. Además de las diferencias técnicas, el costo marca una clara tendencia entre ambos tipos de arreglos de fase, siendo que los arreglos activos más complejos son mayormente empleados para defensa militar.

Con el uso de circuitos de procesamiento de señales y control, los arreglos adquieren la capacidad para desempeñar múltiples funciones ya sea intercalada o simultáneamente. Generalmente, esas funciones incluyen exploración tridimensional, formación de múltiples haces con iguales o distintos anchos de bandas y conmutación simultánea de dichos haces. La formación de múltiples haces se logra al agrupar los elementos de antena en sub-arreglos, combinándolos en tantas formas diferentes como el número de haces lo requiera. Estas características funcionales se han aprovechado en una gran cantidad de aplicaciones tanto en el desarrollo de radares, como en sistemas de comunicaciones móviles y aeronavegación.

Actualmente resultan de gran interés los desarrollos en antenas en arreglos de fase de bajo perfil, es decir, aquellas que presentan una geometría de tipo plana que se adapta a casi cualquier tipo de superficie, además de ser estructuras compatibles con la tecnología planar de circuitos, lo que potencializa las aplicaciones en que pueden ser empleadas este tipo de antenas. En la siguiente sección se describen las principales aplicaciones y conceptos desarrollados para las antenas en arreglo de fase de bajo perfil.



1.2 Principales Aplicaciones de las Antenas en Arreglos de fase de bajo Perfil

1.2.1 Sistemas de Radar

Históricamente, los requerimientos más demandantes de los sistemas de radar son para objetivos militares y posteriormente las aplicaciones civiles se benefician de los resultados alcanzados de los primeros. Dentro de los principales requerimientos futuros para radares en aplicaciones militares son la adquisición de objetivos por medio de un seguimiento confiable, seguro, capaz y efectivo para múltiples objetivos además logrado con alta precisión en tres dimensiones. Así mismo, no menos importantes son requerimientos tales como el reconocimiento de largo alcance, y reconocimiento de objetivos para asegurar una baja vulnerabilidad contra la amenaza de misiles antirradar [2].

Ya sea para aplicaciones militares o civiles, los sistemas de radar futuros tendrán la principal característica de ser multifunción, lo que lleva al inevitable empleo de antenas en arreglo de fase con direccionamiento electrónico como una opción de bajo costo. En algunos casos se requiere que los radares se adapten a superficies curvas o que tengan cobertura completa en acimut como solución en aplicaciones militares, lo cual se logra para el primer caso con elementos activos formando arreglos de antena conformantes en la superficie requerida y para el segundo caso con un arreglo de volumen (*crow's-nest antenna*) en donde todos los elementos activos se emplean al mismo tiempo. En ambos casos, el costo total está determinado por los elementos de tipo activo que al final son módulos transreceptores que sólo puede disminuir su costo mejorando los métodos de diseño y la manufactura de larga escala.

Sin embargo, para otras aplicaciones de radares, el método convencional continúa siendo hasta ahora el uso de haces angostos logrados con arreglos de fase con escaneo ya sea mecánico o electrónico. Siendo el escaneo mecánico, barato, pero lento y el escaneo electrónico, más rápido pero muy costoso y en ambos casos sólo un área de ancho de haz es escaneada al mismo tiempo. Los radares militares más importantes han tenido grandes e importantes actualizaciones como lo fue para el sistema PATRIOT, actualmente sin rotación mecánica, empleando ahora arreglos de escaneo electrónico de tipo activo de Nitruro de Galio (GaN) con una cobertura de 360°, lo que convierte actualmente al radar PATRIOT en el estado del arte de los radares militares. Con una inversión de 400 millones de dólares se actualizaron en 2012 los 220 sistemas que hay en campo de este radar [3], además, debe incluirse la inversión de *Raytheon* de 150 millones de dólares en el desarrollo del GaN. A pesar de los altos costos, con esta actualización se reducirán los costos de operación y mantenimiento en un 50%. Otros sistemas de radar muestran la misma tendencia de reducción de costos, tal es el caso de los conocidos como Arreglos de Escaneo Activo



Electrónico (AEAE) para los que se pretende en algunos casos, combinar la tecnología comercial disponible en la implementación de diferentes módulos para la reducción de costos, ampliar la flexibilidad y evitar su obsolescencia.

En el caso de los arreglos de fase no activos para el uso en radares hoy en día existen diversas propuestas, que han demostrado su funcionalidad al menos a nivel de simulaciones y mediciones en prototipos, usando principalmente la tecnología de circuitos impresos. Los llamados arreglos de fase multifuncionales (AFM) implementados, por ejemplo, mediante arreglos reflectivos con elementos de geometría distinta a fin de mantener una respuesta de fase lineal en un rango mayor a 360° , mantienen una característica de amplio ancho de banda en el rango de frecuencias deseado. Así mismo, se están explorando técnicas de bajo costo para la formación digital del haz (FDH) que también son de gran importancia para la formación de haces simultáneos en diferentes direcciones angulares, esencial para los radares. De esta manera, el desarrollo de arreglos de fase no activos en aplicaciones para radar, continua en pleno desarrollo de conceptos que permitan en un futuro contar con arreglos de fase de bajo costo con escaneo electrónico y que mejoren la eficiencia de los actuales desarrollos.

En los próximos diez años se espera desarrollar diferentes conceptos entre los que se encuentran, por ejemplo, el perfeccionamiento de las tecnologías como la de múltiple-entrada múltiple-salida ó *MIMO (multiple-input, multiple-Output)*. Los radares MIMO radian simultáneamente señales no-correlacionadas que puede ser en diferentes direcciones o en la misma dirección con frecuencias ortogonales, usando en este último caso, técnicas de multiplexaje por división de frecuencias ortogonales (MDFO). Este tipo de arreglos son también parte de la idea básica del concepto de arreglo imaginario, en el que también, múltiples antenas radian señales no correlacionadas en la misma área, con lo que las señales múltiples reflejadas se reciben por cada una de las antenas receptoras del arreglo. Bajo la suposición del radar más simple compuesto de un sistema de 2 pares de antenas Tx-Rx, las dos señales recibidas debido a las dos transmisiones tendrían una diferencia de fase distinta con su correspondientes frente de fase. El frente de fase menor resultaría si dos antenas receptoras adicionales fueran posicionadas al lado de la antena receptora con el frente de fase menor. Entonces, pueden considerarse antenas receptoras virtuales y las señales recibidas pueden procesarse como señales reales. Dichas antenas receptoras se reflejan en la antena de transmisión y entonces se forma un arreglo virtual sin costo y espacio adicional. En general, los radares MIMO tienen el potencial de ser aplicados a radares de grandes dimensiones al reducir la complejidad y dimensiones.



1.2.2 Sistemas Satelitales

Actualmente los servicios fijo por satélite (SFS) desplegados principalmente en las bandas C y Ku, son diseñados para una misión en particular y bien definida en cuanto a las coberturas, planes de frecuencia y polarización para una posición orbital también definida y por lo tanto, con una capacidad nula o limitada de reconfiguración a lo largo de la vida del satélite. Desde la década pasada, los operadores satelitales, agencias espaciales y en general la industria creen que la tecnología ya está lista para la reconfigurabilidad en vuelo.

Sin duda, la flexibilidad en los satélites comerciales traerá muchos beneficios significativos como lo son, la posibilidad de contar con reemplazos o respaldos en menor tiempo y la adaptación a los rápidos cambios en tecnologías de telecomunicaciones a lo largo de la vida útil de la nave. Dentro de los requerimientos de los operadores satelitales para la flexibilidad en órbita, el más importante es el de la flexibilidad de la cobertura que permita la adaptación de área de cobertura como función de la posición orbital, capacidades de direccionamiento de haz, conmutación de polarización y hasta la generación de nuevas coberturas.

Actualmente existen soluciones que permiten en menor o mayor medida la flexibilidad de cobertura desde el satélite, y que básicamente se clasifican en arreglos pasivos con reconfiguración mecánica, con reconfiguración electrónica y arreglos activos. La primera solución es la más simple y robusta, pero ofrece flexibilidad limitada y la formación de pocos haces al estar basados en dispositivos clásicos como conmutadores, filtros de RF y motores a pasos para el direccionamiento mecánico del haz. En el extremo de estas soluciones se encuentran los arreglos con elementos activos y redes de formación digital de haz que son la solución ideal para la flexibilidad y generación de múltiples haces, sin embargo, presenta grandes inconvenientes en términos de costo, masa y consumo de potencia. Entonces, una solución intermedia sería la basada en arreglos de tipo pasivo con reconfiguración electrónica, objeto de muchos estudios e investigaciones dado que se estima será la opción más redituable en los distintos sistemas satelitales.

Los operadores satelitales consideran que antenas con coberturas adaptativas capaces de crear nuevos haces en nuevas regiones en donde nuevos mercados aparecen durante el ciclo de vida de 15 o 20 años del satélite, contribuiría a obtener un mejor retorno de inversión. Los satélites *Spaceway* [6-7] son el ejemplo de una realidad de un sistema adaptativo basado en haces tipo *hopping* (tipo salto) en banda Ku. Aunque es un sistema simple, aún basado en antenas con elementos activos, pero cuyo éxito muestra la necesidad de disminuir el costo, masa y consumo de potencia que son todavía temas importantes para las actuales y futuras investigaciones en antenas para satélites. Por otro lado, es importante señalar que los sistemas de comunicación móvil en las bandas L y S dedicados principalmente para comunicación móvil marítima puede ser



otra área de desarrollo de antenas en satélites que permitan una mejor reutilización de frecuencias y con ello reducir el tamaño del reflector grande que típicamente se emplea para este tipo de servicios. Sin embargo, no se espera el mismo desarrollo que en bandas de mayor frecuencia, dados los requerimientos de baja velocidad de información, principalmente dedicados para la telefonía de cobertura mundial.

En síntesis, ante algunos segmentos de mercado creciente como la televisión y el internet al hogar, se requerirán nuevos conceptos de las antenas en satélites de comunicaciones que permitan adaptarse a las necesidades cambiantes del mercado para lo cual será necesario contar con antenas multi-misión.

Sin embargo, no sólo las antenas en el satélite deben adaptarse a las exigencias de la reconfigurabilidad, también las antenas o terminales en tierra son un factor clave de todo el sistema. La tendencia para el futuro de las terminales, incluso para las que operan en las bandas convencionales C y Ku, será que las antenas parabólicas típicas se reemplazaran por antenas planares no sólo por la ventaja de la compactibilidad sino también por una cuestión estética. Conforme se han mejorado las condiciones de bajo costo de fabricación y mejoramiento en parámetros como la G/T, estas antenas han empezado a ganar predilección en algunos mercados y aplicaciones. Además, las características de fácil transportación y despliegue en antenas que deben apuntarse a un satélite de comunicaciones son vitales para la milicia que requiere de unidades montadas en vehículos, para agencias gubernamentales en el monitoreo de desastres o para las unidades transportables de las agencias de noticias.

Actualmente existen diferentes soluciones de antenas para vehículos marítimos, aeronáuticos y terrestres capaces de seguir continuamente a un satélite geostacionario o una constelación de satélites LEO. Esencialmente, existen tres conceptos distintos: las antenas mecánicamente dirigibles, sistemas híbridos (combinación de direccionamiento mecánico y electrónico) y los arreglos activos completamente electrónicos. Estos últimos sin un despliegue masivo comercial, cuyos modelos o prototipos construidos están basados en formadores digitales de haz (FDH) que permiten mayor flexibilidad con el empleo de algoritmos adaptativos para las características de direccionamiento y control de potencia del haz. Un ejemplo de estos sistemas es el prototipo *Santana* [8, 9] construido para un sistema de comunicación móvil en banda Ka. Evidentemente los arreglos activos están directamente relacionados con un alto costo de implementación el cual sólo puede decrementarse en caso de tratarse de sistemas con grandes cantidades de elementos. Por otro lado, los conceptos de arreglos completamente electrónicos proporcionan las ventajas de mayor fiabilidad y menor sensibilidad a las fuertes aceleraciones que son comunes en los vehículos en movimiento y que causa imprecisiones o degradaciones en arreglos mecánicos o híbridos. Entonces, por varias razones es prescindible crear y proponer conceptos de arreglos



completamente electrónicos pero que sean capaces de reducir el costo respecto de la solución actual con arreglos activos.

Actualmente hay un creciente mercado de aplicaciones comerciales particularmente en arquitecturas *broadband* para telefonía, entretenimiento y acceso rápido a internet para los pasajeros de distintas aerolíneas, en principio dichos servicios estaban enfocados a un mercado de vuelos de larga duración, pero la tendencia es tener estos servicios en cualquier tipo de vuelo y duración.

Los satélites INMARSAT ya proporcionaban este tipo de servicios en banda L con la ventaja de una cobertura global, pero a la vez limitada en ancho de banda, con tan sólo algunos kHz para todos los tipos de usuarios y servicios. De esta manera la banda Ku es una solución más promisoría en términos de capacidad al tener un mayor ancho de banda disponible, si pero con la desventaja de tener cobertura limitada en rutas oceánicas y polares. Sin embargo, dichas necesidades de cobertura extendidas están siendo satisfechas por los sistemas más modernos desarrollados en banda Ku conocidos como HTS (*High Throughput Satellites*) cuya cobertura está basada en arreglos de multihaces [10,11] con uso principalmente para el servicio de *broadband* aeronáutico.

Las terminales destinadas a este servicio deben cumplir con varios requerimientos, como el tener una geometría que contribuya con una pequeña parte protuberante hacia fuera de la nave debido a que debe evitarse cualquier impacto en la aerodinámica del avión y al consumo de combustible. También, debe cumplirse con la característica de un seguimiento de haz rápido y preciso, especialmente para el enlace de retorno (del avión al satélite) ya que existen limitaciones regulatorias que demandan bajos niveles de los lóbulos laterales para evitar interferencias hacia los satélites adyacentes. Finalmente, también existen requerimientos de vibración, térmicos y de compatibilidad electromagnética (CEM) que son más exigentes que para vehículos terrestres. Nuevamente, soluciones de arreglos de fase con escaneo electrónico son los más cercanos a cumplir con los requerimientos del *broadband* aeronáutico, de ahí que las soluciones con precios accesibles impulsarán su desarrollo incluso en frecuencias más altas.

Inicialmente las antenas destinadas al servicio de comunicaciones en aviones mediante un satélite fueron estudiadas y dirigidas para aplicaciones militares desde el inicio de los noventa del siglo pasado y en aplicaciones civiles siguen siendo hasta ahora interés de un creciente mercado que ha fomentado el desarrollo de las antenas terminales. Como se comentaba anteriormente, en la banda Ku y particularmente en arquitecturas *broadband* es donde mayor crecimiento de aplicaciones existe y por lo tanto, desarrollo de diversos prototipos de antenas.

El primer sistema se introdujo en 2001 con el concepto llamado *e-cabine connect* que como lo menciona su nombre, hacia posible la transmisión y recepción de información usando sistemas



satelitales dentro de la cabina. El montaje de la antena era de tipo reflector parabólico desarrollado por *Rantec* [12]. También al inicio de los 2000s, se introdujo el concepto *conexion-by-boeing* que en principio empleaba arreglos de fase activos, pero al considerarlos complejos de desarrollar prefirió usar una solución más clásica mediante un reflector parabólico de bajo perfil desarrollado por la compañía japonesa *Mitsubishi Electric Company* y denominado MELCO [13]. A pesar de que las actividades de *conexion by Boeing* se suspendieron en 2006, el desarrollo de otros conceptos como el de *Panasonic eXConnect* han mantenido vigente a esta antena en un servicio global de comunicaciones *broadband*.

Específicamente, la antena MELCO tiene un direccionamiento del haz mecánico mediante un plato parabólico de apertura elíptica tipo *cassegrain* de dimensiones 0.68 m x 0.18 m, con una ganancia de 32.2 dBi, anchos de haz a media banda de 1.6° en acimut y 5.6° en elevación para el rango de frecuencias de transmisión de la banda Ku estándar (14.0-14.5 GHz). Incluido tiene un radio transmisor de 32 Watts con el que radia una máxima PIRE de 47.2 dBW, mientras en recepción la caracteriza una G/T de 8.0 dB/K. El error de apuntamiento de esta antena es de 0.25° el cual es monitoreado y en caso de rebasar los 0.5°, las emisiones son inhibidas. El estándar DVB-S2 con código y modulación adaptativa (CMA) aunado a las técnicas de acceso y capacidades de modulación (MF-TDMA, hasta 8PSK) con la posibilidad de usar factores de *spread spectrum* entre 1 y 16 permite operar con una densidad de PIRE apropiada sin generar interferencias, protegiendo los servicios de satélites geoestacionarios vecinos.

Además de la antena MELCO, *Panasonic* desarrolló el sistema llamado AURA LE, el cual contiene un arreglo de fase con direccionamiento mecánico que emplea la tecnología CoMPA (*Coherent Multiplate Antenna*). Está compuesta de dos paneles de polarización dual con capacidad completa en las bandas de transmisión y recepción. Ambos paneles planos se combinan coherentemente para formar un haz elíptico delgado con la capacidad de transmitir/recibir en un rango de ángulo de elevación de 0° a 90°. El sistema AURA LE mejoró aún más en dimensiones al tener actualmente un diámetro de 0.88 m y una altura de apenas 0.17 m. En la banda de recepción tienen la capacidad de recibir en el rango completo de la banda Ku (estándar y extendida) que va de 10.7 a 12.75 GHz mientras que en transmisión lo hace en el rango estándar de 14.0 a 14.5 GHz con anchos de haz de 1.5° en acimut y 4.0° en elevación. La ganancia pico es de 38 dBi alcanzando una PIRE en transmisión de hasta 48 dBW mediante un SSPA de 16 watts. En la recepción, también maneja una mejor G/T que el sistema MELCO al estar en un rango de 10 a 14 dB/K. El error de apuntamiento es menor a 0.2° y las transmisiones son suspendidas cuando supera los 0.35°. Sin embargo, pruebas en un simulador de movimiento de los cambios de orientación en los ejes de referencia a razón de 7 grados/segundo, mostraron que el error de apuntamiento no superó los 0.145° y es menor a 0.1° el 99% del tiempo, mientras que datos de pruebas en vuelo demuestran una desviación estándar para el error de apuntamiento de 0.02°.



Al igual que el sistema MELCO también adopta el estándar DVB-S2 de broadcast sobre satélite CMA hasta 16APSK, en el caso de los enlaces de retorno, la filosofía continúa siendo el proteger otros sistemas satelitales y entonces también maneja un factor *spread spectrum* hasta un valor de 16.

La tendencia hacia las soluciones mediante arreglos de fase con escaneo electrónico ha llevado al desarrollo de distintas propuestas a lo largo de la última década, uno de los más interesantes es el concepto RETINA (*Reliable, Tunable, Inexpensive Antenna*) soportada por una gran cantidad de entidades europeas e implementada por THALES [12], la cual consiste de un arreglo reflectivo montado en la parte superior del avión con gran capacidad de direccionamiento del haz. Otro ejemplo es la antena MIJET propuesta por la compañía *Elbit* basada en arreglos multipaneles con la característica de tener dimensiones que cumplen con las necesidades de bajo perfil.

Otra área de mucha actividad en la investigación de antenas que permitan soluciones de bajo costo y fabricación es la de los sistemas de navegación global por satélite (GNSS) destinados para proveer localización exacta de los receptores móviles. La evolución desde los sistemas de primera generación como GPS, GLONASS y GALILEO hacia los de segunda como WAAS, EGNOS y MSAS genera requerimientos específicos para antenas del tipo elemento simple que actualmente son las más desarrolladas y cuya variedad incluye a antenas tipo helicoidal, tipo parche, cavidad, espiral planar, entre otras, que satisfacen actualmente los requerimientos de polarización cruzada y ganancia en ángulos de elevación bajos. Sin embargo, aún no son suficientemente satisfechas las capacidades de escaneo del haz y la conservación de las características de ganancia y polarización en diferentes ángulos de escaneo, para lo cual debe pasarse de los conceptos de antenas de elemento simple al de antenas en arreglos de fase.

1.2.3 Sensores de RF

Desde inicios de la década de los 2000, el mercado de mayor crecimiento dentro de las aplicaciones de radar civiles son los radares automovilísticos, en donde se prevé que, en algunos años millones de radares se encuentren circulando por las calles. Esto generará un inevitable trabajo para lograr una convivencia sin interferencias entre los diferentes sistemas que ya se encuentran trabajando en varios conceptos y los que se irán materializado en los sistemas más modernos.

Para la industria automotriz, hay todavía una gran cantidad de aplicaciones deseadas donde las antenas son parte crucial para poder cumplir tales misiones llevando los conceptos de estas a un reto importante, principalmente respecto al acomodo dentro de la estructura del automóvil



mientras se mantiene el estilo del cuerpo del mismo. Las aplicaciones pueden clasificarse en diferentes modos desde el tipo radar que involucra aplicaciones como el control de crucero autónomo, conducción autónoma, aviso o evasión de colisión. Otras aplicaciones tienen que ver con la recepción de servicios tipo broadcast de radio y televisión. De todas las variantes posibles, las aplicaciones de tipo radar son las que mayores retos y requerimientos rigurosos demanda para las antenas. Con frecuencias de operación alrededor de los 77 GHz para radares de largo alcance (alcances mínimos de 50 m) y en el caso de radares de corto alcance de 79 GHz que a partir del año 2014 es el nuevo estándar. Actualmente, las soluciones más comunes en antenas para ambos tipos de aplicaciones de radar son de tipo lentes cuasi-ópticos tales como el modelo *Bosch* [14] aunque existen también soluciones con escaneo mecánico [15] y hasta reflectores tipo *Cassegrain*.

Es importante destacar, que tanto las soluciones cuasi-ópticas como de escaneo mecánico, tienden a no cumplir con un requisito fundamental que es el del tamaño, respecto a los de primer tipo, debido a la profundidad necesaria de los lentes y los segundos por el mecanismo de escaneo asociado. De esta forma, los arreglos planares con escaneo electrónico son la mejor opción, sin embargo, los de tipo activo no representan una opción debido al costo. Actualmente, empiezan a destacar arreglos planares basado en lentes *Rotman* o que emplean RF-MEMS que dramáticamente simplifican el tamaño de la unidad de antena con la característica de ser multihaz. En el futuro, más desarrollos de arreglos planares con escaneo electrónico serán necesarios para aplicaciones automotrices incluyendo la banda de frecuencias de 152 a 154 GHz en donde estarán enfocadas las investigaciones próximamente.

Otra línea de desarrollo de los radares automotrices es con los llamados circuitos extremos MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuits*) que pretende incluir las características completas de un radar de 77 GHz en un microchip, de lograrse en el futuro dichos radares, costarían sólo algunos dólares. Ya en frecuencias de 24 y 25 GHz se han desarrollado radares con costos menores a 100 dólares.

Otras áreas de desarrollo de antenas en el área de los sensores RF no menos importantes, son las de identificación por radiofrecuencia conocida como RFID (*Radio Frequency Identification*), en creciente demanda y con el reto de que los diseños sean a la vez eléctricamente pequeños y con alta eficiencia. Otro tipo de radares son los llamados de superficie, empleados para aplicaciones importantes como detección de campos minados, tubería o cableado enterrado, así como en imágenes médicas para la detección de tumores. También para estas aplicaciones, se esperan progresos en las antenas con control electrónico que permitan mejorar la característica adaptativa a diferentes medios dieléctricos como el suelo o el tejido humano.



1.3 Principales conceptos de antenas en arreglos de fase

1.3.1 El arreglo Reflectivo

Un arreglo reflectivo (AR) o también conocido como antena tipo *reflectarray*, consiste de un reflector plano formado por un conjunto de celdas periódicas con elementos radiadores dispuestos en una retícula e iluminadas por un alimentador primario, con lo que se refleja un campo electromagnético con distribución de fase progresiva. El desfaseamiento ajustado de cada celda periódica, genera en conjunto un haz tipo lápiz en la dirección (θ_0, φ_0) deseada.

Las principales ventajas de este tipo de antenas son el bajo nivel de pérdidas, facilidad de fabricación, bajo costo, bajo peso y bajo perfil. Esta última ventaja puede aprovecharse, por ejemplo, para colocarla en paredes de vehículos terrestres o espaciales sin necesidad de estructuras adicionales. En aplicaciones espaciales, se ha estudiado para este tipo de antenas el integrarlas con paneles solares [16]. Otra gran ventaja que en general permite todas las anteriores, es la compatibilidad con la tecnología planar de circuitos.

Sin embargo, también pueden citarse algunas desventajas como lo son un ancho de banda reducido, generalmente con característica resonante, y un volumen amplio, ya que a pesar de que el reflector es plano, la estructura completa tiene un volumen considerable dada la necesidad del alimentador.

El principio de operación de la antena inicia explicándose con el alimentador de la antena realizando alimentación espacial hacia los elementos del arreglo reflectivo, con fases prediseñadas para dispersar y radiar el campo incidente con las fases requeridas para formar un frente de fase plano a la distancia del campo lejano. Dichas fases prediseñadas de todos los elementos, son usadas para compensar las diferentes fases asociadas con la diferencia de longitud de recorrido correspondiente a cada elemento desde el alimentador. Este concepto es similar al usado por un reflector parabólico que utiliza la geometría de su cobertura para formar un frente de fase plano cuando el alimentador se encuentra en el punto focal. Existen diversos métodos para que los elementos reflectivos alcancen el frente de fase plano, una de las tecnologías más utilizadas es la de parches de microcinta y una forma simple que se utiliza para compensar el retraso de fase entre los diferentes elementos es empleando parches del mismo tamaño, pero conectando *stubs* de diferente longitud a cada elemento, otra forma es empleando parches de tamaño distinto. En el caso de usar polarización circular, una técnica es emplear elementos idénticos, pero con diferentes rotaciones angulares para compensar las diferencias de recorrido. Un concepto que ha sido exitosamente demostrado es el arreglo reflectivo tipo *espirafase* basado en resonadores en forma de apertura anular [57].



Para la geometría elegida como elemento para el AR, debe estimarse de forma precisa el corrimiento de fase y las pérdidas disipativas por cada polarización del campo. Dichos parámetros pueden obtenerse de simples modelos de circuitos o de simulaciones computacionales basadas en técnicas de análisis electromagnético de onda completa.

Se ha demostrado, que después de verificar diferentes enfoques para analizar los arreglos reflectivos, el método de momentos (MoM) en el dominio espectral, asumiendo periodicidad local es el que presenta una mejor eficiencia y precisión, siendo capaz de tomar en cuenta valores reales del ángulo de incidencia, polarización y campo radiado por el alimentador. Los actuales tiempos de CPU, permiten el que este método sea muy empleado en los procesos de optimización.

En términos generales, un corrimiento de fase debe ser introducido en cada elemento para producir un haz colimado en cierta dirección. Si consideramos el sistema de coordenadas que se muestra en la figura 1.2, la distribución de fase progresiva en la superficie del arreglo reflectivo que produce un haz en la dirección (θ_b, φ_b) puede expresarse como:

$$\phi(x_i, y_i) = -k_0 \sin \theta_b \cos \varphi_b x_i - k_0 \sin \theta_b \sin \varphi_b y_i \quad (1-2)$$

Donde k_0 es la constante de propagación en el vacío y (x_i, y_i) las coordenadas del elemento i . Mientras que la fase del campo reflejado en cada elemento del arreglo reflectivos se calcula como la fase del campo incidente como un resultado de la propagación desde el alimentador más el corrimiento de fase requerido en cada elemento y se obtiene como:

$$\phi(x_i, y_i) = -k_0 d_i + \phi_R(x_i, y_i) \quad (1-3)$$

Donde $\phi_R(x_i, y_i)$ es la fase del coeficiente de reflexión, o corrimiento de fase para el elemento i , d_i es la distancia desde el centro del alimentador a la celda del elemento i . De las expresiones (1-2) y (1-3) se obtiene que el corrimiento de fase requerido en cada elemento se expresa como:

$$\phi_R = k_0(d_i - (x_i \cos \varphi_b + y_i \sin \varphi_b) \sin \theta_b) \quad (1-4)$$

El corrimiento de fase definido por (1-4) se alcanza al variar algún parámetro geométrico en los elementos del arreglo reflectivo.



Figura 1.2 Geometría y sistema de coordenadas de un arreglo reflectivo

La mayoría de las configuraciones de arreglos reflectivos son periódicos, por lo que el corrimiento de fase y las pérdidas pueden ser calculadas sólo para una celda en donde deben aplicarse condiciones de frontera periódicas. La componente del campo puede ser expresada en cualquier región de la celda periódica como la suma de modos Floquet, lo cual simplifica el análisis cuando una ecuación integral es formulada y resuelta por el Método de Momentos. Dado que las integrales son substituidas por sumatorias en el dominio de la frecuencia, como resultado el problema se vuelve similar a un problema de discontinuidades transversales en guías de onda, en el cual el campo en cada sección de guía de onda es expresado como la sumatoria de modos-*eigen*.

En los arreglos reflectivos es común encontrar configuraciones multicapa que cuyo análisis tendría que plantearse para cada capa y entonces el número de variables desconocidas se incrementaría conforme al número de capas. Para estos casos, un método modular de cálculo es usualmente implementado conocido como matriz de dispersión generalizada (MDG ó GSM) con lo que la respuesta de una celda completa multicapa se obtiene a través de un simple proceso de cascada que sólo requiere operaciones matriciales.

Respecto al diseño específico del elemento a usar en un AR, es posible aproximarlos mediante su estructura como circuito equivalente. Sin embargo, este método no provee suficiente precisión como elemento radiador, debido a que la impedancia de entrada es muy sensible a varios parámetros por lo que siempre es preferible usar un método o herramienta de onda completa asumiendo un arreglo infinito.



Para los ARs se tienen distintas aplicaciones actuales y futuras, un ejemplo es la aplicación en antenas despegables en vehículos espaciales mediante el concepto de un AR tipo membrana y además inflable [16]. Los conceptos probados hasta ahora, están basados en un reflector parabólico con una malla metálica como superficie reflectora tal como la del modelo *Astromesh* [17]. Estas antenas carecen de una capacidad de escaneo de amplio ángulo debido a que conservan una distancia focal relativamente pequeña, además de que existe un riesgo mayor de falla al usar una gran cantidad de dispositivos mecánicos. Sin embargo, con el concepto arreglo reflectivo inflable se han implementado modelos hasta en banda Ka generalmente usando dos membranas, donde una de ellas funciona como plano de tierra. Actualmente continua el desarrollo de materiales para fabricar las membranas usando materiales como el polímero de cristal líquido.

Existe una configuración de AR conocida como configuración doblada (*folded antenna*) que tiene el objetivo de acercarse a una antena de bajo perfil al incluir el alimentador en la propia estructura. Emplea una rejilla polarizadora colocada en forma paralela a un AR ubicado a cierta distancia h . Dicha rejilla actúa como un reflector para el campo eléctrico paralelo al enrejado, pero es transparente a la polarización ortogonal. Esta configuración permite reducir la profundidad de la antena en aproximadamente la mitad de la distancia focal. De manera simple su funcionamiento puede ser descrito de la siguiente forma: La radiación del alimentador generalmente tipo corneta es polarizada de tal forma que es reflejada por la rejilla polarizadora, entonces la onda reflejada se vuelve incidente hacia el AR que se encuentra a la altura del alimentador. Generalmente, el AR es diseñado para dirigir o formar apropiadamente el haz, como por ejemplo girando la polarización por 90° con respecto a la onda incidente y de esta manera el campo eléctrico radiado puede pasar a través del polarizador (rejilla) implementado generalmente como parches impresos en un sustrato dieléctrico ó en forma de ranuras, lo cual ayuda a reducir las pérdidas de inserción. Estos AR se han desarrollado principalmente para polarización lineal y tiene un gran potencial a partir de frecuencias de la banda Ka donde la profundidad de la antena puede reducirse a sólo unos centímetros.

1.3.2 Arreglos tipo VICTS

Basado en una tecnología desarrollada por *Raytheon* [19,20], con un excepcional potencial de bajo costo y alto desempeño existe el concepto de un arreglo de re-configuración mecánica basadas en el concepto del arreglo conocido como *Continuos Transverse Stubs* (CTS) cuya extrapolación deriva en el arreglo *Variable inclination Continuos Transverse Stubs*(VICTS) que tiene las ventajas del bajo perfil, eficiencia óhmica, ancho de banda sintonizable, y robustez mecánica.

El mecanismo de escaneo bidimensional para un arreglo VICTS es 100% mecánico, dado por la rotación simple de dos platos coplanares como lo indica la figura 1.3. Uno de los platos (el superior) compuesto por un enrejado unidimensional de *stubs* radiantes continuos y la segunda (la inferior) compuesta de una o más líneas de fuentes estáticas. Como el nombre lo indica, la rotación mecánica de la placa superior con relación a la inferior sirve para variar la inclinación de los modos incidentes a las placas paralelas y el ángulo de escaneo resultante en el plano de elevación (θ). La rotación común de dos placas en unísono logra la agilidad deseada en la dirección acimut ortogonal (ϕ). El control de polarización es soportado al adicionar capas fijas o giratorias de polarizadores, montadas conforme a la apertura de la placa, consiguiendo de esta manera polarización circular fija o seleccionable y /o polarización lineal orientada arbitrariamente.

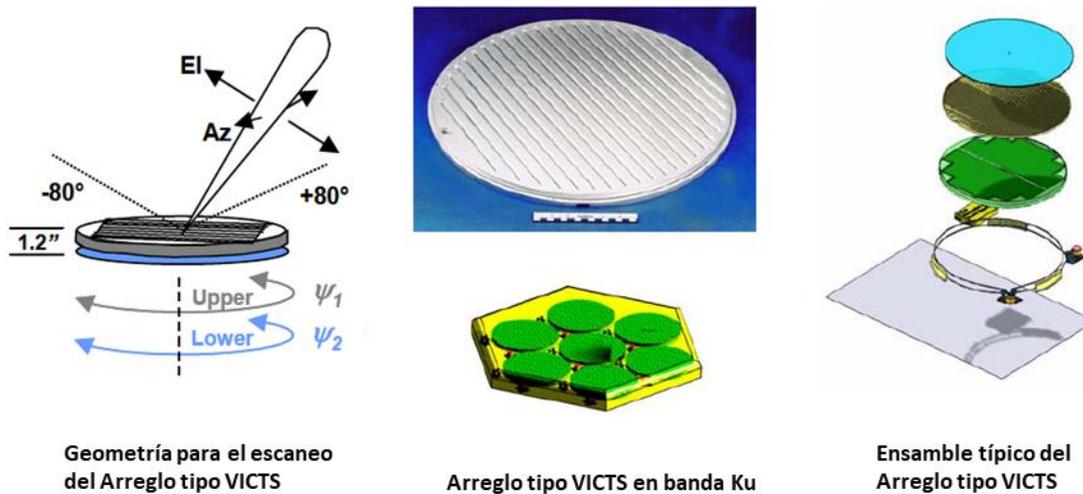


Figura 1.3 – Características del Arreglo tipo VICTS

Para este tipo de arreglos, el espaciamiento del enrejado es función del ángulo de rotación, como lo expresa (1-5) en donde d_x y d_y son los espaciamientos entre los elementos a lo largo de los ejes x y y respectivamente, mientras que γ es el ángulo de rotación.

$$d_x = \frac{d}{\sin \gamma}, d_y = \frac{d}{\sin \gamma} \quad (1-5)$$

El corrimiento de fase entre cada elemento esta dado de la siguiente forma para los lóbulos de difracción (*grating lobes*):

$$\frac{kd_x u}{2} = m\pi, \quad kd_y(v - \sqrt{\epsilon_g})/2 = n\pi \quad (1-6)$$



Donde ϵ_g es la constante dieléctrica efectiva de guía de onda. Para que el lóbulo principal ocurra en el espacio real se da en el caso $m = n = 1$, las variables u y v deben cumplir con:

$$u = \frac{\lambda}{d} \sin \gamma, \quad v = \frac{\lambda}{d} \cos \gamma + \sqrt{\epsilon_g} \quad (1-7)$$

La ecuación (1-7) corresponde a un círculo centrado en $v_0 = \sqrt{\epsilon_g}$ y de radio λ/d , lo cual es consistente con las mediciones realizadas en este tipo de antenas. Lo anterior indica que un arreglo tipo VICTS opera al rotar un lóbulo de difracción (*grating lobe*) hacia el espacio real.

Entre otras características importantes de este tipo de antenas se encuentran: los bajos niveles de lóbulos laterales, capacidad para operar en polarización lineal o circular, alta agilidad mecánica debido a que la geometría del arreglo VICTS es cinemáticamente simple, estática y dinámicamente balanceada por lo que exhibe bajos momentos de inercia y puede alcanzar fácilmente aceleraciones de $600^\circ/s^2$. Actualmente los diseños de estas antenas se han implementado en las bandas Ku (hasta 14.5 GHz), banda Ka (hasta 35 GHz) y banda W (hasta 94 GHz).

El primero de estos arreglos con éxito comercial para la transmisión y recepción de servicios satelitales, fue el modelo *ThinSat* desarrollado por la compañía *Thinkom*. Otro éxito de la misma compañía es el modelo *2Ku* [21], desarrollado para el uso exclusivo de la compañía *GoGo Inc.* que provee servicios de conectividad de internet en aviones. El sistema *2Ku* tiene antenas separadas para transmitir y recibir. Para este modelo, la dirección y polarización del haz formado se determina por la orientación angular relativa de cuatro placas circulares (dos para polarización, uno como alimentador y otro como apertura) que rotan coaxialmente. La orientación del haz es dependiente de la frecuencia, por lo que alinear los haces en las bandas de transmisión y recepción requiere de combinaciones de diferentes ángulos en cada una de las aperturas por separado. Este sistema tiene la característica importante de tener una G/T muy buena aun siendo dependiente del ángulo de escaneo y que va de 10 a 20 dB/K para el rango del ángulo de elevación de 0° a 80° . Esta antena también ha demostrado tener el mejor desempeño bajo las condiciones más críticas del apuntamiento relativo al satélite (específicamente para ángulos de elevación menores a 30° y latitudes mayores a 70°).

Otra característica importante y apreciada de esta antena es que el principal cambio en el ancho del haz es debido al ángulo de elevación, pero es constante a lo largo del eje de azimut, lo cual aunado a técnicas modernas de modulación y codificación permite sobrellevar de buena manera las distintas variables y condiciones de enlace. El sistema *2Ku* es actualmente el sistema con la mejor relación costo beneficio. Aunque deben superarse aún las limitaciones en ángulos de

elevación menores a 30°, además de las propias desventajas que representa un arreglo totalmente mecánico.

1.3.3 Arreglos de fase basados en elementos MMIC

La Tecnología MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuits*) ó de Circuitos Integrados Monolíticos de Microondas en los arreglos de fase, está orientada a generar desplazadores de fase para los elementos radiadores usando tecnología planar de circuitos. Esto permite que de manera simple puedan generarse desplazadores de fase pasivos de tipo digital que como su nombre lo indica, proveen un conjunto discreto de estados de corrimientos de fase mediante varios bits de fase en cascada que incrementan la fase en pasos binarios. Los desplazadores de fase de este tipo tienen la característica de ser inmunes al ruido en las líneas de control de voltaje y tener un consumo de potencia despreciable.

Los corrimientos proporcionan fases de 90° y 180° se implementan típicamente mediante la conmutación de topología de filtros, específicamente conmutando entre redes de filtros paso-alta y paso-baja. Dichas redes se conectan con conmutadores de polo simple ó SPDT (*single-pole double-throw*) como se muestra en la figura 1.4.

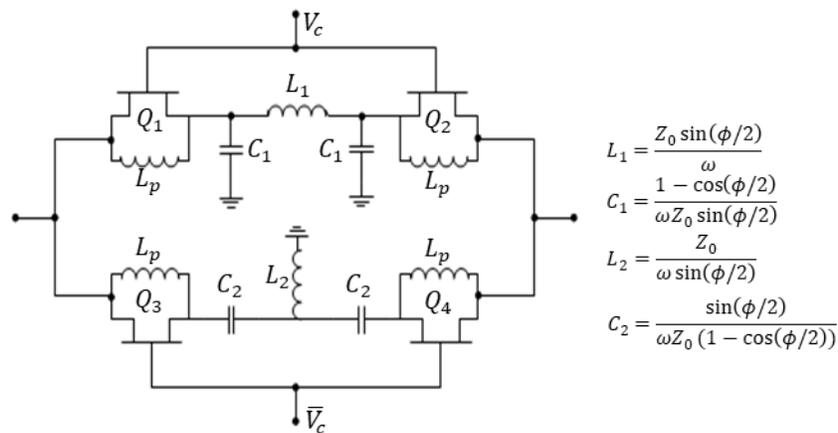


Figura 1.4 – Topología típica empleada en MMIC para corrimientos de 90° y 180°

Con la tecnología MMIC, es posible pensar en el concepto de un arreglo de fase de reconfiguración totalmente electrónica. Uno de los primeros proyectos basados en esta tecnología fue el denominado como NATALIA [22], desarrollado por la ESA (Agencia Espacial Europea) para la creación de un prototipo con el principal objetivo de ser una opción para servicios satelitales sólo en modo recepción en el rango de frecuencia de 10.7 GHz a 12.75 GHz. Este prototipo emplea la tecnología MMIC y otros componentes pasivos para implementar las celdas de radiación elementarias (CRE) cuya topología final necesita de elementos basados en



substratos multicapa y con distintos giros para mejorar la característica de todo el arreglo. Finalmente, cada celda CRE se combina para crear una red formadora de haz (RFH). El diseño MMIC emplea dos etapas de LNA en cascada con los desplazadores de fase, implementados con fase de 4 bits. El prototipo final fue implementado en placas de circuito impreso (PCI). Este proyecto sin duda fue uno de los más importantes en abrir el camino hacia la implementación de arreglos de fase tipo MMIC de bajo costo.

Actualmente, los principales diseños para terminales móviles destinadas al servicio *broadband* por satélite que están basados en paneles implementados con tecnología MMIC son las antenas *Raysat SOTM* [23]. Estas antenas han podido cumplir satisfactoriamente los requerimientos de costo y complejidad de fabricación y desde los primeros diseños han tenido una arquitectura de 4 paneles. La característica multipanel permite optimizar la operación de la antena respecto al volumen que se ha impuesto como límite una altura máxima de 150 mm. En las versiones de sólo recepción (i.e. *SpeedArray 1000*) los cuatro paneles son empleados para operar en modo de recepción, mientras que para aplicaciones VSAT (la familia *EagleArray* o *StealthRay*) emplean tres paneles para la recepción y uno para la transmisión como lo muestra la figura 1.5 en la configuración *EagleArray*.



Figura 1.5 – Antena EagleArray (Foto tomada de [23])

Todos los paneles están montados en una plataforma rotatoria de 82 cm de diámetro. La plataforma es impulsada por el motor de acimut y es libre de girar continuamente en este eje debido a una junta giratoria en el centro. Cada panel también es inclinado mecánicamente en elevación por medio de un pequeño motor a pasos. Todo el sistema permite que la antena busque, identifique y adquiera la señal del satélite deseado y mantenga un apuntamiento preciso mediante el control automático de los ángulos de acimut, elevación y polarización, mientras los vehículos se encuentran en movimiento. Estos modelos de antena están diseñados para operar en polarización lineal.



Los paneles de las antenas son diseñados como arreglos de elementos de apertura radiante de puerto dual, dispuestos en un enrejado rectangular. El tamaño de los elementos y el enrejado son optimizados a fin de alcanzar un número mínimo de elementos de antena y simplificar de esta manera las redes de combinación. La construcción de los paneles usa componentes de costo efectivo y bajo peso tales como rejillas perforadas de aluminio, capas de hule espuma y hasta partes plásticas. Un diseño especial de la caja que contiene a los paneles asegura la supresión efectiva de ondas de superficie. Estas antenas contienen un diseño personalizado de MMIC altamente integrado con cuatro canales, amplificadores y desplazadores de fase de 4 bits a fin de combinar y compensar los corrimientos de fase entre los diferentes paneles dependiendo del ángulo de elevación y al mismo tiempo el offset de polarización requerido.

La adquisición del satélite se obtiene con la información provista por el receptor GPS integrado en la estructura. Un algoritmo implementado de doble etapa, permite un rápido y confiable seguimiento del satélite y enlace de recuperación después de largos periodos de interrupción. El movimiento de la plataforma es compensado a través de un sistema de navegación inercial, sensores de movimiento y rotación (giroscopios). En la fase de seguimiento, la antena se mantiene por si sola apuntada hacia el satélite al seguir una señal de referencia en este. Durante bloqueos de la señal debido a puentes o edificios, los giroscopios mantienen a la antena orientada hacia el satélite hasta que la señal es restablecida, las velocidades para el apuntamiento son de hasta $60^\circ/\text{s}$. Después de una rotación completa, el ángulo de elevación se ajusta cuidadosamente antes de la siguiente rotación. Una vez que se ha encontrado la señal correcta, la fase de adquisición de señal termina y comienza la fase de seguimiento.

Otras características eléctricas importantes de estos sistemas en su versión VSAT (i.e sistema *EagleRay*) son: radiación de una PIRE de 32 dBW empleando un BUC de 3 Watts, mientras en recepción tiene una G/T mayor a 7.6 dB/K para ángulos de elevación mayores a 30° . En general, la antena tiene un campo de vista de 30° a 70° en elevación, mientras que en acimut tiene un campo de vista continuo de 360° .

La evolución en el diseño de este tipo de antenas, será para cubrir las necesidades de operación en una amplia gama de frecuencias, la idea final es tener antenas que, por ejemplo, puedan operar desde la banda Ku hasta la banda Ka. En este sentido, *Raysat* está implementando antenas de panel único con la capacidad de ser de banda dual. Los primeros modelos de este concepto son el *S200* y el *EagleRay7000*, los cuales se definen también como antenas multicapa de banda dual y de tipo inclinado, pero que, con un sólo panel tienen capacidad de operación en frecuencias de recepción de 11.7 a 12.7 GHz y en frecuencias de transmisión de 14.0 a 14.5 GHz,



además de que el campo de vista en el ángulo de elevación mejora al tener capacidad desde 0° a 80° .

Sin duda las antenas implementadas por *Raysat* son soluciones de alta eficiencia, desempeño y confiabilidad, sin embargo, al usar todavía en parte la reconfiguración mecánica posee todavía varias desventajas frente a los arreglos de reconfiguración totalmente electrónica como lo es un menor costo de fabricación, menor peso y mayor agilidad de escaneo de fase.

1.3.4 Antenas de Cavidad Resonante

Los tipos de antena descritos hasta ahora cumplen de manera satisfactoria con las características de bajo perfil y desempeño de directividad en diferentes aplicaciones de telecomunicaciones. Sin embargo, para todos los casos es complicado cumplir con las características de bajo costo y simplicidad. Para cumplir con estos requerimientos deben entrar en el panorama las antenas de cavidad resonante (ACR) que son referidas de distintas formas como: Antenas resonadoras de espacio de banda electromagnética (EBE), antenas de cavidad *Fabry-Pérot* (CFP), antenas de superficie parcialmente reflejantes (ASPR), antenas de onda de fuga (AOF) ó Antenas *Leaky-wave*. La característica distintiva de este tipo de antenas es la capacidad de generar una buena directividad sin la necesidad de usar múltiples elementos radiantes a diferencia de otro tipo de arreglos que requieren de una cantidad mayor de elementos, lo que aumenta el costo y la complejidad.

El principio básico de las ACR es la formación de una cavidad resonante entre una superestructura y un plano de tierra. La cavidad es excitada generalmente desde el centro de la estructura mediante una fuente simple. Las ondas dentro de la cavidad experimentan múltiples reflexiones entre el plano de tierra y la superestructura y así se forma el efecto de una apertura amplia que crea un haz directivo en la dirección normal a la estructura.

Las ACR tienen en general una configuración como la que muestra la figura 1.6. La estructura puede contener un sustrato de grosor h sobre un plano de tierra, cuyo material en general está definido por los parámetros ϵ_r y μ_r . En la parte superior se coloca usualmente una superficie parcialmente reflectiva (SPR) excitada por una fuente simple que en este caso se representa como un dipolo eléctrico horizontal a la mitad del sustrato. Sin embargo, se puede utilizar otro tipo de fuentes como, por ejemplo, un alimentador de guía de onda en forma de ranura en el plano de tierra, o una antena de microcinta (*patch antenna*). En particular, la SPR actúa como una meta-superficie y las ondas dentro del sustrato confinan la potencia que fluye fuera de la fuente en la forma de ondas de fuga ó *leaky-waves* propagándose radialmente. Las propiedades de estas ondas determinan la naturaleza del patrón de radiación principalmente dependiente de las propiedades del sustrato, de la SPR y en un menor grado del tipo de fuente. Sin embargo, la



ubicación de la fuente puede influir fuertemente en el nivel de radiación de la estructura y por lo tanto, tiene un efecto significativo, la impedancia de entrada desde el alimentador [24].

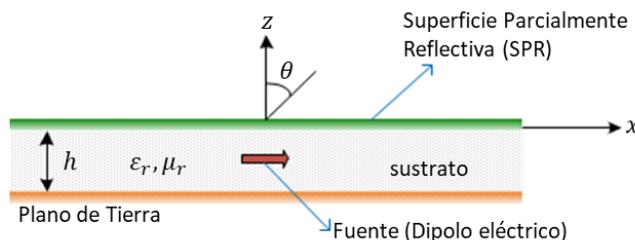


Figura 1.6. Definición simple de una Antena de Onda de Fuga (AOF) o *Leaky Wave* formada por una SPR y un plano de tierra

Varias configuraciones básicas se consideran a partir de la configuración original de una ACR, como lo son: Una pila de capas de alta permitividad puestas por encima de un sustrato, un arreglo periódico bidimensional de parches metálicos o dipolos, un arreglo periódico de ranuras rectangulares en un plano conductor y un arreglo unidimensional de cables conductores o tiras metálicas que pueden realizarse en forma de un circuito impreso. En todos estos casos, el grosor h del sustrato controla directamente el ángulo del haz θ_0 y determina que el haz sea tipo lápiz en la dirección normal a la SPR (*broadside*: $\theta_0=0^\circ$) o cónico ($\theta_0>0^\circ$), mientras que las propiedades geométricas de la SPR controlan el ancho de haz radiado. Por otro lado, para la primera de las configuraciones descritas, el efecto de la arquitectura multicapa es el incremento de la directividad y es posible encontrar que el grosor óptimo de dichas capas va desde un cuarto de longitud de onda hasta un medio de longitud de onda.

La característica de reconfigurabilidad es un reto importante en las AOF y en general de todas las ACR. La capacidad de escaneo es una propiedad inherente de este tipo de antenas, pero que usualmente se alcanza al hacer un barrido de la frecuencia de operación. Sin embargo, para la mayoría de las aplicaciones en comunicaciones es necesario operar en una frecuencia fija durante el escaneo. Es justamente en este tema de la reconfigurabilidad, en donde se concentran las más recientes investigaciones en las AOF. Además, de que los conceptos que permiten esta característica son de manera natural de tipo electrónico, lo que incentiva la investigación en este concepto implementado tanto en su configuración unidimensional (AOF-1D) como en su configuración bidimensional (AOF-2D). En la siguiente sección, se describen las configuraciones más recientes que se han desarrollado para este tipo de antenas con capacidad de reconfigurabilidad. Así mismo, se describen los fundamentos teóricos más importantes desde el punto de vista electromagnético, que ayudan a comprender las características básicas de las antenas LWA.



1.4 Desarrollo y conceptos de las Antenas de Onda de Fuga (AOF) / Cavidades Fabry-Pérot (CFP)

1.4.1 Actuales desarrollos de las Antena de Onda de Fuga (AOF)

El concepto de las antenas de onda de fuga (*leaky-wave antenas*) es conocido desde mediados de la década de 1950. Trentini [25] fue el primero en reportar un medio efectivo para generar un haz angosto con una estructura basada en una superficie parcialmente reflectiva (SPR) sobre un plano de tierra. Diferentes tipos de antenas de onda de fuga han sido propuestas y extensamente estudiadas, particularmente durante la última década. Para explicar las principales características de las configuraciones de una dimensión (1-D) y dos dimensiones (2-D), varias tecnologías y estructuras fueron investigadas [26-33] y nuevos enfoques y métodos fueron desarrollados [34,35] y revisados [36,37]. También han sido propuestos nuevos materiales y configuraciones de AOF para mejorar su directividad [38,39], ancho de banda [40-42] y reducir el perfil de antena al sustituir el plano de tierra del concepto original con una superficie de alta impedancia (SAI) [43-45].

Respecto a las configuraciones 1-D, se ha demostrado reconfigurabilidad electrónica por medio de diodos varactor [46]. Barrido en frecuencia y la excitación de modos de alto orden también se han usado como medios para el escaneo del haz [47,48]. Así mismo, un arreglo periódico de dipolos como SPR y como SAI en lugar de un plano de metal demuestra que el cambio de longitud de los dipolos conduce al cambio en la dirección de apuntamiento y ancho del haz [49]. Para configuraciones 2-D, el uso de diodos varactor es el medio más usual para implementar la capacidad de reconfiguración de una SPR como se muestra en [50-53]. Normalmente, una estructura de onda de fuga 2-D uniforme, forma un haz tipo lápiz en dirección normal a la estructura (*broadside direction*) o un haz cónico con un ángulo de apertura de $2\theta_0$. Sin embargo, en un reciente trabajo, una AOF-2D es electrónicamente reconfigurada para escanear un haz tipo lápiz en los planos de acimut y elevación en una frecuencia única [54]. Para conseguir un escaneo de haz tipo lápiz, una novedosa SAI reconfigurable tipo varactor fue dividida en cuatro sectores, y dos o más sectores fueron sintonizados electrónicamente para asegurar el régimen de la frecuencia de corte, llevando a la reflexión de la onda de fuga y a la formación de un haz tipo lápiz. Sin embargo, el uso de diodos varactor limita la eficiencia de la antena y también esto es altamente dependiente del rango de sintonización del diodo varactor. Consecuentemente, otros trabajos exploran el potencial de alternativas como la aplicación de la tecnología de conmutación RF-MEMS como se describe en [55]. Sin embargo, profundas inquietudes acerca de la confiabilidad de conmutadores MEMS (*Micro Electromechanical Systems*) en frecuencias de microondas han dado lugar a nuevas investigaciones.



1.4.2 Principales características y parámetros de las Antenas de Onda de Fuga (AOF)

La forma más simple de analizar una ACR es cuando se plantea como una antena de Cavidad *Fabry-Pérot* (CFP) llamada así precisamente, por analizarla como se hace en óptica al interferómetro de *Fabry-Pérot*, en el cual se estudian las características de intensidad de señal, analizando las reflexiones de un rayo dentro de la cavidad con espejos parcialmente reflectivos. Al analizar las antenas con este concepto, se considera básicamente un plano de tierra o Superficie Totalmente Reflectiva (STR) y una Superficie Parcialmente Reflectiva (SPR). La figura 1.7 muestra el planteamiento para el análisis de esta estructura mediante la teoría de rayos

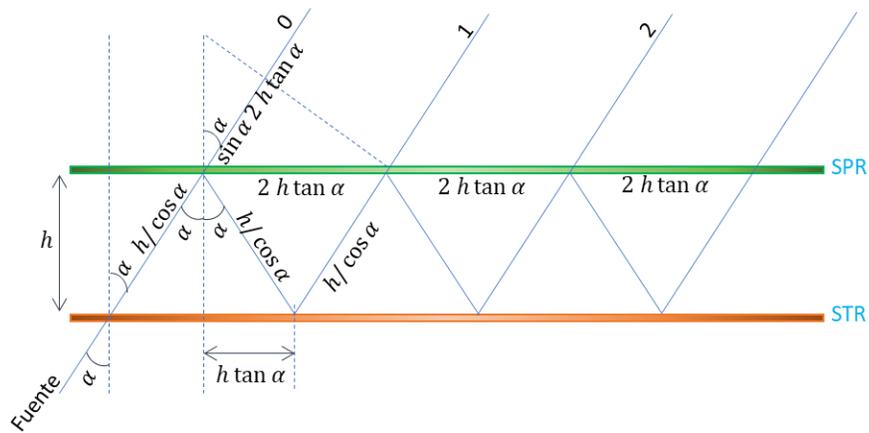


Figura 1.7. Reflexiones múltiples para el modelo de teoría de rayos de una ACR

De la figura anterior y con las relaciones geométricas y de propagación involucradas para la suma de los rayos es posible encontrar la siguiente expresión para la potencia del patrón de radiación total considerando que la fase inducida por el conductor eléctrico perfecto (CEP) que opera como pantalla reflectiva es de π [31]:

$$S = \frac{1 - R^2}{1 + R^2 - 2R \cos\left(\phi - \pi - \frac{4\pi}{\lambda} h \cos \alpha\right)} \quad (1-8)$$

Así también con la condición de resonancia en la dirección de máxima potencia ($\alpha=0^\circ$), es posible encontrar la expresión:

$$h = \left(\frac{\phi}{\pi} - 1\right) \frac{\lambda}{4} + N \frac{\lambda}{2} \quad (1-9)$$

Mediante la cual se explica que la distancia entre la STR y la SPR cuya magnitud del coeficiente de reflexión es casi 1 y la fase π , debe ser de $\lambda/2$ para cumplir con la condición de resonancia.



La misma teoría de rayos, indica que a partir de (1-8) puede obtenerse una expresión para el ancho de banda y ancho del haz a -3 dB que en las cercanías de la frecuencia de resonancia se pueden expresar como [26]:

$$\Delta\theta_{3dB,min} \approx \sqrt{\frac{2}{Q}} \quad (1-10)$$

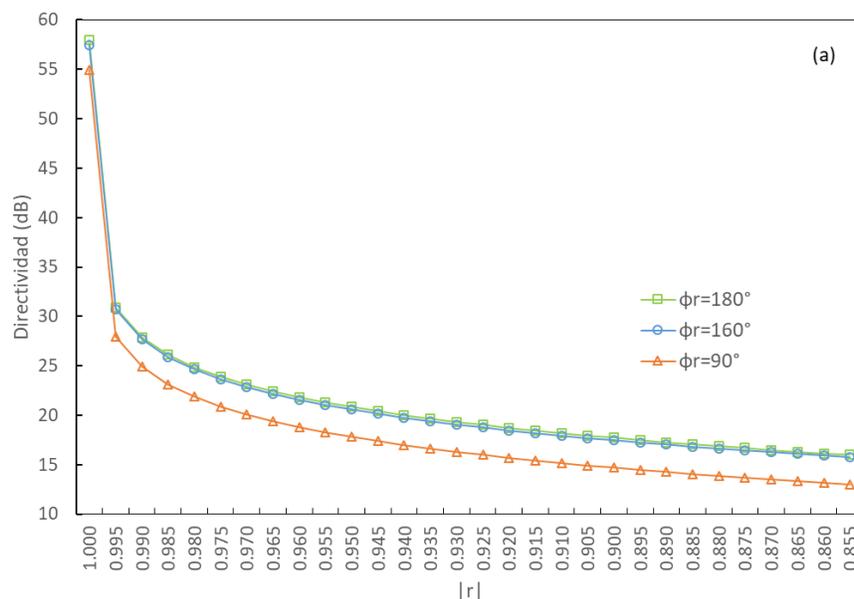
Donde Q es el factor de calidad y puede ser expresado en función de la magnitud y fase del coeficiente de reflexión de la siguiente forma

$$\frac{1}{Q} \approx 2 \frac{1 - |r|}{\phi_r \sqrt{r}} \quad (1-11)$$

Para el caso en el que se considere al haz con un mismo ancho de haz en los planos E y H, la máxima directividad de este tipo de antenas se obtiene aproximadamente como [26]:

$$DIR_{max,dB} \approx 10 \log \frac{26000}{\left(\Delta\theta_{3dB,min} \frac{180}{\pi}\right)} \quad (1-12)$$

Una de las principales características que distingue a las antenas basadas en las CFP es su baja directividad y, por lo tanto, la baja ganancia que alcanzan. La expresión (1-12) junto con las expresiones (1-11) y (1-10) indican la gran dependencia de la directividad de la antena con el coeficiente de reflexión, La figura 1.8 muestra las gráficas del comportamiento de la directividad para cambios de la magnitud y fase del coeficiente de reflexión de la SPR.



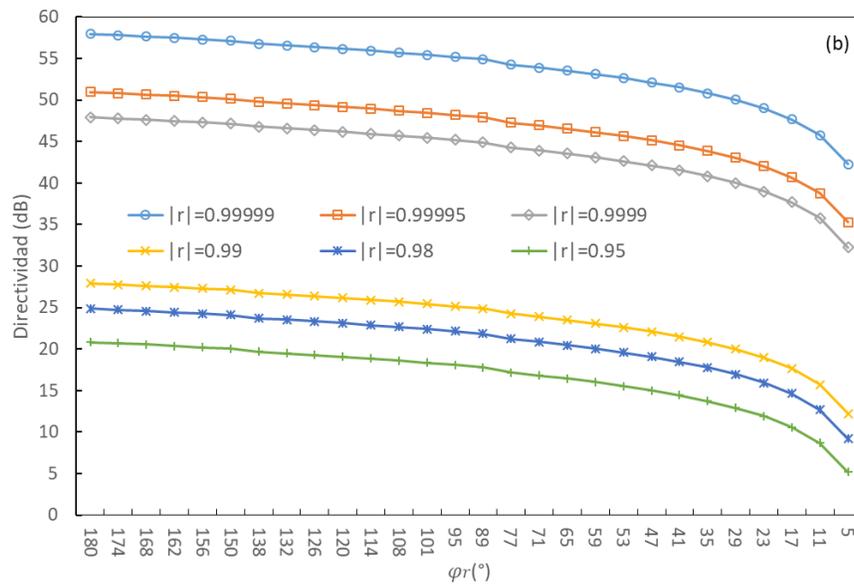


Figura 1.8. Curvas de Directividad de una AOF en función de: (a) la magnitud y (b) la fase del coeficiente de reflexión de la SPR.

En general, se puede observar que una directividad mayor a 30 dB se obtiene para una magnitud del coeficiente de reflexión muy cercana a 1, que es complicado alcanzar en una implementación real, algunos experimentos muestran en mediciones valores entre 0.944 y 0.978 [26]. La gráfica 1.8 (b) muestra que la fase puede generar una pérdida en la directividad, aunque este valor casi siempre se encuentra entre 150° y 180° por lo que las pérdidas por este factor son mínimas.

La baja directividad representa sin duda, la principal desventaja de las antenas basadas en CFP. Como se mencionó anteriormente, se han realizado propuestas que muestran, que es posible mejorar este parámetro mediante el empleo de multicapas usualmente con una separación de cada $\lambda/2$. Es importante recordar que la ventaja de las antenas basadas en cavidades resonantes a parte del bajo perfil es el estar conformadas por un alimentador simple, por lo que, a pesar de la desventaja de la baja directividad, vale la pena el estudio de estas estructuras.

De esta manera, la teoría de rayos satisface y explica el concepto para las AOF en configuraciones simples y con una sola fuente de excitación, sin embargo, la teoría de rayos no satisface la explicación para las configuraciones de multicapas o multi-fuentes de alimentación. Sin embargo, el análisis en la configuración más simple, es el punto de partida para investigar con mayor profundidad cualquier estructura de onda de fuga (EOF).

En la teoría de ondas guiadas, se considera que las AOF pertenecen a la familia de las antenas del tipo de onda viajera que se caracterizan por tener un alimentador simple lanzando una o dos ondas viajeras a través de una estructura guiada. Dichos modos se clasifican como “lentos” o



“rápidos”, con velocidad de fase menor o mayor a la velocidad del espacio libre, respectivamente. Las ondas de superficie son un ejemplo de ondas “lentas” mientras que las ondas de fuga ó *Leaky-waves* son ejemplo de ondas “rápidas”. Los modos que viajan en la estructura guiada controlan la distribución del campo en la apertura radiadora de la antena y luego el mecanismo de radiación asociado. En particular, las AOF se caracterizan por una constante compleja de propagación:

$$\kappa_t = \beta - j\alpha \quad (1-13)$$

Con β menor que κ_0 que es la constante de propagación en el espacio libre.

La onda de fuga viaja en la estructura guiada más rápido que la velocidad de la luz y al mismo tiempo fuga energía a razón de la constante de atenuación α . En el caso sin pérdidas, esta energía es totalmente radiada por la estructura y así el modo de onda de fuga se acopla a la potencia guiada hacia el espacio libre.

De forma general, para comprender el planteamiento de análisis electromagnético en una AOF de tipo periódico, se debe comenzar considerando la estructura como si en esta la SPR fuera un conductor perfecto y entonces todo se analizaría como una guía de onda rectangular, pero al sustituirse la placa de conductor perfecto por la SPR específica, los modos TM y TE se seguirían generando, pero la potencia llevada por cada modo se fugaría hacia la parte superior de la estructura. Así, cada modo paralelo a la placa se convierte en un número de onda complejo κ_t . Las constantes de fase de los modos de fuga (*leaky modes*) son aproximadamente igual a:

$$\beta^{TM} \approx \beta^{TE} \approx \kappa_t \approx \kappa_0 \sin \theta_0 \quad (1-14)$$

La figura 1.9 muestra la propagación radial de modos de fuga tipo placa-paralela (TM y TE) radiando para formar un haz de tipo cónico tal como se describió en la sección 1.3.4.

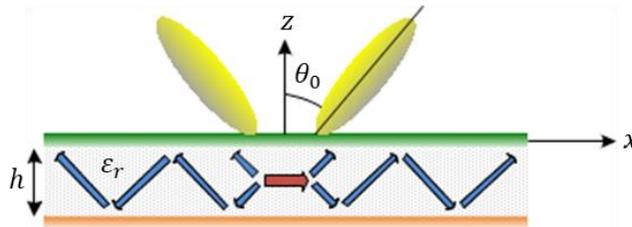


Figura 1.9. Formación del haz cónico en una AOF

Una expresión equivalente a (1-9) para el grosor del sustrato h en términos de ángulo de haz se ha demostrado que es igual a [24]:

$$\kappa_0 h = \pi / \sqrt{n_1^2 - \sin^2 \theta_0} \quad (1-15)$$



Donde $n_1 = \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$. De acuerdo a (1-15) se observa que en la dirección perpendicular a la SPR (*broadside direction*) el grosor se reduce a $h = \lambda/2$, que es la misma condición de resonancia descrita anteriormente por (1-9). A partir de ese punto es posible considerar modos de mayor orden, en tal caso, el numerador de la expresión (1-15) se reemplaza con $n\pi$ pero esto lleva a que el grosor del sustrato sea cada vez mayor, lo cual típicamente no es deseable.

Para el haz en la dirección perpendicular a la SPR, los números de onda complejos de los dos modos de onda de fuga (TM_z y TE_z) son usualmente muy cercanos y lo están más conforme la permitividad del sustrato se incrementa y el haz se hace más angosto. El haz es de esta manera, simétrico tipo lápiz con anchos de haz casi iguales en los planos E y H . Para el haz cónico, conforme el ángulo de escaneo θ_0 se incrementa, los anchos de haz en los planos E y H comienzan a diferir cada vez más. En particular, el ancho de haz del plano H se hace más angosto conforme el ángulo de escaneo θ_0 se incrementa, mientras que el ancho de haz en el plano E se hace más amplio.

Por otra parte, y en el caso específico de las AOF de tipo periódico, el modo dominante es del tipo "lento" ($\beta > k_0$), lo que quiere decir que la onda de fuga (*leaky-wave*) no puede generarse desde el modo dominante. La periodicidad introduce un infinito número de armónicos, de acuerdo al teorema de Floquet, cada uno caracterizado por las constantes de fase:

$$\beta_n d = \beta_0 d + 2n\pi \quad (1-16)$$

Donde d es la longitud periódica de la estructura de onda guiada y β_0 es la constante de fase del modo dominante de la estructura uniforme original, perturbada por la adición de los elementos periódicos. La constante de fase del primer armónico ($n = -1$) sería expresada entonces como $\beta_{-1} = \beta_0 - 2\pi/d$ y entonces la estructura debe diseñarse para cumplir la condición $\beta_{-1} < k_0$. De la misma forma como ocurre para las AOF uniformes (estructuras de onda guiada no periódicas cuyo modo dominante es de tipo "rápido", correspondiente al modo fundamental de guía de onda de placas paralelas), la dirección del haz de la estructura periódica se expresaría como:

$$\sin \theta_m \approx \beta_{-1}/k_0. \quad (1-17)$$

En una AOF periódica se explica bajo la condición $-k_0 < \beta_{-1} < 0$ que la dirección del haz se da hacia ambos lados a la dirección perpendicular a la SPR. Comparadas con las AOF uniformes, las AOF periódicas poseen un mayor rango de escaneo y mayor flexibilidad de diseño, bajas pérdidas, características de radiación flexible y simplicidad mecánica. La mayoría de estas estructuras están basadas en líneas y parches de microcinta y arreglos periódicos de aperturas abiertas en placas paralelas de guía de onda. Como se ha comentado, el modo dominante de AOF periódica es una onda "lenta" que no radia sin importar que la estructura de onda guiada esté o no abierta. Dado



que generalmente se desea que la antena radie un sólo haz, la estructura debe diseñarse de tal manera que sólo el primer armónico ($n = -1$) sea una onda “rápida”. Otra característica a tomar en cuenta de las AOF periódicas es que sufren del problema conocido como *stopband* que lleva a la degradación del haz cuando se aproxima a la dirección perpendicular a la SPR lo cual puede solucionarse con un apropiado diseño de la estructura. Es importante señalar que las AOF basadas en SPR de tipo periódico, son particularmente especiales dado que se consideran AOF cuasi-uniformes, debido a que la radiación todavía ocurre vía los modos fundamentales de guía de onda de placas paralelas, por lo que el coeficiente de reflexión dichos modos determina la característica de radiación de la antena.

En general, los diseños de AOF 2-D (bidimensionales) y en particular los basados en SPR, son los de mayor interés debido a la facilidad de obtener un haz directivo en forma de lápiz en la dirección perpendicular a la estructura (*broadside direction*) o un haz cónico en cualquier otro ángulo deseado. Los métodos de análisis de este tipo de estructuras para obtener la constante de propagación compleja son variados y pueden ser desde el método de resonancia transversal, método de ecuación integral, método de dominio espectral o método de diferencias finitas en dominio de la frecuencia.

El patrón de campo lejano de una AOF 2-D, puede ser calculado por reciprocidad. Para lo cual, el campo lejano es determinado al iluminar la estructura con una onda plana incidente y calculando el campo en la posición de la fuente puntual. En la ausencia de fuentes de radiación, la constante de fase β determina el ángulo de apuntamiento θ_0 del lóbulo principal de la antena y la tasa de escape α determina la iluminación de la apertura radiadora. El patrón de radiación puede ser calculado mediante un modelo simple de circuito de resonancia transversal a partir del cual pueden derivarse expresiones por ejemplo para el ancho de haz. De forma más analítica, puede plantearse un modelo de onda completa por medio del método de momentos (MoM) incluyendo la reciprocidad [28], en donde una ecuación integral del campo eléctrico es determinada aplicando las condiciones de frontera y puede ser resuelta con la técnica *Galerkin* con las funciones base adecuadas para modelar las corrientes.

En este trabajo, se emplean tanto el enfoque de la teoría de rayos como el enfoque desde un planteamiento de onda completa. Como se describirá en el siguiente capítulo, la estructura propuesta está basada en dos arreglos reflectivos tipo *espirafase* sobrepuestos, formando una cavidad resonante. Generalmente, los patrones de radiación de estas estructuras de onda de fuga (EOF) dependen fuertemente de la fase de los coeficientes de reflexión de la SPR superior y la STR o SAI inferior. La fase del coeficiente de reflexión en los elementos *espirafase* puede ser fácilmente ajustada con la ayuda del elemento de rotación [55] en una amplia banda de frecuencias [56]. Además, el cambio de fase en elementos *espirafase* no conduce a la modulación de las pérdidas disipativas y, consecuentemente la variación en la eficiencia de la antena es



suprimida. Así, los arreglos reflectivos tipo espirafase son buenos candidatos a ser usados en las AOF como estructuras de la SPR y la STR.

1.5 Conclusiones

Actualmente las antenas reconfigurables de bajo perfil generan un gran interés debido al crecimiento y expansión de aplicaciones de comunicaciones móviles y de radar operando en frecuencias de microondas. Una solución promisoría que potencialmente conduce a antenas de bajo perfil con reconfiguración electrónica es la antena de onda de fuga (AOF), también conocida como antena de cavidad *Fabry-Pérot* (CFP).

A pesar de los grandes esfuerzos por contar con antenas completamente de reconfiguración electrónica aún se observa que los sistemas actuales más importantes, continúan siendo de reconfiguración mecánica y de tipo activo por lo que básicamente continúan siendo complejas y de alto costo, por lo que resulta de gran interés investigar en antenas que permitan las características de simplicidad, eficiencia y bajo costo. Sin duda el concepto de las antenas AOF es uno de los más importantes a desarrollar, específicamente en la comprensión de los mecanismos para obtener las características de reconfigurabilidad y formación del haz.

Así también, se estima que el concepto del arreglo reflectivo (AR) aplicado a una cavidad resonante es una opción interesante a analizar dado que los ARs han demostrado exitosamente generar la característica de un haz re-orientable. Por lo tanto, para este proyecto es de primordial interés estudiar la forma en que las características de los ARs pueden ser implementados en una configuración con la característica de bajo perfil. La posibilidad de un arreglo de fase en las dimensiones de una cavidad resonante eleva potencialmente el interés como antena en muchas aplicaciones donde se requiere la adecuación en espacios compactos.

1.6 Referencias

- [1] Arun K. Bhattacharyya. Phased Array Antennas (Floquet Analysis, Synthesis, BFNs, and Active Arrays Systems), Wiley series in Microwave and optical Engineering, Kai Chang series editor, 2006.
- [2] Wulf-Dieter Wirth. Radar Techniques Using Array antennas. -2nd Edition 2013.
- [3] Eli Brookner. Advances and Breakthroughs in radars and phased-Arrays. Array-2016, Oct. 18-21 2016, Boston MA.
- [4] Eli Brookner. MIMO radars and their conventional equivalents, 2016 IEEE Radar Methods and Systems Workshop, September 27-28, Kyiv, Ukraine.



- [5] Werner Wiesbeck, Leen Sit. Radar 2020: The Future of Radar Systems. 2014 International Radar Conference.
- [6] Rajeev Gopal, David Whitefield, Steve Arnold. Technology Readiness of future generation networks leveraging regenerative satellite mesh architecture- A Spaceway perspective -, 2006 IEEE Military Communications conference.
- [7] Steven Arnold, Anthony Noerpel, Rajeev Gopal, Sridhar Chandrasekharan. Implementing a mobility architecture for a regenerative satellite mesh architecture (RSM-A) system a Spaceway™ perspective ,2008 IEEE Military Communications Conference.
- [8] A. Starko, A. Dreher, H. Fischer, A. Geise. SANTANA: Advanced Electronically Steerable Antennas at Ka-Band. 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation. 471 – 478.
- [9] S. Holzwarth, A.F. Jacob, A. Dreher, C. Hunscher. Active Antenna Arrays at Ka-Band: Status and Outlook of the SANTANA Project. Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation 2010, pag 1-5.
- [10] Christopher M. Hudson, Eric K. Hall and Glenn D. Colby. AISR Missions on Intelsat EpicNG Ku-band. 2014 IEEE Military Communications Conference.
- [11] Chris McLain, Sunil Panthi, Mark Sturza, and James Hetrick. High Throughput Ku-band Satellites for Aeronautical Applications. MILCOM 2012 - 2012 IEEE Military Communications Conference. Thales Alenia Space.Dec 2007.
- [12] P. Balling, P. Ingvarson, A.Konovlatsev, R.Marin, M. Martinez, C. Renard. Application driven requirements for Antennas in Future Satellite Systems & RF sensors. Antenna Centre of Excellence, Thales Alenia Space, 2007.
- [13] Shigeru Makino. Historical review of reflector antenna systems developed by MELCO. Mitsubishi Electric Corporation. PO03 IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology.
- [14] Thomas Binzer , Michael Klar , and Volker Groß. Development of 77 GHz Radar Lens Antennas for Automotive Applications Based on Given Requirements. 007 2nd International ITG Conference on Antennas.2007: 205-209.
- [15] Wolfgang Menzel, Dietmar Pilz, and Ralf Leberer. A 77-GHz FM/CW Radar Front-End with a Low-Profile Low-Loss Printed Antenna. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Col.47, No.12, December 1999.



- [16] J. Huang and J. A. Encinar. Reflectarray Antennas. Hoboken, NJ:Wiley-IEEE Press, 2007.
- [17] M. W. Thomson. The AstroMesh deployable reflector. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1999. Pages: 1516 – 1519.
- [18] Wolfgang Menzel; Ralf Leberer. Folded reflectarray antennas for shaped beam applications. 2006 First European Conference on Antennas and Propagation, 2006, 1-4.
- [19] Thomas Sikina, Douglas McKay, Kenneth Komisarek, Bradley Porter. Variably Inclined Continuous Transverse Stub-2 antenna. IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology, 2003, 435-440.
- [20] Bradley G. Porter. Closed Form Expression for Antenna Patterns of the Variable Inclination Continuous Transverse Stub. 2010 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology. 2010:164:169.
- [21] Bruce R. Elbert. Aeronautical Broadband for Commercial Aviation: Evaluating the 2Ku Solution. Application Technology Strategy, L.L.C.
- [22] Stefano Vaccaro, Daniel Llorens del Río, Jose Padilla, Rens Baggen. Low cost Ku-band electronic steerable array antenna for mobile satellite communications. Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2011, 2362-2366.
- [23] Mario Gachev, Victor Boyanov, Stanimir Kamenopolsky, Vesselin Peshlov, Borislav Marinov, Plamen Dankov. On-the-move antenna systems for broad-band satellite communications. The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), 2014 2445 – 2449.
- [24] D.R. Jackson, P. Burghignoli, G. Lovat, F. Capolino, Ji Chen, D.R. Wilton, A.A. Oliner. The Fundamental Physics of Directive Beaming at Microwave and Optical Frequencies and the Role of Leaky Waves, Proceedings of The IEEE - PIEEE, vol. 99, no. 10, pp. 1780-1805, 2011.
- [25] Trentini GV. Partially reflective sheet arrays. IRE Trans. Antennas Propag. 1956; 4:666–671.
- [26] Boutayeb H, Denidni TA. Internally excited Fabry-Perot type cavity: Power normalization and directivity evaluation. IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2006; 5:159-162.
- [27] Orr R, Goussetis G, Fusco V. Design method for circularly polarized Fabry-Perot cavity antennas. IEEE Trans. Antennas Propag. 2014; 62:19-26.
- [28] Zhao T, Jackson D, Williams J, Yang D, Oliner A. 2-D periodic leaky-wave antennas-Part I: Metal patch design. IEEE Trans. Antennas Propag. 2005; 53:3505-3514.



- [29] Zhao T, Jackson D, Williams J. 2-D periodic leaky-wave antennas-Part II: Slot design. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2005; 53:3515-3524.
- [30] Guerin N, Enoch S, Tayeb G, Sabouroux P, Vincent P, Legay H. A metallic Fabry-Perot directive antenna. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2006; 54:220-224.
- [31] Feresidis AP, Goussetis G, Wang S, Vardaxoglou JC. Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas, *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2005; 53:209-215.
- [32] Kosmas P, Feresidis AP, Goussetis G. Periodic FDTD analysis of a 2D leaky-wave planar antenna based on dipole frequency selective surfaces. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2007; 55:2006-2012.
- [33] Kelly JR, Kokkinos T, Feresidis AP. Analysis and design of sub-wavelength resonant cavity type 2-D leaky-wave antennas. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2008; 56:2817-2825.
- [34] Lovat G, Burghignoli P, Jackson DR. Fundamental properties and optimization of broadside radiation from uniform leaky-wave antennas. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2006; 54:1442-1452.
- [35] Zhao T, Jackson DR, Williams JT, Oliner AA. General formulas for 2-D leaky-wave antennas. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2005; 53:3525-3533.
- [36] Jackson DR, Caloz C, Itoh T. Leaky-wave antennas. *Proc. IEEE.* 2012; 100:2194-2206.
- [37] Monticone F, Alu A. Leaky-wave theory, techniques, and applications: from microwaves to visible frequencies. *Proc. IEEE.* 2015; 103:793-821.
- [38] Zhang C, Jackson DR, Long Y. Hansen-Woodyard condition for 2-D leaky-wave antennas, *IEEE Trans. Antennas and Propag.* 2014; 62:2351-2360.
- [39] Hosseini A, Capolino F, De Flaviis F. Gain enhancement of a V-band antenna using a Fabry-Perot cavity with a self-sustained all-metal cap with FSS. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2015; 63:909-921.
- [40] Al-Tarifi MA, Anagnostou DE, Amert AK, Whites KW. Bandwidth enhancement of the resonant cavity antenna by using two dielectric superstrates. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2013; 61:1898-1908.
- [41] Mateo-Segura C., Feresidis AP, Goussetis G. Bandwidth enhancement of 2-D leaky-wave antennas with double-layer periodic surfaces. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2014; 62:586-593.



- [42] Konstantinidis K, Feresidis AP, Hall PS. Multilayer partially reflective surfaces for broadband Fabry-Perot cavity antennas. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2014; 62:3474-3481.
- [43] Wang XC, Zhao WS, Hu J, Yin WY. Reconfigurable terahertz leaky-wave antenna using graphene-based high-impedance surface, *IEEE Trans. Nanotech.* 2015; 14:62-69.
- [44] A. Ourir, S.N. Burokur and A. de Lustrac. Electronic Beam Steering of an active metamaterial-based directive subwavelength cavity, *IEEE* 2009.
- [45] A. Ourir, S.N. Burokur and A. de Lustrac. Phased-varyng metamaterial for compact sterable directive antennas, *IEEE Electronic Letters* April 2007.
- [46] Guzman-Quiros R, Gomez-Tornero JL, Weily AR, Guo YJ. Electronically steerable 1-D Fabry-Perot leaky-wave antenna employing a tunable high impedance surface. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2012; 60:5046-5055.
- [47] Slomian I, Sorocki J, Gruszczynski S, Wincza K. Composite right/left-handed leaky-wave antenna with adjustable radiation bandwidth. *J. Electromagn. Waves Appl.* 2016; 30:1054-1063.
- [48] Karmokar DK, Esselle KP, Bird TS. Wideband microstrip leaky-wave antennas with two symmetrical side beams for simultaneous dual-beam scanning. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2016; 64:1262-1269.
- [49] M. García-Vigueras, J. L. Gómez-Tornero, G. Goussetis, A. R. Weily, Y. Jay Guo. 1D-Leaky Wave Antenna Employing Parallel-Plate Waveguide Loaded with PRS and HIS, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, No. 10, pp. 3687-3694, Oct. 2011.
- [50] Weily AR, Bird TS, Jay Guo Y. A reconfigurable high-gain partially reflecting surface antenna. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2011; 56:3382-3390.
- [51] Burokur SN, Piau G, Sabanowski G, de Lustrac A. Active metasurface for low-profile reconfigurable antennas, *Proc. 7th Eur. Conf. Antennas Propag. (EUCAP'13)*, 2013, pp. 1649–1652.
- [52] Debogovic T, Bartolic J, Perruisseau-Carrier J. Array-fed partially reflective surface antenna with independent scanning and beamwidth dynamic control. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2014; 62:446–449.
- [53] Costa F, Monorchio A. Design of subwavelength tunable and steerable Fabry-Perot/leaky wave antennas. *Progress In Electromagnetics Research.* 2011; 111: 467-481.



- [54] Guzmán-Quiros R, Weily AR, Gomez-Tornero JL, Guo Y. J. A Fabry–Pérot antenna with two-dimensional electronic beam scanning. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2016; 64:1536–1541.
- [55] Moghadas H, Daneshmand M, Mousavi P. MEMS-tunable half phase gradient partially reflective surface for beam-shaping. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2015; 63:369–373.
- [56] Martinez-Lopez L, Rodriguez-Cuevas J, Martynyuk AE, et al. Wideband-reconfigurable reflect arrays based on rotating loaded split rings. *J Electromagn Waves Appl.* 2015; 29:218–232.
- [57] Martynyuk AE, Lopez JI, Martynyuk NA. Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators. *IEEE Trans Antennas Propag.* 2004; 52:142–153.



Capítulo 2. Desarrollo del Modelo Matemático para la Estructura de Onda de Fuga (EOF) basada en Arreglos Reflectivos

2.1 Introducción

Las antenas de cavidad resonante representan una de las mejores opciones en la investigación de antenas en arreglo de fase de bajo perfil, por las características de simplicidad y bajo costo. Por lo que en este proyecto se eligió específicamente el concepto de la antena de onda de fuga (AOF) ó *leaky-wave antenna* como base principal para investigar la característica de reconfigurabilidad electrónica de una antena de bajo perfil. Dicha característica se explora bajo el principio de operación de los arreglos reflectivos. Específicamente, se estudia el uso de elementos *espirafase* que han demostrado su funcionalidad y facilidad de implementación para la aplicación directa en polarización circular.

En este capítulo se presentan los conceptos, métodos y retos para plantear el desarrollo de modelos matemáticos que describan las características y parámetros principales de lo que sería una antena de cavidad resonante reconfigurable basada en arreglos reflectivos (ARs) que usualmente son estudiados con alimentación espacial desde una fuente frente al arreglo. Por ello, el principal reto que presenta el modelado matemático de la estructura de este proyecto, es considerar la alimentación desde la parte inferior de la estructura a fin de cumplir con la característica de bajo perfil. Así mismo, debe asegurarse una alta reflectividad que permita las múltiples reflexiones dentro de la estructura y la correspondiente radiación hacia el espacio libre.

2.2 El principio de polarización de cambio de fase

El principio de cambio de fase se trata de una serie de resultados dados a conocer por A. Gardner Fox en la década de los 40s del siglo pasado [1], a partir del planteamiento de un desplazador de fase ajustable de tipo mecánico cuyo corrimiento de fase se suministra por medio de un ajuste rotatorio. Introdujo el concepto de las secciones diferenciales de corrimientos de fase



implementadas en guía de onda circular que en su concepto más simple se explican cómo convertidores de polarización circular a lineal y viceversa para el caso de secciones diferenciales de 90° .

El resultado más interesante es para la sección diferencial de 180° cuyo concepto puede comprenderse a partir de la figura 2.1, donde las ondas linealmente polarizadas representadas por el vector \vec{E} están siendo introducidas desde la parte frontal de la sección y estas están polarizadas en un ángulo θ con respecto al eje A . El vector E puede ser descompuesto en las componentes a y b a lo largo de los ejes A y B . Se asume que la componente del eje A viaja a mayor velocidad que la componente del eje B con el resultado de que, a la salida al otro lado de la sección, la componente b' queda rezagada en tiempo con respecto de a' por 180 grados o media longitud de onda ($\lambda/2$). Por lo tanto, en un plano fijo en la posición de a' , la componente del eje B estará señalando en la dirección opuesta de b' , tal como se indica por b'' . Ahora, cuando a' y b'' son sumadas vectorialmente, la resultante será una onda linealmente polarizada representada por E' que está polarizada en un ángulo θ en sentido contrario al de la entrada respecto al eje A . Podemos concluir entonces, que el efecto de una sección diferencial de $\Delta 180^\circ$ sobre las ondas linealmente polarizadas es causar una rotación del ángulo de polarización en la dirección del eje A de 2θ , o dos veces el ángulo entre el eje A y la polarización de entrada. Si el eje B se eligiera como eje de referencia, se obtendría el mismo resultado. Lo anterior indicaría entonces, que media vuelta de la sección diferencial de 180° causará que el vector de salida gire a través de una circunferencia completa y regrese a su posición original.

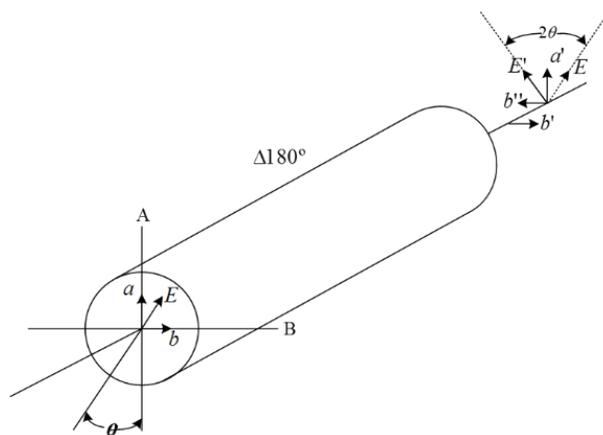


Figura 2.1 Sección diferencial de 180°

Para el caso de una onda circularmente polarizada (OCP) a la entrada de esta sección diferencial, el resultado es el mismo que para una onda polarizada linealmente. Si se considera una onda de polarización circular derecha (OPCD), esta puede verse como un vector linealmente polarizado que gira en el sentido de las manecillas del reloj a la entrada de la sección diferencial. Luego,



debido a que el ángulo entre este vector de entrada y el eje A está constantemente incrementándose, entonces se podría demostrar que el ángulo del vector de salida está constantemente incrementándose en la dirección contraria a las manecillas del reloj. Por lo tanto, otra propiedad interesante de la sección $\Delta 180^\circ$ es que convierte las ondas de polarización circular derecha en ondas de polarización circular izquierda y viceversa.

También para las OPCD, si se examina el patrón del campo que existe en un instante de tiempo en particular, el ángulo instantáneo del vector de salida dependerá del ángulo instantáneo del vector de entrada con respecto a los ejes de referencia de la sección (A y B). Por lo tanto, al rotar la sección diferencial, el vector de salida puede ser rotado instantáneamente. Esta propiedad es de suma importancia para la implementación de un desplazador de fase.

Para el caso de antenas en arreglo de fase, el uso de los desplazadores de fase giratorios permite asignar fácilmente el desfase a cada elemento del arreglo con sólo girarlo conforme se requiera obteniendo una fase igual al doble ángulo de giro (2θ) como se describió anteriormente y como indica la figura 2.1. Como consecuencia, estos desplazadores tienen la característica de tener bajas pérdidas y gran capacidad de obtenerse configuraciones más sencillas de alimentación para el arreglo. Un punto importante a tomar en cuenta, es que las secciones diferenciales se optimizan perfectamente sólo en una frecuencia, este efecto resultará en algunos errores como los son pequeñas pérdidas en la linealidad de corrimientos de fase en relación a la posición del rotor, variaciones pequeñas de la impedancia de entrada conforme el rotor es girado y el desarrollo de una pequeña componente del campo ortogonal a la polarización de salida (componente de polarización cruzada). Este último error, es el más inquietante por las anomalías que se presentan en la potencia transmitida y en los cambios de fase, de ahí que el diseño del elemento giratorio es clave para la disminución de la onda producida en la polarización contraria.

Así, el principio de polarización de cambio de fase aplicado a un desplazador de fase tipo giratorio asegura un desplazamiento de fase controlado de manera simple. Un desplazador de fase de este tipo posee bajos niveles de pérdidas debido a su naturaleza mecánica, y de esta manera se sitúa como un modelo esencial a seguir en el diseño de antenas en arreglo de fase.

2.3 El Arreglo Reflectivo Espirafase

A mediados de la década de los 70s del siglo pasado, el concepto de elementos espirafase aplicado a un arreglo reflectivo fue desarrollado por Phelan [2], donde conmutando diodos como los ilustrados en la figura 2.2, para elementos en forma de una espiral de cuatro brazos se planteó para formar un arreglo reflectivo polarizado circularmente, que escaneaba electrónicamente su haz principal en amplios ángulos desde la dirección de máxima radiación. Esto fue posible debido a que al rotar angularmente un elemento radiador circularmente polarizado, la propagación de



su fase eléctrica también cambiaba en una cantidad proporcional a la cantidad de rotación de acuerdo al principio de cambio de polarización descrito en la sección anterior. Al conmutar los diodos para activar diferentes pares de los brazos de la espiral, no sólo la fase podía ser ajustada para formar un haz co-fásico en el campo lejano, sino también era posible escanear electrónicamente el haz en amplios ángulos.

Sin embargo, debido a las características físicas de la espiral como lo era su considerable profundidad (cavidad) de los brazos, así como los grandes componentes electrónicos (circuitos de polarización de los diodos), este arreglo reflectivo espirafase era todavía muy voluminoso y pesado. Su eficiencia de apertura era todavía relativamente pobre en particular debido al gran tamaño de sus elementos y espaciamiento que son características inherentes al radiador de brazo de espiral. En particular, para frecuencias altas el espaciamiento entre elemento llegaba a ser significativamente más grande que $\lambda/2$, lo cual podría llevar a obtener lóbulos máximos laterales indeseados ó lóbulos de difracción (*grating lobes*) y por lo tanto una pobre eficiencia.

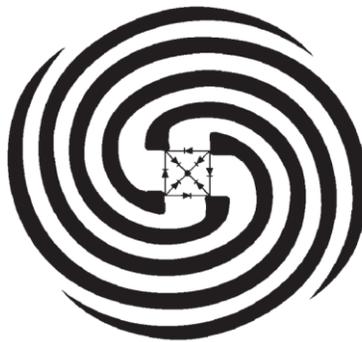


Figura 2.2 Elemento de 4 brazos espirales con conmutación de diodos al centro, propuesta por Phelan[2]

La conmutación electrónica de los dipolos que forma cada brazo de la espiral, es equivalente a la rotación del elemento en un ángulo γ resultando en un corrimiento de fase adicional de 2γ en la onda reflejada circularmente polarizada. Este primer arreglo reflectivo se fabricó en banda C y demostró características de escaneo aceptables en el sector angular de $\pm 45^\circ$. Durante las décadas de los 80s y 90s no se continuaron con muchos esfuerzos en el desarrollo de este concepto. Es hasta este siglo, cuando los elementos espirafase vuelven a adquirir interés, encontrando que elementos basados en ranuras anulares con cortos y cargas reactivas han demostrado tener un mejor ancho de banda comparado con los dipolos tipo espiral [3]-[5] así también, una mejora considerable para el escaneo en un amplio ángulo [6]. Es precisamente el uso de elementos en forma de ranuras o aperturas anulares propuestos en los citados trabajos, las que se usan en este trabajo y de las que se describen sus principales características a continuación.



2.4 Geometría de los elementos de antena

Está comprobada la eficiencia de los arreglos planares reflectivos basados en aperturas anulares o anillos ranurados en forma de arreglos periódicos bidimensionales, conocidos como superficies selectivas de frecuencia (SSF). Básicamente, la diferencia entre una configuración y otra corresponde en la forma de dar el corrimiento de fase en cada elemento a fin de obtener la exploración del haz principal. El corrimiento de fase se obtiene desde el empleo métodos electrónicos como el uso de diodos PIN [7]- [9], hasta cargas reactivas con micromotores [10]. Por lo anterior, es razonable proponer la geometría de apertura anular ó anillo ranurado como elemento principal en la propuesta de antena en arreglo de fase de este proyecto.

El uso de las aperturas anulares en los arreglos reflectivos, es apoyado desde el punto de vista de la teoría de superficies selectivas de frecuencia (SSF), debido a que la forma geométrica de los elementos de antena determina algunos parámetros importantes de desempeño como el ancho de banda, niveles de polarización cruzada y manejo de polarización. De esta manera, una de las SSF con mejores características es la que presenta elementos de aperturas anulares cuya geometría se muestra en la figura 2.3, con diámetro interior r_a y diámetro exterior r_b que soporta adecuadamente el manejo de la polarización circular. Además, esta geometría representa una forma simple de aplicar el principio de polarización de cambio de fase y posee excelentes características de filtro paso-banda cuando se presenta un enrejado con este tipo de elementos [11] además de bajas pérdidas de inserción y un bajo nivel de polarización cruzada [12].

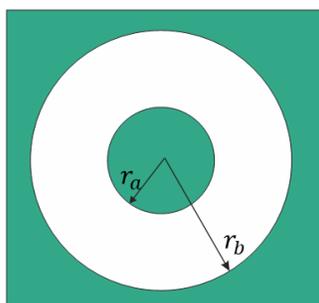


Figura 2.3 Geometría de la apertura anular ó anillo ranurado

Para las aperturas anulares, puede considerarse un circuito paralelo resonante como su circuito eléctrico equivalente, la resonancia ocurre cuando el diámetro medio de la apertura anular es aproximadamente igual a λ/π [7]. Lo anterior tiene una explicación físicamente posible, al construir un modelo simple considerando el circuito equivalente como el mostrado en la figura 2.4. En esta estructura la energía magnética es almacenada principalmente debido a las corrientes eléctricas I_r e I_l que fluyen a través de las partes derecha e izquierda del anillo conductor exterior, respectivamente. La energía eléctrica es almacenada debido a la

concentración de campo eléctrico en la apertura anular. Entonces, el circuito equivalente corresponde a un circuito resonante paralelo con dos inductores del mismo valor L_i y L_d , y un capacitor C_1 cuya frecuencia de resonancia está dada por $\omega_{or} = \sqrt{(2/L_r C_1)}$

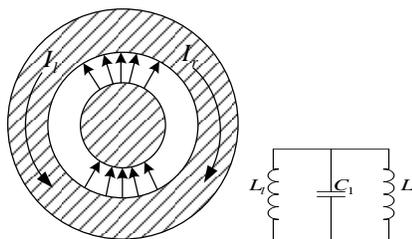


Figura 2.4 Circuito eléctrico resonante de la apertura anular

La frecuencia de resonancia puede ser predicha al conocer básicamente el radio medio y anchura de la ranura del anillo. Hablando del conjunto de elementos que forman una SSF, la frecuencia de resonancia también depende de las dimensiones de la celda unitaria, del grosor y la permitividad eléctrica del dieléctrico empelado generalmente como soporte de la SSF. Si el principio de polarización de cambio de fase aplica, radialmente debe introducirse un cambio físico a fin de asegurar la diferencia de fase entre componentes ortogonales. La forma de hacer cumplir el principio de cambio de fase sería en teoría, colocando una pantalla metálica a una distancia de $\lambda/4$ debido a que en la frecuencia de resonancia la estructura es transparente a cualquier componente y entonces la onda reflejada tendrá un coeficiente de reflexión de aproximadamente 1. Mientras que para la componente ortogonal se debe de reflejar con un coeficiente de reflexión de aproximadamente -1, lográndolo al hacer coincidir esta componente con cortos metálicos y entonces es reflejada debido a las corrientes eléctricas inducidas a través de dichos cortos. Es común encontrar que los cortos metálicos se sustituyan por diodos p-i-n [9], o algún otro tipo de cargas reactivas que funcionan como elementos de sintonización del arreglo [13] demostrándose en cada uno de los distintos casos, que los elementos en forma de aperturas anulares ofrecen excelentes características de operación.

2.5 Principio de operación de la estructura propuesta

La Estructura de Onda de Fuga (EOF) propuesta, está compuesta por dos arreglos reflectivos (ARs) separados por una capa de aire de espesor h como lo muestra la figura 2.5. De acuerdo al principio de las cavidades *Fabry-Pérot*, el arreglo reflectivo (AR) inferior actúa como una superficie totalmente reflectiva (STR) mientras que el AR superior actúa como una superficie parcialmente reflectiva (SPR).

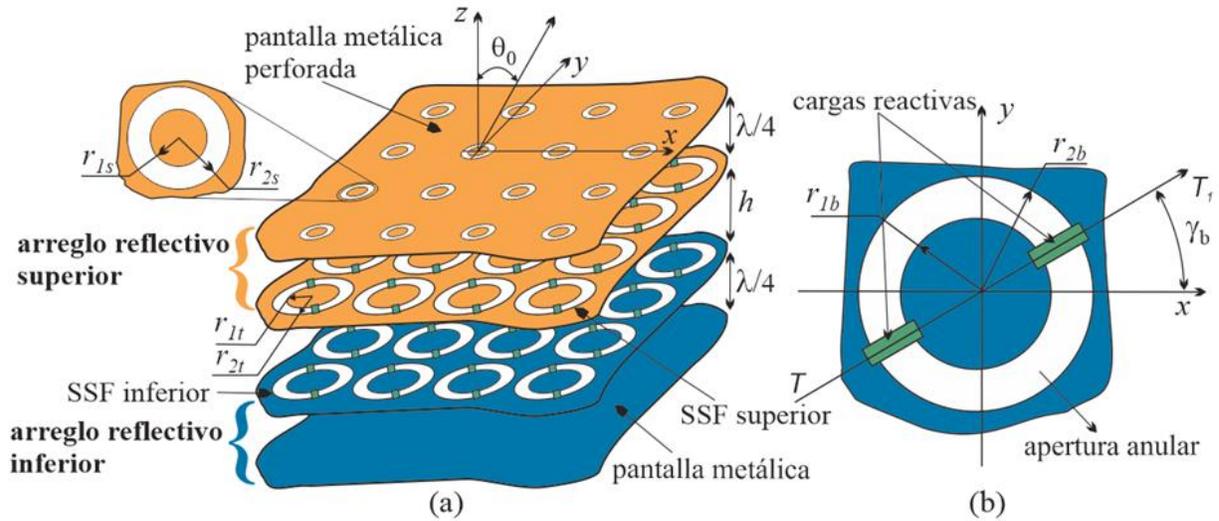


Figura 2.5. (a) Estructura de Onda de Fuga compuesta de dos arreglos reflectivos (b) Elemento espirafase basado en la geometría de apertura anular con carga:

El diseño de cada AR está basado en el principio *espirafase* descrito anteriormente. Cada AR contiene una superficie selectiva de frecuencia (SSF) infinita formada por aperturas anulares cargadas capacitivamente, dispuestas en una retícula cuadrada de periodo b . Una pantalla metálica se sitúa a una distancia de $\lambda/4$ bajo la SSF que forma el AR inferior y una pantalla de metal perforada con anillos ranurados se sitúa a la misma distancia de $\lambda/4$ arriba de la SSF que forma el AR superior.

La geometría de la celda unitaria de la SSF se muestra en la figura 2.5 (b). Esta celda unitaria contiene una apertura anular cargada con radio interno r_{1b} y un radio externo r_{2b} . Cargas capacitivas son puestas a lo largo del eje TT_1 que forma un ángulo γ_b con respecto al eje x . Se asume que el AR inferior provee dos coeficientes de reflexión $\Gamma_{\parallel b}$ y $\Gamma_{\perp b}$ para las ondas polarizadas linealmente (OPL) de incidencia normal y con plano de polarización paralelo y perpendicular al eje TT_1 , respectivamente. Al incidir una onda de polarización circular derecha (OPCD) viajando en dirección negativa z (Figura 2.5(a)) se dispersa en el AR inferior, y la onda reflejada puede ser expresada como la suma de dos ondas polarizadas circularmente (OPC). La primera componente, con la misma polarización que la onda incidente tiene una magnitud compleja igual a:

$$0.5E_0 e^{2j\gamma_b} (\Gamma_{\parallel b} - \Gamma_{\perp b}) \quad (2-1)$$

Esta componente es conocida como la *onda controlada* porque su fase depende del ángulo γ_b . La segunda componente es una onda de polarización circular izquierda (OPCI) con una amplitud compleja igual a

$$0.5E_0 (\Gamma_{\parallel b} + \Gamma_{\perp b}) \quad (2-2)$$



De acuerdo con el principio *espirafase*, la siguiente condición debe asegurarse para suprimir la componente de polarización cruzada:

$$\Gamma_{\parallel b} = -\Gamma_{\perp b} \quad (2-3)$$

Así, el AR inferior tipo *espirafase* refleja una OPCD normalmente incidente con un coeficiente de reflexión Γ_b que depende sólo del ángulo γ_b :

$$\Gamma_b = \Gamma_{\parallel b} e^{2j\gamma_b} = |\Gamma_b| e^{j\varphi_b} \quad (2-4)$$

Donde φ_b es la fase del coeficiente de reflexión Γ_b definido para el caso de la dispersión de la OPCD normalmente incidente en el AR inferior. La magnitud de Γ_b es igual a 1 asumiendo que la pérdida disipativa en la estructura es despreciable.

El principio de operación del AR superior es básicamente el mismo que para el AR inferior. Sin embargo, la pantalla metálica perforada usada en el AR superior, convierte al AR superior en una superficie parcialmente reflectiva (SPR). La geometría del AR superior es también optimizada para asegurar la supresión de la componente de polarización cruzada. Así, la OPCD incidente es reflejada del AR superior con un coeficiente de reflexión Γ_t con magnitud menor a 1, calculada como sigue:

$$\Gamma_t = \Gamma_{\parallel t} e^{2j\gamma_t} = |\Gamma_t| e^{j\varphi_t} \quad (2-5)$$

Donde γ_t es la posición angular de las cargas capacitivas en la SSF superior, $\Gamma_{\parallel t}$ es el coeficiente de reflexión definido para el caso de dispersión de una OPL con plano de polarización paralelo a el eje donde las cargas capacitivas son instaladas, y φ_t es la fase del coeficiente de reflexión Γ_t definido para la OPCD incidente.

Cuando los ARs inferior y superior son puestos a una distancia h , se generan múltiples reflexiones de la OPCD. Con el AR superior parcialmente reflejando, la estructura descrita se convierte en una antena de onda de fuga de dos dimensiones que soporta la propagación de *modos de fuga* propagándose desde la fuente en su dirección radial. De acuerdo a numerosas investigaciones [11-14] y como se describió en la sección anterior, las estructuras de onda de fuga (EOF) bidimensionales uniformes forman un haz tipo lápiz en la dirección perpendicular a la estructura ($\theta_0 = 0^\circ$) ó un haz cónico con ángulo de apertura $2\theta_0$ para $\theta_0 > 0^\circ$. Los coeficientes de reflexión Γ_b en el AR inferior y Γ_t en el arreglo reflectivo superior determinan las características de propagación de esta onda de fuga. Es posible controlar las fases φ_b y φ_t de los coeficientes de reflexión Γ_b y Γ_t , al cambiar las posiciones angulares de las cargas capacitivas γ_b y γ_t , respectivamente. Así, cualquier cambio de γ_b y γ_t conlleva a un cambio del ángulo θ_0 y, consecuentemente, a la reconfiguración del patrón de radiación de la EOF.

2.6 Modelo Matemático Electromagnético Completo

2.6.1 Análisis electrodinámico de la Estructura de Onda de Fuga (EOF)

Para el desarrollo del modelo matemático de onda completa se propuso tratar a la EOF como un arreglo periódico infinito con una celda unitaria grande. La celda periódica correspondiente al AR inferior se muestra en la figura 2.6 (a). Esta celda periódica contiene N_x y N_y elementos a lo largo de las direcciones x y y respectivamente, con elementos en forma de aperturas anulares colocados en el centro de los nodos de una malla rectangular de periodicidad b y d a lo largo de las direcciones x y y respectivamente, todas las cargas reactivas tienen el mismo ángulo de giro γ_b . Cuatro fuentes de voltaje son introducidas dentro de cada uno de los cuatro elementos centrales para formar el alimentador que radia una onda de polarización circular derecha (OPCD). El AR superior se considera sobrepuesto exactamente sobre el AR inferior.

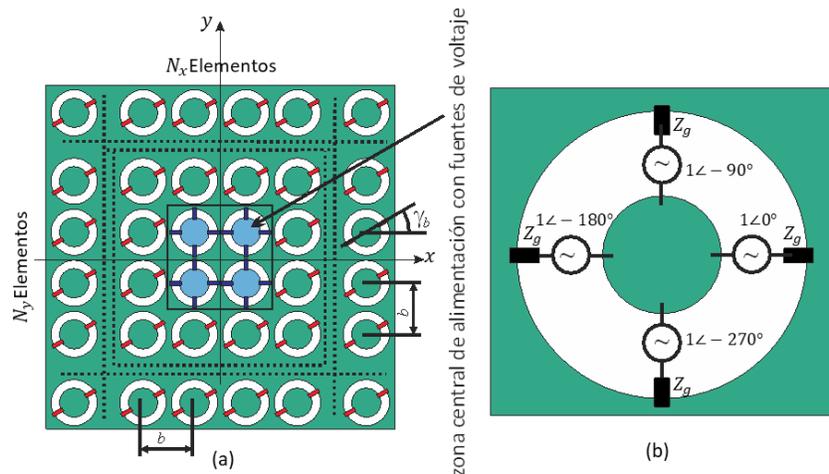


Figura 2.6 (a) celda periódica grande que contiene N^2 elementos del AR inferior con alimentador integrado (b) uno de los cuatro elementos centrales con fuentes de voltaje que forman el alimentador

Para asegurar una adecuada operación de los generadores de voltaje, los cuatro elementos centrales en la SSF del AR superior situados arriba de las fuentes de voltaje se usan sin cargas reactivas y no se consideran las cuatro aperturas anulares de la pantalla metálica perforada del mismo AR superior, simulando un corto por cargas de impedancia cero. Las magnitudes de las fuentes de voltaje se ajustan como lo indica la figura 2.6 (b) para producir como se comentó, una OPCD. También, las impedancias internas de las fuentes de voltaje se ajustan para acoplarse con la EOF. De esta manera, una onda de polarización circular derecha (OPCD) radiada por el alimentador es reflejada por el AR superior, también como una OPCD hacia el AR inferior, de acuerdo al principio espirafase.

Entonces, es posible formular un sistema de ecuaciones integrales y resolverlo de forma similar a como se realiza en [3]. En el modelo se debe considerar que los elementos de los ARs están



configurados en una retícula rectangular como se describió anteriormente y en donde los desplazamientos de fase progresivos entre dos celdas adyacentes a lo largo de los ejes x y y se calculan como muestra (2-6) y son determinados por la dirección de propagación del modo Floquet definido por el ángulo de elevación θ_0 y el ángulo azimutal ϕ_0 :

$$\begin{aligned}\psi_x &= -k_x b \sin \theta_0 \cos \phi_0 \\ \psi_y &= -k_y d \sin \theta_0 \sin \phi_0\end{aligned}\quad (2-6)$$

Existe una diferencia esencial con el procedimiento descrito en [3], debido a que, para el caso de la EOF, las fuentes de voltaje destruyen la periodicidad de la estructura a pesar de que todos los demás elementos se consideran incluso con el mismo giro de las cargas reactivas γ_b o γ_t ya sea para el AR inferior o AR superior respectivamente. La destrucción de la periodicidad genera la formación de una gran cantidad de modos Floquet y con el objetivo de generar sólo un modo de propagación, las diferencias de las posiciones angulares progresivas de las cargas reactivas ΔY_x y ΔY_y para dos celdas adyacentes en las direcciones x y y respectivamente deben ser de tal manera que aseguren la propagación de un sólo modo hacia la dirección deseada en (θ_0, ϕ_0) conforme a (2-7):

$$\begin{aligned}\Delta \gamma_x = \psi_x / 2 &= -k_x b \sin \theta_0 \cos \phi_0 / 2 \\ \Delta \gamma_y = \psi_y / 2 &= -k_y d \sin \theta_0 \sin \phi_0 / 2\end{aligned}\quad (2-7)$$

Lo anterior puede considerarse la antítesis del planteamiento matemático que se realiza para un AR tradicional, en el que por medio de un alimentador se genera un sólo modo sobre el AR y entonces se elige casi cualquier valor de ΔY_x y ΔY_y para estudiar el campo reflejado hacia la dirección deseada. Sin embargo, para la EOF, la alimentación se da desde dentro de la misma estructura por medio de fuentes que rompen la periodicidad generando una gran cantidad de modos Floquet, entonces en este caso los valores de ΔY_x y ΔY_y son aquellos que permiten el que la EOF transmita un sólo modo de propagación.

De esta manera, al tener definida una celda unitaria que cumple con las condiciones de periodicidad, los ARs que definen la EOF pueden ser analizados mediante el teorema de Floquet. De acuerdo a este teorema, el campo electromagnético sobre un AR puede representarse como una suma de modos Floquet u ondas planas tanto para el modo incidente como para los modos dispersos por los AR de la EOF. De esta manera, un AR se considera un convertidor modal que transforma una onda incidente de polarización circular en una onda plana reflejada viajando en la dirección deseada.

Para la obtención del modelo matemático de onda completa de la EOF propuesta, se considera la metodología descrita en [3] para arreglos reflectivos multicapa, empleando la caracterización



de cada capa mediante la aproximación de la matriz de dispersión generalizada (GSM por sus siglas en inglés). Con este método, cada capa individual de la estructura multicapa es considerada como un módulo que es analizado independientemente. Entonces, se construye una matriz que representa las características de entrada y salida de dicho módulo con respecto a los múltiples modos Floquet considerados. Posteriormente, se ejecuta un procedimiento de cascada que resulta en la obtención de una GSM total de la estructura. Primero se deriva la expresión de una GSM combinada para dos capas consecutivas en términos de las GSM por capa individual, esto se aplica repetidamente para obtener la GSM total del arreglo multicapa. La regla del procedimiento de cascada es aplicable sólo si las capas tienen periodicidades idénticas y orientaciones de celda idénticas [14]. Existen métodos numéricos de onda completa, que permiten fácilmente desarrollar programas de cómputo que son flexibles para manejar cualquier número de capas.

Como se ha comentado, a diferencia del análisis tradicional para un AR iluminado por un alimentador, para la EOF propuesta en este trabajo, se considera adicionalmente que en la primera capa correspondiente a la SSF del AR inferior, una OPCD es transmitida incidiendo de manera normal sobre el AR superior, luego debido a la formación de la onda de fuga, se obtiene una onda transmitida hacia la posición deseada después de la última capa, correspondiente a la pantalla metálica perforada como lo muestra la figura 2.7. Lo anterior implica, que en el desarrollo de la obtención de la GSM correspondiente a la primera capa, debe considerarse en todo momento la presencia de las fuentes de voltaje.

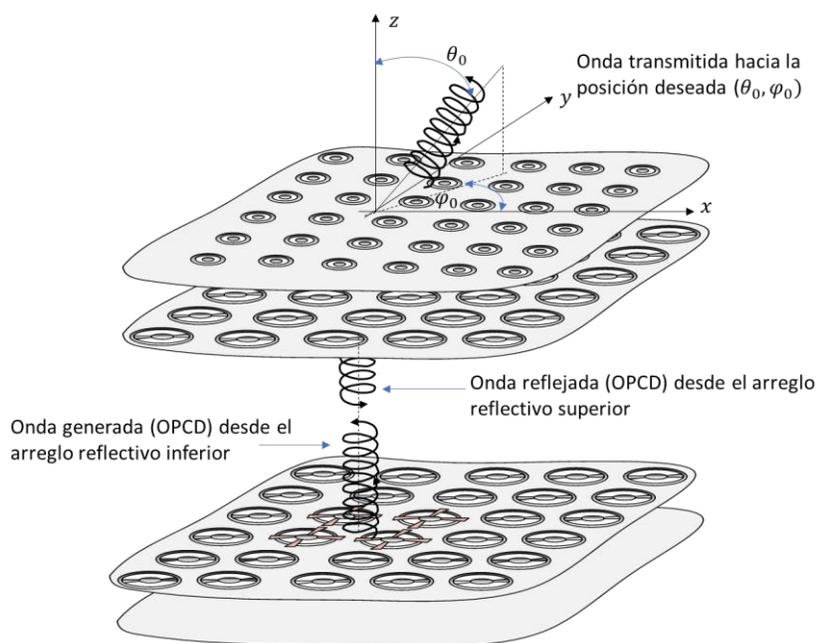


Figura.2.7 Consideración para el modelo matemático de las ondas de polarización circular en la EOF



Para el desarrollo del modelo matemático, se considera que cada capa del arreglo reflectivo es una SSF compuesta de un arreglo infinito de aperturas anulares dispuestas en una rejilla rectangular. Dado que en la implementación real cada SSF está soportada en un sustrato dieléctrico, el espesor y la permitividad eléctrica de este también debe tomarse en cuenta.

Es importante señalar que en general, la consideración de un arreglo infinito permite en primera instancia diseñar y optimizar el elemento unitario de un AR mediante el teorema de Floquet y posteriormente con la definición de una celda unitaria grande con la cantidad suficiente de elementos y la consideración de una gran cantidad de modos Floquet, es posible asegurar que el campo electromagnético calculado, tendrá la precisión con un error menor al 10% respecto a lo calculado con un modelo que considere las dimensiones finitas del AR y a las correspondientes mediciones en la implementación real. De esta manera, para calcular la GSM de una sola capa debe establecerse un número alto de modos Floquet, usualmente mayor a 300 a fin de obtener suficiente exactitud en el proceso de cascada, el cual también depende directamente del espesor eléctrico de las capas [3]. Entonces, es preciso analizar la dispersión de cada modo Floquet que se toma en cuenta para obtener la GSM de una sola capa, lo cual se obtiene al formular un sistema de ecuaciones integrales.

Entonces, para obtener el modelo de una sola capa de la estructura se asume que una onda incidente correspondiente a cierto modo Floquet de magnitud unitaria es dispersado por dicha capa. Primeramente, el campo eléctrico tangencial desconocido \vec{E}_T en el plano de las aperturas anulares puede presentarse como la suma de dos componentes:

$$\vec{E}_T = \vec{E}_T^U + \vec{E}_T^I \quad (2-8)$$

Donde \vec{E}_T^U es el campo tangencial eléctrico en la apertura sin considerar las cargas reactivas y \vec{E}_T^I es el campo tangencial eléctrico debido a las corrientes que fluyen a través de las cargas reactivas.

En la construcción del modelo, para cualquiera de las capas de la estructura se define a la región 1 como aquella que queda por delante de los elementos de la SSF, donde existen modos Floquet reflejados y modos Floquet incidentes y la región 2, como aquella por detrás de los elementos de la SSF, es decir del lado donde se encuentra el sustrato dieléctrico y donde existen modos Floquet transmitidos como muestra la figura 2.8.

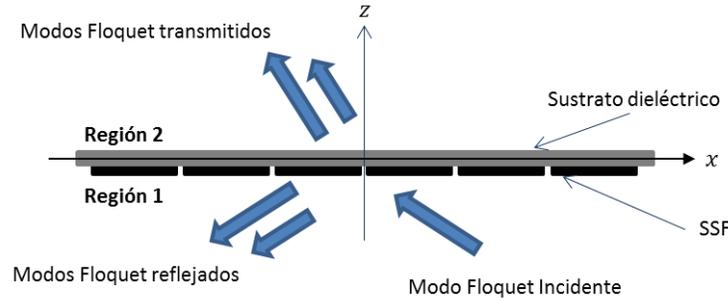


Figura 2.8 Regiones definidas en el plano xz

Para dichas regiones, es posible aplicar el método de acoplamiento modal, por lo que al acoplar las componentes tangenciales en $z = 0$, es posible considerar para ambas regiones:

$$\vec{E}_T^1(z = 0^-) = \vec{E}_T^2(z = 0^+) \quad (2-9)$$

A partir de esta condición, es posible obtener \vec{E}_T^U en la celda unitaria como:

$$\vec{E}_T^U(z = 0) = A_0 \vec{\Psi}_0(x, y) + \sum_{n=1}^{\infty} R_n^U \vec{\Psi}_n(x, y) = \sum_{n=1}^{\infty} T_n^U \vec{\Psi}_n(x, y) \quad (2-10)$$

Donde $\vec{\Psi}_0$ es el modo Floquet incidente con magnitud A_0 , $\vec{\Psi}_n$ es el sistema de modos Floquet correspondiente a la celda unitaria, R_n^U es la magnitud del n -ésimo modo Floquet dispersado y T_n^U es la magnitud del n -ésimo modo Floquet en el plano de las aperturas anulares sin considerar las cargas reactivas.

Al aplicar la condición de continuidad del campo tangencial magnético en la apertura de las ranuras anulares sin cargas reactivas, se debe cumplir con:

$$-\vec{a}_z \times \vec{H}_T^1(z = 0^-) = -\vec{a}_z \times \vec{H}_T^2(z = 0^+) \quad (2-11)$$

Con lo que es posible obtener \vec{H}_T^U en la celda unitaria

$$-\vec{a}_z \times \vec{H}_T^U(z = 0) = A_0 Y_0 \vec{\Psi}_0(x, y) - \sum_{n=1}^{\infty} R_n^U Y_n \vec{\Psi}_n(x, y) = \sum_{n=1}^{\infty} T_n^U Y_n^d \vec{\Psi}_n(x, y) \quad (2-12)$$

Donde \vec{a}_z es el vector unitario sobre el eje z , Y_n y Y_n^d son las admitancias modales de las regiones 1 y 2 respectivamente. Donde la región 1, corresponde al espacio libre mientras que en la región 2 para calcularse las admitancias modales Floquet hay que tomar en cuenta al sustrato dieléctrico modelando un circuito eléctrico equivalente, considerando también la pantalla metálica del arreglo reflectivo como conductor perfecto.



De esta manera las admitancias en el espacio libre se definen como:

$$Y_n^1 = \frac{k_n^z}{\omega\mu_0} \quad (2-13)$$

$$Y_n^2 = \frac{\omega\varepsilon_0}{k_n^z}$$

En este caso, los superíndices 1 y 2 indican que corresponden a los modos TE y TM respectivamente. Mientras que k_n^z representa a la constante de propagación del n-ésimo modo Floquet a lo largo del eje z.

para la admitancia en la región 2, a partir del circuito equivalente considerando el dieléctrico y la pantalla metálica se obtiene:

$$Y_n^d = Y_n^D \frac{Y_n^C + jY_n^D \tan(k_n^z l)}{Y_n^D + jY_n^C \tan(k_n^z l)} \quad (2-14)$$

Donde Y_n^C es la admitancia que toma en cuenta la distancia de $\lambda/4$ hacia la pantalla metálica y Y_n^D es la admitancia modal, definida de la misma forma que (2-13) con la única diferencia de que en lugar de estar definida en función de k_n^z lo está en función de k_n^{zD} que ahora representa la constante de propagación en el dieléctrico a lo largo del eje z y está dada por:

$$k_n^{zD} = \begin{cases} [\varepsilon_r k^2 - (k_n^t)^2]^{\frac{1}{2}} \text{ si } \varepsilon_r k^2 - (k_n^t)^2 \geq 0 \\ -j[(k_n^t)^2 - \varepsilon_r k^2]^{\frac{1}{2}} \text{ si } \varepsilon_r k^2 - (k_n^t)^2 < 0 \end{cases} \quad (2-15)$$

Donde k , ε_0 , y μ_0 son el número de onda, la permitividad eléctrica y la permeabilidad magnética del espacio libre respectivamente.

Por otra parte, los coeficientes R_n^U y G_n^U de las series infinitas que definen la expresión (2-10) se obtienen como:

$$R_n^U = T_n^U = \int_s \vec{E}_T^U \cdot \vec{\Psi}_n^* ds \quad (2-16)$$

Válido para todos los modos Floquet, excepto para el modo Floquet Incidente para el cual se tiene:

$$A_0 + R_n^U = T_n^U \quad (2-17)$$



Al sustituir (2-17) y (2-16) en (2-12) se obtiene la siguiente ecuación integral:

$$\sum_{n=1}^{\infty} (Y_n + Y_n^d) \bar{\Psi}_n(x, y) \int_S \vec{E}_T^U \cdot \bar{\Psi}_n^*(x, y) ds = 2A_0 Y_0 \bar{\Psi}_0(x, y) \quad (2-18)$$

Para dar solución a esta ecuación integral, se emplea el método de momentos-*Galerkin* con el cual el campo tangencial eléctrico desconocido \vec{E}_T^U se expande mediante un juego ortonormal de funciones base de la siguiente forma:

$$\vec{E}_T^U = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^{\infty} D_l^m \vec{\Phi}_l(x', y') \quad (2-19)$$

Donde $\vec{\Phi}_l$ que en este caso son los modos de guía de onda Coaxial que satisfacen las condiciones de frontera en la apertura y se definen en [15], mientras que D_l^m es la magnitud del modo coaxial l en la celda pequeña m , y $M = N_x N_y$ que es el número total de celdas pequeñas que contiene la celda unitaria y x', y' representan coordenadas relativas de la celda pequeña m hacia el centro de la celda unitaria grande.

Sustituyendo (2-19) en (2-18) se obtiene:

$$\sum_{n=1}^{\infty} (Y_n + Y_n^d) \bar{\Psi}_n(x, y) \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^{\infty} D_l^m \int_S \vec{\Phi}_l(x', y') \cdot \bar{\Psi}_n^*(x, y) ds = 2A_0 Y_0 \bar{\Psi}_0(x, y) \quad (2-20)$$

Al aplicar la técnica de Galerkin del método de momentos, en donde para generar una ecuación matricial para D_l^m se considera primeramente el producto escalar con funciones de peso que son iguales a las funciones base y definidas como $\vec{\Phi}_w(x'', y'')$, por lo que la ecuación integral (2-20) quedaría expresada como:

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^{\infty} (Y_n + Y_n^d) \int_S \vec{\Phi}_w(x'', y'') \cdot \bar{\Psi}_n(x, y) ds \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^{\infty} D_l^m \int_S \vec{\Phi}_l(x', y') \cdot \bar{\Psi}_n^*(x, y) ds \\ = 2A_0 Y_0 \int_S \vec{\Phi}_w(x'', y'') \cdot \bar{\Psi}_0(x, y) ds \end{aligned} \quad (2-21)$$

De la expresión anterior, se define el coeficiente de acoplamiento entre los modos Floquet y Coaxiales de la siguiente manera:

$$C_n^l = \int_S \vec{\Phi}_l(x', y') \cdot \bar{\Psi}_n^*(x, y) ds \quad (2-22)$$



Como parte del método de momentos, sustentado en que habrá un error cuando las sumatorias de (2-21) sean finitas, dicho error se representa por medio de la función $\delta(x, y)$ que se expande también con el mismo conjunto de funciones base establecidas como modos de guía de onda coaxial y dado que dicho error debe minimizarse a cero, entonces empleando a la vez (2-22) se establece la siguiente expresión:

$$\sum_{n=1}^N (Y_n + Y_n^d) C_n^w e^{-j(k_n^x(x-x'') + k_n^y(y-y''))} \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L D_l^m C_n^l e^{-j(k_n^x(x-x') + k_n^y(y-y'))} = 2A_0 C_0^w e^{-j(k_0^x(x-x'') + k_0^y(y-y''))} \quad (2-23)$$

La ecuación (2-23) representa un sistema de ecuaciones, teniendo como incógnita a los coeficientes D_l^m que con un manejo matricial adecuado es posible encontrar la solución en término de la cantidad de valores de w :

$$[Y_w^l][D_l^m] = 2[I_w]_{w=1,2,3...W} \quad (2-24)$$

Para calcular el campo tangencial total \vec{E}_T^l en la celda grande, se aplica nuevamente el método de acoplamiento modal. Dado que fluyen corrientes eléctricas a través de las cargas reactivas se considera que el campo magnético no es continuo en dichas regiones, por lo que se aplican las condiciones de frontera entre las regiones 1 y 2 como:

$$\vec{a}_z \times (\vec{H}_T^1(z = 0^+) - \vec{H}_T^2(z = 0^-)) = \sum_{s=1}^S \vec{J}_s \quad (2-25)$$

Donde \vec{J}_s es la densidad superficial de corriente en la carga reactiva s y S es el número total de cargas en la celda unitaria. En [3] se describe detalladamente el proceso para llegar a la formulación de una ecuación integral tal como se obtuvo para \vec{E}_T^U , empleando nuevamente la técnica de Galerkin del método de momentos. De esta manera, nuevamente el campo \vec{E}_T^l vuelve a expandirse en términos de modos de guía de onda coaxial de la siguiente forma:

$$\vec{E}_T^l = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^{\infty} F_l^m \vec{\Phi}_l(x', y') \quad (2-26)$$

Donde F_l^m es la magnitud del modo coaxial l en la celda pequeña m .

En este caso, se puede mostrar que la ecuación integral correspondiente, en términos de los mismos coeficientes de acoplamiento definidos por (2-22) se expresa de la siguiente manera:



$$\begin{aligned} & \sum_{n=1}^N (Y_n + Y_n^d) C_n^w e^{-j(k_n^x(x-x') + k_n^y(y-y'))} \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L F_l^m C_n^l e^{-j(k_n^x(x-x') + k_n^y(y-y'))} \\ & = - \sum_{s=1}^S \frac{I_s}{\Delta\varphi} \int_{r_1}^{r_2} \int_{\varphi_{1s}}^{\varphi_{2s}} \frac{\vec{a}_{rs}}{r_s} \vec{\Phi}_w(x'', y'') ds \end{aligned} \quad (2-27)$$

La parte derecha de la expresión (2-27) considera que las dimensiones de las cargas reactivas son despreciables con respecto a la longitud de onda λ y cada carga reactiva tiene la forma de un sector anular de dimensión $\Delta\varphi$ y \vec{a}_r es el vector unitario en la dirección radial. Mientras φ_{1s} y φ_{2s} definen los ángulos que limitan a la carga s con origen en el centro de la celda pequeña m , además de que r_1 y r_2 representan los radios interior y exterior de la ranura anular respectivamente. La expresión (2-27) puede expresarse también de forma matricial teniendo como incógnitas los coeficientes F_l^m así como también las corrientes eléctricas I_s que fluyen por cada carga reactiva.

Considerando que los campos eléctricos \vec{E}_T^U y \vec{E}_T^I satisfacen las condiciones de frontera en toda la celda unitaria con excepción de las regiones de los cortos donde fluyen las corrientes eléctricas I_s , es necesario aplicar las condiciones de frontera para el campo eléctrico total \vec{E}_T en cada corto metálico para encontrar $4N_x N_y$ ecuaciones lineales, esto debido a que se consideran cuatro cargas reactivas por apertura anular debido a que los cuatro elementos centrales de la FSS del AR inferior contienen las fuentes de voltaje que generan la OPCD en la posición de las cargas reactivas, lo que quiere decir que en el caso general se consideran cuatro cargas reactivas por apertura anular aunque en la mayoría de los elementos dos de las cargas serán configuradas con corriente eléctrica I_s igual a cero.

Dado que se considera el tamaño de las cargas reactivas comparado con el de la longitud de onda λ , es posible aplicar la ley de Ohm para cada carga reactiva en la siguiente forma:

$$\int_{L_{m,i}} \vec{E}_{Tm} \cdot d\vec{L} = \int_{L_{m,i}} (\vec{E}_{Tm}^U + \vec{E}_{Tm}^I) \cdot d\vec{L} = I_{s,i} Z_{s,i} = \frac{I_{s,i}}{Y_{s,i}} \quad (2-28)$$

$m=1,2,\dots,N_x N_y$
 $i=1,2,3,4$

Donde \vec{E}_{Tm} es el campo eléctrico tangencial total en la m -ésima apertura anular, $L_{m,i}$ es la longitud donde la corriente $I_{s,i}$ mientras que $Z_{s,i}$ y $Y_{s,i}$ son la impedancia y admitancia respectivamente para la i -ésima carga reactiva conectada a la m -ésima apertura anular.

La inclusión de las fuentes de voltaje es una característica que no había sido analizada anteriormente y representa una de las principales aportaciones de este trabajo. Entonces, para



el caso de la capa correspondiente a la SSF del AR inferior donde cuatro elementos de apertura anular contienen fuentes de voltaje, la expresión (2-28) se consideró de la siguiente forma:

$$\int_{L_{m,i}} \vec{E}_{Tm} \cdot d\vec{L} = \frac{I_{s,i}}{Y_{g,i}} + E_{g,i} \quad (2-29)$$

$i=1,2,3,4$

Donde Y_g es la admitancia del generador y E_g la tensión eléctrica de la fuente.

Por otro lado, al sustituir (2-19) y (2-26) en (2-8) se obtiene el siguiente sistema lineal de $4N_x N_y$ ecuaciones:

$$\vec{E}_T^U = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^{\infty} (D_l^m + F_l^m) \int_{L_{m,i}} \vec{\Phi}_l(x', y') \cdot d\vec{L} = \frac{I_{s,i}}{Y_{s,i}} \quad (2-30)$$

$m=1,2,\dots,N_x N_y$
 $i=1,2,3,4$

Luego, el sistema de ecuaciones lineales (2-23) y (2-27) se resolvieron simultáneamente con (2-30) para obtener la solución de los aún términos desconocidos I_s y F_l^m . Con la solución de F_l^m , se puede determinar el campo tangencial eléctrico \vec{E}_T^l mediante (2-26). Con esto, finalmente es posible encontrar el campo eléctrico total en el plano de las aperturas anulares al sustituir (2-19) y (2-26) en (2-8):

$$\vec{E}_T(x, y, z = 0) = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L (D_l^m + F_l^m) \vec{\Phi}_l(x', y') \quad (2-31)$$

Una vez que se conoce el campo total \vec{E}_T en el plano de las aperturas anulares es posible calcular las magnitudes de los modos Floquet. \vec{E}_T puede expresarse a partir de una definición similar a la de (2-10) como:

$$\vec{E}_T(x, y, z = 0) = A_0 \vec{\Psi}_0(x, y) + \sum_{n=1}^{\infty} R_n \vec{\Psi}_n(x, y) = \sum_{n=1}^{\infty} T_n \vec{\Psi}_n(x, y) \quad (2-32)$$

Para los modos Floquet con excepción del modo incidente, los coeficientes R_n y T_n se encuentran como:

$$R_n = T_n = \int_s \vec{E}_T(x, y) \cdot \vec{\Psi}_n^*(x, y) ds \quad (2-33)$$



De esta manera, al sustituir (2-31) en (2-33) y considerando la definición dada por (2-22), se obtiene que:

$$R_n = T_n = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L (D_l^m + F_l^m) C_n^l \quad (2-34)$$

De esta manera, los elementos de la GSM de una capa simple pueden ser obtenidos y dado que se involucra el análisis de una celda unitaria grande de un arreglo que consiste de $N_x N_y$ elementos, se requiere considerar un gran número de modos coaxial y Floquet conforme la celda unitaria grande sea de mayores dimensiones.

Una vez que se conocen las GSM de todas las capas involucradas, se emplea el procedimiento de conexión en cascada descrita en [16]-[17] para obtener la GSM del arreglo completo. De acuerdo a este procedimiento, la conexión en cascada comienza con las GSM de las primeras dos capas separadas por una capa de aire. La GSM resultante de estas primeras dos capas se conecta en cascada con la siguiente y así sucesivamente hasta conectar la última GSM correspondiente a la de la pantalla metálica del AR inferior. Para el caso de la EOF propuesta en este trabajo, la cantidad de capas totales es de cuatro, consistiendo de tres SSF y una pantalla metálica. La GSM ya sea una capa simple o de la estructura completa se denota por cuatro submatrices de la siguiente manera:

$$[S] = \begin{bmatrix} [S_{11}] & [S_{12}] \\ [S_{21}] & [S_{22}] \end{bmatrix} \quad (2-35)$$

Todas las submatrices de (2-35) son matrices cuadradas de orden $n \times n$ donde n es el número de modos Floquet empleados.

De esta manera, se creó un programa de cómputo basado en algoritmos propios y optimizados para manejo matricial, que permiten calcular eficientemente la GSM total de la estructura. Dicho programa se implementó en los términos más generales, y particularmente se adapta al cálculo de las cuatro capas que conforman la estructura propuesta incluyendo de manera especial, la capa que contiene las fuentes de voltaje y que forman el alimentador que genera la onda incidente desde el interior de la estructura.

A continuación, se muestran los resultados de una optimización inicial de la EOF a fin de verificar el comportamiento de la estructura.



2.6.1.1 Resultado de las simulaciones numéricas del modelo de onda completa

Empleando el programa de cómputo para el modelo matemático de onda completa descrito en la sección anterior, es posible caracterizar no sólo la estructura completa si no también cada arreglo reflectivo por separado e incluso cada SSF por separado. En este sentido, fue posible realizar una optimización inicial de la estructura en la frecuencia de 36.5 GHz. A dicha frecuencia la geometría de los arreglos reflectivos superior e inferior fueron optimizados por separado para obtener una fase diferencial de 180° y con ello asegurar el principio de polarización de cambio de fase.

Para todas las SSF configuradas como enrejado de malla rectangular, se consideraron las distancias b igual a d que definen la periodicidad a lo largo de las direcciones x y y respectivamente. El valor establecido para esta distancia fue de 4.11 mm correspondiente a $\lambda/2$.

Tal como se planteó en el principio de operación de la EOF descrito en la sección 2.5, se considera a las pantallas metálicas, instaladas a una distancia de 2.06mm ($\lambda/4$) desde las SSFs con cargas reactivas, para el caso del AR inferior se considera una pantalla metálica de conductor perfecto y para el caso del AR superior dicha pantalla es la primera capa de la estructura y es una capa perforada con elementos de geometría en forma de apertura anular, pero sin contener cargas reactivas.

Como resultado de esta optimización inicial, se determinaron para la SSF del AR inferior los radios r_{1b} y r_{2b} como 0.98 mm y 1.87mm correspondientes a los radios interno y externo respectivamente de las aperturas anulares, así como cargas reactivas de 12 fF para todos los elementos de la SSF. En el caso de las impedancias internas de los generadores de voltaje para los cuatro elementos centrales de la SSF se ajustaron a $265-j382 [\Omega]$.

Para el caso del AR superior, los valores determinados con esta optimización fueron para la FSS superior los radios r_{1t} y r_{2t} como 0.92 mm y 1.87mm correspondientes a los radios interno y externo respectivamente de las aperturas anulares, empleando las mismas cargas capacitivas que el AR inferior. En el caso de las aperturas anulares de la pantalla perforada se determinaron las dimensiones de r_{1s} y r_{2s} como 0.7 mm y 1.1 mm respectivamente.

La optimización partió de los valores obtenidos por un circuito equivalente para cada uno de los ARs que posteriormente se afinaron con el programa que resulta del modelo de onda completa. Finalmente, también se determinó una distancia h de 2.61mm entre el AR inferior y el AR superior, con lo que se formó una EOF periódica infinita, esto debido a que la celda periódica de la EOF se simuló con 400 elementos ($N_x = N_y = 20$). Debido al considerable tamaño de la celda unitaria, a la frecuencia de 36.5 GHz se obtiene que 634 modos Floquet corresponderían a la



propagación de ondas planas viajando en diferentes direcciones. Para simplificar el cálculo, todas las posiciones angulares de las cargas reactivas se consideraron en 0° en la SSF del AR superior.

De esta manera, tres diferentes EOF (EOF_{0° , EOF_{10° y EOF_{20°) fueron simuladas con posiciones angulares de las cargas reactivas en la SSF del arreglo reflectivo inferior iguales a 0° , 10° y 20° , respectivamente. Así, para las tres EOF φ_t se igualó a -90° , mientras que φ_b se igualaron a -90° , -110° y -130° para las EOF_{0° , EOF_{10° y EOF_{20° , respectivamente. Después, el campo electromagnético sobre todas las estructuras EOF fue calculada como la suma de la propagación de modos Floquet usando el modelo de onda completa descrito en la sección anterior.

Primeramente, se simuló la radiación del alimentador circularmente polarizado de la estructura EOF_{0° , esto fue sin considerar la presencia del AR superior. En la figura 2.9 se muestra la densidad de potencia calculada de los modos Floquet radiados, normalizados a la densidad de potencia total radiada como función de la dirección de propagación θ y φ , en donde dicha densidad de potencia es proporcional al área de cada marcador. De acuerdo con lo observado en la figura 2.9, la densidad de potencia radiada del alimentador es distribuida entre muchos modos Floquet de propagación. La densidad de potencia relativa de los modos Floquet más fuertes es menor al 0.6%.

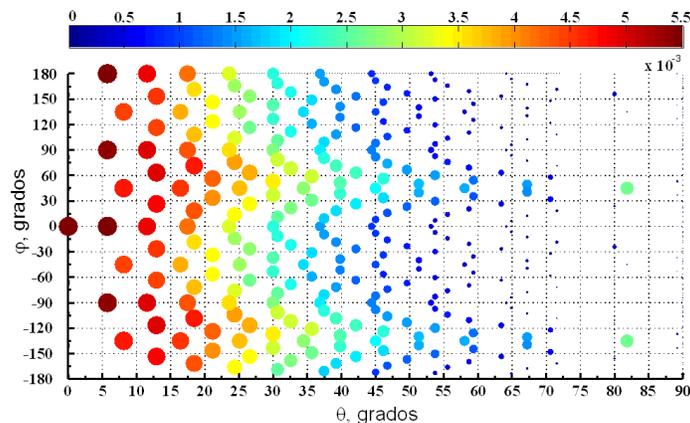


Figura.2.9 Densidad de potencia normalizada de los modos Floquet radiados por la EOF sin el AR superior

Posteriormente, las características de radiación para las tres EOF completas (con ambos ARs) fueron simuladas. Los resultados para EOF_{0° , EOF_{10° y EOF_{20° se muestran en las figuras 2.10(a), 2.10(b) y 2.10(c) respectivamente. Se observa que la EOF investigada opera como filtro para los modos Floquet tal como se esperaba. Además, los diferentes ángulos en los que las cargas reactivas son giradas en el AR inferior enfatizan los modos Floquet a propagarse en direcciones determinadas para los ángulos de elevación θ de 37.5° , 26.6° y 12.9° respectivamente., Como resultado, se encuentra también que el 32%, 22% y 28% de la densidad



de potencia total radiada corresponde a los dos modos Floquet más fuertes para el caso de EOF_0° , EOF_{10° y EOF_{20° , respectivamente.

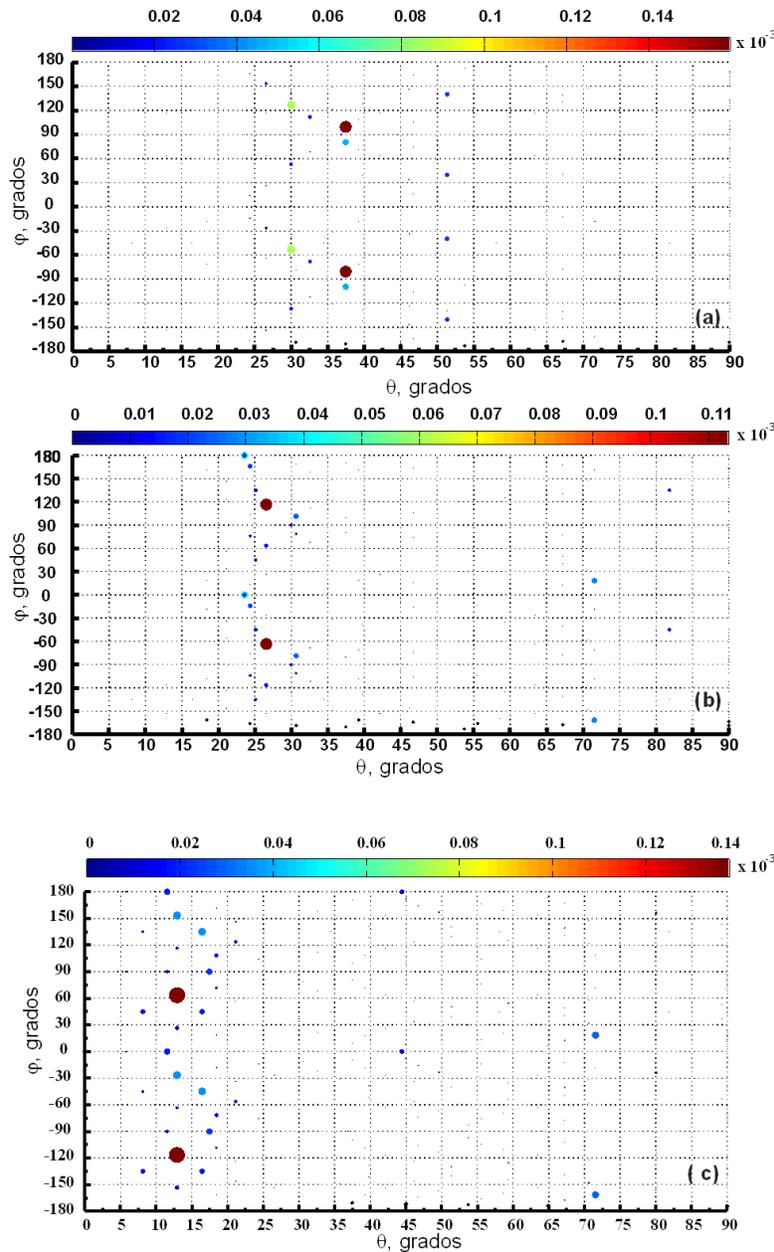


Figura.2.10 Densidad de potencia normalizada de los modos Floquet radiados por la EOF para las estructuras EOF_0° , EOF_{10° y EOF_{20° .

En la tabla 2.1, se muestran para las tres EOF simuladas, las direcciones de propagación para los dos modos Floquet más fuertes φ_{max1} , θ_{max1} , φ_{max2} , θ_{max2} así como la densidad de potencia relativa P_{rel1} , P_{rel2} (relativa a la densidad de potencia total radiada) correspondiente a estos mismos modos.



EOF	$\varphi_{max1} [^\circ]$	$\theta_{max1} [^\circ]$	P_{rel1}	$\varphi_{max2} [^\circ]$	$\theta_{max2} [^\circ]$	P_{rel2}
<i>EOF_0°</i>	99	37.5	16%	-80	37.5	16%
<i>EOF_10°</i>	117	26.6	11%	-63	26.6	11%
<i>EOF_20°</i>	63	12.9	14%	-117	12.9	14%

Tabla 2.1. Características de radiación de las EOF analizadas

Sin embargo, además de lo que muestra la tabla 2.1 se puede observar en las figuras 2.9 y 2.10 que en todas las EOF simuladas, varios modos Floquet con dirección de propagación determinada por los ángulos cercanos a θ_0 tienen diferentes magnitudes. Así, estas EOF demuestran en general un haz cónico, pero con moderada característica multihaz. Este efecto puede ser explicado en primera instancia como un resultado de la dependencia moderada de φ_t y φ_b del ángulo de incidencia para cada modo floquet individual.

De esta manera, para el modelo matemático de onda completa aún sin verificación experimental se pueden resaltar los siguientes resultados:

- La EOF basada en dos arreglos reflectivos paralelos tipo *espirafase*, operan como un filtro para los modos de propagación Floquet dentro de la estructura.
- La reconfiguración de la EOF permite suprimir eficientemente todos los modos Floquet de propagación con excepción de los modos que tienen dirección de propagación cercana a cierto ángulo de elevación θ_0 . El valor de este ángulo de elevación θ_0 es determinado por las posiciones angulares de las cargas reactivas de la SSF del AR inferior.
- La EOF demuestra un patrón cónico con una ligera tendencia a ser multihaz, lo cual puede ser debido a la dependencia de las fases de los coeficientes de reflexión con el ángulo de incidencia, por lo que en primera instancia parece necesario encontrar un método de control de radiación azimutal (φ_0) que permita eficientar la propagación en los ángulos de escaneo θ_0 .

Con base en los resultados obtenidos, se determinó la necesidad de una optimización del modelo matemático a fin de poder tener mayores elementos de control en la radiación del arreglo. En la siguiente sección se explica la alternativa explorada para complementar el modelo de onda completa que corrobore la predicción, formación y escaneo del haz.

2.7 Modelo matemático simplificado

2.7.1 Modelo simplificado basado en propagación de modos Floquet entre ARs

La teoría de rayos es ampliamente utilizada para describir las características de las antenas *Fabry-Pérot*. Esta teoría provee generalmente la relación entre la dirección del lóbulo principal θ_0 y las fases de los coeficientes de reflexión φ_t y φ_b . En este mismo sentido, se planteó el desarrollo



de un modelo matemático simplificado basado en la propagación de modos Floquet para predecir θ_0 tomando en cuenta una periodicidad infinita de la estructura y que se sólo esté en función de las fases φ_t y φ_b como sucede en los modelos basados en la teoría de rayos.

Las siguientes suposiciones fueron consideradas para el desarrollo de este modelo:

- Se considera a los ARs superior e inferior como superficies periódicas infinitas totalmente reflectivas (STR) y a su vez las fases φ_t y φ_b se suponen independientes del ángulo de incidencia y la frecuencia.
- El periodo de la estructura b se asume lo suficientemente pequeño para asegurar la propagación sólo de los modos Floquet fundamentales polarizados circularmente.
- Se asume que la distancia h entre los ARs superior e inferior es lo suficientemente grande para evitar un acoplamiento mutuo entre los ARs a través de los modos Floquet evanescentes.
- Dado que un arreglo reflectivo ideal tipo espirafase no cambia el sentido de rotación de la OPC que dispersa, sólo se considera el modo Floquet fundamental \vec{F}_{00} con propagación de polarización circular derecha sufriendo múltiples reflexiones.

De esta manera, el campo eléctrico $\vec{E}(x, y, z)$ entre los dos ARs es representado como la suma de dos OPCD como se muestra a continuación:

$$\vec{E}(x, y, z) = A^+ \vec{F}_{00} e^{-jk_z z} + A^- \vec{F}_{00}^* e^{jk_z z}, \quad (2-36)$$

En el primer término de (2-36), \vec{F}_{00} es el modo Floquet de polarización circular derecha de magnitud A^+ (En $z=0$, conforme a lo mostrado por la figura 2.11) propagándose en la dirección positiva de z . En el segundo término de (2-36), \vec{F}_{00}^* es el modo Floquet de magnitud A^- (En $z=0$, también) propagándose en la dirección negativa de z . El símbolo * denota la conjugación compleja y k_z es la componente z del vector del número de onda \vec{k} .

Para la onda plana en un medio isotrópico, el vector del número de onda \vec{k} se calcula como sigue:

$$\vec{k} = \{k_x, k_y, k_z\} = \{k \sin \theta_0 \cos \varphi_0, k \sin \theta_0 \sin \varphi_0, k \cos \theta_0\} \quad (2-37)$$

Donde k es el número de onda y θ_0, φ_0 son los ángulos de elevación y acimut respectivamente que determina la dirección de propagación de la onda plana.

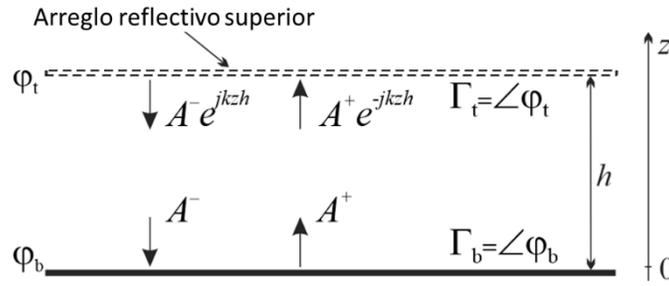


Figura 2.11 – Magnitudes de los modos Floquet de propagación en la EOF

De esta manera, la OPCD de magnitud A^- , viajando en dirección negativa z se refleja desde el AR inferior con coeficiente de reflexión $\Gamma_b = e^{j\varphi_b}$. Por lo tanto, la magnitud A^+ se expresa como:

$$A^+ = \Gamma_b A^- = e^{j\varphi_b} A^- \quad (2-38)$$

De acuerdo a (2-36) y (2-38), en el arreglo reflectivo superior ($z = h$) el campo eléctrico se calcula como:

$$\vec{E}(x, y, z) = A^- e^{j\varphi_b} e^{-jk_z h} \vec{F}_{00} + A^- e^{jk_z h} \vec{F}_{00}^* \quad (2-39)$$

En el AR superior ($z = h$), la OPCD viajando en la dirección positiva de z es reflejada con el coeficiente de reflexión $\Gamma_t = e^{j\varphi_t}$. De esta manera, en $z = h$ la magnitud de la OPCD viajando en la dirección negativa de z puede ser expresada como la multiplicación de la magnitud de la onda incidente $A^- e^{j\varphi_b} e^{-jk_z h}$ y el coeficiente de reflexión Γ_t de la siguiente forma:

$$A^- e^{jk_z h} = \Gamma_t A^- e^{j\varphi_b} e^{-jk_z h} = A^- e^{j\varphi_b} e^{j\varphi_t} e^{-jk_z h} \quad (2-40)$$

La expresión (2-40) puede reescribirse de la siguiente manera:

$$A^- e^{jk_z h} - A^- e^{j\varphi_b} e^{j\varphi_t} e^{-jk_z h} = 0 \quad (2-41)$$

Al factorizar (2-41) se obtiene:

$$A^- e^{\frac{j(\varphi_t + \varphi_b)}{2}} \left(e^{jk_z h} e^{-\frac{j(\varphi_t + \varphi_b)}{2}} - e^{\frac{j(\varphi_t + \varphi_b)}{2}} e^{-jk_z h} \right) = 0 \quad (2-42)$$

La expresión entre paréntesis de (2-42) puede reducirse como:

$$\left(e^{jk_z h} e^{-\frac{j(\varphi_t + \varphi_b)}{2}} - e^{\frac{j(\varphi_t + \varphi_b)}{2}} e^{-jk_z h} \right) = -2j \sin \left(\frac{\varphi_t + \varphi_b}{2} - k_z h \right) \quad (2-43)$$



Por lo que (2-41) se convierte en la siguiente ecuación:

$$-2jA^- e^{\frac{j(\varphi_t + \varphi_b)}{2}} \sin\left(\frac{\varphi_t + \varphi_b}{2} - k_z h\right) = 0 \quad (2-44)$$

Entonces, es posible calcular k_z de (2-44), obteniendo:

$$k_z = \frac{\frac{\varphi_b + \varphi_t}{2} - \pi l}{h}, \quad l = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (2-45)$$

Por lo tanto, sólo el modo Floquet \vec{F}_{00} con k_z determinada conforme a (2-45) se propaga entre los dos ARs tipo espirafase en el caso de un AR superior totalmente reflectivo. La onda de fuga es formada cuando el arreglo superior es parcialmente transparente. Sin embargo, para el caso de baja transparencia, el número de onda longitudinal k_z para el campo electromagnético radiado puede ser estimado también usando (2-45).

Finalmente, después de sustituir k_z de (2-37) en (2-45), el ángulo de elevación θ_0 que define el patrón de radiación formado por la EOF se encuentra como:

$$\cos \theta_0 = \frac{1}{kh} \left(\frac{\varphi_b + \varphi_t}{2} - \pi l \right) \quad (2-46)$$

La expresión (2-46) no depende de φ_0 lo que indica que la EOF forma un patrón de radiación cónico con ángulo de apertura de $2\theta_0$ como lo indica la figura 2.12 o un patrón de radiación tipo lápiz cuando $\theta_0 = 0$.

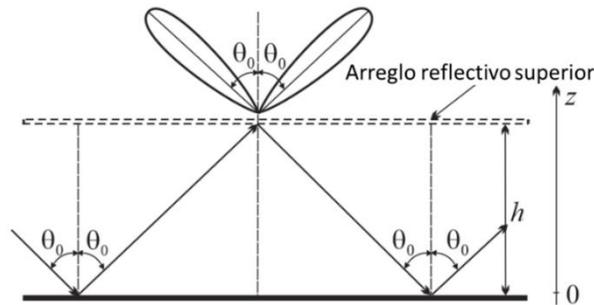


Figura 2.12 – Formación del haz cónico con ángulo de apertura $2\theta_0$

La expresión (2-46) también revela que θ_0 depende de la distancia h . Una dependencia calculada del ángulo de elevación de radiación θ_0 como función del corrimiento de fase total $\varphi_\Sigma = \varphi_t + \varphi_b$ se muestra en la figura 2.13 para tres diferentes distancias h .



De acuerdo a la figura 2.13, para $h=\lambda/2$ la EOF soporta dos modos de propagación con $l = 0$ y $l = -1$ a lo largo del rango completo de 360° de φ_Σ . Una reducción apropiada de h asegura sólo un modo de propagación para cada valor de φ_Σ . Por ejemplo, cuando $h= \lambda/4$, el cambio de φ_Σ de -360° a -180° resulta en un decremento de θ_0 de 90° a 0° para $l = -1$ mientras que para $l = 0$ el ángulo θ_0 se incrementa de 0° a 90° cuando φ_Σ varía de -180° a 0° . Finalmente, para la distancia $h=\lambda/8$, la propagación de la onda *de fuga* es soportada sólo en intervalos específicos de φ_Σ .

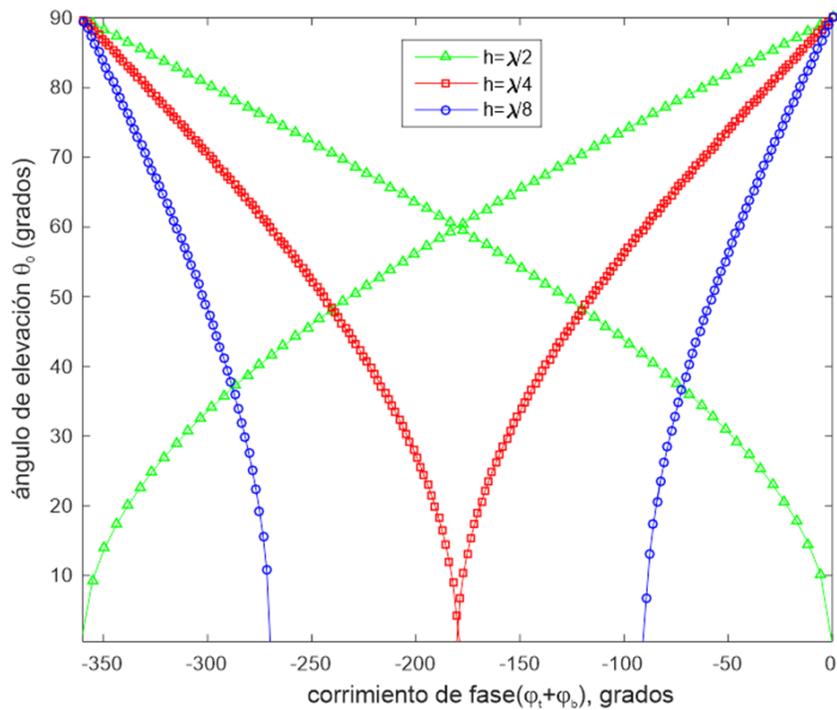


Figura 2.13. θ_0 calculado como función del corrimiento de fase total ($\varphi_t + \varphi_b$)

De esta manera, la ecuación (2-46) determina una dependencia de θ_0 en los parámetros clave de la EOF tales como h , φ_t y φ_b y para verificar la correspondencia con los resultados obtenidos con el modelo de onda completa, se verificaron los casos simulados para el EOF en 0° , 10° y 20° . Como lo muestra la tabla 2.1, con el modelo de onda completa se estimó un ángulo de escaneo θ_0 de 37.5° , 26.6° y 12.9° para las estructuras *EOF_0°*, *EOF_10°* y *EOF_20°* respectivamente. Empleando (2-46), para estas mismas estructuras se estaría esperando la formación de un haz cónico con ángulo de media apertura θ_0 igual a 38.1° , 29.1° y 16.0° respectivamente, lo que se considera una buena correspondencia como se muestra en la figura 2.14.

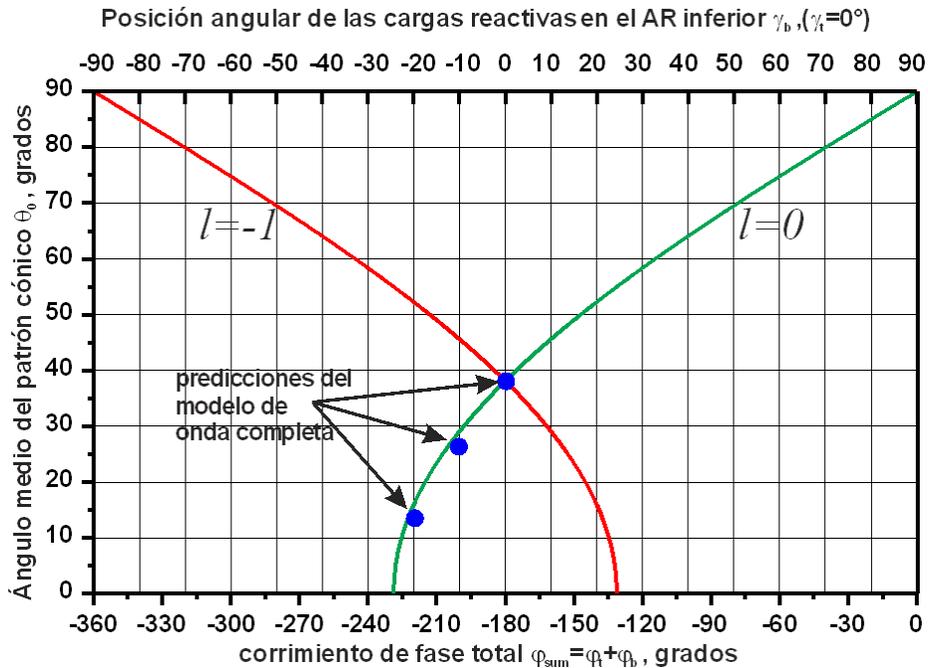


Figura 2.14. Comparación entre los modelos de onda completa y simplificado para las estructuras EOF_0°, EOF_10° y EOF_20°

Las curvas de la figura 2.14 corresponden a $l = -1$ y $l = 0$ en (2-46). De acuerdo a estos resultados, el cambio de φ_{sum} de -360° a -132° lleva al incremento de θ_0 de 0° a 90° para $l = -1$. Para $l = 0$ el ángulo θ_0 decrementa de 90° a 0° cuando la φ_{sum} es sintonizada de -229° a 0° . En este caso, puede considerarse la dependencia de θ_0 sólo de las posiciones angulares γ_b de las cargas reactivas en la SSF del AR ya que como se explicó anteriormente se consideraría a las posiciones angulares de las cargas reactivas γ_t en la SSF del AR superior que son iguales a cero.

De esta manera, el modelo matemático simplificado y el de onda completa coinciden en la estimación del ángulo de escaneo θ_0 , por lo que el principal objetivo del proyecto parece viable, es decir que es posible obtener una estructura radiadora reconfigurable a partir de tener el control de giro de los elementos de una de las SSF, por lo que en este punto era necesario asegurar mediante un proceso apropiado de optimización, el que la estructura radiara conforme al patrón característico de una antena de onda de fuga (AOF).



2.8 Conclusiones

En este capítulo se presenta la propuesta de una EOF como base para desarrollar el concepto de una antena de bajo perfil, compuesta de dos arreglos reflectivos (ARs) de periodicidad infinita sobrepuestos, que usan elementos en forma de apertura anular tipo *espirafase*, operando con el principio de polarización de cambio de fase, con ondas de polarización circular.

Se describió primeramente, el desarrollo de un modelo matemático de onda completa a partir de una metodología bien conocida en el análisis de arreglos reflectivos en configuración de multicapa, basado en la aproximación por matriz de dispersión generalizada (GSM) y apoyada en el método de momentos-*Galerkin*. La principal modificación y aportación al modelo conocido, consistió en incluir fuentes de voltaje en el AR inferior para generar la onda incidente desde el interior de la estructura en lugar de considerarla desde fuera de esta como en los arreglos reflectivos típicos.

Los resultados obtenidos con el modelo de onda completa, muestran que es posible predecir la reconfiguración del ángulo de escaneo de la estructura, a partir de los giros de cargas reactivas en los elementos *espirafase*. La optimización inicial mostró la formación de un patrón cónico con tendencia multihaz para diferentes ángulos de escaneo. Con el fin de hallar una mejor caracterización de los parámetros de la estructura que permitieran confirmar las condiciones para la radiación de un haz cónico para ángulos de escaneo $\theta_0 > 0^\circ$, se planteó el desarrollo de un modelo simplificado.

Entonces, se presentó el desarrollo de un modelo matemático simplificado basado también en la propagación de modos Floquet dentro de la EOF, pero apoyado en suposiciones que se realizan en la teoría de rayos, respecto al considerar, por ejemplo, que los ARs que componen a la EOF son superficies totalmente reflectivas e independientes del ángulo acimutal φ_0 . El modelo obtenido con este método, indica la relación de las fases de los coeficientes de reflexión de ambos ARs, y la distancia entre estos con la dirección del haz de tipo cónico. Este modelo comprueba su correspondencia con el modelo de onda completa en la predicción del ángulo de escaneo θ_0 . Con esto, se considera entonces que es posible optimizar y construir la estructura que demuestre lo predicho por los modelos matemáticos.



2.9 Referencias

- [1] A. Gardner Fox. An Adjustable waveguide phase changer. PIRE, Vol.35, No.12, pp.1489-1498, December 1947.
- [2] H.R. Phelan. Spiraphase- a New, Low Cost, Lightweight Phased Array. Microwave Journal, Vol. 19, No.12 pp. 41-44 December 1976.
- [3] Martynyuk AE, Lopez JI, Martynyuk NA. Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators. IEEE Trans Antennas Propag. 2004; 52:142–153.
- [4] Rodriguez-Zamudio J, Martinez-Lopez J, Rodriguez-Cuevas JI, et al. Reconfigurable reflect arrays based on optimized spiraphase-type elements. IEEE Trans Antennas Propag. 2012; 60:1821–1830.
- [5] Carrasco E., Encinar Jose. Reflectarray antennas: A review. Forum for Electromagnetic Research Methods and Application Technologies (FERMAT) Feb.2016.
- [6] Silva-Montero J, Martinez-Lopez JI, Rodriguez-Cuevas J, et al. Spiraphase-type reflectarray for large reflection elevation angles. IEEE Trans Antennas Propag. 2015; 63:4342–4351.
- [7] Martynyuk AE; Martynyuk, N.A, Sergei N. Khotiaintsev and Valeri S. Vountesmeri. Millimeter-Wave Amplitude-Phase Modulator. IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol.45, No. 6, June 1997. pp 911-917.
- [8] Martynyuk, A.E.; Martinez Lopez, J.I.; Martynyuk, N.A. Multilayered antenna arrays based on loaded ring slot resonators. Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE, Volume 4, Issue, 2002 Page(s): 236 - 239 vol.4.
- [9] Martynyuk, A.E.; Martinez Lopez, J.I.; Martynyuk, N.A. Reflective phased array based on split metal rings with p-i-n diode switches. 2006 First European Conference on Antennas and Propagation, 2006. Nice, France, Nov. 2006, p. 349580.
- [10] Martynyuk, A.E.; Martinez Lopez, J.I.; Cuevas, J.R.; Sydoruk, Y.K.Martynyuk. Wideband reflective array based on loaded metal rings. Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International, 12-17 June 2005, pp.573 - 576.
- [11] A Roberts and R.C. McPhedran. Bandpass grids with annular apertures. IEEE Transactions on Antennas and propagation. Vol. 36, No. 5, May 1988, pp.607-611.
- [12] Kondo, A. Design and characteristics of ring-slot type FSS. *Electron. Lett.*, vol. 27 , núm. 3, 31January 1991, pp. 240.241.



- [13] Mendoza-Rosales, D. T.; Martynyuk, A.E.; Martinez-Lopez, J.I.; Rodriguez-Cuevas, J. Frequency selective surfaces based on ring slots loaded with monolithically integrated capacitors. *Microwaves, Antennas & Propagation, IET*, vol.6, no.3, pp.245,250, February 21 2012.
- [14] Arun K. Bhattacharyya. *Phased Array Antennas (Floquet Analysis, Synthesis, BFNs, and Active Arrays Systems)*. Wiley series in Microwave and optical Engineering, Kai Chang series editor, 2006.
- [15] N. Amitay, V. Galindo, and C. P. Wu. *Theory and Analysis of Phased Array Antennas*. New York: Wiley-Interscience, 1972.
- [16] C. Wan and J. A. Encinar. Efficient computation of generalized scattering matrix for analyzing multilayered periodic structures. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 43, pp. 1233–1242, Nov. 1995.
- [17] P. Gay-Balmaz, J. Encinar, and J. R. Mosig. Analysis of multilayer printed arrays by a modular approach based on the generalized scattering matrix. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 48, pp. 26–34, Jan. 2000.



Capítulo 3. Optimización de la Estructura de Onda de Fuga (EOF)

3.1 Introducción

Con los modelos matemáticos de onda completa y simplificado desarrollados para la EOF, se demostró que es posible predecir la característica de reconfigurabilidad del haz mediante el ángulo de escaneo θ_0 para la onda radiada fuera de la estructura. Sin embargo, también se encontró que resulta necesario realizar un proceso de optimización que asegure primeramente el comportamiento de estructura infinita, así como la característica de radiación de haz cónico para ángulos $\theta_0 > 0^\circ$, ya que como demostró el modelo de onda completa, la estructura puede generar un comportamiento multihaz en lugar de una característica de radiación cónica.

El principal objetivo de la optimización, es el diseño de los elementos en forma de apertura anular de los AR superior e inferior, respecto a que deben operar conforme al principio *espirafase*. Entonces, la geometría de dichos elementos debe ser optimizada para asegurar las condiciones $\Gamma_{||b} = -\Gamma_{\perp b}$ y $\Gamma_{||t} = -\Gamma_{\perp t}$. Es decir, los ARs superior e inferior tendrían que introducir un corrimiento de fase diferencial de 180° entre las componentes ortogonales de la OPCD dispersada.

El proceso de optimización debe considerar los elementos disponibles en la implementación real de la EOF. En este sentido, es que en este capítulo se describe y propone un proceso para optimizar las cargas capacitivas instaladas en cada elemento de las SSF de los AR superior e inferior. Así mismo, la geometría de ambos ARs se optimiza también con base en las dimensiones accesibles y realizables para la implementación de la verificación experimental de este proyecto y que permita demostrar las características estimadas por los modelos matemáticos desarrollados. El proceso de optimización descrito en este capítulo puede ser extrapolado a cualquier otro escenario de implementación requerido con distintas dimensiones y frecuencia de diseño objetivo

3.2 Definición de zonas de propagación

A partir del modelo simplificado expresado por (2-46) y para el ejercicio de optimización inicial presentado en el capítulo anterior, se encuentra que al graficar las curvas de los dos primeros



modos ($l = 0$ y $l = -1$) el corrimiento de fase total (φ_{Σ}) que determina el ángulo θ_0 del patrón de radiación cónico en función de la distancia h entre los AR superior e inferior contiene valores donde ambos modos coexisten o donde lo hace sólo uno de ellos. La distancia h es determinante en la forma de propagación de dichos modos ya que, al variar por ejemplo a la mitad del valor, en este caso de 2.61 mm a 1.3 mm, las dos curvas cambian de posición como se muestra en la figura 3.1, en donde se observa que para $h = 1.3$ mm hay una zona en la que para cierto corrimiento de fase total φ_{Σ} , correspondiente a cierto rango de valores para la posición angular γ_b no hay propagación de ninguno de los dos modos.

De esta manera, es posible definir a partir de h , los valores de γ_b que no generarán propagación en la EOF, o aquellos valores de γ_b donde se aseguraría la propagación de un sólo modo de propagación ($l = 0$ ó $l = -1$). Para el caso analizado con $h = 1.3$ mm, para valores de φ_{Σ} de -360° a -246° sólo se propagaría el modo correspondiente a $l = -1$, mientras que el modo correspondiente a $l = 0$ se propagaría para φ_{Σ} de -116° a 0° .

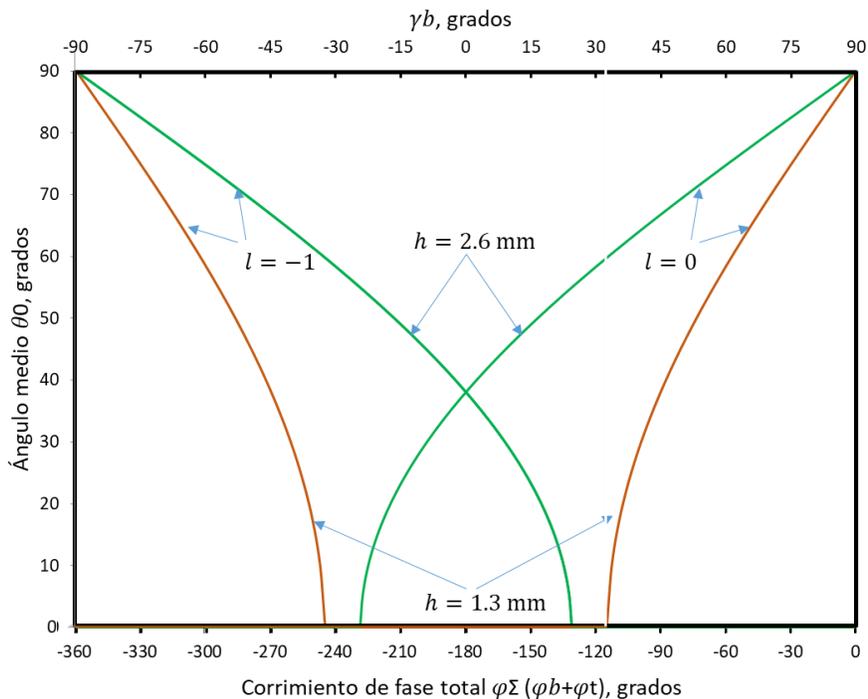


Figura 3.1. Ángulo medio θ_0 del arreglo reflectivo para las distancias $h=2.61$ mm y $h=1.33$ para el ejercicio de optimización

El resultado anterior nos indica primeramente que es posible asegurar la propagación de un sólo modo con la mitad de la distancia considerada en la optimización inicial de la estructura. Por otra parte, como se ha comentado anteriormente, con la configuración adecuada de γ_b de ciertos elementos puede condicionarse la no propagación, lo cual puede ser útil en la definición de celdas unitarias largas o en la definición del borde de la estructura.



De esta manera, para la optimización final de la EOF completa, tema principal de este capítulo, se propuso usar una distancia de $h = \lambda/5$ con lo que se asegura que sólo uno modo principal se estaría propagando además de que no es aún una distancia muy pequeña que cause un acoplamiento reactivo a través de los modos Floquet evanescentes de alto orden.

Basados en el modelo simplificado descrito por (2-46) y considerando (2-4) y (2-5) es posible establecer primeramente que:

$$\varphi_{\Sigma} = \varphi_b + \varphi_t = 2\gamma_b + 2\gamma_t - \pi \quad (3-1)$$

Al sustituir (3-1) en (2-46) es posible encontrar para γ_b que:

$$\gamma_b = \cos \theta_0 \frac{2\pi h}{\lambda} + \pi \left(l + \frac{1}{2} \right) - \gamma_t \quad (3-2)$$

Dado que por simplicidad se está considerando que el giro de las cargas reactivas para los elementos del AR superior $\gamma_t = 0^\circ$, las expresiones (3-1) y (3-2) se simplifican aún más y por lo tanto sólo a partir de la distancia h es posible obtener un valor del giro γ_b de las cargas reactivas del AR inferior. El mismo resultado se obtiene si se considera el giro de las cargas γ_t del AR superior distintas a 0° en lugar del giro γ_b de las cargas del AR inferior. Específicamente, para los casos para $l = -1$ y $l = 0$ y con γ_t ó γ_b igual a 0° , existe una diferencia de 180° entre cada uno de estos casos. De esta manera, para $h = \lambda/5$, los valores de φ_{Σ} a partir de los que existe propagación unimodal son -144° y -216° para $l = 0$ y $l = -1$ respectivamente y los correspondientes valores de γ_b son 18° y -18° para $l = 0$ y $l = -1$ respectivamente.

Una vez identificada la influencia de h en la característica de propagación unimodal de la estructura, es necesario realizar la optimización de los elementos del arreglo que conforman las SSF de ambos ARs y en general de toda la EOF y que se presenta en las siguientes secciones.

3.3 Optimización del elemento unitario

Para la optimización de las dimensiones de los elementos de la antena se usó el modelo de onda completa descrito en el capítulo anterior. Tal como se describió, para el modelado de las cargas reactivas se consideró que cada carga reactiva tiene la forma de un sector anular, sin embargo, desde un punto de vista más simple para la implementación de las cargas reactivas se optó por generar las cargas reactivas capacitivas bajo el concepto de capacitores interdigitales.

Los capacitores interdigitales (CID) son ampliamente usados para la implementación de elementos reactivos en el ámbito de los circuitos de microondas y ópticos integrados. El estudio de este tipo de capacitores ha sido desarrollado ampliamente [1]-[6] con el objetivo de encontrar



expresiones analíticas que permitan el cálculo más preciso de las capacitancias. El caso más simple es un CID de “dos dedos” (*two-finger*) formado por dos salientes metálicas donde la capacitancia depende de la distancia entre dichas salientes. Para aplicaciones en antenas, es común encontrar CIDs compuestos con una mayor cantidad de “dedos” [6].

De manera general, una estructura de CIDs puede definirse como lo muestra la figura 3.2 con el ancho o espesor de cada “dedo” como t_f , el espacio entre estos como d_f y la distancia hacia los electrodos desde el extremo de cada uno de los “dedos” como d_e . Además, debe considerarse la longitud de cada “dedo” denotada como L_f , así como el ancho de la cinta o microcinta terminal, en los extremos denotada como w .

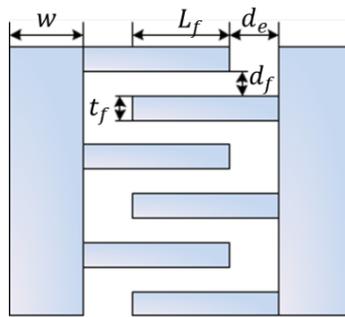


Figura 3.2 Estructura general para una estructura de CID

Así mismo, los modelos que estiman la capacitancia también consideran los anchos de los sustratos tanto de las estructuras conductoras que definen al capacitor como de las estructuras de soporte. En [3]-[5] pueden encontrarse una gran cantidad de expresiones para estimar la capacitancia de un CID. En dichas referencias, se muestran las dependencias para el valor de capacitancia final, en función de la cantidad de “dedos”, de su ancho y de longitud principalmente. También, la cantidad de capas de sustrato tienen una gran influencia en el valor de la capacitancia, siendo el caso más simple aquellos capacitores implementados en una sola capa y que es el caso que resulta de mayor interés para este trabajo, dado que los capacitores de la EOF se implementaron sobre una sola capa de sustrato.

En [4] y [5] se reportan resultados experimentales para CID con una sola capa, para los que diferentes modelos matemáticos comprueban su correspondencia. En dichos experimentos, se encuentra que la mayor influencia en el valor de la capacitancia se da por la cantidad de “dedos”, su longitud y distancia entre estos. Para una longitud de “dedos” de $100 \mu m$ y distancia entre estos de $10 \mu m$ se muestran capacitancias en promedio de $0.4 pF$ para una cantidad de “dedos” de $n = 50$ y hasta $0.04 pF$ para $n = 5$. Extrapolando estos datos experimentales hacia un capacitor de dos “dedos” y una capacitancia objetivo de $0.012 pF$, se encontró que separando los “dedos” en $100 \mu m$ y aumentando la longitud de estos hasta $600 \mu m$ la capacitancia estaría cercana al valor objetivo.



En la figura 3.3 se muestra la geometría del elemento unitario a considerar en las SSF con las cargas reactivas en forma de capacitores interdigitales de “dos dedos”. A fin de conservar una estructura simétrica, el ancho de cada “dedo” (t_f) se considera igual que la distancia entre ellos (d_f), es decir igual a $100 \mu m$.

De esta manera, el modelo de onda completa se empleó como punto de partida para la definición de las dimensiones de la apertura anular operando con frecuencia objetivo de 36.5 GHz. Para el caso de las dimensiones del capacitor interdigital, el punto inicial para la obtención de capacitores próximos a 12 fF fueron las dimensiones encontradas de acuerdo a los modelos y resultados experimentales consultados, como se describió anteriormente, y apoyado por un refinamiento posterior empleando el software CST®.

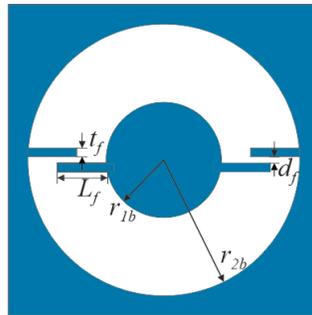


Figura 3.3 Estructura general del elemento unitario con cargas tipo CID

En las siguientes secciones se describe la optimización por separado que se realizó para los ARs superior e inferior y que toman en cuenta las aproximaciones descritas en esta sección para los elementos de apertura anular que conforman las SSF.

3.4 Diseño del Arreglo Reflectivo Inferior

Inicialmente para el AR inferior, con el fin de simplificar el proceso de diseño, se asumió una incidencia normal y la posición angular de las cargas capacitivas configuradas en 0° . Los elementos tipo apertura anular se consideran dispuestos en los nodos de una rejilla cuadrada de periodo 4.11 mm correspondiente a $\lambda/2$ en la frecuencia de diseño objetivo de 36.5 GHz. Tal como se describió en el principio de operación de la EOF (sección 2.5), un corrimiento de fase diferencial de 180° debe obtenerse cuando una componente polarizada linealmente con el plano de polarización paralelo al eje TT_1 que muestra la figura 2.4, se refleja con coeficiente de reflexión igual a $-j$. En este eje es donde se encuentran las cargas capacitivas. Mientras que la componente linealmente polarizada ortogonal al mismo eje TT_1 es reflejada con el coeficiente de reflexión igual a j .



Como lo indica el principio de operación, se considera que una pantalla metálica se ubica a una distancia de $\lambda/4$ desde los elementos en forma de apertura anular que conforman la SSF del AR inferior. Esta SSF se considera ideal o *free-standing* ya que, bajo la incidencia de una onda plana, un máximo de magnitud de corriente es excitada en los elementos del arreglo en la frecuencia de resonancia. La corriente en este caso, está en fase con el campo incidente [7]. Entonces, la impedancia vista por la onda incidente es puramente real y como resultado de la resonancia, la onda incidente es reflejada con fase inversa. De esta manera, la SSF provee una reactancia normalizada de -1 para la OPL incidente con polarización paralela a el eje TT_1 (con las cargas capacitivas) y una reactancia normalizada de 1 para la OPL incidente con el vector de campo eléctrico ortogonal al mismo eje. Los circuitos equivalentes que representan estas condiciones para cada una de las componentes se muestran en la figura 3.4, en donde la única diferencia es que para la componente paralela al eje de las cargas se considera la reactancia capacitiva, mientras que para la componente perpendicular se considera el efecto de una reactancia inductiva.

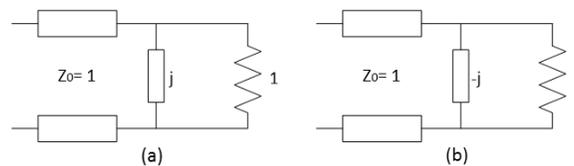


Figura 3.4 Circuitos equivalentes para(a): la componente perpendicular a las cargas y (b) paralela a las cargas

Al calcular el coeficiente de reflexión de los circuitos equivalentes de la figura 3.4, es posible demostrar que la magnitud de este es igual a $|\Gamma| = \frac{1}{\sqrt{5}}$ para ambos casos. Entonces, la primera aproximación en la optimización de la estructura es que el elemento de la celda unitaria debe ser de tal geometría que el coeficiente de reflexión sea igual a $1/\sqrt{5}$ en la frecuencia objetivo de diseño 36.5 GHz, tal como lo muestra la figura 3.5.

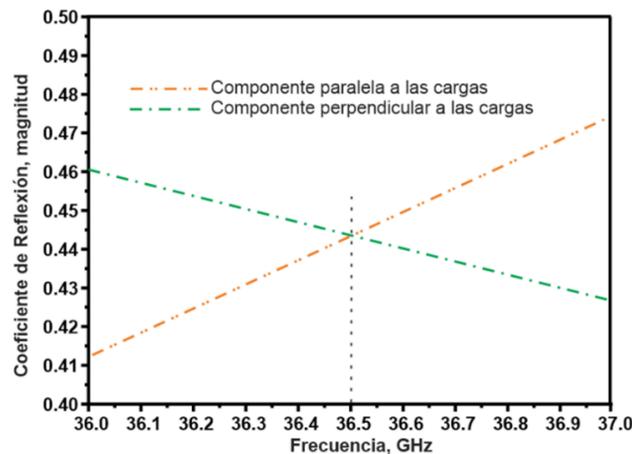


Figura 3.5 $|\Gamma|$ para las componentes perpendicular y paralela al eje de las cargas reactivas en un elemento unitario de la SSF.



Después, la geometría de la celda unitaria se optimizó para asegurar también un corrimiento de fase diferencial tan cerca como fuera posible a 180° en un amplio rango de frecuencias, una vez que se coloca la pantalla metálica. Durante este proceso de optimización, se asumen también las condiciones reales de la implementación como, por ejemplo, que los elementos de apertura anular son impresos en un sustrato dieléctrico con permitividad eléctrica de 2.2 y grosor de 0.127 mm (Sustrato ROGERS RO5880).

Mediante el código basado en el modelo matemático de onda completa desarrollado en la sección 2.6.1 se implementó la solución basada en el método momentos-Galerkin de un sistema de ecuaciones integrales para calcular los coeficientes de reflexión considerando todos los elementos que conforman el AR inferior descritos anteriormente. De esta manera, el radio interior r_{1b} , el radio exterior r_{2b} y el valor de la capacitancia son los principales parámetros considerados para la optimización.

Entonces, un procedimiento de optimización estándar se aplicó para obtener la geometría optimizada de un elemento de celda unitaria con d igual a 2.06 mm, y como resultado se obtuvieron los valores para r_{1b} , r_{2b} , y las cargas capacitivas C como 0.75 mm, 1.8 mm y 11 fF respectivamente. Las cargas capacitivas de 11 fF se obtuvieron considerando la aproximación descrita en la sección 3.3 para capacitores interdigitales de “dos dedos”. Mediante el software CST, se obtuvo la geometría optimizada final, encontrando una longitud L_f de 0.64 mm, el ancho t_f y la distancia d_f ambos de 0.1 mm conforme a la geometría indicada por figura 3.3 de característica simétrica. Las dimensiones finales obtenidas que definen a los CIDs son muy cercanas a los valores estimados en la sección 3.3, para el caso de 12 fF.

Nuevamente haciendo referencia al principio de operación descrito en 2.5, en donde se menciona que la onda reflejada por el AR inferior se puede expresar como la suma de dos OPC definidas por (2-1) y (2-2), en aquel momento se describió la posibilidad de suprimir a (2-2) conocida como la componente de polarización cruzada mediante (2-3) a fin de que el coeficiente de reflexión del AR inferior Γ_b sólo dependiera del ángulo de giro de las cargas γ_b . En la implementación real de la estructura, sabemos que la condición anterior sólo se logra en la frecuencia de resonancia, por lo que es importante considerar la siguiente forma de expresar a (2-1) y (2-2) para la onda reflejada por el AR inferior:

$$\vec{E}_r = 0.5E_0 e^{2j\gamma_b} (\Gamma_{\parallel b} - \Gamma_{\perp b}) (\vec{a}_x + j\vec{a}_y) e^{-jk_0 z} + 0.5E_0 e^{2j\gamma_b} (\Gamma_{\parallel b} + \Gamma_{\perp b}) (\vec{a}_x - j\vec{a}_y) e^{-jk_0 z} \quad (3-3)$$

El primer término de la suma (3-3) es una onda de polarización circular con la misma dirección de rotación que la onda incidente (OPCD). La fase de esta onda depende de la posición angular γ_b de las cargas capacitivas, este término es conocido como la “onda controlada”. Mientras que el segundo término de (3-3) es una onda con dirección de rotación contraria a la onda incidente



y cuya fase no depende de la posición angular de las cargas reactivas, por lo que se conoce como la “onda no controlada”.

Las magnitudes simuladas de “la onda controlada” y “no controlada” para el AR inferior se muestran en la figura 3.6, en donde puede observar que la magnitud de la “onda no controlada” o componente de polarización cruzada es suprimida por debajo del nivel de -20 dB en la banda de frecuencias de 35.37 a 41.72 GHz.

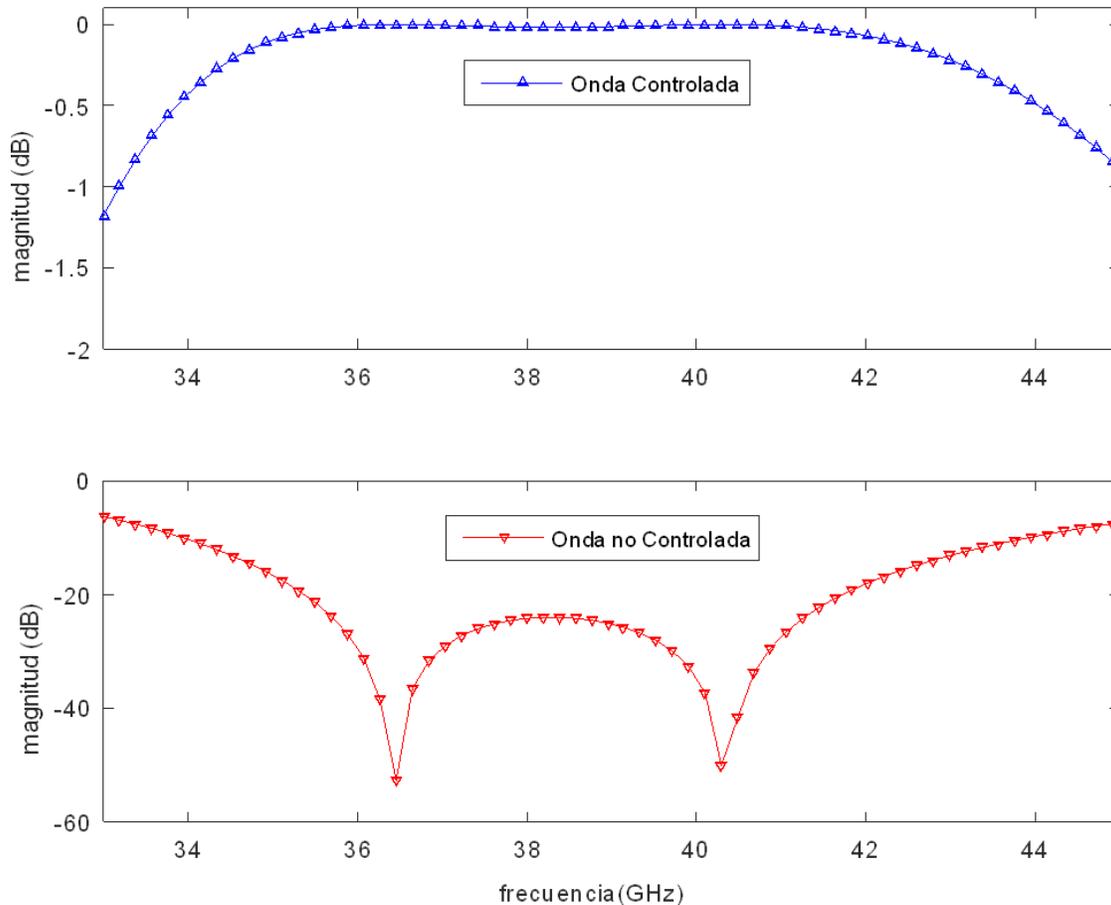


Figura 3.6. Magnitudes calculadas de la onda controlada y no controlada para el elemento optimizado

3.5 Diseño del Arreglo Reflectivo Superior

Con el AR inferior optimizado, a continuación, se describirá la correspondiente optimización del AR superior que tomará los resultados obtenidos del AR inferior para la geometría optimizada de las aperturas anulares que conforman la SSF y que se considerarán iguales en la correspondiente SSF del AR superior. Para el AR superior, el parámetro más importante a optimizar tiene que ver con las dimensiones de la apertura anular de la pantalla metálica perforada y el correspondiente coeficiente de reflexión Γ_t que define a este AR.



De acuerdo al principio de operación, el AR superior se considera una superficie parcialmente reflectiva (SPR) por lo cual podría analizarse mediante la teoría de rayos como se describió en la sección 1.4.2, en donde la expresión (1-8) podría reescribirse como:

$$|T^2| = \frac{1 - |\Gamma_t|^2}{1 - 2\Gamma_t \cos(2kh \cos \alpha + \varphi_b + \varphi_t) + |\Gamma_t|^2} \quad (3-4)$$

Donde Γ_t es el coeficiente de reflexión del AR superior, α es el ángulo entre la perpendicular al AR superior y la dirección de los rayos saliendo de la estructura según muestra la figura 1.7. Mientras que h continúa indicando la distancia entre los ARs y a su vez φ_b y φ_t continúan indicando las fases del coeficiente de reflexión para el AR inferior y AR superior respectivamente.

En [8] se demuestra, que para una antena tipo cavidad resonante que representa la magnitud total transmitida como (3-4), es posible determinar por medio de la magnitud del coeficiente de reflexión, el ancho de banda, el ancho de haz de potencia media (AAPM) y directividad de una antena de onda de fuga. De esta manera, el ancho de haz a potencia media (AAPM) para la EOF analizada puede considerarse como lo indica (1-10), igual a $\sqrt{2/Q}$, donde el factor de calidad Q sería determinado como:

$$\frac{1}{Q} \approx 2 \frac{1 - |\Gamma_t|}{(\varphi_b + \varphi_t) \sqrt{|\Gamma_t|}} \quad (3-5)$$

Con estos elementos, una consideración importante en el proceso de optimización tiene que ver con el tamaño de la EOF a implementar. Para evitar reflexiones de la onda de fuga desde el borde de la estructura, es necesario asegurar una distribución apropiada del campo en la apertura de la EOF. Entonces, las características del proceso de fotolitografía que se emplea para la implementación de la estructura deben tomarse en cuenta para determinar la magnitud del coeficiente de reflexión Γ_t .

Específicamente, el proceso de fotolitografía empleado en este trabajo utiliza substratos con dimensión máxima de 10 cm de diámetro en términos de una apertura circular. De acuerdo a la experiencia reportada con ARs tipo *espirafase* con alimentación *offset* y con diámetro de apertura de 9 cm operando en 36.5 GHz [9], es posible lograr un ancho de haz de 6° con valores típicos de pérdidas a la orilla de la estructura (*edge taper*) de 9.5 dB. El ancho de haz a $-3B$, puede ser estimado como se indica en [10] y como lo muestra (3-6), considerando una distribución de amplitud uniforme de excitación.

$$\Delta\theta_{3dB,min} \approx \frac{59^\circ \lambda}{2a} 1.11 \quad (3-6)$$



En donde a representa el radio de la apertura circular, y el factor de 1.11 representa el coeficiente de expansión del haz (CEH) cuando el nivel en el borde de la apertura es aproximadamente igual a -10 dB. Para el caso de la EOF, debe asegurarse una distancia adicional entre el borde del spot y el borde de la estructura para suprimir la dispersión de la onda de fuga en el borde de la EOF. Como resultado entonces, debe considerarse que el campo electromagnético ocupará un spot centrado a -10 dB con diámetro menor a 100 mm. Dependiendo del valor del diámetro de diseño elegido, se tendrán distintos valores del AAPM, todos en el mejor caso alrededor de 6° , que corresponde a un spot centrado cónico a -10 dB para un diámetro de apertura de 90 mm, que es la referencia encontrada para el mismo sustrato empleado en la implementación de la EOF propuesta en este trabajo.

Considerando la frecuencia de diseño de 36.5 GHz, la magnitud del coeficiente de reflexión $|\Gamma_b|$ en el AR inferior como 1 y que la correspondiente fase φ_b es igual a $-\pi/2$ dado que γ_b es igual a 0° . Además, si las posiciones angulares de las cargas reactivas γ_t en la SSF del AR superior también son puestas en 0° , φ_t es también igual a $-\pi/2$ y entonces a partir de (3-6) y (3-5) diferentes valores de $|\Gamma_t|$ con su correspondiente AAPM y factor de calidad Q pueden obtenerse para diferentes valores de radio de apertura circular a . La tabla 3.1 muestra diferentes opciones de estos parámetros a partir de diferentes valores de $|\Gamma_t|$.

$ \Gamma_t $	a [mm]	AAPM [$^\circ$]	Q
0.993	49.7	5.4	223.6
0.99	41.5	6.5	156.3
0.98	29.3	9.2	77.8
0.97	23.9	11.3	51.6
0.96	20.5	13.1	38.5
0.95	18.4	14.6	30.6
0.90	12.8	21.0	14.9
0.85	10.3	26.1	9.7

Tabla 3.1. Parámetros asociados a diferentes $|\Gamma_t|$ en una apertura circular de radio a del AR superior

La tabla 3.1 muestra que, para las condiciones realizables de la EOF, con un diámetro de apertura circular de 100 mm, la magnitud máxima del coeficiente de reflexión $|\Gamma_t|$ sería de 0.993 correspondiente a un AAPM de 5.4° , sin embargo, sólo habrían 0.3 mm entre el borde del spot y el borde de la EOF, distancia que sería insuficiente para suprimir la dispersión de la onda de fuga en el borde. Sin embargo, estos resultados también muestran que es factible implementar una EOF con magnitudes de coeficiente de reflexión $|\Gamma_t|$ entre 0.85 y 0.95 que es el rango típico encontrado para antenas de onda de fuga que manejan polarización circular [11].

En general, se prefiere una magnitud de $|\Gamma_t|$ lo más grande posible debido a que hay una relación directa con la ganancia, de acuerdo a lo que nos indican los valores del factor Q mostrados por la



tabla 3.1. Si tomamos de referencia el caso de $|\Gamma_t|$ con valor de 0.96, se tendrían todavía una distancia adicional de 2.95 cm hacia el borde de la estructura correspondiente aproximadamente a $\lambda/3$ que sería suficiente para asegurar la no dispersión de la onda de fuga en el borde de la estructura.

Así, con el valor objetivo de $|\Gamma_t|$ es posible optimizar las dimensiones de la pantalla metálica perforada en el AR superior en la frecuencia de diseño objetivo de 36.5 GHz. De esta manera, las optimizaciones correspondientes a los casos que muestra la tabla 3.1 fueron realizadas en base al modelo de onda completa descrito en el capítulo anterior y usando el mismo código que se usó para la optimización del AR inferior. La tabla 3.2 muestra el resultado del proceso de optimización, donde se obtuvieron los valores para los radios interior r_{1s} y exterior r_{2s} de la pantalla perforada en el AR superior. En lo que respecta el radio interno r_{1t} , el radio externo r_{2t} de la SSF del AR superior, así como la capacitancia C de las cargas reactivas de cada elemento, son los mismos que los de la SSF del AR inferior.

$ \Gamma_t $	r_{1s} [mm]	r_{2s} [mm]
0.993	0.64	0.94
0.99	0.52	1.0
0.98	0.51	1.13
0.97	0.46	1.20
0.96	0.43	1.25
0.95	0.40	1.30
0.90	0.60	1.35
0.85	0.55	1.65

Tabla 3.2. radios de los elementos de la pantalla perforada del AR superior correspondiente a diferentes valores de $|\Gamma_t|$

La tabla 3.2 muestra que los elementos de apertura anular de la pantalla perforada contienen una ranura más amplia conforme la magnitud del coeficiente de reflexión es más baja. Así mismo, una característica comienza a predominar conforme la apertura es más amplia y que tiene que ver con que cada vez es más complicado tener la misma magnitud de coeficiente de reflexión entre las componentes paralela al eje de las cargas y la componente perpendicular a dicho eje. Conforme la ranura es más amplia, específicamente cada vez menor variación se encuentra en la magnitud de $|\Gamma_t|$ de la componente paralela al eje de las cargas, pareciendo ser necesario considerar una ranura de forma elíptica en lugar de circular. De esta manera, para los últimos casos que muestra la tabla 3.2, es decir para $|\Gamma_t|$ igual a 0.9 y 0.85, las dimensiones mostradas fueron el mejor caso de optimización, pero con diferencias en el coeficiente de reflexión entre las componentes respecto al eje de las cargas de 0.05 y 0.15 respectivamente.



Por ejemplo, para el caso de $|\Gamma_t| = 0.9$, mediante el uso de CST, fue posible encontrar que la dimensión de apertura elíptica que permite obtener la misma magnitud de ambos coeficientes de reflexión (para la componente paralela y perpendicular a las cargas capacitivas) fue de radio 0.4×0.45 mm para la parte central de la apertura anular y de 1.35×1.5 para el borde exterior de esta, específicamente se obtuvo una $|\Gamma_t| = 0.91$.

Por otro lado, resulta interesante analizar las dependencias calculadas de los coeficientes de reflexión y transmisión para el AR superior con $\gamma_t = 0^\circ$ asumiendo una incidencia normal de una OPCD como lo muestran la Figura 3.7 para el caso de $|\Gamma_t| = 0.96$. Esta figura indica, que en la frecuencia central de 36.5 GHz, una OPCD es principalmente reflejada desde el AR superior con coeficiente de reflexión de 0.96. La onda reflejada de polarización circular izquierda (OPCI) es suprimida por debajo de los 20 dB en nivel, en la banda de frecuencia de 35.0 a 39.2 GHz.

De acuerdo a la figura 3.7, en 36.5 GHz la onda transmitida está compuesta de una OPCI y una OPCD de aproximadamente las mismas magnitudes. De esta manera, la polarización de la onda transmitida es cercana a una polarización lineal.

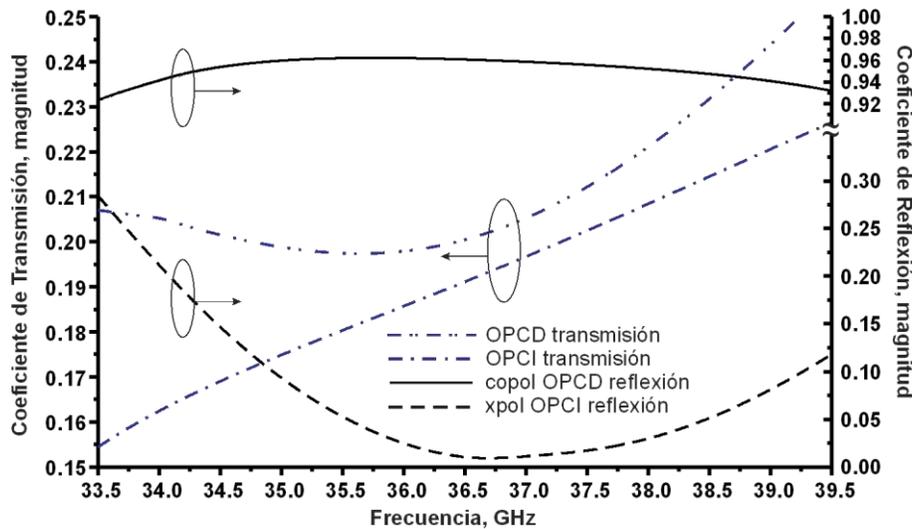


Figura 3.7. Magnitudes calculadas de los coeficientes de reflexión y transmisión para el AR superior asumiendo la incidencia normal de una OPCD y $\gamma_t = 0^\circ$

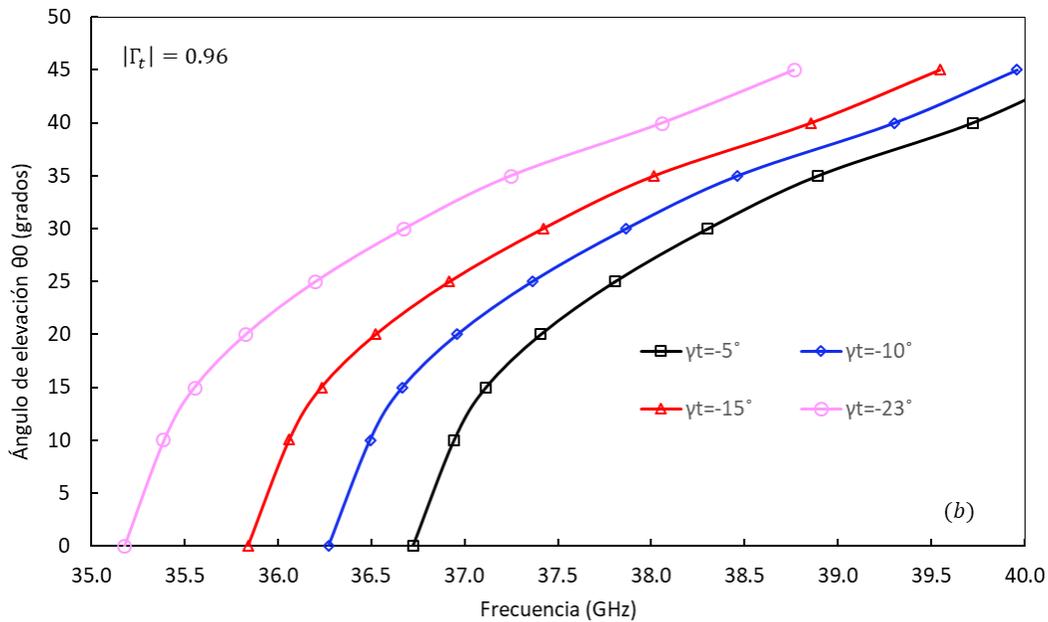
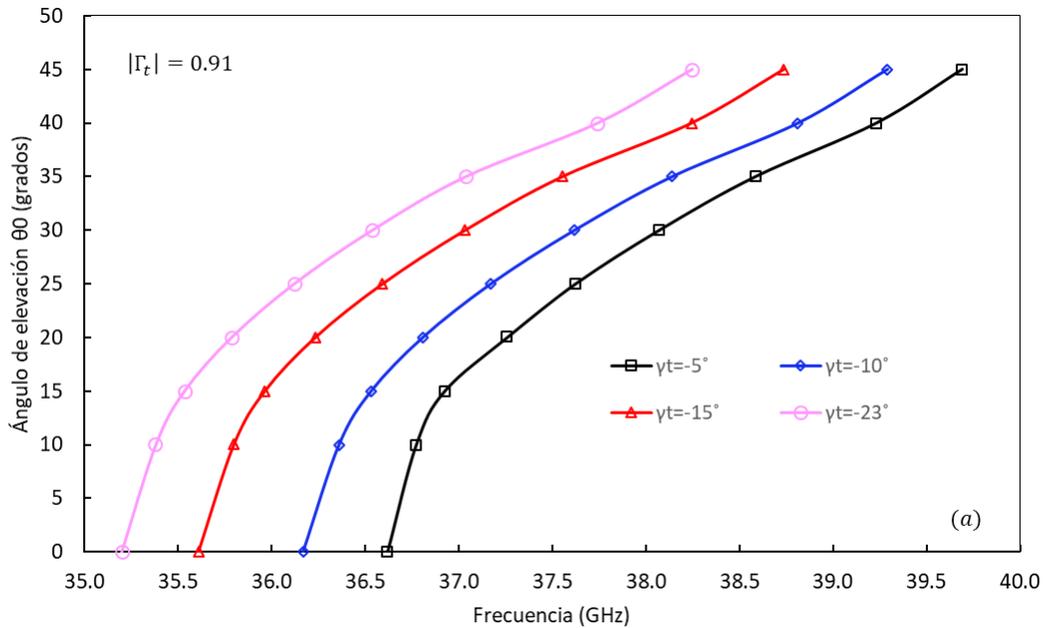
3.6 Estimación de la característica de radiación y de escaneo de la EOF

Al contar con todos los elementos para la geometría de la EOF es posible calcular φ_b y φ_t en diferentes frecuencias y para diferentes ángulos de incidencia θ_0 usando también el código anteriormente mencionado. De esta manera, se simuló el ángulo equivalente de elevación θ_0 para los casos de $|\Gamma_t|$ igual a 0.91, 0.96 y 0.99 con una distancia h entre los AR superior e inferior igual a 1.66 mm ($\sim \lambda/5$) tal como se propuso en la sección 3.1. Los cálculos fueron realizados



considerando para cada caso los giros de las cargas en la SSF del AR superior γ_t iguales -5° , -10° , -15° , -23° . En todos los casos γ_b fue puesta en 0° .

Específicamente, tomando en consideración que φ_b y φ_t son funciones no lineales de θ_0 y la frecuencia, la ecuación no lineal (2-46) fue resuelta para θ_0 . Las dependencias en frecuencia calculadas de θ_0 se muestran en la figura 3.8 para cinco posiciones diferentes de las cargas capacitivas γ_t del AR superior en cada uno de los tres casos considerados de $|\Gamma_t|$.



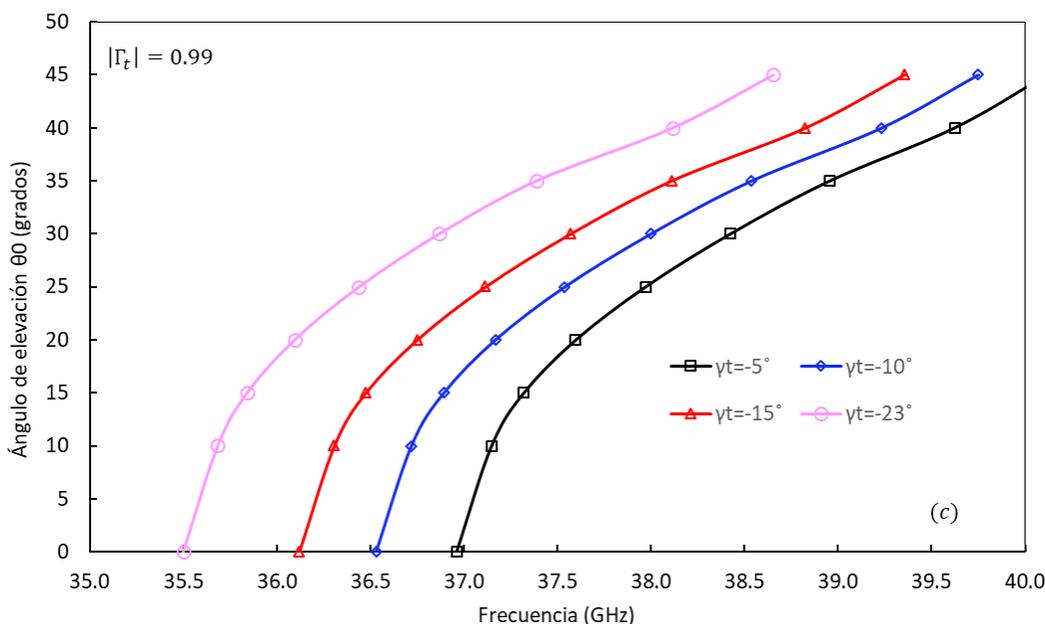


Figura 3.8. Angulo calculado θ_0 como función de la frecuencia para diferentes valores de γ_t , asumiendo $h=1.66\text{mm}$, para (a) $\Gamma_t = 0.91$, (b) $\Gamma_t = 0.96$ y (c) $\Gamma_t = 0.99$.

De acuerdo a lo que muestran las gráficas de la figura 3.8, un patrón de radiación tipo lápiz se formaría en las frecuencias mostradas por la tabla 3.3 para cada valor de γ_t en cada EOF definida por $|\Gamma_t|$. Además, en esta condición ($\theta_0 = 0^\circ$) es posible calcular también los AAPM como muestra la tabla 3.3.

γ_t	$ \Gamma_t = 0.91$		$ \Gamma_t = 0.96$		$ \Gamma_t = 0.99$	
	Frec. [GHz]	AAPM [°]	Frec. [GHz]	AAPM [°]	Frec. [GHz]	AAPM [°]
-5°	36.62	18.3	36.72	12.0	36.96	6.2
-10°	36.17	18.2	36.27	11.7	36.53	6.1
-15°	35.61	18.1	35.84	11.6	36.12	6.0
-23°	35.20	18.1	35.18	11.6	35.5	6.1

Tabla 3.3. Frecuencias y AAPM calculadas para el haz de radiación tipo lápiz, correspondiente a los casos de $|\Gamma_t| = 0.91$, $|\Gamma_t| = 0.96$ y $|\Gamma_t| = 0.99$

Los resultados anteriores también demuestran que un cambio en frecuencia o en el giro de las cargas γ_t del AR superior llevan al escaneo del haz cónico que se forma para ángulos $\theta_0 > 0^\circ$. De esta manera, el siguiente paso fue la verificación experimental implementando algunas opciones de las optimizadas en este capítulo.



3.7 Conclusiones

En este capítulo se describió la optimización de una EOF con frecuencia central de diseño en 36.5 GHz. Se determinó que se requiere una distancia h entre los ARs menor que $\lambda/4$ para evitar que en la estructura se generen modos de alto orden para cualquier valor posible del corrimiento de fase total $\varphi_b + \varphi_t$, por lo que se propone una distancia h de 1.66 mm ($\sim\lambda/5$). Para simplificar el diseño, se asume que las posiciones angulares de las cargas reactivas en la SSF inferior γ_b son igual a 0° . Así, sólo la posición angular de las cargas reactivas en la SSF superior γ_t se considera como el parámetro de reconfiguración.

Para los elementos en forma de apertura anular que conforman la SSF de ambos ARs, se propone por facilidad de implementación de las cargas reactivas el uso de un modelo de capacitor interdigital. Después, cada AR se diseña para operar conforme al principio *espirafase* basado en el modelo de onda completa y se optimiza por separado el AR inferior y superior. El AR inferior se optimiza para obtener la mejor respuesta en términos de la onda “controlada” dependiente de γ_b . La misma SSF optimizada para el AR inferior, es usada en el AR superior y la optimización de esta toma en cuenta la dimensión real del área de la apertura a implementar y se centra en la magnitud del coeficiente de reflexión $|\Gamma_t|$ que define la geometría de las aperturas anulares de la pantalla metálica perforada del AR superior y se comprueba la factibilidad de implementación para $|\Gamma_t|$ mayores a 0.9.

Finalmente, con la consideración del giro γ_t de las cargas del AR superior, se demuestra que es posible demostrar la capacidad de escaneo de la estructura con un haz tipo cónico para ángulos $\theta_0 > 0^\circ$.



3.8 Referencias

- [1] G. D. Alley. Interdigital capacitors for use in lumped-element microwave integrated circuits. 1970 G-MTT Symp. Dig., pp. 7-13
- [2] G. D. Alley. Interdigital capacitors and their application to lumped element microwave circuit. IEEE Trans Microwave Theory & Tech vol. 18, no. 12, pp. 1028-1033, December 1970.
- [3] Y. Feng, J. Hållstedt, Q. Chen, L.-R. Zheng, Y. Huang. Development and experimental verification of analytical models for printable interdigital capacitor sensors on paperboard. Proc. IEEE Sensors, vol. 1, pp. 1034-1039, Oct. 2009.
- [4] E. Pettenpaul, H. Kapusta, A. Weisgerber, H. Mampe, J. Luginsland, I. Wolff. CAD models of lumped elements on GaAs up to 18 GHz. IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol. 36, no. 2, pp. 294-304, 1988.
- [5] S. Gevorgian, T. Martinsson, P.Linner, E. Kollberg. CAD models for multilayered substrate interdigital capacitors. IEEE Trans.Microwave Theory Tech., vol.44, pp.896-904, June 1996
- [6] B. F. Zong, G.M. Wang, Y.W. Wang, L. Geng. Compact antenna using finger-connected interdigital capacitor-based composite right/left-handed transmission-line unit cell. IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 64, no. 5, pp. 1994-1999, 2016.
- [7] G. Goussettis, A. P. Feresidis, J. C. Vardaxoglou. Tailoring the AMC and EBG characteristics of periodic metallic arrays printed on grounded dielectric substrate. IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 54, no. 1, pp. 82-89, Jan. 2006
- [8] Boutayeb H, Denidni TA. Internally excited Fabry-Perot type cavity: Power normalization and directivity evaluation. IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2006; 5:159-162.
- [9] Martynyuk AE, Lopez JI, Martynyuk NA. Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators. IEEE Trans Antennas Propag. 2004; 52:142–153.
- [10], Markov, G.T. y Sazónov, D.M. Antenas.Editorial URSS 1994
- [11] Orr R, Goussetis G, Fusco V. Design method for circularly polarized Fabry–Perot cavity antennas. *IEEE Trans. Antenas Propag.* 2014; 62:19-26.



Capítulo 4. Verificación Experimental de la Estructura de Onda de Fuga (EOF)

4.1 Introducción

Para la verificación experimental, se fabricaron las EOF correspondientes a los casos en el que el giro γ_t es igual a -5° , -10° , -15° y -23° en la SSF del AR superior y el giro γ_b es igual a 0° para el caso de la SSF del AR inferior. Cada uno de estos casos fueron analizados en el proceso de optimización descrito en la sección 3.5, es decir, corresponden a las opciones de $|\Gamma_t|$ iguales a 0.91, 0.96 y 0.99.

El principal objetivo de este capítulo, es verificar la validez de los modelos matemáticos desarrollados para la EOF en las características de radiación tipo lápiz y tipo cónico. Para este último caso, específicamente es primordial verificar la característica de escaneo de la estructura. Entonces, se describe con detalle el proceso de fabricación de los prototipos que como se ha descrito, están limitados a laminados de 100 x 100 mm. Así mismo, se describe el método de verificación experimental empleado para la obtener las características de radiación en las tres distintas opciones.

4.2 Implementación del método de verificación experimental

Para todas las estructuras fabricadas, los elementos que no sufren ningún cambio son los correspondientes al AR inferior. Para el caso de la pantalla metálica, se emplea una placa que funciona como elemento de soporte de la estructura completa, tal como se describe en la siguiente sección. Para el caso de la SSF del AR inferior, la figura 4.1 muestra la capa de referencia empleada con un total de 24 x 24 elementos unitarios con un ángulo de giro γ_b igual a 0° .

Por otro lado, el AR superior de todas las configuraciones es el que se modifica tanto en la SSF que define la pantalla metálica perforada para los diferentes coeficientes de reflexión, como en la SSF que contiene las cargas reactivas con los diferentes giros de γ_t . La figura 4.2 muestra los cuatro casos de giro γ_t igual a -5° , -10° , -15° y -23° considerados en las diferentes combinaciones empleadas en la SSF del AR superior. Mientras que la figura 4.3, muestra las tres

diferentes opciones correspondientes a la SSF que define a la pantalla metálica perforada, es decir, las opciones de $|\Gamma_t|$ igual a 0.91, 0.96 y 0.99.

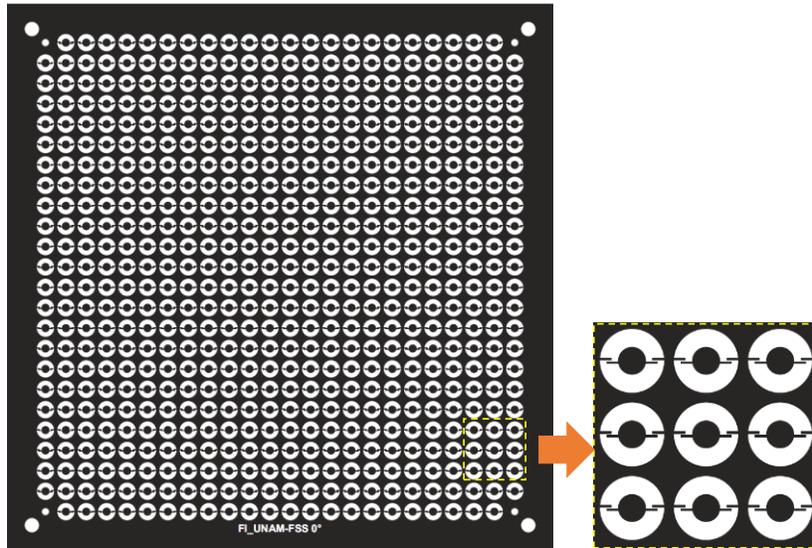


Figura 4.1 FSS del AR inferior con γ_b igual a 0° para todos los elementos

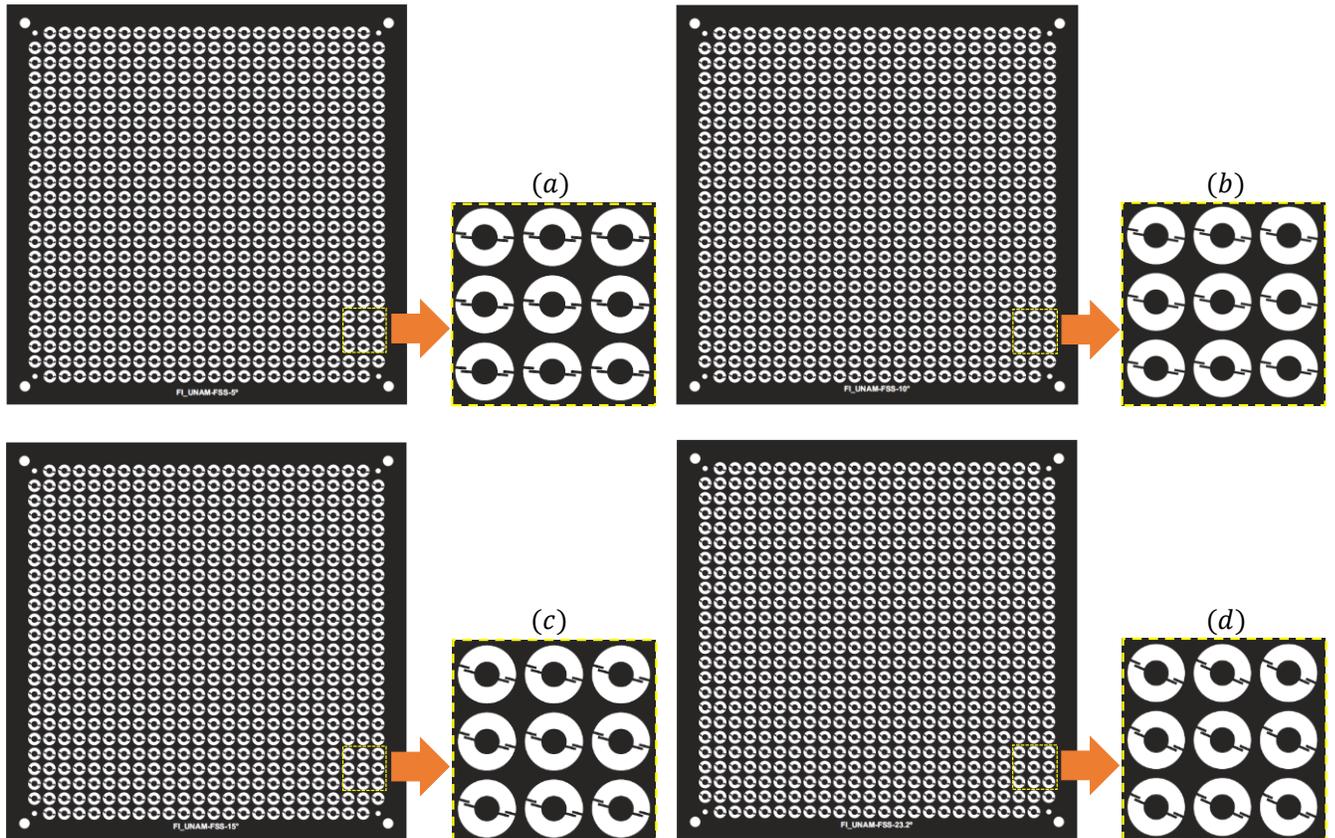


Figura 4.2 FSS del AR superior con γ_t igual a: a) 5° , b) 10° , c) 15° , d) 23°

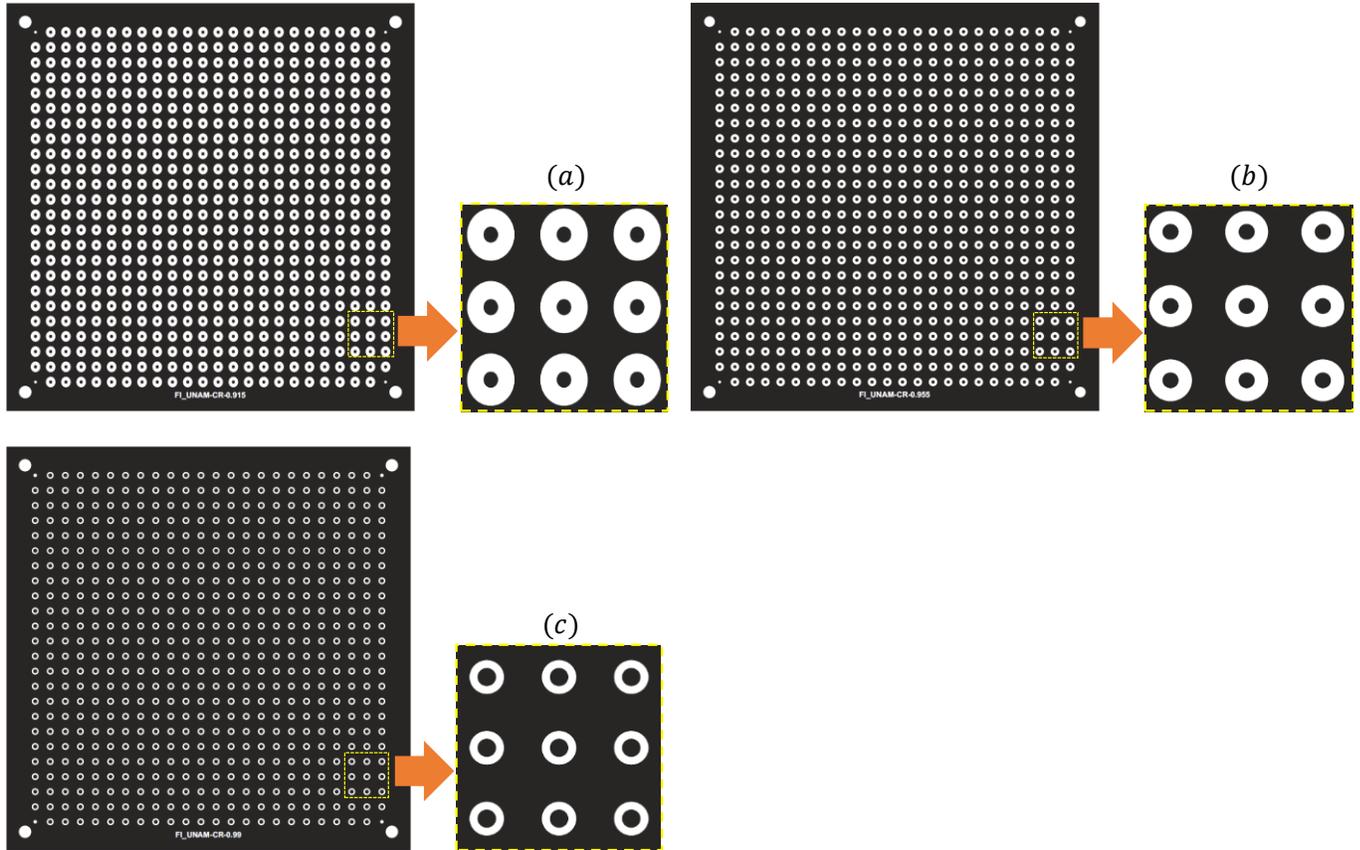


Figura 4.3 SSF de la pantalla perforada del AR superior para las opciones de $|\Gamma_t|$ igual a a) 0.91, b) 0.96 y c) 0.99

La configuración empleada para obtener mediciones de las características de radiación de la EOF, fue implementada en régimen de transmisión. Lo anterior debido a que se alimentó desde la parte trasera de la estructura mediante una guía de onda circular radiando el modo fundamental TE_{11} . Alineado y frente a la EOF, a una distancia de 2.2 m que asegura estar en la zona lejana, se colocó una antena de corneta receptora que a través de un polarizador circular y transición de guía de onda circular se recibe la señal en polarización lineal y entonces se cierra el circuito de verificación de parámetros de dispersión S , empleando un analizador vectorial de redes. La figura 4.4 muestra esquemáticamente la implementación de la configuración descrita.

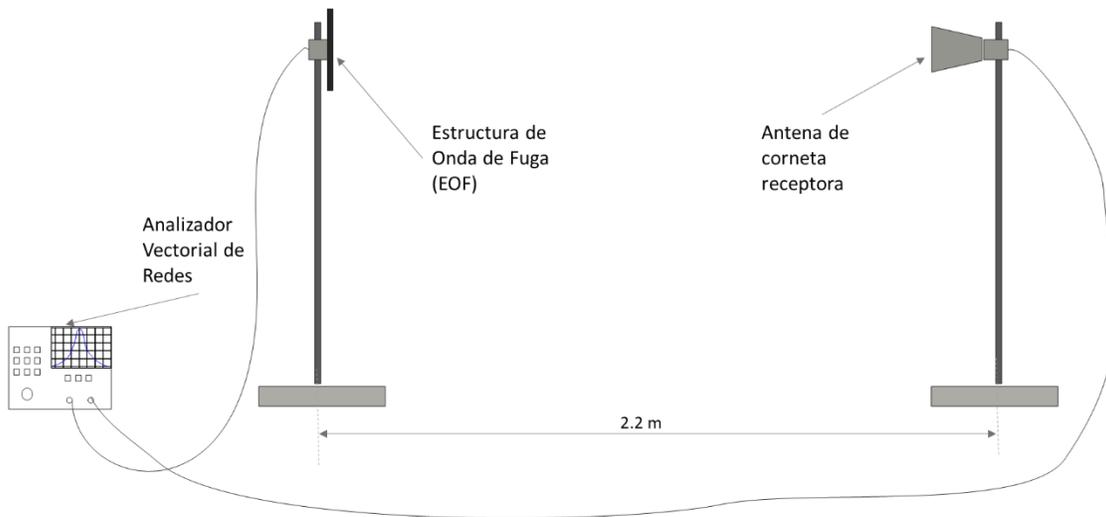


Figura 4.4 Configuración empleada para la verificación experimental de la EOF

4.2 Construcción de los arreglos reflectivos

Las SSF de ambos ARs, así como la pantalla metálica perforada se imprimieron en laminados Rogers RO5880 con espesor dieléctrico de 0.127 mm y permitividad dieléctrica ϵ_r de 2.2. Cada SSF contiene como se ha explicado, 24 x 24 elementos dispuestos en los nodos de un enrejado periódico cuadrado dentro de un marco de 100 x 100 mm.

La fabricación de las diferentes SSF se realizó mediante un método de fotolitografía basado en un proceso de ataque químico simple. Es conocido que el método de fotolitografía genera un sobre ataque lateral al *fotore sist* [1] de alrededor de 10 μm , lo cual se consideró desde el dibujo de las máscaras, incluyendo dicha extensión adicional a cada una de las dimensiones calculadas. La figura 4.5 muestra como ejemplo, las tres capas fabricadas correspondientes a la SSF del AR inferior con $\gamma_b = 0^\circ$, la SSF del AR superior con $\gamma_t = 15^\circ$ y la pantalla perforada para el caso de $|\Gamma_t| = 0.96$.

Por otra parte, como se describió anteriormente, una placa de aluminio se usó como pantalla metálica para el AR inferior y como soporte de la estructura completa. En el centro de esta placa, se implementó una abertura cilíndrica con diámetro de 7.2 mm que se usó como una guía de onda circular para excitar la estructura completa con un modo fundamental TE_{11} de polarización vertical. Así mismo, las distancias finales entre las SSF del AR inferior y la placa de aluminio y la distancia entre la SSF del AR superior y la pantalla perforada se ajustaron en 2.08 mm asegurado por marcos metálicos de acero. Mientras que para la distancia entre los ARs se ajustó en 1.66 mm conforme a lo considerado en el proceso de optimización y asegurado por un marco metálico de latón. La figura 4.6 muestra las vistas laterales y frontal de la EOF fabricada.

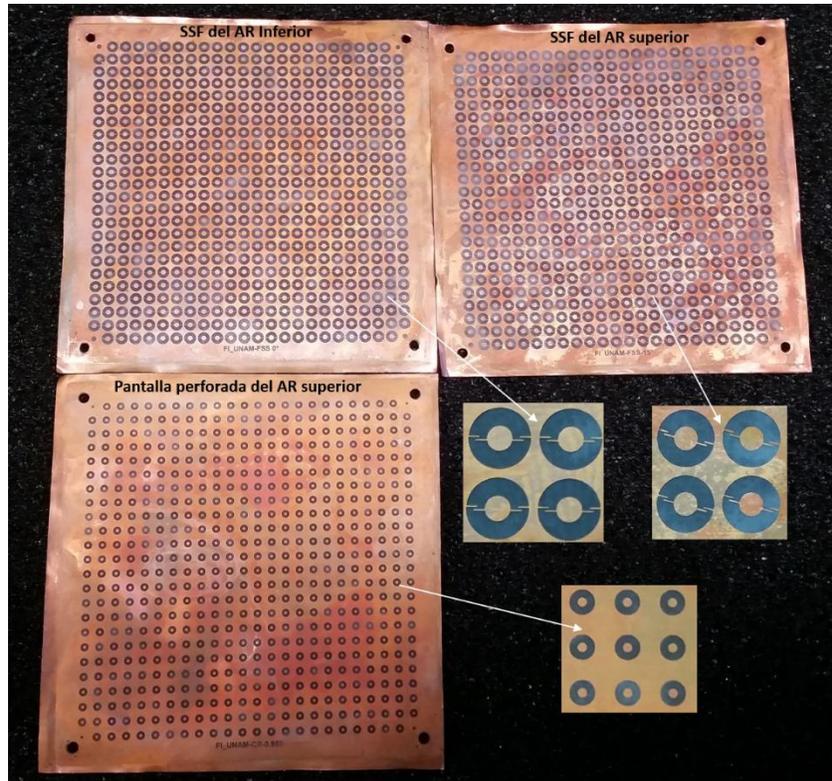


Figura 4.5. SSF fabricadas para los AR superior e inferior para el caso $\gamma_t = 15^\circ$ y $|\Gamma_t| = 0.96$

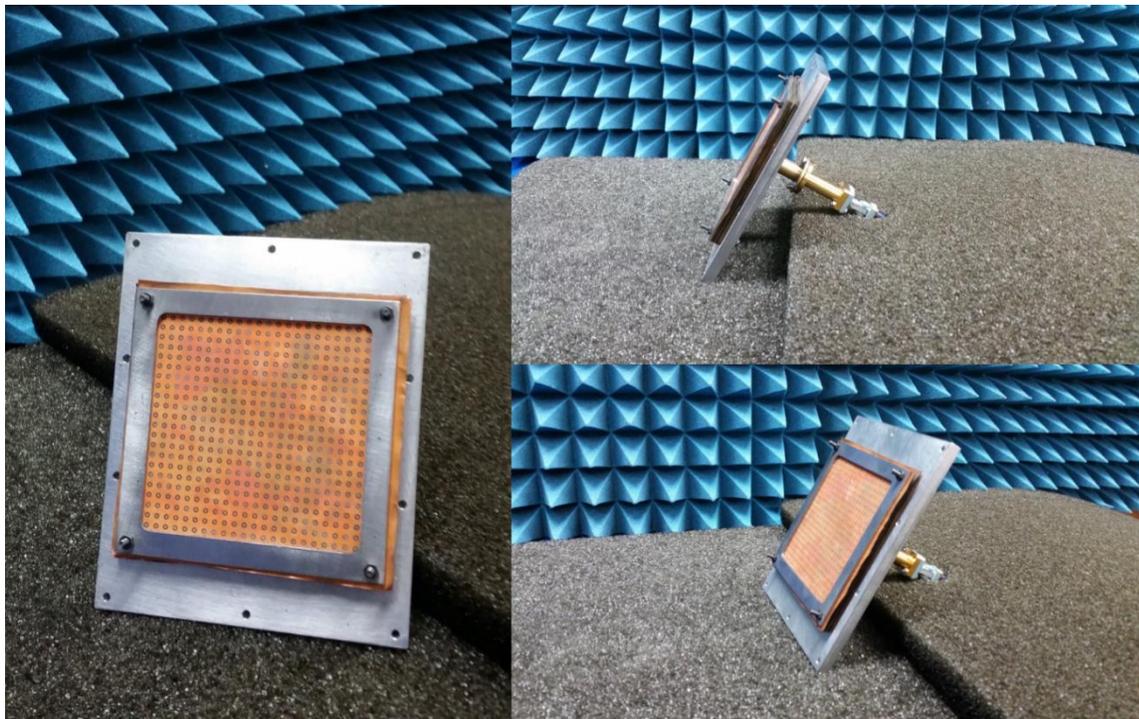


Figura 4.6. Vistas frontal y laterales de la EOF fabricada



4.3 Resultados experimentales

4.3.1 Mediciones para el haz tipo Lápiz ($\theta_0 = 0^\circ$)

Las mediciones se realizaron en el plano H, y en todos los casos las EOF comprobaron radiar un campo de polarización vertical. Además, también demostraron formar un haz tipo lápiz en las frecuencias f_{bp} cercanas a las estimadas cuando θ_0 es igual a 0° . Los valores medidos y calculados de las frecuencias f_{bp} y el AAPM para el caso en el que se forma un haz tipo lápiz se muestra en la tabla 4.1, en donde se observa una buena coincidencia entre los valores de las frecuencias f_{bp} medidas y calculadas. Sin embargo, comparando los resultados de diferentes opciones, se encuentra que hay opciones con mayor error. Específicamente, las estructuras de la condición $|\Gamma_t|$ igual a 0.91 son las que presentan el mayor error entre los valores medidos y estimados que no rebasa el 3.7% en el peor caso, mientras que las estructuras de las condiciones $|\Gamma_t|$ igual a 0.96 y 0.99 presentan el menor error, siendo en el peor de los casos del 1%. Así también, la tabla 4.1 muestra valores medidos de la magnitud del haz tipo lápiz en $\theta_0 = 0^\circ$, así como de la magnitud del coeficiente de reflexión $|S_{11}|$ en las frecuencias f_{bp} .

Condición		Valores medidos					Valores teóricos	
$ \Gamma_t $	γ_t [°]	Estructura	f_{bp} [GHz]	Magnitud [mU]	$ S_{11} $ [dB]	AAPM [°]	f_{bp} [GHz]	AAPM [°]
0.91	5°	EOF_0.91_05	35.32	6.57	-10.00	12.50	36.62	18.30
	10°	EOF_0.91_10	34.95	5.60	-7.00	13.50	36.17	18.20
	15°	EOF_0.91_15	34.38	5.61	-4.10	13.50	35.61	18.10
	23°	EOF_0.91_23	34.24	5.00	-5.80	16.00	35.20	18.10
0.96	5°	EOF_0.96_05	36.37	5.60	-5.20	9.90	36.72	12.00
	10°	EOF_0.96_10	36.21	5.30	-4.50	10.70	36.27	11.70
	15°	EOF_0.96_15	35.88	6.20	-7.60	9.80	35.84	11.60
	23°	EOF_0.96_23	35.23	5.80	-4.70	9.20	35.18	11.60
0.99	5°	EOF_0.99_05	36.64	4.21	-4.70	10.00	36.96	6.20
	10°	EOF_0.99_10	36.47	2.30	-3.28	11.00	36.53	6.10
	15°	EOF_0.99_15	36.37	1.94	-3.40	10.00	36.12	6.00
	23°	EOF_0.99_23	35.36	5.50	-11.9	10.00	35.50	6.10

Tabla 4.1. Parámetros medidos y estimados de la EOF para el caso de $\theta_0 = 0^\circ$

Para las estructuras con la condición de $|\Gamma_t| = 0.91$, en todos los casos se observa una diferencia entre las frecuencias f_{bp} teórica y medida alrededor de 1 GHz, siendo siempre menor la frecuencia medida. La mejor coincidencia se encuentra para el caso *EOF_0.91_23* con una f_{bp} medida 0.96 GHz por debajo de la esperada y correspondiente a un error del 2.8%, mientras que la estructura que presenta el mayor error corresponde al caso *EOF_0.91_05* con un error del 3.68%. Tal diferencia entre los valores medidos y esperados, puede explicarse a partir de que



los elementos de la SSF definida como pantalla perforada para las estructuras de esta condición, se definieron en forma de aperturas anulares, pero de geometría ovalada en lugar de circular como se describió en la sección 3.4, a fin de que el coeficiente de reflexión para las componentes paralela y perpendicular a las cargas reactivas tuvieran la misma magnitud.

Por otro lado, las estructuras de esta condición muestran los coeficientes $|S_{11}|$ más bajos y por lo tanto también las pérdidas de retorno más bajas como en el mejor caso correspondiente a la estructura *EOF_0.91_05*, con una pérdida de retorno menor a 1 dB. Esto a su vez, tiene una relación directa con la magnitud medida en el lóbulo principal, al medirse para esta misma estructura, la magnitud más grande de todas las estructuras medidas con 6.57 mU. Así mismo, tal como se esperaba para las estructuras de esta condición, se midieron los valores de AAPM más amplios, pero que son a la vez menores a los esperados, lo que indica que el decaimiento del campo fue más rápido de lo esperado hacia el borde de la estructura.

Para las estructuras con la condición de $|\Gamma_t| = 0.96$, la tabla 4.1 muestra una estimación más precisa para f_{bp} en todos los casos, siendo el mejor, el correspondiente a la estructura *EOF_0.96_15*, con un error del 0.1%, mientras que un error de 1% ocurre en el peor caso correspondiente a la estructura *EOF_0.96_05*. Los errores de predicción en estos casos pueden explicarse a partir del sobre ataque durante el proceso de fotolitografía además de los errores de ensamblaje que resulta de ligeros desalineamientos entre las diferentes capas de la EOF. En la misma tabla 4.1, también se observa que los AAPM medidos oscilaron entre 9.18° para la *EOF_0.96_05* y 10.65° para la *EOF_0.96_10*. Todos los AAPM medidos son menores a los esperados calculados. Al igual que para las estructuras de la condición $|\Gamma_t| = 0.91$, la principal razón de obtener un haz más angosto comparado con lo estimado consiste en un decaimiento más rápido del campo electromagnético en los bordes de la EOF comparado con la estimación dada en [2] y estimado por (3-6). Por otra parte, las estructuras de esta condición presentaron en general pérdidas de retorno mayores y magnitudes del lóbulo principal menores comparadas con las estructuras de la condición $|\Gamma_t| = 0.91$, como efecto directo de tener un AR superior con un coeficiente de reflexión mayor.

Finalmente, para las estructuras correspondientes a la condición $|\Gamma_t|$ igual a 0.99, se observa también una gran coincidencia entre las frecuencias f_{bp} medidas y calculadas, encontrando un error máximo de 0.9% para el caso de la estructura *EOF_0.99_05* y mínimo de 0.2% para el caso de la estructura *EOF_0.96_10*. Sin embargo, a diferencia de los casos de las condiciones $|\Gamma_t|$ igual a 0.91 y 0.96 es notable la reducción en la magnitud del lóbulo principal y el incremento de las pérdidas de retorno, excepto para el caso de la estructura *EOF_0.99_23*, donde la magnitud medida fue de 5.5 mU, muy parecida a la medida en las estructuras de las condiciones anteriores y un $|S_{11}|$ de -11.9 dB correspondiente a unas pérdidas de retorno de 0.6 dB, en contraste con lo medido en la estructura *EOF_0.99_10* con pérdidas de retorno correspondientes a 5.5 dB. Tal



diferencia entre estructuras de la misma condición se podría explicar por el hecho de que los errores de ensamblaje generan mayor impacto en las estructuras de la condición $|\Gamma_t|$ igual a 0.99, específicamente en la SSF correspondiente a la pantalla metálica perforada cuyas dimensiones de la apertura anular corresponden a los de menor dimensión como se indica en la tabla 3.2. Precisamente, el resultado obtenido de $|S_{11}|$ para la estructura *EOF_0.99_23* demuestra que es factible obtener resultados que permitan analizar las características de ganancia de la EOF propuesta. A pesar de que se considera a los errores de ensamblaje como los de mayor impacto en el error medido de los diferentes parámetros, sería valioso incluir en un trabajo a futuro, el estudio que permita entender y optimizar los valores de $|S_{11}|$.

Continuando con los resultados obtenidos para las estructuras de la condición $|\Gamma_t| = 0.99$, falta comentar los correspondientes a los AAPM medidos, que, a diferencia de las estructuras de las condiciones anteriores, estuvo por arriba del valor estimado. Tal diferencia se entiende a partir de considerar que, para las estructuras de esta condición el decaimiento del campo electromagnético hacia el borde de la estructura no es el mismo que para las estructuras de las condiciones $|\Gamma_t| = 0.91$ y $|\Gamma_t| = 0.96$. Lo anterior es coincidente con lo que muestra la tabla 3.1, en donde se indica que se requiere una apertura circular de radio igual a 41.5 mm para alcanzar una $|\Gamma_t|$ de 0.99. En la sección 4.2, se describe que las máscaras implementadas fueron dispuestas en una placa de 100 x 100 mm en un arreglo de 24 x 24 elementos. Sin embargo, por la inclusión de los marcos metálicos se genera que en todos los casos de las tres condiciones sólo sea efectivo en el mejor de los casos un arreglo de máximo 22x22 elementos y en el peor, debido a los problemas de desalineamiento de la estructura, un máximo de 20x20 elementos correspondiente a un radio de 82.2 mm, el cual estaría por debajo del radio requerido para la condición de $|\Gamma_t| = 0.99$, conforme lo indica la tabla 3.1.

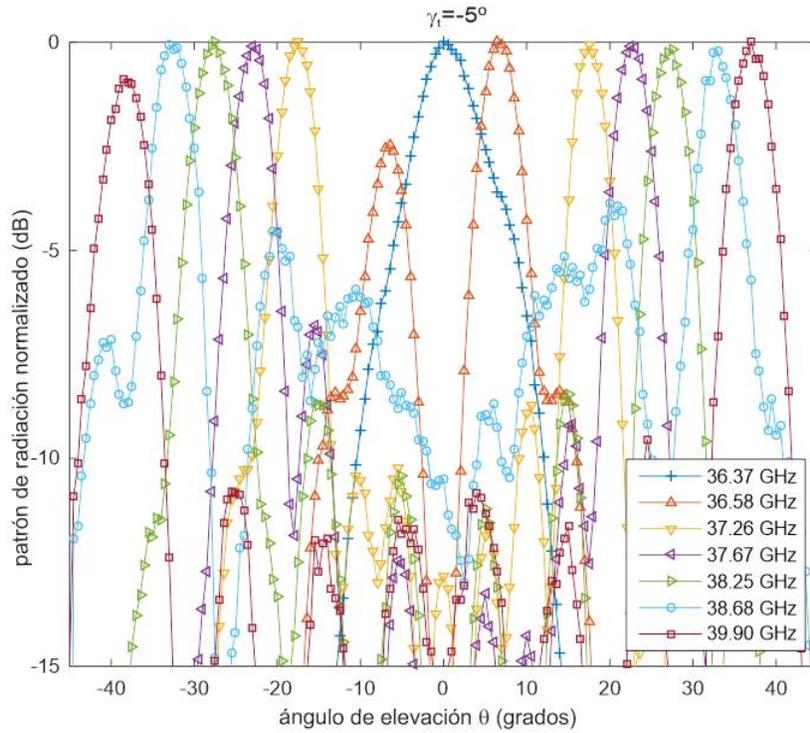
4.3.2 Mediciones para el haz tipo cono ($\theta_0 > 0^\circ$) y verificación de escaneo de la estructura.

Los resultados para las mediciones del haz tipo lápiz, demostraron tener una gran correspondencia con los valores estimados. Para las condiciones particulares de cada uno de las opciones analizadas y del método de ensamblaje, los casos que demostraron mayor consistencia en la repetitividad experimental corresponden a las estructuras de la condición $|\Gamma_t|$ igual a 0.96. De esta manera, para las mediciones del haz tipo cónico ($\theta_0 > 0^\circ$) se eligieron a las estructuras de dicha condición.

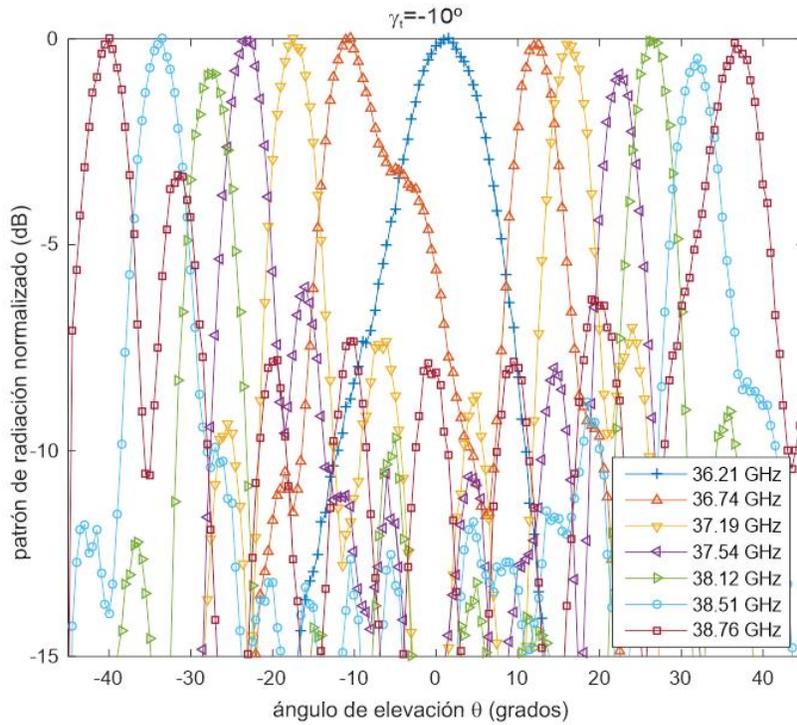
Las mediciones obtenidas demuestran, tal como se estimaba, que un barrido en frecuencia para frecuencias mayores a f_{bp} conduce a un escaneo de haz cónico. Esta característica se comprobó en las mediciones de las estructuras *EOF_0.96_5*, *EOF_0.96_10*, *EOF_0.96_15* y



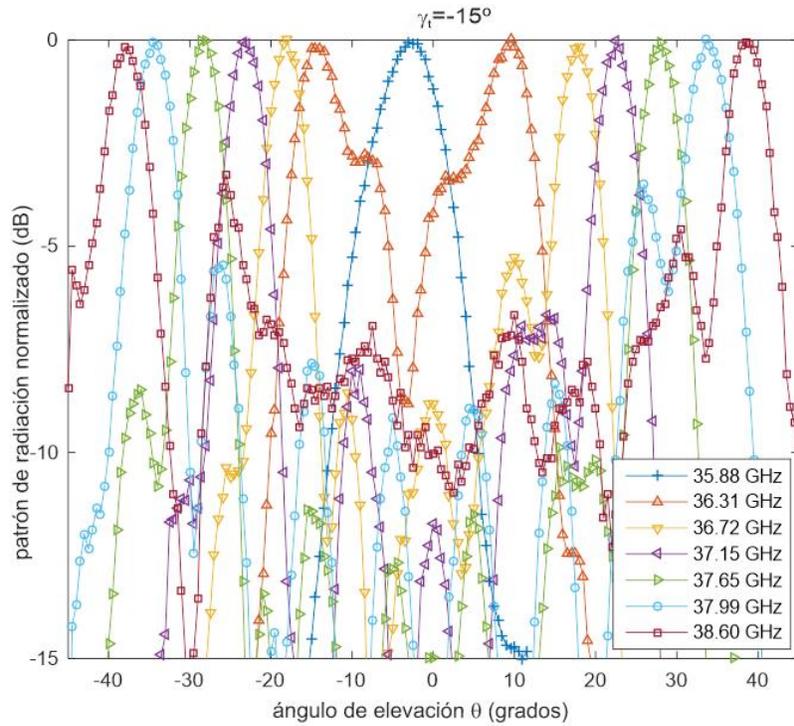
EOF_0.96_23. Los patrones de radiación normalizados para estos casos se muestran en las gráficas de la figura 4.7.



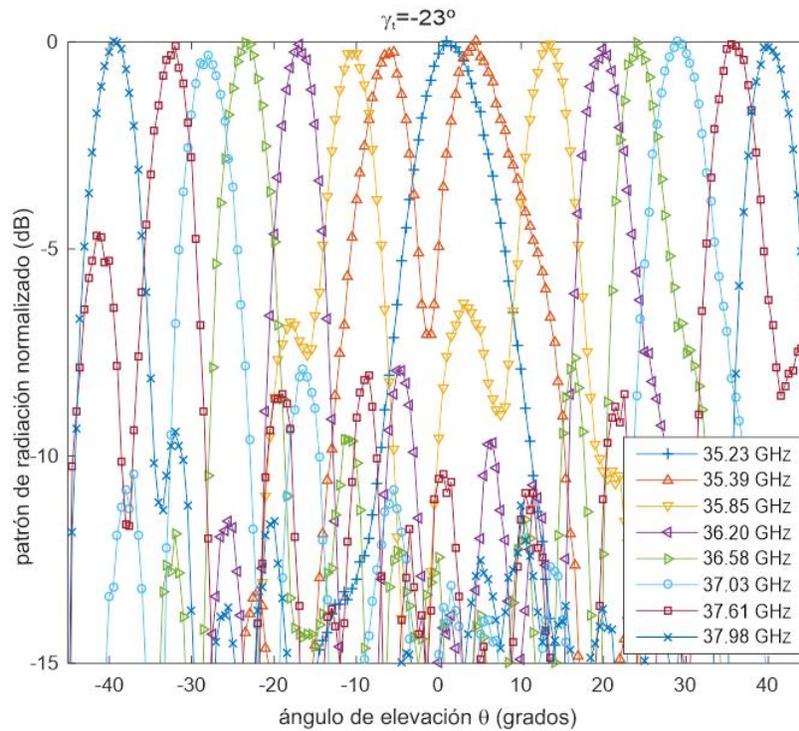
(a)



(b)



(c)

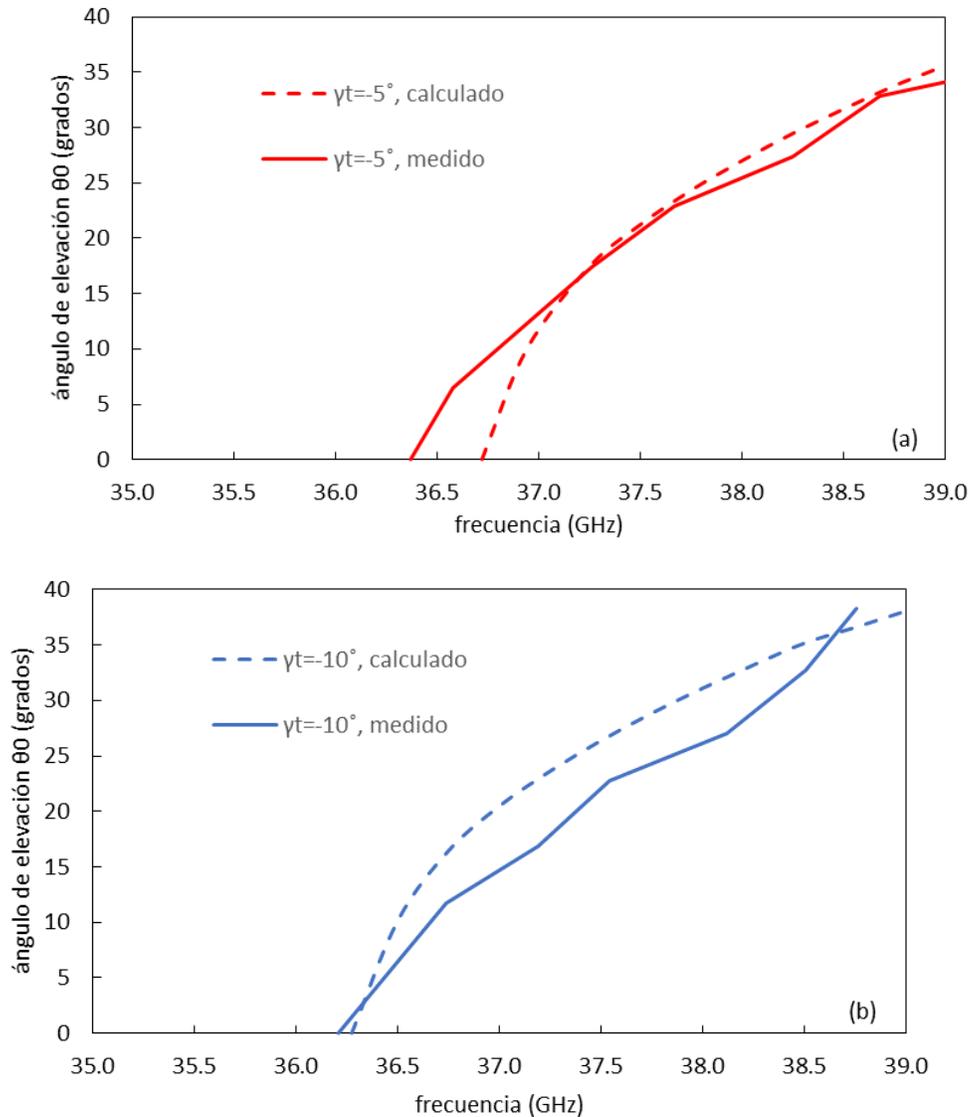


(d)

Figura 4.7. Patrones de radiación medidos en el plano H de la EOF, para el caso de $|\Gamma_t| = 0.96$ y γ_t igual a (a) 5° (EOF_0.96_05), (b) 10° (EOF_0.96_10), (c) 15° (EOF_0.96_15), (c) 23° (EOF_0.96_23)



Las gráficas de la figura 4.7 muestran, que el ángulo de apertura $2\theta_0$ se incrementa para frecuencias mayores a f_{bp} en concordancia con los modelos matemáticos desarrollados. Las dependencias en frecuencia de θ_0 calculadas y medidas, se muestran en las gráficas de la figura 4.8, en donde se observa que es posible cambiar θ_0 desde 0° hasta 38° para las cuatro estructuras medidas.



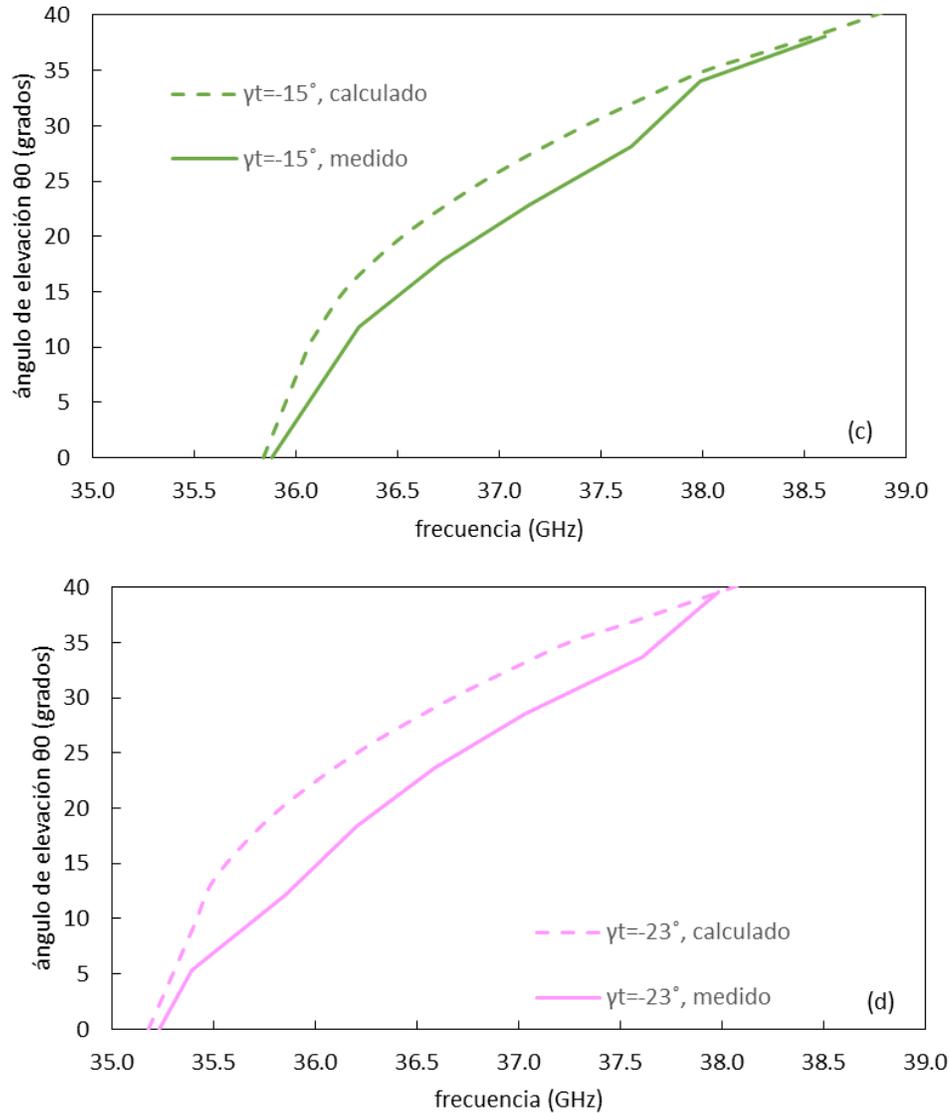


Figura 4.8. θ_0 medido y calculado como función de la frecuencia para los 4 valores de γ_t correspondientes a la condición $|\Gamma_t| = 0.96$: (a) 5° (EOF_0.96_05), (b) 10° (EOF_0.96_10), (c) 15° (EOF_0.96_15), (d) 23° (EOF_0.96_23)

La figura 4.8 muestra que para el caso de la $EOF_{0.96_5^\circ}$, el ángulo de apertura θ_0 incrementa desde 0° a 38° , correspondiente a un incremento en frecuencia de 36.37 a 39.9 GHz. En las frecuencias cercanas a f_{bp} , el ángulo θ_0 medido estuvo más distante de los valores estimados comparado con las demás estructuras, pero corresponde a un error del 1% de acuerdo a los datos que muestra la tabla 4.1. Para frecuencias mayores a 37.2 GHz, es decir para frecuencias que corresponden a $\theta_0 > 0$, la coincidencia entre los valores calculados y medidos de θ_0 fue muy buena.

Por otra parte, para las estructuras $EOF_{0.96_{10^\circ}}$ y $EOF_{0.96_{15^\circ}}$ se observa una diferencia significativa de 5° entre los valores medidos y calculados de θ_0 , para el rango de θ_0 que va de 10°



a 30° . Sin embargo, para valores de θ_0 mayores a 35° , los datos experimentales coinciden con los estimados. Finalmente, para el caso de la estructura *EOF_0.96_23°*, una diferencia máxima de 8° entre el valor medido y estimado de θ_0 se observó en la frecuencia de 35.5 GHz.

Los resultados de estas mediciones también probaron la reconfigurabilidad de la EOF. Los datos de la figura 4.9 muestran, por ejemplo, que en la frecuencia de 36.7 GHz, un ángulo de apertura $2\theta_0$ del haz tipo como incrementa desde 0° a 46° cuando las posiciones angulares γ_t de las cargas capacitivas de la SSF del AR superior cambian de -5° a -23° .

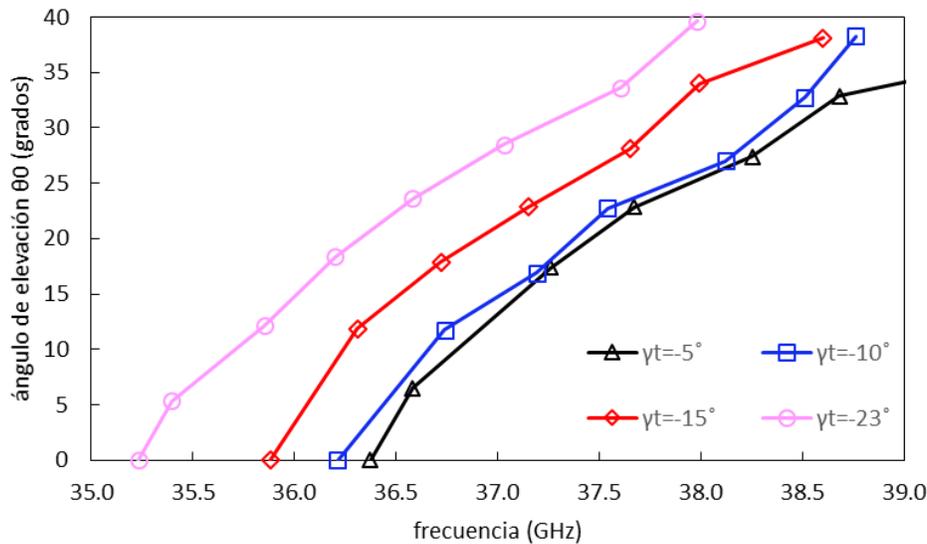


Figura 4.9. Capacidad de reconfiguración de la EOF. Ángulo θ_0 medido para diferentes valores de γ_t como función de la frecuencia

De esta manera, con las mediciones realizadas se demostró la capacidad de reconfiguración de la EOF, con cuatro diferentes giros. Comprobando a su vez, la validez de los modelos matemáticos desarrollados. Sin embargo, es importante mencionar que la reconfiguración electrónica de la EOF puede lograrse en un sentido de implementación más completo mediante la instalación de diodos p-i-n o conmutadores tipo MEMS, en cada celda unitaria de la SSF del AR superior como se describe en [3,5]. Como resultado, una simulación electrónica de rotación mecánica [3] puede ser lograda para el caso de las cargas capacitivas. También alternativamente, un método para obtener reconfiguración mecánica consistiría en el uso de micro motores a pasos que rotarían las celdas unitarias [4].

Así mismo, vale la pena mencionar que otras celdas unitarias tipo *espirafase* [6], tales como celdas tipo dipolo o tipo espiral [3], anillo bisecado [7] y celdas con transformación óptima de impedancias conmutables [1] pueden ser usadas también para construir EOF reconfigurables.



4.4 Conclusiones

En este capítulo se comprobó inicialmente de forma experimental con la fabricación de varias estructuras EOF, la formación de un haz tipo lápiz cuando el ángulo de elevación o escaneo θ_0 es igual a cero. Comprobando en todos los casos, una gran correspondencia de las mediciones de las frecuencias donde se forma un haz tipo lápiz y el AAPM, con las estimaciones dadas por los modelos matemáticos desarrollados. Las estructuras fabricadas, se encuentran en el rango de la banda Ka con frecuencia central optimizada en 36.5 GHz y corresponden a tres distintas condiciones de coeficientes de reflexión ($|\Gamma_t| = 0.99$, $|\Gamma_t| = 0.96$, y $|\Gamma_t| = 0.91$) del AR superior que funge como SPR en el concepto de una estructura de onda de fuga ó cavidad *Fabry-Perot*. Para cada una de las condiciones, se consideran cuatro diferentes giros γ_t de las cargas reactivas (-5° , -10° , -15° y -23°) también del AR superior.

Por otro lado, para demostrar el escaneo en frecuencia y reconfiguración del patrón de radiación se verificó para el caso de $|\Gamma_t| = 0.96$ y los cuatro diferentes giros γ_t , mediante las estructuras identificadas como *EOF_0.96_5°*, *EOF_0.96_10°*, *EOF_0.96_15°* y *EOF_0.96_23°*. Para las cuatro estructuras, se observó el escaneo del haz cónico tal como se esperaba. Los datos experimentales muestran que un incremento menor al 10% en frecuencia respecto a la frecuencia f_{bp} , donde el haz tipo lápiz es formado, lleva a incrementar el ángulo de apertura θ_0 de 0° a 40° . Además, el escaneo del haz cónico también fue experimentalmente validado para el caso de la rotación angular γ_t de las cargas reactivas del AR superior. En la frecuencia de 36.7 GHz, la rotación de las cargas reactivas del AR superior de -5° a -23° llevan al incremento del ángulo θ_0 de 0° a 23° . De esta manera se corrobora que los resultados experimentales coinciden con las predicciones teóricas.



4.5 Referencias

- [1] Rodriguez-Zamudio J, Martinez-Lopez J, Rodriguez-Cuevas JI, et al. Reconfigurable reflectarrays based on optimized spiraphase-type elements. *IEEE Trans Antennas Propag.* 2012; 60:1821–1830.
- [2] Martynyuk AE, Lopez JI, Martynyuk NA. Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators. *IEEE Trans Antennas Propag.* 2004; 52:142–153.
- [3] Phelan HR. Spiraphase - a new, low-cost, lightweight phased array. *Microw. J.* Dec. 1976; 19:41–44.
- [4] Martinez-Lopez L, Rodriguez-Cuevas J, Martynyuk AE, et al. Wideband-reconfigurable reflect arrays based on rotating loaded split rings. *J Electromagn Waves Appl.* 2015; 29:218–232.
- [5] Silva-Montero J, Martinez-Lopez JI, Rodriguez-Cuevas J, et al. Spiraphase-type reflectarray for large reflection elevation angles. *IEEE Trans Antennas Propag.* 2015; 63:4342–4351.
- [6] Subbarao B, Srinivasan V, Fusco VF, et al. Element suitability for circularly polarised phase agile reflectarray applications. *IEE Proc Microwaves Antennas Propag.* 2004; 151:287–292.
- [7] Han C, Chang K. Ka-band reflectarray using ring elements. *Electron Lett.* 2013; 39:491–493.



Conclusiones

En este trabajo se presenta la investigación de una estructura basada en dos arreglos reflectivos (ARs) tipo *espirafase* sobrepuestos, que permite clasificarla como una estructura tipo *Fabry-Perot* o de onda de fuga (*Leaky-Wave*). La característica de bajo perfil inherente a este tipo de estructuras, las posiciona actualmente con un gran interés de estudio principalmente por el gran potencial de aplicaciones en los sistemas de comunicación modernos.

A continuación, se describen las conclusiones derivadas del desarrollo de la investigación para la estructura de onda de fuga (EOF) propuesta en este trabajo:

1. Actualmente los sistemas de comunicación más importantes que emplean antenas de bajo perfil son de reconfiguración mecánica, por lo que es vigente el reto de contar con antenas de reconfiguración electrónica que mejorarían considerablemente las características de simplicidad, eficiencia y bajo costo.
2. Se identificó como opción viable e innovadora, la combinación del concepto de las antenas de cavidad resonante (ACR) o antenas de onda de fuga (AOF) con el concepto del arreglo reflectivo (AR) para la implementación de una antena en arreglo de fase de reconfiguración electrónica, de bajo perfil y bajo costo. Para la configuración de los ARs, se considera el uso de elementos tipo *espirafase* en forma de apertura anular que exitosamente han demostrado su eficiencia en ARs con alimentación espacial.
3. Se desarrolló un modelo matemático de onda completa para la estructura propuesta, basado en la propagación de modos Floquet a través de una estructura de periodicidad infinita. Este modelo matemático se genera a partir de la aplicación del método de momentos-*Galerkin* con la técnica de la matriz de dispersión generalizada (MDG), bajo la consideración de que la estructura completa es en su conjunto es de tipo multicapa. La aportación más importante en el desarrollo de este modelo matemático, fue la inclusión de fuentes de voltaje que generan la onda incidente desde el interior de la estructura, en lugar desde el exterior como típicamente se realiza en el análisis de arreglos reflectivos con alimentación espacial.
4. El modelo matemático de onda completa, muestra que la estructura es predecible en la reconfiguración del ángulo de escaneo θ_0 a partir de los giros de las cargas reactivas en



los elementos *espirafase* contenidos en los arreglos reflectivos, formando un patrón de radiación cónico para ángulos de escaneo $\theta_0 > 0^\circ$ tal como se espera de una estructura de cavidad resonante. Así mismo, se comprueba un patrón de radiación tipo lápiz cuando el ángulo de escaneo θ_0 es igual a cero.

5. Se desarrolló un modelo matemático simplificado generado a partir de la teoría de rayos, considerando la propagación por múltiples reflexiones de un modo Floquet fundamental de polarización circular. Bajo suposiciones sensatas, es posible reducir y encontrar una relación de las fases de los coeficientes de reflexión de ambos arreglos reflectivos y la distancia entre estos con el ángulo de escaneo θ_0 .
6. La correspondencia comprobada entre el modelo simplificado y el de onda completa en la predicción del ángulo de escaneo θ_0 , permitió considerar al modelo simplificado como referencia principal en el proceso de optimización de la estructura completa. Con este modelo se definieron la distancia h entre los arreglos reflectivos y los giros γ_b y γ_t de las cargas reactivas de los AR inferior y superior respectivamente. Las cargas reactivas se proponen y optimizan con base en un modelo de capacitor interdigital que facilita el proceso de implementación.
7. La optimización específica de los ARs (superior e inferior) se realizó de manera separada mediante el modelo de onda completa, con el que se definieron las dimensiones de los elementos *espirafase* en cada SSF, bajo la consideración de operar conforme al principio de polarización de cambio de fase. Para el AR inferior, el objetivo de optimización fue obtener la mejor respuesta de la onda *controlada* alrededor de la frecuencia objetivo de diseño de 36.5 GHz. Mientras que, para el AR superior el objetivo de optimización estuvo enfocado en la magnitud del coeficiente de reflexión $|\Gamma_t|$ en las cercanías de la frecuencia de diseño. Específicamente, se trabajó la optimización de tres configuraciones viables en su construcción, correspondiente a tres diferentes valores de $|\Gamma_t|$ (0.91, 0.96 y 0.99).
8. Se construyeron un total de 12 estructuras para comprobar experimentalmente las características de radiación de la EOF dentro de una implementación de bajo costo. Las SSF se generaron mediante impresiones de laminados tipo Rogers RO5880, en un área delimitada de 100x100 mm. Todas las estructuras se implementaron con cuatro diferentes opciones de giro γ_t en las cargas reactivas del AR superior ($-5^\circ, -10^\circ, -15^\circ$ y -23°). Para la característica de radiación tipo lápiz, es decir en θ_0 igual a 0° , se encontró muy buena coincidencia (error máximo del 1%) entre los valores medidos y estimados de



la frecuencia de radiación para las estructuras de las opciones $|\Gamma_t|$ igual a 0.96 y 0.99, mientras un error máximo de 3.7% para las estructuras medidas con $|\Gamma_t|$ igual a 0.91.

9. Se comprobó que, para las condiciones particulares de implementación, la opción con mejores condiciones de verificación experimental corresponde a las EOF de la condición $|\Gamma_t|$ igual a 0.96. Por ello se eligieron las estructuras de dicha condición para la verificación experimental del escaneo en frecuencia y reconfiguración del patrón de radiación cónico cuando $\theta_0 > 0$. Se demostró un escaneo de θ_0 en promedio de 0° a 38° , para un incremento en promedio del 8% desde la frecuencia f_{bp} que corresponde a la frecuencia de radiación del haz tipo lápiz en $\theta_0=0^\circ$. Así mismo, se demostró experimentalmente que la rotación angular de las cargas reactivas γ_t del AR superior generan un escaneo del haz cónico. Específicamente, en la frecuencia de 36.7 GHz un incremento de θ_0 de 0° a 23° se obtiene con la rotación de las cargas reactivas de -5° a -23° .
10. Como conclusión final es posible asegurar, que se construyó eficientemente un modelo matemático que permite predecir las características de radiación de una EOF bidimensional (2-D) que forma un haz cónico con un ángulo de apertura de $2\theta_0$ o un haz tipo lápiz cuando θ_0 es igual a cero. Como el valor de θ_0 , depende de la frecuencia y de las posiciones angulares de las cargas reactivas contenidas en ambos ARs, es posible asegurar un escaneo en frecuencia del haz cónico, así como una reconfiguración del patrón como resultado de la rotación de las cargas reactivas.

Los resultados de esta investigación se publicaron en un artículo de congreso¹ y en un artículo de revista² internacionales.

Trabajo a Futuro

Los resultados experimentales demostraron que vale la pena profundizar en la optimización y el estudio de la magnitud del coeficiente de reflexión ($|S_{11}|$) de la EOF, dado que este parámetro presentó variaciones que parecen depender no solo de los errores de ensamblaje. Un adecuado control de este parámetro permitirá verificar y analizar la característica de ganancia de la EOF propuesta.

¹Martynyuk AE, Sesena-Martinez D, Martinez-Lopez AG. Leaky wave structure based on two spiraphase-type reconfigurable reflectarrays. Proceedings of 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP'12); 2012. p. 902–906.

² Daniel Seseña-Martinez, Jorge Rodriguez-Cuevas, Jose I. Martinez-Lopez, Alexander E. Martynyuk. Spiraphase-type leaky-wave structure. Journal of Electromagnetic Waves and Applications, March 2017