



UNIVERSIDAD DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS Y MATEMÁTICAS
DEPARTAMENTO DE DE INGENIERA ELÉCTRICA

DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y MEDICIÓN DE UNA ANTENA TIPO BOCINA PARA
EL RECEPTOR HETERODINO DE BANDA 1 DE ALMA

MEMORIA PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERA CIVIL ELÉCTRICA

VALERIA VICTORIA TAPIA LABARCA

PROFESOR GUÍA:
FAUSTO PATRICIO MENA MENA

MIEMBROS DE LA COMISIÓN:
NICOLÁS ANDRÉS REYES GUZMÁN
PABLO IGNACIO ZORZI AVENDAÑO

Este trabajo ha sido parcialmente financiado por CONICYT, a través de sus programas Fondo Basal, proyecto PBF06, fondos ALMA para el desarrollo de la astronomía, proyecto 31120005

SANTIAGO DE CHILE
AGOSTO 2013

Tabla de contenido

1. Introducción	1
1.1. Antecedentes generales	1
1.2. Antecedentes específicos	2
1.3. Alcances y Objetivo General	3
1.4. Objetivos Específicos	3
1.5. Estructura de la memoria	4
2. Revisión bibliográfica	5
2.1. Análisis de antenas corrugadas tipo bocina	6
2.1.1. Modos de propagación de onda en aperturas circulares	7
2.1.2. Matriz de dispersión	11
2.1.3. Copolarización y polarización cruzada	12
2.1.4. Características de los patrones de radiación	12
2.1.5. Adaptación de modos	13
2.2. Modelo cuasióptico	15
2.2.1. Aproximación paraxial	15
2.2.2. Parámetros del haz	16
2.2.3. Coeficiente de potencia acoplada	18
3. Modelamiento	19
3.1. Consideraciones previas	20
3.1.1. Modelo inicial	21
3.2. Escalamiento de la antena	23
3.3. Creación de perfiles iniciales	24
3.4. Optimización	29
3.4.1. Rediseño	31
3.5. Diseño final	33
3.5.1. Corroboración de simulaciones	34
4. Mediciones y resultados	40
4.1. Construcción de la antena	40
4.2. Proceso de medición	41
4.3. Resultados obtenidos	43
4.3.1. Pérdidas por reflexión	43
4.3.2. Patrones de radiación	44
4.3.3. Ancho de cintura del haz	48

4.3.4. Centro de fase	49
5. Conclusiones	51
5.1. Trabajo futuro	52
A. Perfiles iniciales	53
A.0.1. Modelo A	53
A.0.2. Modelo B	55
A.0.3. Modelo C	57
A.0.4. Modelo D	59
A.0.5. Modelo E	61
A.0.6. Modelo F	63
A.0.7. Modelo G	65
A.0.8. Modelo H	67
A.0.9. Modelo I	69
A.0.10. Modelo J	71
B. Gráficos de contorno, simulación HFSS	73
C. Perfil final	77
Bibliografía	79

Índice de tablas

2.1. Descomposición del modo HE_{11}	11
3.1. Abreviatura de parámetros físicos de la antena	20
3.2. Parámetros físicos modelo inicial	22
3.3. Características físicas de los modelos probados	25
3.4. Parámetros físicos modelo J	27
3.5. Parámetros electromagnéticos modelo J	28
3.6. Restricciones físicas al modelo de optimización	29
3.7. Objetivos de optimización de la antena	30
3.8. Objetivos de optimización de la antena rediseñada	32
3.9. Parámetros físicos modelo final	34
3.10. Valores punto 10 dB, ancho de cintura del haz y centro de fase	38
4.1. Parámetros del sistema de adquisición	42
4.2. Excentricidad del lóbulo principal de copolarización	44
4.3. Valores punto 10 dB y ancho de cintura del haz	49
4.4. Valores centro de fase antenas medidas	50
A.1. Parámetros físicos modelo A	54
A.2. Parámetros electromagnéticos modelo A	55
A.3. Parámetros físicos modelo B	55
A.4. Parámetros electromagnéticos modelo B	56
A.5. Parámetros físicos modelo C	57
A.6. Parámetros electromagnéticos modelo C	58
A.7. Parámetros físicos modelo D	59
A.8. Parámetros electromagnéticos modelo D	60
A.9. Parámetros físicos modelo E	61
A.10. Parámetros electromagnéticos modelo E	62
A.11. Parámetros físicos modelo F	63
A.12. Parámetros electromagnéticos modelo F	64
A.13. Parámetros físicos modelo G	65
A.14. Parámetros electromagnéticos modelo G	66
A.15. Parámetros físicos modelo H	67
A.16. Parámetros electromagnéticos modelo H	68
A.17. Parámetros físicos modelo I	69
A.18. Parámetros electromagnéticos modelo I	70
A.19. Parámetros físicos modelo J	71

A.20. Parámetros electromagnéticos modelo J	72
C.1. Profundidad ranuras y dientes modelo final para construcción	78

Índice de figuras

1.1. Esquema de funcionamiento de receptor heterodino banda 1 proyecto ALMA	2
2.1. Transición onda electromagnética desde la fuente al espacio libre	5
2.2. Ejemplos de antenas tipo bocina cónicas (a) Perfil lineal (b) Perfil exponencial.	6
2.3. Modelo de guía de onda cilíndrica	7
2.4. Líneas de campo de algunos modos TE en guía cilíndrica	8
2.5. Líneas de campo de algunos modos TM en guía cilíndrica	9
2.6. Líneas de campo de algunos modos híbridos en guía cilíndrica con corte trans- versal	10
2.7. Red de microondas N-puertos genérico	11
2.8. Características de los patrones de radiación	13
2.9. Parámetros de haz gaussiano	16
3.1. Abreviaciones de parámetros físicos	20
3.2. Sobrenivel de la curva de coeficiente de reflexión	21
3.3. Perfil de antena inicial	21
3.4. Características modelo original	22
3.5. Comparación características electromagnéticas para perfiles escalados	24
3.6. Comparación máxima ganancia de patrones de radiación de los perfiles generados	25
3.7. Comparación máximos S_{11} en la banda 33–52 GHz y sobrenivel para perfiles generados	26
3.8. Perfil J del antena	27
3.9. Características modelo J	28
3.10. Resultados parámetros de optimización	30
3.11. Ancho de haz en función de la frecuencia para el modelo J optimizado	31
3.12. Resultado de parámetros optimizados con el software μ Wave y funciones ob- jetivo requeridas	33
3.13. Perfil final modelo optimizado con μ Wave	34
3.14. Comparación entre caractrísticas electromagnéticas obtenidas utilizando los software μ Wave y HFSS	35
3.15. Pérdidas por reflexión y modos de orden superior simulados con HFSS	36
3.16. Corte transversal patrones de radiación simulados HFSS 33 y 52 GHz	36
3.17. Corte transversal patrones de radiación simulados HFSS 35-50 GHz	37
3.18. Ancho de cintura del haz y centro de fase calculado según simulaciones en HFSS 33–52 GHz	39
4.1. Antena construida	40

4.2. Antena construida	41
4.3. Montaje medición	42
4.4. Comparación de pérdidas por reflexión para las antenas medidas y simuladas con y sin error constructivo	43
4.5. Comparación de los cortes transversales para los patrones de radiación simulados en HFSS y medidos para las antenas A1 y B1	45
4.6. Patrones de radiación en escala de colores para las antenas A1	46
4.7. Patrones de radiación en escala de colores para las antenas B1	47
4.8. Variación en los patrones de radiación a causa de cambio en el ángulo de rotación	48
4.9. Ancho de cintura del haz calculado a partir de las mediciones de los patrones radiativos	49
4.10. Centro de fase calculado a partir de las mediciones de los patrones radiativos	50
A.1. Perfil A de la antena	53
A.2. Características modelo A	54
A.3. Perfil B de la antena	55
A.4. Características modelo B	56
A.5. Perfil C de la antena	57
A.6. Características modelo C	58
A.7. Perfil D de la antena	59
A.8. Características modelo D	60
A.9. Perfil E de la antena	61
A.10. Características modelo E	62
A.11. Perfil F de la antena	63
A.12. Características modelo F	64
A.13. Perfil G de la antena	65
A.14. Características modelo G	66
A.15. Perfil H de la antena	67
A.16. Características modelo H	68
A.17. Perfil I de la antena	69
A.18. Características modelo I	70
A.19. Perfil J de la antena	71
A.20. Características modelo J	72
B.1. Patrones de radiación en escala de colores, simulaciones HFSS para las frecuencias 33 y 35 GHz	74
B.2. Patrones de radiación en escala de colores, simulaciones HFSS para las frecuencias 38, 42.5 y 47 GHz	75
B.3. Patrones de radiación en escala de colores, simulaciones HFSS para las frecuencias 50 y 52 GHz	76
C.1. Plano de construcción antena modelo final	79

”DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y MEDICIÓN DE UNA ANTENA TIPO BOCINA PARA EL RECEPTOR HETERODINO DE BANDA 1 DE ALMA”

El proyecto astronómico ALMA, Atacama Large Millimeter/submillimeter Array, constituye un gran desafío tecnológico en diversas áreas. Particularmente para los ingenieros dedicados al desarrollo de instrumentación el reto consiste en crear dispositivos de alta precisión, con bajo ruidos y de alta resolución que permitan estudiar el universo más lejano y frío.

El primer elemento electrónico que recibe las onda milimétricas y submilimétricas del universo es el receptor heterodino que es el encargado de maximizar su detección, amplificar y propiciar la digitalización de la señal. El ingreso de la onda espacial comienza a través de un lentes o conjunto de espejos y un par de filtros infrarrojos para luego llegar hasta la antena tipo bocina que faculta la recepción y conduce la información al resto del sistema. La geometría de esta antena determina el patrón de radiación, los modos transmitidos y el ancho de banda que soportará. Por ello es de suma importancia realizar una adecuada selección de su ángulo de apertura, largo, perfil, tipo y número de corrugaciones para obtener el mejor rendimiento en consideración de las tenues señales que se estudiaran y el espacio constructivo.

En esta memoria nos concentraremos en diseñar, simular y medir una antena tipo bocina para el receptor heterodino de la banda 1 de ALMA correspondiente a 33–52 GHz, que cumpla con las propiedades eléctricas de ganancia y forma del haz, así como con las características mecánicas que permitan su fabricación en un solo bloque. Primero se analizó un modelo previo diseñado para la banda de frecuencia 31.3–45 GHz con el fin de conocer la influencia de los parámetros constructivos de la antena. Luego se propusieron 10 modelos con un número menor de corrugaciones cuyo ancho era mayor respecto al modelo original para facilitar el proceso constructivo. Posteriormente mediante el software μ Wave de Mician, que utiliza la técnicas adaptación modal, se optimizaron los parámetros físicos de diseño. Esta optimización tomó en consideración tanto su fabricación en un bloque único como los objetivos electromagnéticos deseados. Finalmente tras lograr un modelo que cumplía los objetivos se validaron los resultados mediante el método de elementos finitos utilizando el software HFSS de Ansoft.

Se trabajó con una compañía local para fabricar los modelos. Tras la tercera iteración se logró un dispositivo adecuado pero depurable. Se presentan los dos mejores modelos logrados con su caracterización electromagnética, física y detección de errores con su debido análisis de patrones radiativos, pérdidas por reflexión, ancho en la cintura del haz y centro de fase. Los resultados obtenidos son satisfactorios, cumpliendo con los objetivos de diseño propuestos en consideración de los errores detectados que se deben corregir.

Agradecimientos

Mis más sinceros agradecimientos a quienes colaboraron con la realización de esta memoria. A mi profesor guía, Patricio Mena, por darme la posibilidad de expandir mis horizontes, por su atenta orientación en los nuevos desafíos planteados, y por su excelente disposición a lo largo de toda mi formación como ingeniera eléctrica. A Nicolás Reyes por su estupenda guía en el trabajo realizado, por su capacidad de plantear nuevas interesantes preguntas y por su inspiradora dedicación al área de instrumentación. A Pablo Zorzi por haberme iniciado al mundo de la radioastronomía, por su paciencia a contestar todas las dudas que surgieron y por la transmisión siempre animada de su experiencia. A Francisco Navarrete y José Pizarro por su fundamental ayuda con las mediciones realizadas. Al resto de los integrantes del laboratorio profesor Leonardo Brofman, Ricardo Finger, Rafael Rodríguez, David Monasterio, Claudio Jarufe, Pablo Vásquez, Nicolás Duronea y Miguel Sánchez, muchas gracias por su buena disposición ante cualquier duda o requerimiento, por su calidad humana y simpatía.

No puedo dejar de agradecer profundamente a mi familia por su apoyo y cariño incondicional todos estos años. A mi madre Sandra Labarca y a mi padre Luis Tapia por su infinita dedicación y confianza. A mi querida hermana Evelyn Tapia por su inmensa y alegre compañía. A mi compañero Hernán Calderon por haber sido un importantísimo apoyo en los momentos difíciles y ser gran fuente de cariño y alegría. Son los mejores.

A mis amigos que a pesar del tiempo siguen presentes. Gracias por su amistad, preocupación y muchas tardes de distracciones.

Muchísimas gracias a todos.

Capítulo 1

Introducción

1.1. Antecedentes generales

Las condiciones atmosféricas del norte de nuestro país presentan características inigualables para el estudio astronómico. Posee amplias planicies sobre la capa de inversión térmica con poca contaminación lumínica, bajos niveles de radiación electromagnética y con excelente vista (*seeing*)¹. Es por ello que múltiples proyectos se han establecido en esta zona de nuestro país. Particularmente el llano de Chajnantor, situado a 5000 m sobre el nivel del mar, potencia su gran altitud con la sequedad del desierto de Atacama logrando una cantidad muy baja de vapor de agua precipitable promediando 0.5 mm. Todas estas condiciones permiten altos valores de transmisión atmosférica en radiofrecuencias durante al menos 9 meses del año, por ello se ha ubicado en este lugar el mayor proyecto radioastronómico de la actualidad: ALMA [2].

ALMA, cuyas siglas significan Atacama Large Millimeter/submillimeter Array, es un gigantesco y revolucionario radiotelescopio interferométrico creado por asociación internacional entre Europa, Norteamérica, Asia del Este y Chile destinado a observar longitudes de onda milimétricas y submilimétricas. Está constituido por 50 antenas de 12 metros que componen el arreglo principal y 12 antenas de 7 metros de diámetro que junto con otras 4 antenas de 12 metros constituyen un arreglo compacto denominado Atacama Compact Array (ACA). Posee una área colectora principal de 5650 m^2 con posibles configuraciones que permite líneas base entre 150 m y 16 km. La banda de frecuencia cubierta por el interferómetro corresponde a 33-950 GHz con una resolución angular de 5 miliarcosegundos en la configuración más extendida [3].

¹*Seeing* se refiere al grado de degradación de una imagen astronómica medido en segundos de arcos debido a las turbulencias en la atmósfera que deforman el camino óptico recorrido por los rayos electromagnéticos. En ausencia de la atmósfera, no hay degradación y el límite de nitidez está dado por el tamaño del instrumento astronómico [1].

1.2. Antecedentes específicos

El proyecto ALMA constituye un gran desafío tecnológico en diversas áreas de la ciencia y la ingeniería. Particularmente para los ingenieros dedicados al desarrollo de instrumentación el reto consiste en crear dispositivos de alta precisión, con muy bajo ruido y de alta resolución que permitan estudiar, entre otras cosas, el universo más lejano y frío formado principalmente por el medio interestelar y la radiación de fondo cósmico con temperaturas promedio de 2.7 K [4].

Las ondas de radio provenientes del universo son recolectadas y concentradas por la antena reflectora, que dirige la radiación desde su plato hasta el subreflector enviándola hasta el primer elemento electrónico, el receptor heterodino. Este receptor es el encargado de captar, amplificar, convertir y propiciar la digitalización de la señal en estudio. Un esquema del funcionamiento para la banda 1 de ALMA puede apreciarse en la figura 1.2. El proceso para la banda de menor frecuencia se divide en tres partes, el sistema óptico, el sistema de amplificación y el sistema de conversión a baja frecuencia. Al sistema ingresa la señal de radiofrecuencia a través de un lente o conjunto de espejos y dos filtros llegando hasta una antena tipo bocina. Ésta última capta la señal facultando su recepción y logrando conducirla hasta un segundo dispositivo llamado polarizador en guía de onda u OMT (Orthomode Transducer) que divide la señal en dos polarizaciones ortogonales. Estas dos ondas polarizadas pasan independientemente a la siguiente etapa donde se realiza la amplificación por medio de un sistema que posee como elemento fundamental un transistor de alta movilidad de electrones (HEMT). Finalmente gracias a un mezclador Schottky es posible realizar el proceso de reducción de frecuencia de la señal [5].

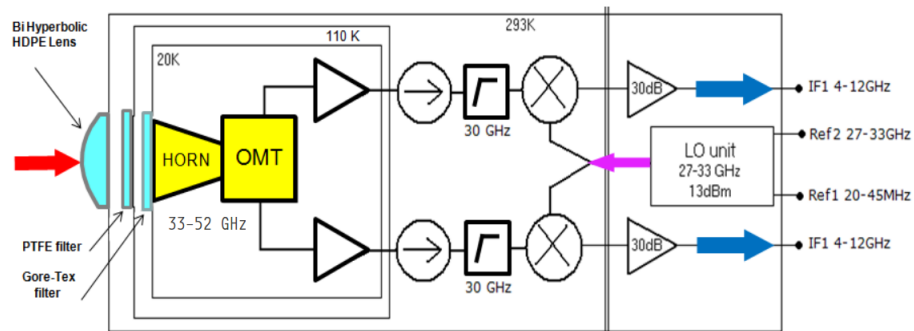


Figura 1.1: Esquema de funcionamiento de receptor heterodino banda 1 proyecto ALMA

La antena tipo bocina corresponde a un elemento que radia y recibe ondas electromagnéticas. Su tamaño y geometría determinan el patrón de radiación, los modos transmitidos y el ancho de banda que soportará. Por ello es de suma importancia realizar una adecuada selección del ángulo de apertura, largo, perfil, tipo y número de corrugaciones que esta antena poseerá para obtener el mejor rendimiento en consideración de las tenues señales que se desean estudiar, el espacio constructivo y las condiciones de temperatura criogénicas a las que se desempeñará. A lo largo de esta memoria nos concentraremos en el diseño de una nueva antena de bocina para el receptor heterodino de la banda 1 de ALMA a partir del

modelo anterior logrado [6] que fue optimizado para trabajar en la banda de frecuencia entre 31.3–45 GHz.

1.3. Alcances y Objetivo General

Diseñar y caracterizar una antena tipo bocina para el receptor heterodino de la banda 1 de ALMA, que cumpla con las características eléctricas de ganancia y forma del haz, así como las características mecánicas que permitan su fabricación en un único bloque.

1.4. Objetivos Específicos

Los objetivos específicos del diseño de la antena se detallan a continuación.

- Modificar y ampliar la banda de frecuencia de operación del diseño anterior correspondiente a 31.3–45 GHz a la nueva banda 33–52 GHz que denominaremos banda extendida y donde se diferenciará el rango 35–50 GHz como la banda principal.
- Mantener el coeficiente de reflexión y la polarización cruzada bajo -30 dB en la banda principal y -25 dB en la banda extendida.
- Mantener los lóbulos laterales de copolarización bajo -20 dB para la banda principal y bajo -18 dB para la banda extendida.
- Lograr la simetría del lóbulo principal en los planos E y H para todo el ancho de banda al menos hasta -20 dB.
- Mantener constante el ancho de la cintura del haz en 9.6 mm para facilitar adaptación óptica del patrón radiativo.
- Modificar las características físicas de la antena para permitir su construcción en un sólo bloque corrugado. Particularmente disminuir la profundidad de las ranuras que crean el perfil siendo estrictamente menores que la guía de onda de entrada.
- Disminuir el número de corrugaciones y aumentar el ancho de sus ranuras y dientes con el fin de facilitar la fabricación.
- Mantener dimensiones de antena reducida para su fácil inclusión en el receptor heterodino.

En conjunto los objetivos específicos complementarios son:

- Aprender a utilizar el software para el diseño electromagnético μ Wave de Mician que utiliza la técnica de adaptación modal. Validando la exactitud de los resultados entregados con este nuevo programa.
- Comprobar tiempos de fabricación y prueba del proceso total de las antenas, con el fin de evaluar la factibilidad de construir los ejemplares requeridos para las 66 antenas reflectoras que componen el arreglo de ALMA, más 4 de reserva requeridas.
- Identificar problemas constructivos y de procedimientos en la medición de los patrones radiativos y las pérdidas por reflexión.

- Realizar mediciones certeras con el sistema de medición de patrones de radiación de antenas en campo lejano que permitan caracterizar de buena manera los dispositivos.

1.5. Estructura de la memoria

La estructura utilizada en este documento para exponer el trabajo realizado es la siguiente:

- **Capítulo 2. Revisión bibliográfica:** Corresponde a la revisión bibliográfica. En este capítulo se explican los conceptos necesarios para la comprensión y contextualización del trabajo.
- **Capítulo 3 Modelamiento:** Corresponde al capítulo de diseño y simulación de la antena. Se presentan las técnicas de modelado computacional utilizadas, los parámetros constructivos de diseño, así como las restricciones de optimización impuestas y los objetivos deseados para la estructura. Además se realiza la discusión de resultados de simulación validando el prototipo mediante el método de elementos finitos.
- **Capítulo 4 Mediciones y resultados:** Se muestran y analizan los resultados de las mediciones del dispositivo correspondientes a las pérdidas por reflexión y los patrones de radiación. Se explica las posibles causas de las diferencias encontradas entre los resultados de las mediciones realizadas y los diseños simulados.
- **Capítulo 5 Conclusiones:** Se enumeran las conclusiones del trabajo realizado, comparando los objetivos iniciales con los metas logradas. Se identifica además el trabajo a realizar en el futuro.

Capítulo 2

Revisión bibliográfica

Antena se define como la parte de un sistema de recepción o transmisión que está diseñado para irradiar o de recibir ondas electromagnéticas [7]. Es la encargada de realizar la transición de la energía electromagnética desde la líneas de transmisión hacia el espacio libre ó viceversa como se muestra en la figura 2.1.

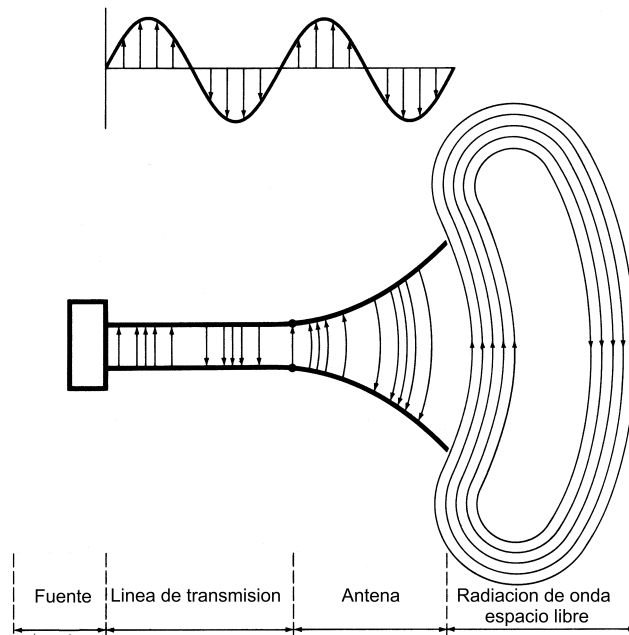


Figura 2.1: Transición onda electromagnética desde la fuente al espacio libre [8].

Existen diversos tipos de antenas, que se pueden clasificar en 5 grandes grupos. Antenas tipo alambre, antenas de apertura, antenas planales, arreglos de antenas y antenas reflectoras. Las antenas de apertura son utilizadas generalmente para transmitir ondas milimétricas y submilimétricas. Usualmente estas antenas corresponden a guías de ondas abiertas o bocinas, ya sea cuadradas, rectangulares, circulares ó elípticas. Particularmente las antenas de tipo bocina corresponde a una guía de onda creciente de manera transversal al punto central

de los ejes de simetría. Estos dispositivos son extensamente utilizados en radioastronomía, seguimiento satelital, comunicaciones en general y como elementos de calibración debido a su fácil excitación, versatilidad, gran ganancia y buen rendimiento general respecto a directividad, ancho de banda y lóbulos laterales.

Las antenas tipo bocinas de apertura circular son utilizadas para comenzar o terminar guías de onda circular manteniendo dicha geometría en su área transversal creciente. Algunos ejemplos de esta clase de antenas se presenta en la figura 2.2. Las antenas tipo bocina de apertura circular se pueden clasificar dependiendo de la rugosidad de la superficie de la pared que la define pudiendo ser suave o corrugada. Los perfiles corrugados permiten obtener un mejor patrón de radiación, mayor ganancia y simetría del patrón copolar, bajas ganancias de polarización cruzada y aumenta la eficiencia de apertura [8]. Éstas buenas características se logran igualando las condiciones de borde para el campo E y el campo H propagando modos TE y TM superiores en la proporción adecuada [10]. En particular en esta memoria nos centraremos en las características de las antenas de apertura circular de perfil corrugado correspondiente a la antena diseñada para la banda 1 de ALMA.

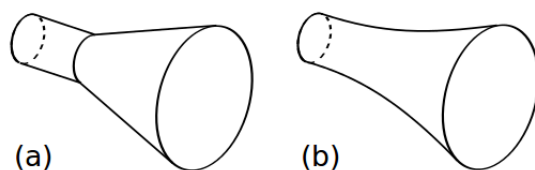


Figura 2.2: Ejemplos de antenas tipo bocina cónicas (a) Perfil lineal (b) Perfil exponencial.

2.1. Análisis de antenas corrugadas tipo bocina

Una antena tipo bocina corrugada se puede considerar una línea de transmisión formada por una serie de guía de ondas cilíndricas concéntricas. La guía de onda circular que permite la entrada a la antena soporta el modo TE_{11} . Luego a través de de las corrugaciones que realizan adaptaciones de impedancia se logra excitar el modo TE y TM en conjunto, transformado la entrada al modo HE_{11} . Éste último posee la ventaja de generar patrones radiativos altamente eficiente y simétricos, con bajos niveles de polarización cruzada y lóbulos laterales, con un amplio ancho de banda.

Se presenta en esta sección las principales características que definen el funcionamiento y comportamiento de la radiación en las antenas corrugadas tipo bocina. Una discusión más acabada se puede encontrar en [10], [11], [12] y [17].

2.1.1. Modos de propagación de onda en aperturas circulares

A continuación se presentan los modos propagados en guías de onda cilíndrica tanto para guías de superficie suave como para guías cónicas corrugadas ó de dieléctrico inhomogéneo, es decir los modos TE, TM, EH y HE. En la figura 2.3 se presenta la disposición de las coordenadas cilíndricas y cartesianas utilizadas así como el radio a empleado en el modelo. Para la configuración mostrada en la figura 2.3 los campos transversales se descomponen como

$$E_\rho = \frac{-j}{k_c^2} \left(\beta \frac{\partial E_z}{\partial \rho} + \frac{\omega \mu}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} \right) \quad (2.1a)$$

$$E_\phi = \frac{-j}{k_c^2} \left(\frac{\beta}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} - \omega \mu \frac{\partial H_z}{\partial \rho} \right) \quad (2.1b)$$

$$H_\rho = \frac{j}{k_c^2} \left(\frac{\omega \varepsilon}{\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} - \beta \frac{\partial H_z}{\partial \rho} \right) \quad (2.1c)$$

$$H_\phi = \frac{-j}{k_c^2} \left(\omega \varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial \rho} + \frac{\beta}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} \right) \quad (2.1d)$$

donde $k_c^2 = k^2 - \beta^2$ es el número de onda de corte, E es el campo eléctrico, H es el campo magnético y ρ , ϕ y z corresponden a las variables ilustradas en la figura 2.3. Se ha asumido que la onda se propaga en $+z$.

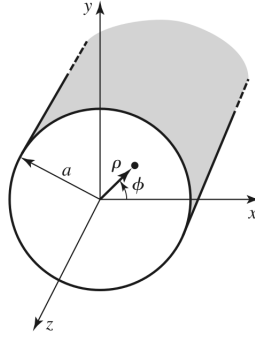


Figura 2.3: Modelo de guía de onda cilíndrica [11].

Modos TE

El modo Transversal Eléctrico (TE) se caracteriza por poseer el campo $E_z = 0$, siendo el campo H_z el que presenta la solución a la ecuación de onda,

$$\nabla^2 H_z + k^2 H_z = 0$$

donde $H_z(\rho, \theta, z) = h_z(\rho, \theta)e^{-j\beta z}$. Resolviendo mediante el método de separación de variables, considerando las soluciones periódicas existentes y reconociendo la ecuación diferencial

de Bessel se encuentran las siguientes componentes que presentan la solución general para los modos TE [11][12],

$$E_\rho = \frac{-j\omega\mu n}{k_c^2\rho}(A\cos(n\phi) - B\sin(n\phi))J_n(k_c\rho)e^{-j\beta z} \quad (2.2a)$$

$$E_\phi = \frac{-j\omega\mu}{k_c}(A\sin(n\phi) + B\cos(n\phi))J'_n(k_c\rho)e^{-j\beta z} \quad (2.2b)$$

$$H_\rho = \frac{-j\beta}{k_c}(A\sin(n\phi) + B\cos(n\phi))J'_n(k_c\rho)e^{-j\beta z} \quad (2.2c)$$

$$H_\phi = \frac{-j\beta n}{k_c^2\rho}(A\cos(n\phi) - B\sin(n\phi))J_n(k_c\rho)e^{-j\beta z} \quad (2.2d)$$

donde J_n es la función de Bessel de primer tipo, J'_n su derivada, $\beta_{nm} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{p'_{mn}}{a}\right)^2}$, y p'_{mn} es la raíz de m-ésimo J'_n . En la figura 2.4 se muestran las líneas de campo de algunos modos TE_{mn} propagados en guía cilíndrica

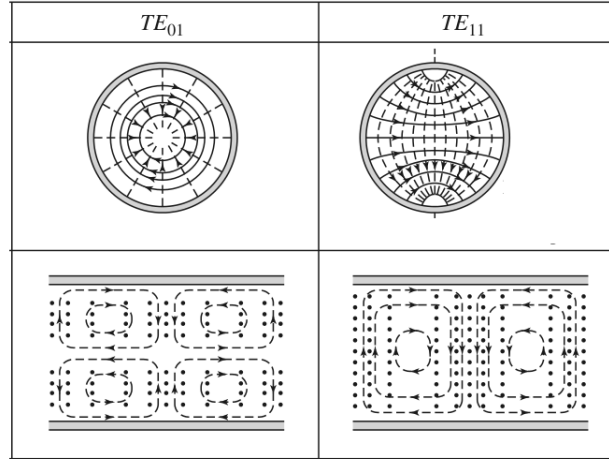


Figura 2.4: Líneas de campo de algunos modos TE en guía cilíndrica [11]. En los cuadros superiores se presenta cortes transversales de las guías onda para ilustrar las líneas de campo eléctrico. En los cuadros inferiores se presentan cortes longitudinales que permiten visualizar las líneas de campos magnético.

Modos TM

El modo Transversal Magnético se caracteriza por poseer el campo $H_z = 0$, siendo la solución obtenida en consideración del campo E_z .

$$\nabla^2 E_z + k^2 E_z = 0$$

donde $E_z(\rho, \theta, z) = e_z(\rho, \theta)e^{-j\beta z}$. Resolviendo mediante el método de separación de variables, considerando las soluciones periódicas existentes y reconociendo la ecuación diferencial de Bessel se encuentran las siguientes componentes que presentan la solución general para los modos TM_{mn} .

$$E_\rho = \frac{-j\beta}{k_c} (A \operatorname{sen}(n\phi) + B \operatorname{cos}(n\phi)) J'_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.3a)$$

$$E_\phi = \frac{-j\beta n}{k_c^2 \rho} (A \operatorname{cos}(n\phi) - B \operatorname{sen}(n\phi)) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.3b)$$

$$H_\rho = \frac{-j\omega \epsilon n}{k_c^2 \rho} (A \operatorname{cos}(n\phi) - B \operatorname{sen}(n\phi)) J_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.3c)$$

$$H_\phi = \frac{-j\omega \epsilon}{k_c} (A \operatorname{sen}(n\phi) + B \operatorname{cos}(n\phi)) J'_n(k_c \rho) e^{-j\beta z} \quad (2.3d)$$

donde J_n es la función de Bessel de primer tipo, J'_n su derivada, $\beta_{nm} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{p'_{mn}}{a}\right)^2}$, y p'_{mn} es la raíz de m-ésimo J'_n .

En la figura 2.5 se muestran las líneas de campo de algunos modos TM propagados en guía cilíndrica

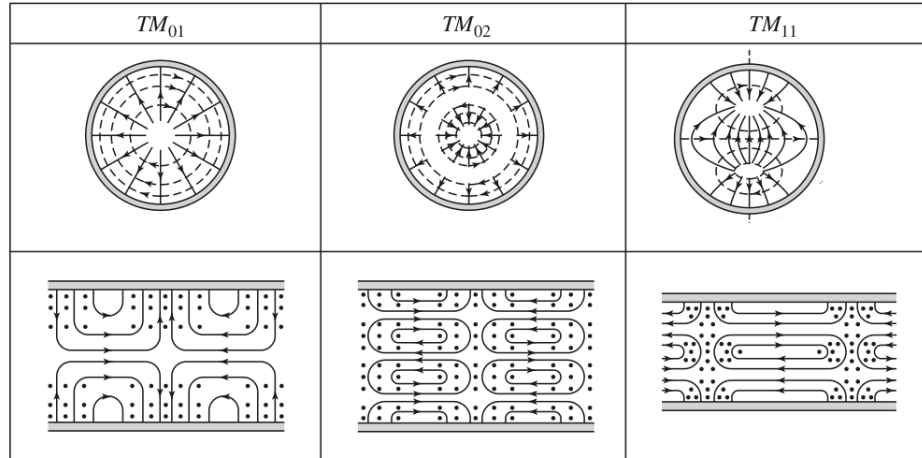


Figura 2.5: Líneas de campo de algunos modos TM en guía cilíndrica [11]. En los cuadros superiores se presenta cortes transversales de las guías de onda ilustrando las líneas de campo magnético. En los cuadros inferiores se presentan cortes longitudinales que permite visualizar las líneas de campos eléctrico.

Modos Híbridos

Los modos híbridos HE (modo híbrido con campo H dominante) y EH (modo híbrido con campo E dominante) corresponden a la solución de modos bajo las condiciones de campo

$E_z \neq 0$ y $H_z \neq 0$, con z la dirección de propagación. Asumiendo condición híbrida balanceada, los modos híbridos se definen mediante las ecuaciones

- Modos Híbridos HE

$$E_x = \frac{\sqrt{2Z_0}}{R\sqrt{\pi}} \frac{J_{m-1}\left(\frac{p_{mn}\rho}{R}\right)}{J'_{m-1}(p_{mn})} \cos[(m-1)\phi] e^{-j\beta z} \quad (2.4a)$$

$$E_y = \frac{\sqrt{2Z_0}}{R\sqrt{\pi}} \frac{J_{m-1}\left(\frac{p_{mn}\rho}{R}\right)}{J'_{m-1}(p_{mn})} \text{sen}[(m-1)\phi] e^{-j\beta z} \quad (2.4b)$$

- Modos Híbridos EH

$$E_x = \frac{\sqrt{2Z_0}}{R\sqrt{\pi}} \frac{J_{m-1}p_{mn}\rho}{J'_{m-1}p_{mn}R} \cos[(m+1)\phi] e^{-j\beta z} \quad (2.5a)$$

$$E_y = \frac{\sqrt{2Z_0}}{R\sqrt{\pi}} \frac{J_{m-1}p_{mn}\rho}{J'_{m-1}p_{mn}R} \text{sen}[(m+1)\phi] e^{-j\beta z} \quad (2.5b)$$

donde Z_0 corresponde a la impedancia en el espacio libre, R el radio de la guía de onda, J_n es la función de Bessel de primer tipo, J'_n su derivada, p_{mn} es la raíz de m -ésimo J_n , $\beta_{nm} = \sqrt{k - \left(\frac{p'_{mn}}{a}\right)^2}$, y p'_{mn} es la raíz de m -ésimo J'_n . En la figura 2.6 se muestran las líneas de campo de algunos modos híbridos propagados en guía cilíndrica

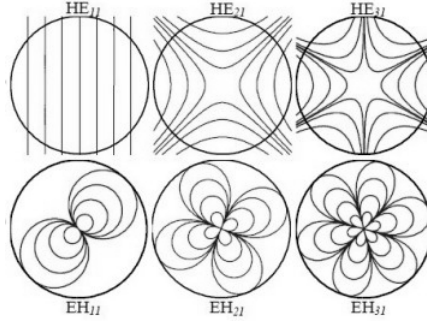


Figura 2.6: Líneas de campo de algunos modos H en guía cilíndrica con corte transversal [11].

Modo fundamental de guía de onda corrugada HE_{11}

El modo fundamental de una guía de onda corrugada corresponde al HE_{11} y se define con las ecuaciones siguientes,

$$E_x = \frac{\sqrt{2Z_0}}{R\sqrt{\pi}} \frac{J_0\left(\frac{\chi_{11}\rho}{R}\right)}{J'_0(\chi_{11})} \quad (2.6a)$$

$$E_y = 0 \quad (2.6b)$$

donde Z_0 corresponde a la impedancia en el espacio libre, R el radio de la guía de onda, J_n es la función de Bessel de primer tipo, J'_n su derivada, y χ_{11} es la raíz de la función de Bessel $J_0 = 0$. Este modo se puede expresar en base a la combinación de modos TE y TM en las proporciones mostrada en la tabla 2.1[10]

Tabla 2.1: Descomposición del modo HE_{11}

Modos TE		Modos TM	
TE_{11}	84.496 % 0°	TM_{11}	14.606 % 0°
TE_{12}	0.082 % 180°	TM_{12}	0.613 % 0°
TE_{13}	$3.58 \cdot 10^{-3}$ % 180°	TM_{13}	0.121 % 0°
TE_{14}	$4.94 \cdot 10^{-4}$ % 180°	TM_{14}	0.039 % 0°

2.1.2. Matriz de dispersión

La matriz de dispersión corresponde a una representación descriptiva del comportamiento de una red respecto a sus N puertos en consideración de la modelación de ondas reflejadas, transmitidas e incidentes. Se utiliza preferentemente en radio frecuencias debido a que su interpretación como ondas es más adecuada en vez de transmisión de voltajes y corrientes. Esto se ajustan de mejor manera a sistemas donde la variación de fase es despreciable, permitiendo entre otras cosas la medición directa la matriz de dispersión utilizando un VNA (Vector Network Analyzer).

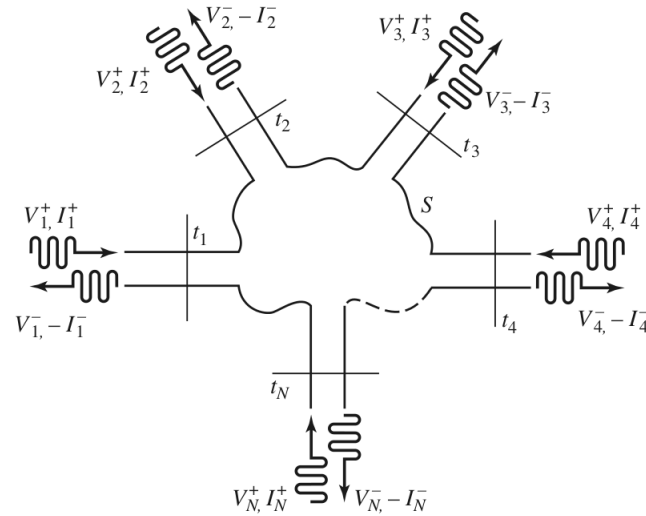


Figura 2.7: Red de microondas N-puertos genérico [11]

Considerando la red de N-puertos presentada en la figura 2.7, donde V_n^+ corresponde a la amplitud de voltaje de la onda incidente y V_n^- de la onda reflejada. La matriz de dispersión

se define como:

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_n^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & \ddots & & S_{2n} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & \dots & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_n^+ \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Por lo tanto el parámetro S_{ij} representa la razón entre amplitud de onda reflejada por el puerto j y la amplitud de onda incidente en el puerto i conducida hasta j , es decir la transmisión del puerto i al puerto j . Un caso particular de importancia corresponde a los parámetros S_{ii} que representa las reflexiones medidas en el puerto i cuando todos los otros puertos se encuentran con cargas perfectamente adaptadas.

Para el caso particular de esta memoria sólo utilizaremos el parámetro S_{11} que corresponde a las pérdidas por reflexión registradas en el puerto de entrada.

2.1.3. Copolarización y polarización cruzada

Se denomina copolarización o copolar a la radiación de una antena en una polarización principal coincidente con la de alimentación. Así mismo se denomina polarización cruzada o crosspolar (por su nombre en inglés crosspolarization abreviado Xpolar) a la radiación en la polarización ortogonal a la copolarización. Se define la eficiencia de polarización cruzada XOL como el cociente entre la potencia radiada en copolarización por la potencia total radiada,

$$XOL = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E_c(\theta, \phi)|^2 \sin(\theta) d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi (|E_c(\theta, \phi)|^2 + |E_x(\theta, \phi)|^2) \sin(\theta) d\theta d\phi} \quad (2.8)$$

donde E_c corresponde al campo de copolarización y E_x al campo de polarización cruzada. θ y ϕ corresponden a las variables angulares de coordenadas esféricas.

2.1.4. Características de los patrones de radiación

Existen múltiples formas de representar el patrón radiativo de una antena ya sea en 2D o 3D. Particularmente utilizaremos en esta memoria la gráfica cartesiana en 2D que corresponde al corte transversal del patrón radiativo en $\phi = 0$. De esta manera el eje x representa la variación del ángulo θ y el eje y la ganancia alcanzada. Se distinguen algunas características de los patrones radiativos que permiten conocer y comparar las propiedades de los haces

radiados por la antenna. Se reconocen cuatro curvas que corresponden a la copolarización y polarización cruzada para los planos E y H. En las curvas de copolarización se aprecian el lóbulo principal, los lóbulos laterales, los lóbulo vestigial o hombros, y el ancho de haz a 10 dB o punto 10 dB [8] [9]. Todas estas características pueden ser apreciadas en la figura 2.8 y son definidas a continuación.

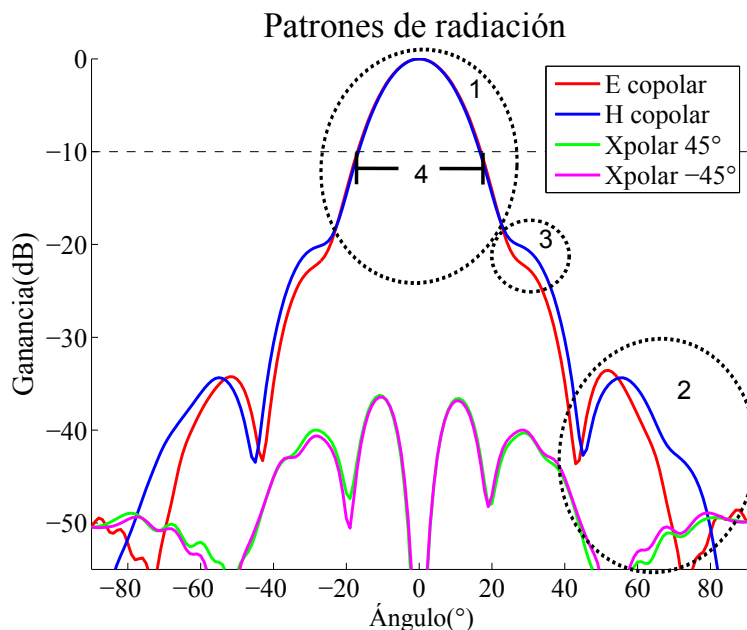


Figura 2.8: Características de los patrones de radiación. 1: Lóbulo principal o mayor, 2: Lóbulo lateral o menor, 3: Lóbulo vestigial o hombro y 4: Ancho de haz a 10 dB o punto 10 dB

- **Plano E:** Es el plano que contiene el vector de campo eléctrico y la dirección de máxima radiación.
- **Plano H:** Es el plano que contiene el vector de campo magnético y la dirección de máxima radiación.
- **Lóbulo principal o mayor:** Es el lóbulo que contiene la máxima potencia de la antenna.
- **Lóbulo lateral o menor:** Corresponde a todos los lóbulo que contienen máximos locales.
- **Lóbulo vestigial o hombro:** Corresponde a un lóbulo lateral unido al lóbulo principal formado un punto de inflexión.
- **Ancho del haz a 10 dB o punto 10 dB:** Corresponde al ancho del haz cuando la radiación normalizada posee un valor de -10 dB.

2.1.5. Adaptación de modos

La técnica de adaptación modal corresponde a un poderoso método numérico aplicable a estructuras modelables como unión de secciones de guías de onda uniformes. El campo total presente en una guía de onda se puede representar como la suma de los infinitos modos que la componen, pues los modos corresponden a campos electromagnéticos que representan

soluciones de las ecuaciones de Maxwell y de sus condiciones de contorno.

Sean A y B dos guías de onda uniformes unidas mediante su sección transversal S, siendo \vec{e}^a , \vec{h}^a y \vec{e}^b , \vec{h}^b los modos propagados en A y B, respectivamente. La discontinuidad entre las guías genera las ecuaciones,

Guía de onda A

$$\vec{E}_t^a = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n^+ + a_n^-) \vec{e}^a \quad (2.9a)$$

$$\vec{H}_t^a = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n^+ - a_n^-) \vec{h}^a \quad (2.9b)$$

Guía de onda B

$$\vec{E}_t^b = \sum_{n=1}^{\infty} (b_n^+ + b_n^-) \vec{e}^b \quad (2.10a)$$

$$\vec{H}_t^b = \sum_{n=1}^{\infty} (b_n^+ - b_n^-) \vec{h}^b \quad (2.10b)$$

Imponiendo condiciones de continuidad en la sección transversal S donde se genera la unión tenemos que en la sección S,

$$\sum_{n=1}^{\infty} P_{mn}^a (a_n^+ + a_n^-) \vec{e}^a = \sum_{n=1}^{\infty} A_{mn} (b_n^+ + b_n^-) \vec{e}^b \quad (2.11a)$$

$$\sum_{n=1}^{\infty} B_{mn} (a_n^+ + a_n^-) \vec{e}^a = \sum_{n=1}^{\infty} P_{mn}^b (b_n^+ + b_n^-) \vec{e}^b \quad (2.11b)$$

$$\sum_{n=1}^{\infty} C_{nm}^* (a_n^+ - a_n^-) \vec{h}^a = \sum_{n=1}^{\infty} B_{nm}^* (b_n^+ - b_n^-) \vec{h}^b \quad (2.11c)$$

$$\sum_{n=1}^{\infty} A_{nm}^* (a_n^+ - a_n^-) \vec{h}^a = \sum_{n=1}^{\infty} P_{nm}^{b*} (b_n^+ - b_n^-) \vec{h}^b \quad (2.11d)$$

donde $P_{mn}^a = \int_{S_a} \vec{e}^a x h_m^{a*} \hat{z} dS$, $P_{mn}^b = \int_{S_b} \vec{e}^b x h_m^{b*} \hat{z} dS$, $A_{mn} = \int_{S_b} \vec{e}^b x h_m^{a*} \hat{z} dS$, $B_{mn} = \int_{S_b} \vec{e}^a x h_m^{b*} \hat{z} dS$, $C_{mn} = \int_{S_b} \vec{e}^a x h_m^{a*} \hat{z} dS$ y $m = 1, 2, \dots, \infty$

Finalmente para encontrar la solución del sistema se requiere truncar las series infinitas, siempre que éstas posean convergencia relativa, lo que dependerá del número de modos considerado en cada guía.

2.2. Modelo cuasióptico

Las antenas tipo bocina son utilizadas, generalmente, como alimentadores de otros dispositivos de mayor tamaño. Particularmente la antena diseñada en esta memoria tiene el propósito de alimentar el sistema óptico de las antenas parabólicas de ALMA para la banda 33–52 GHz. El sistema está compuesto por filtros infrarrojos, un lente o conjunto de espejos, un subreflector y un plato principal. Los tamaños de los elementos mencionados, así como las distancias entre ellos, son muy grandes en el eje de propagación medidos en longitudes de onda de la banda en estudio. Encontrándose además, la trayectoria de los haces emitidos razonablemente bien colimados. Por ello el análisis corresponde a un caso intermedio entre la óptica geométrica y la teoría de ondas electromagnéticas, es decir al estudio cuasióptica.

La radiación tiende a difractarse cuando se emite desde una fuente que es relativamente pequeña en relación con la longitud de onda, es decir que la radiación cambia su distribución al alejarse de la fuente. Cuando la longitud de onda es aproximadamente igual a las dimensiones del sistema los efectos de la difracción dominan la propagación de la radiación. En esta situación se necesita un estudio completo para analizar el comportamiento del haz, donde los cálculos exactos requeridos provenientes de las ecuaciones de Maxwell para sistemas reales requieren mucho tiempo. La cuasióptica provee en esta situación una teoría alternativa, más simple y elegante de resolver el problema a través de la solución mediante propagación por modos de haz y rayos gaussiano. Esto es de particular importancia en el caso de las antenas tipo bocina que funcionan en longitudes micrométricas y milimétricas que radian patrones gaussianos. Se presentan en esta sección los principales conceptos necesarios para comprender el estudio y modelamiento de la antena diseñada. Un análisis más completo respecto cuasióptica se puede encontrar en [13].

2.2.1. Aproximación paraxial

La condición bajo la cual se sustenta el análisis cuasióptico corresponde a que la variación de amplitud a través del eje de propagación debido a la difracción sea pequeño en una distancia comparada a la longitud de onda y que la variación axial sea pequeña comparada con la variación perpendicular a la dirección. Se puede expresar de manera matemática con la siguiente comparación,

$$\frac{\Delta \frac{\delta u}{\delta z}}{\Delta z} \lambda \ll \frac{\delta u}{\delta z} \quad (2.12)$$

En esta relación se ha considerado además que el haz de propagación corresponde a un conjunto de ondas planas con amplitud variable como se describe a continuación

$$E(x, y, z) = u(x, y, z) \cdot e^{-jkz} \quad (2.13)$$

2.2.2. Parámetros del haz

Para describir apropiadamente al haz gaussiano en cuasióptica se utilizan convencionalmente los cinco parámetros mostrados en la figura 2.9, z_0 : centro de fase, $\omega(z)$: ancho del haz, ω_0 : ancho de cintura del haz en el centro de fase de la antena, Θ : ángulo de divergencia y z_R : distancia de Rayleigh. Todos estos parámetros son explicados a continuación.

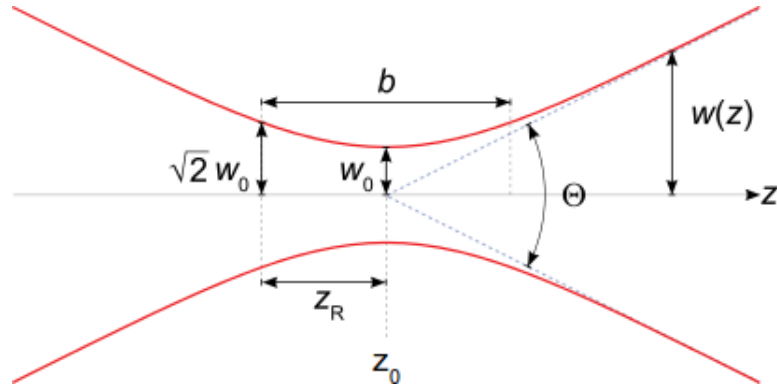


Figura 2.9: Parámetros de haz gaussiano

Centro de fase

El centro de fase (PCL, Phase Center Location) se define como el punto equivalente de la antena desde donde se radian ondas esféricas para una frecuencia y plano de campo particular. Para las antenas tipo bocina la cercanía del centro de fase a la apertura es inversamente proporcional al largo de la antena y a la frecuencia de la onda propagada, mientras que es directamente proporcional al cuadrado del radio de apertura.

Ancho del haz

Corresponde al radio de haz en la posición z y se define como,

$$\omega(z) = \omega_0 \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{z}{z_R}\right)^2} \quad (2.14)$$

Donde ω_0 corresponde a la cintura del haz y z_R es la distancia de Rayleigh.

Cintura del haz

La cintura del haz corresponde al menor radio del haz respecto a la propagación. En particular para una antena de apertura circular, se puede comprobar experimentalmente que

una buena aproximación la constituye,

$$\omega_0 = \frac{0,644 \cdot a}{1 + \left(\pi \frac{(0,644a)^2}{\lambda R_h}\right)^2} \quad (2.15)$$

Distancia de Rayleigh y distancia cofocal

La distancia z_R denominada distancia de Rayleigh definida por,

$$z_R = \frac{\pi \omega_0^2}{\lambda} \quad (2.16)$$

La distancia de Rayleigh tiene la siguiente propiedad respecto al ancho del haz

$$\omega(\pm z_R) = \sqrt{2} \cdot \omega_0 \quad (2.17)$$

Finalmente se define la distancia cofocal que determina el recorrido sobre la cual el haz gaussiano se propaga sin crecer significativamente, es decir estando bien colimado como,

$$b = 2 \cdot z_R = \frac{2 \cdot \pi \omega_0^2}{\lambda} \quad (2.18)$$

Radio de curvatura

Se define como la medida del cambio que sufre la dirección del vector tangente a la curva que define el frente de onda cuando nos movemos a lo largo de ésta, y corresponde a,

$$R(z) = z \left(1 + \frac{z_R^2}{z^2}\right) \quad (2.19)$$

En particular para una antena de apertura circular, se puede comprobar experimentalmente que una buena aproximación la constituye,

$$R(\omega_0) = \frac{\pi(0,644 \cdot a)^2}{\lambda \sqrt{\frac{0,644 \cdot a}{\omega_0} - 1}} \quad (2.20)$$

Ángulo de divergencia

Corresponde al ángulo entre $\omega(z)$ y centro de haz y definiéndolo la expresión,

$$\theta_0 = \arctan\left(\frac{\lambda}{\pi\omega_0}\right) \quad (2.21)$$

Considerando campo lejano, es decir que $z_c \ll z$, se tiene

$$\theta \simeq \frac{\lambda}{\pi\omega_0} \quad (2.22)$$

Fase de Gouy

Corresponde al desfase longitudinal y se caracteriza por,

$$\phi = \arctan\left(\frac{z}{z_R}\right) \quad (2.23)$$

2.2.3. Coeficiente de potencia acoplada

El campo cercano de una antena tipo bocina corrugada puede aproximarse a un haz gaussiano, lo que permite aplicar de manera sencilla la física óptica sobre el patrón. El coeficiente de potencia acoplada permite conocer que tan parecido es el campo medido respecto al modo fundamental de haz gaussiano, definido como

$$\Psi_{00}(\Delta x, \Delta y) = \sqrt{\frac{2}{\pi\omega_x\omega_y}} e^{\frac{-\Delta x^2}{\omega_x^2} - \frac{\Delta y^2}{\omega_y^2}} \times e^{-j\beta_o\left(\frac{\Delta x^2}{2R_x} + \frac{\Delta y^2}{2R_y} + \delta_x\Delta x + \delta_y\Delta y\right)} \quad (2.24)$$

donde $\Delta x = x - x_c$, $\Delta y = y - y_c$, donde x e y son las coordenadas de escaneo, siendo x_c e y_c las coordenadas centrales donde la amplitud es máxima. R_x y R_y representa el radio de curvatura en la coordenada correspondiente. δ_x y δ_y la inclinación en x e y . Finalmente el coeficiente de potencia acoplada se define como

$$K = \left| \sum_x \sum_y E_{medido} \times \bar{E}_{gaussino} \right|^2 \quad (2.25)$$

Capítulo 3

Modelamiento

Para lograr el modelamiento de la antena cumpliendo con todos los requerimientos presentados en 1.4, se dividió el proceso de diseño en cuatro etapas: escalamiento de la antena original, variación de configuración de perfiles, optimización del mejor perfil mediante técnica de adaptación modal y corroboración de los resultados mediante simulación de modelo con técnica de elementos finitos.

La primera estrategia utilizada consistió en escalar las dimensiones física de la antena original, para luego simularlo mediante el software HFSS de Anasoft en su versión 14.0 y estudiar el comportamiento de sus características electromagnéticas con el fin de verificar su cercanía a los valores deseados entregando una primera aproximación de los parámetros físicos en estudio y de su relevancia.

El segundo procedimiento correspondió a la creación de distintas configuraciones que permitieran reconstituir el perfil original variando las dimensiones y número de corrugaciones. Se simularon estas antenas creadas a base de los nuevos perfiles utilizando el software HFSS de Anasoft en su versión 14.0. Posteriormente se analizaron los resultados de los parámetros electromagnéticos considerados de mayor relevancia, es decir S_{11} , copolarización y polarización cruzada asociados a los distintos modelos propuestos, eligiendo aquel modelo que presentó el mejor desempeño.

En la siguiente etapa se optimizó el mejor modelo encontrado mediante la creación de perfiles utilizando el software μ Wave Wizard de Mician versión 7.8. Este software utiliza la técnica de adaptación de modos, permitiendo disminuir en un orden de magnitud el tiempo de simulación respecto a HFSS. Su rapidez posibilita utilizar técnicas avanzadas de optimización como algoritmos evolutivos que tuvieron como variables las dimensiones físicas de la antena y como parámetros de la funciones objetivo las pérdidas por reflexión, polarización cruzada, copolarización, ancho de la cintura del haz y centro de fase del modelo parametrizado. Finalmente se comprobaron los resultados obtenidos mediante la técnica de elementos finitos a través simulaciones en el software HFSS.

3.1. Consideraciones previas

Para facilitar las referencias a los diseños de los perfiles propuestos se les asignó un nombre compuesto por una letra y un número que indicará la iteración de optimización del modelo. Los parámetros físicos del modelo se presentan en la figura 3.1 y en la tabla 3.1 se presentan las variables optimizadas con las abreviaturas que se utilizarán los capítulos siguientes. Notamos que el perfil mostrado corresponde al área necesaria para construir la antena como sólido de revolución en torno a la recta punteada de la figura 3.1.

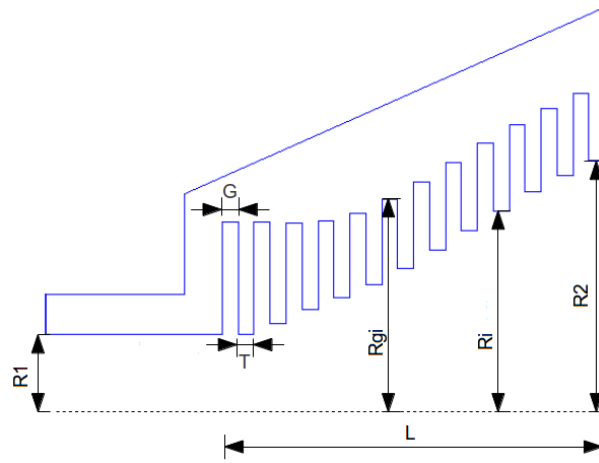


Figura 3.1: Abreviaciones de parámetros físicos

Tabla 3.1: Abreviatura de parámetros físicos de la antena

Abreviación	Parámetro
$R1$	Radio de entrada guía de onda
$R2$	Radio de apertura de la antena
G	Ancho de la ranura
T	Ancho del diente
R_{gi}	Radio de la i -ésima ranura numerada desde la guía de onda
R_i	Radio del i -ésimo diente numerado desde la guía de onda
L	Largo de la antena sin considerar la guía de onda inicial

Con el fin de comparar los modelos propuestos se utilizarán como medidas el sobrenivel de la curva de coeficiente de reflexión respecto a -30 dB, que corresponde al valor integrando en el intervalo de frecuencia 33–52 GHz como muestra el área azul de la figura 3.2. Se

considerará también el valor máximo de los lóbulos laterales del patrón de copolarización, así como los hombros del lóbulo central y el valor máximo del patrón de polarización cruzada.

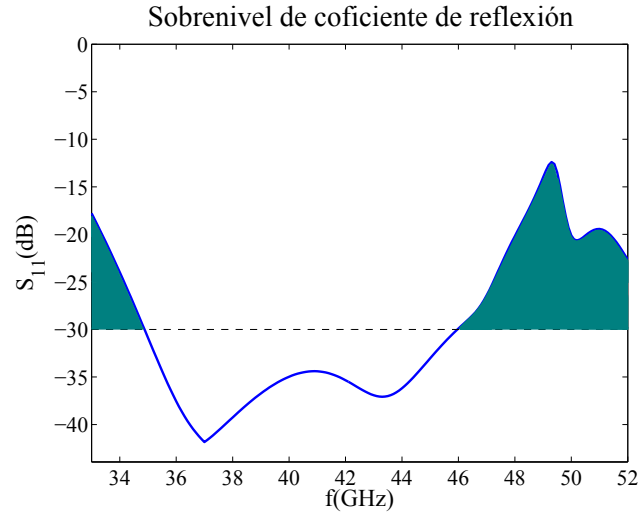


Figura 3.2: Sobrenivel de la curva de coeficiente de reflexión

3.1.1. Modelo inicial

El modelo inicial desde donde se comenzó el rediseño de la antena corresponde a un dispositivo corrugado con perfil no lineal optimizado para la banda de frecuencia de 31.3–45 GHz [6]. El perfil se muestra en la figura 3.3 mientras que los parámetros físicos se detallan en la tabla 3.2. Este modelo posee corrugaciones en la guía de onda de entrada que permite disminuir las reflexiones en alta frecuencia.

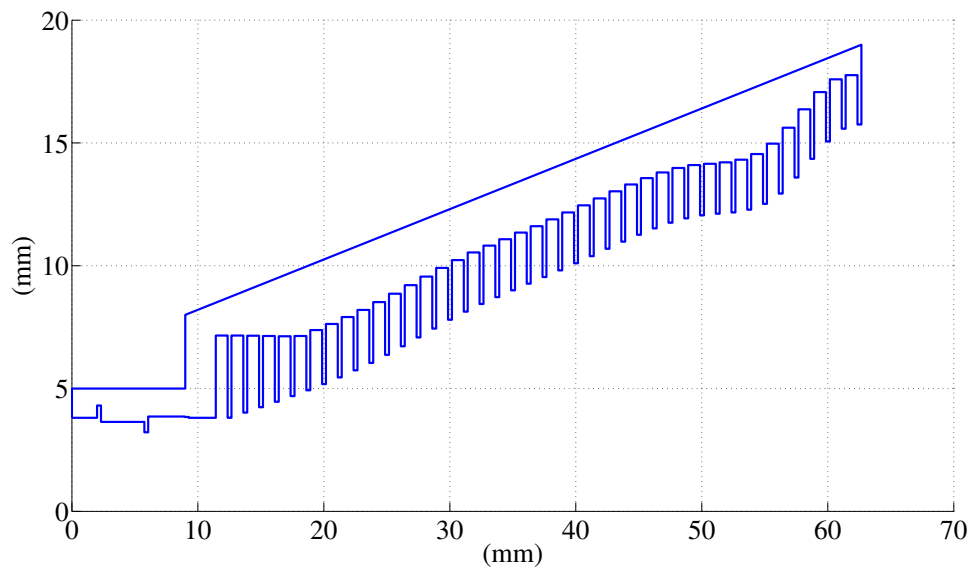


Figura 3.3: Perfil de antena inicial

Tabla 3.2: Parámetros físicos modelo inicial

Parámetro	Valor
Número de corrugaciones	41
Radio de entrada guía de onda	3.81 mm
Radio de apertura guía de onda	15.75 mm
Ancho ranuras	0.31 mm
Ancho dientes	0.94 mm
Largo antenna	51.25 mm
Rango de radios de ranura	7.16–17.76 mm
Rango de radios de dientes	3.81–15.75 mm

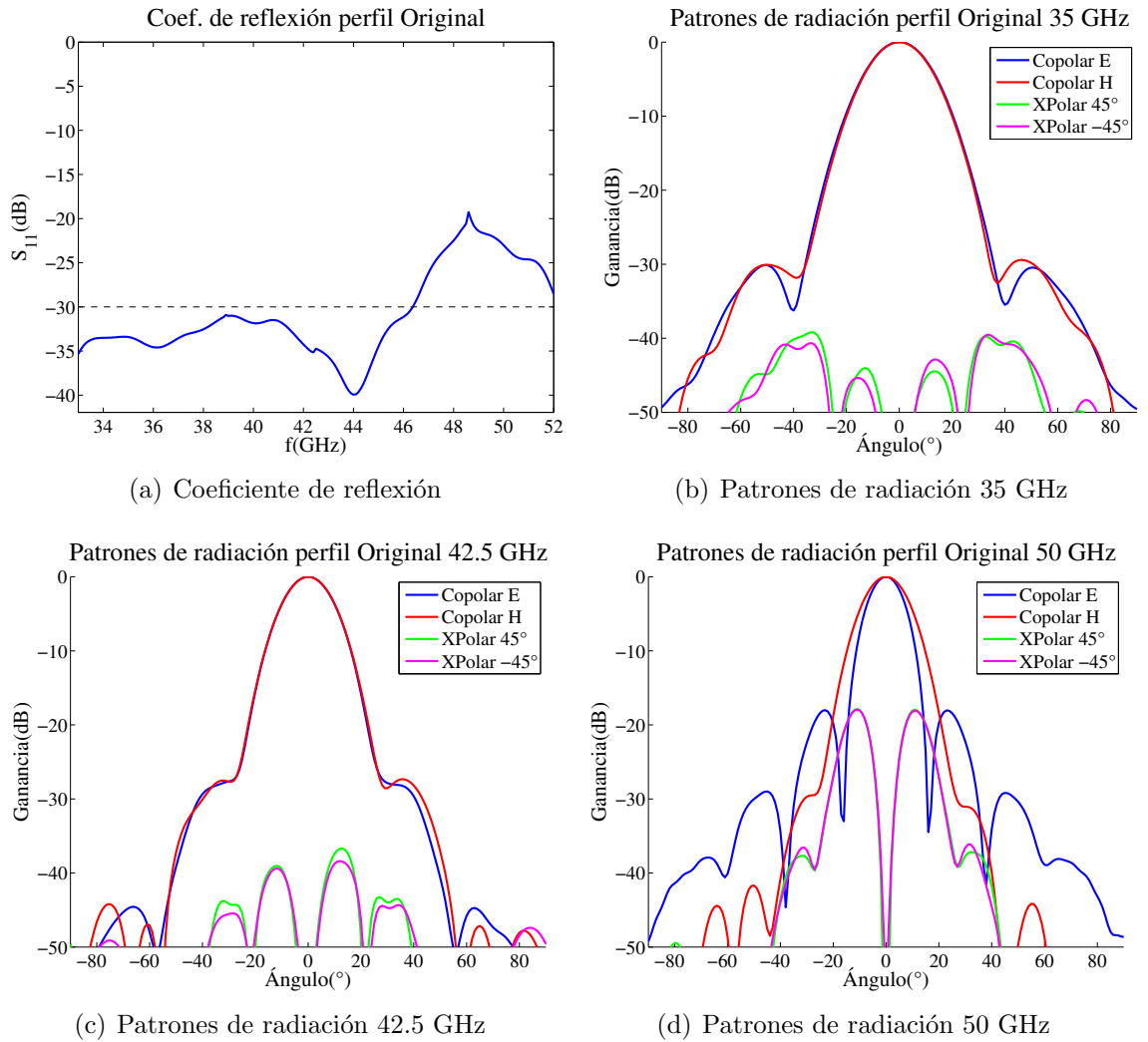


Figura 3.4: Características modelo original

Las reflexiones en la nueva banda de frecuencia se presentan en la figura 3.4(a). Observamos que las pérdidas por reflexión se mantiene bajo -30 dB para la banda de frecuencias del

diseño original pero no cumple con los requerimientos para frecuencias superiores a 46 GHz.

Los patrones de copolarización y polarización cruzada para las frecuencias 35, 42.5 y 50 GHz son presentados en la figura 3.4(b) 3.4(c) y 3.4(d) respectivamente. Notamos que para el caso de 35 y 42.5 GHz los cortes transversales correspondiente a la copolarización para los planos E y H se presentan simétricos hasta -20 dB, manteniendo los lóbulos laterales y hombros bajo -20 dB. De igual manera para las dos frecuencias más bajas presentadas la polarización cruzada se presenta bajo bajo el límite máximo deseado de -30 dB. Sin embargo el patrón radiativo para 50 GHz no cumple con ninguno de los objetivos de diseño, superando en 10 dB el límite establecido en el caso de la polarización cruzada y no cumpliendo con la simetría para la copolarización. Por lo tanto se concluye que es necesario modificar el modelo original para lograr cumplir con las nuevas características deseadas presentadas en la sección 1.4.

3.2. Escalamiento de la antena

La antena original fue diseñada para la banda de frecuencia 31.3–45 GHz, más pequeña que la nueva banda de 33–52 GHz. Su frecuencia central posee un valor de 38.15 GHz siendo un 11 % más pequeña que la requerida en el diseño actual que posee un valor de 42.5 GHz. En consideración de la proporcionalidad inversa existente entre la longitud de onda y la frecuencia, se escaló la antena inicial presentada en la figura 3.3 reduciendo su tamaño al 85 %, 90 % y 95 % de su valor para estudiar el comportamiento de los parámetros electromagnéticos. Las simulaciones fueron realizadas utilizando el software HFSS bajo las siguientes condiciones:

- Análisis: Barrido discreto en frecuencia de 33 a 52 GHz
- Excitación: Puerto de onda, 6 modos.
- Condiciones de frontera: Sólo radiación
- Campo lejano: Esfera de radiación infinita

En la figura 3.5 se muestra la comparación entre los valores obtenidos para los distintos tamaños de antenas estudiados. Respecto a las pérdidas por reflexiones presentadas en la figura 3.5(a) notamos que ningún escalamiento permite satisfacer los requerimientos estipulados encontrándose sobrepasado el nivel -30 dB a altas frecuencias para los escalamientos más cercanos al modelo original y a bajas frecuencias para el resto.

Notamos que los valores obtenidos para la copolarización son satisfactorios para todos los escalamientos probados pues presentan lóbulos laterales bajo -20 dB y buena congruencia entre los patrones para los planos E y H hasta este mismo valor. Igualmente la polarización cruzada se encuentra dentro de los especificaciones deseadas encontrándose bajo -30 dB.

A causa de que el parámetro S_{11} presenta problemas tanto para las bajas como para las altas frecuencias se concluye que no es suficiente el escalamiento de la antena original para

satisfacer las características electromagnéticas necesarias. Además las características física de la antena no permitirían su construcción en un sólo bloque debido a que la profundidad de las primeras corrugaciones son mayores que el tamaño de la guía de onda de entrada. Además el escalamiento reduciría el ancho de las corrugaciones y dientes dificultando su construcción.

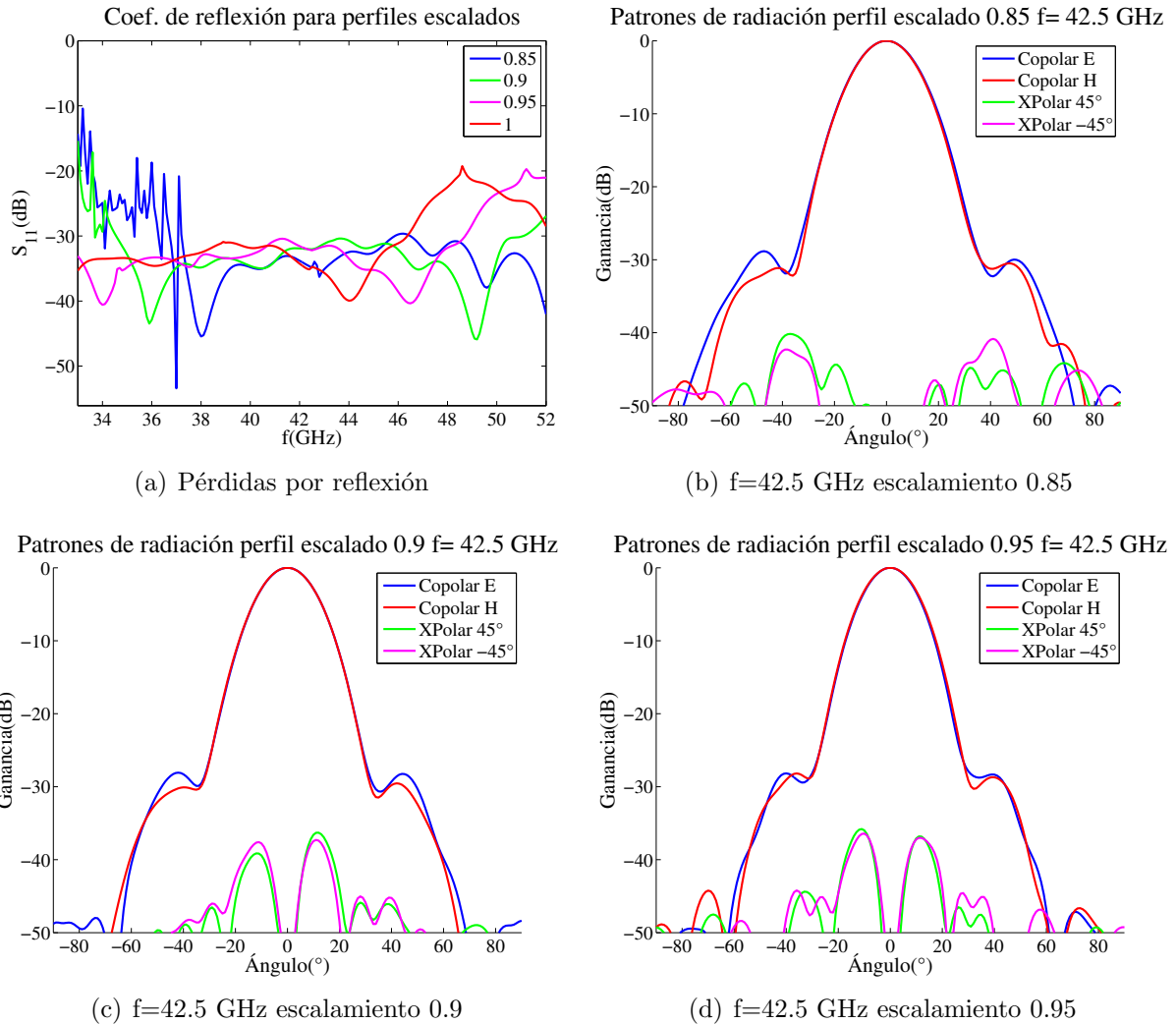


Figura 3.5: Comparación características electromagnéticas para perfiles escalados

3.3. Creación de perfiles iniciales

Se crearon diversos perfiles con número de corrugaciones (entre 25 a 41) y variada relación de ancho entre sus dientes y ranuras (entre 50% a 75% de la dimensión de corrugación total), con el fin de verificar la correspondencia de las dimensiones físicas del modelo y las características electromagnéticas presentadas por la antena. Se seleccionó finalmente el prototipo de mejor desempeño para continuar con el proceso de optimización. Es importante señalar que la cantidad de simulaciones fue acotada debido a la considerable cantidad de

tiempo de simulación que requería cada modelo. Para un paso discreto de frecuencia 0.2 GHz demoraba alrededor de 8 horas.¹

La tabla 3.3 muestra un resumen de las principales características de los modelos probados. Los perfiles de los modelos, coeficiente de reflexión para la banda de frecuencia 33–52 GHz, así como patrones de copolarización y polarización cruzada para la frecuencia central pueden ser consultados en la sección Anexos A.

Tabla 3.3: Características físicas de los modelos probados

Nombre modelo	Número de corrugaciones	Ancho del diente (mm)	Ancho de la ranura (mm)	Rango de radio ranura (mm)	Rango de radio diente (mm)
A	41	0.75	0.5	7.15–17.82	3.79–15.84
B	41	0.625	0.625	7.15–17.82	3.79–15.84
C	34	1.131	0.377	7.15–17.81	3.82–15.82
D	34	0.904	0.603	7.15–17.81	3.80–15.84
E	34	0.754	0.754	7.15–17.81	3.79–15.84
F	25	1.538	0.513	7.15–17.69	3.86–15.84
G	25	1.23	0.82	7.15–17.69	3.83–15.83
H	25	1.025	1.025	7.15–17.69	3.81–15.80
I	20	1.281	1.281	7.15–17.47	3.83–15.73
J	25	0.82	1.23	7.15–17.69	3.79–15.74

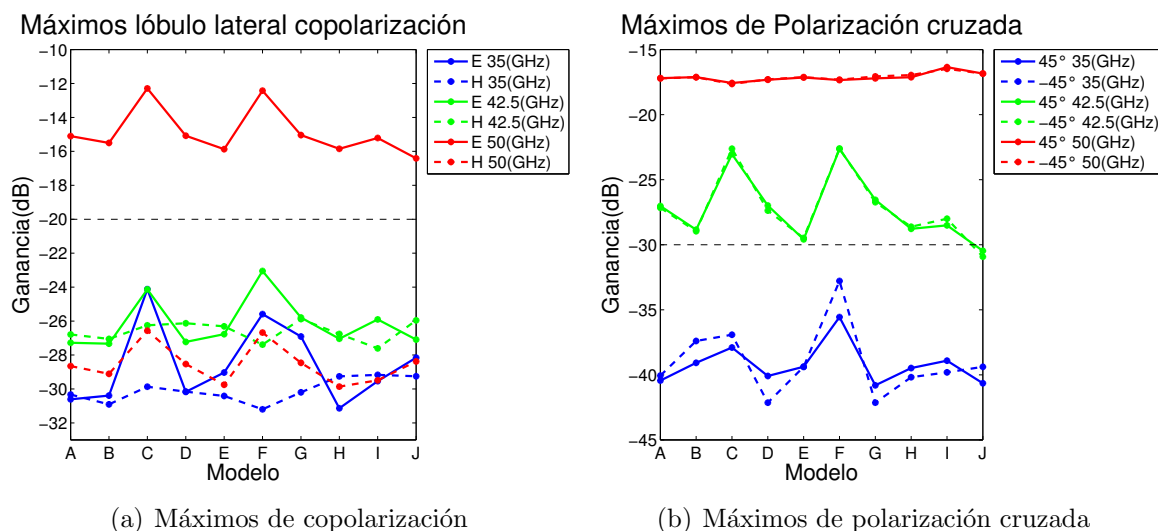


Figura 3.6: Comparación máxima ganancia de patrones de radiación de los perfiles generados

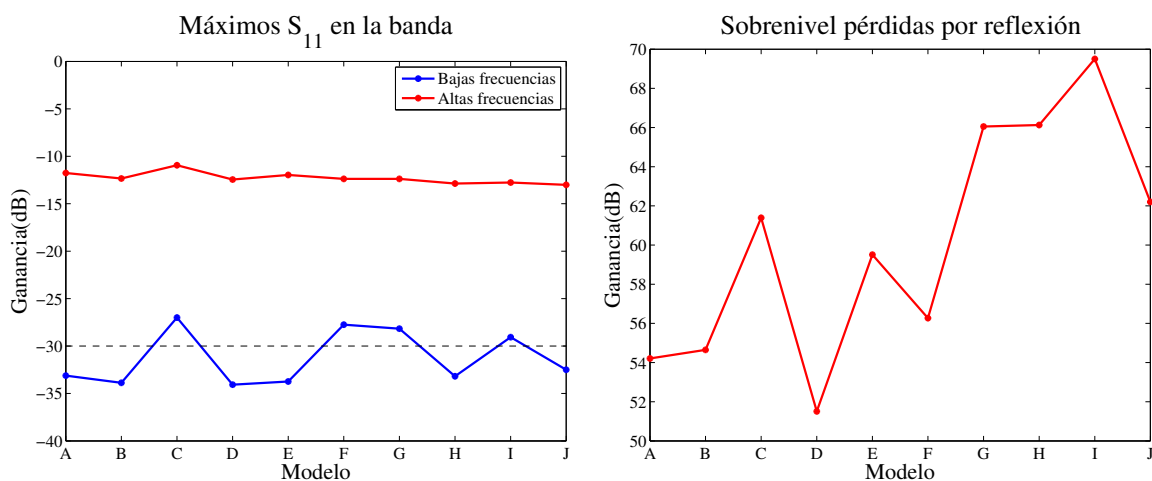
En la figura 3.6 se presenta una comparación entre las ganancias máximas alcanzadas por los lóbulos laterales para el caso de la copolarización y la máxima ganancia alcanzada

¹Computador utilizado poseía un procesador dual core y 2 GHz de RAM

por la polarización cruzada para cada modelo generado. En conjunto se muestran en líneas punteadas negras las ganancias límites para cumplir con los requerimientos de diseño.

En la figura 3.7 se presenta las máximas ganancias alcanzadas a baja frecuencia (menores a 42.5 GHz) y a altas frecuencias (mayores a 42.5 GHz). Se presenta también el sobrenivel respecto a -30 dB integrado para cada modelo.

Se seleccionó el modelo que cumplía el mayor número de objetivos de diseño respecto a las características examinadas: el perfil J. Este perfil es el único que posee las ganancias de polarización cruzada bajo el límite objetivo de diseño para la frecuencia central, presenta el nivel menor de hombro para el patrón de copolarización en el plano E, posee el valor más bajo de pérdidas por reflexión a alta frecuencia, no presenta sobrenivel a baja frecuencia y tiene sobrenivel de pérdidas por reflexión en la media del conjunto de modelos. Se descartaron totalmente los modelos C y F por ser los que presentaban la mayor cantidad de máximos en todos los parámetros estudiados y los modelos G, H e I por ser los que presentaban sobrenivel integrados más elevados en conjunto con mayores ganancias a alta frecuencia.



(a) Máximos S_{11} en la banda 33–52 GHz

(b) Sobrenivel S_{11} en la banda 33–52 GHz

Figura 3.7: Comparación máximos S_{11} en la banda 33–52 GHz y sobrenivel para los perfiles generados. Donde se ha denominado bajas frecuencias al segmento de la banda correspondiente a 33–42.5 GHz y altas frecuencias al segmento 42.5–52 GHz

Se presetan en la figura 3.8 el perfil del modelo J y en la tabla 3.4 los parámetros físicos correspondientes. De igual manera en la figura 3.9 se muestran las características electromagnéticas que se utilizaron para la comparación de modelos correspondiente a los valores del parámetro S_{11} para toda la banda de frecuencia y los patrones de radiación a 35, 42.5 y 50 GHz . En la tabla 3.5 se presenta un resumen de las características mencionadas.

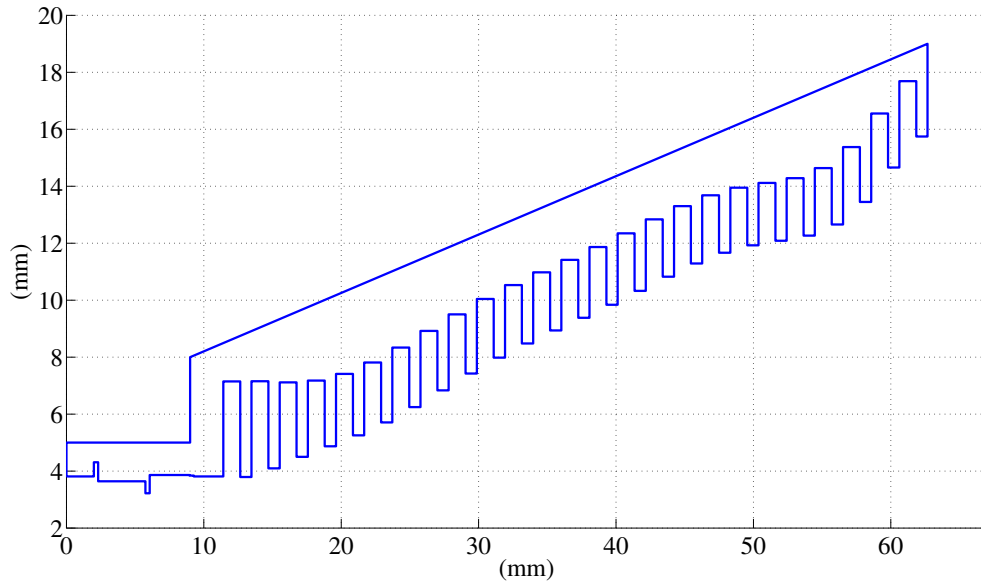


Figura 3.8: Perfil J del antena

Tabla 3.4: Parámetros físicos modelo J

Parámetro	Valor
Número de corrugaciones	25
Radio de entrada guía de onda	3.81 mm
Radio de apertura guía de onda	15.74 mm
Ancho ranuras	1.23 mm
Ancho dientes	0.82 mm
Largo antena	51.25 mm
Rango de radios de ranura	7.15-17.69 mm
Rango de radios de dientes	3.79-15.74 mm

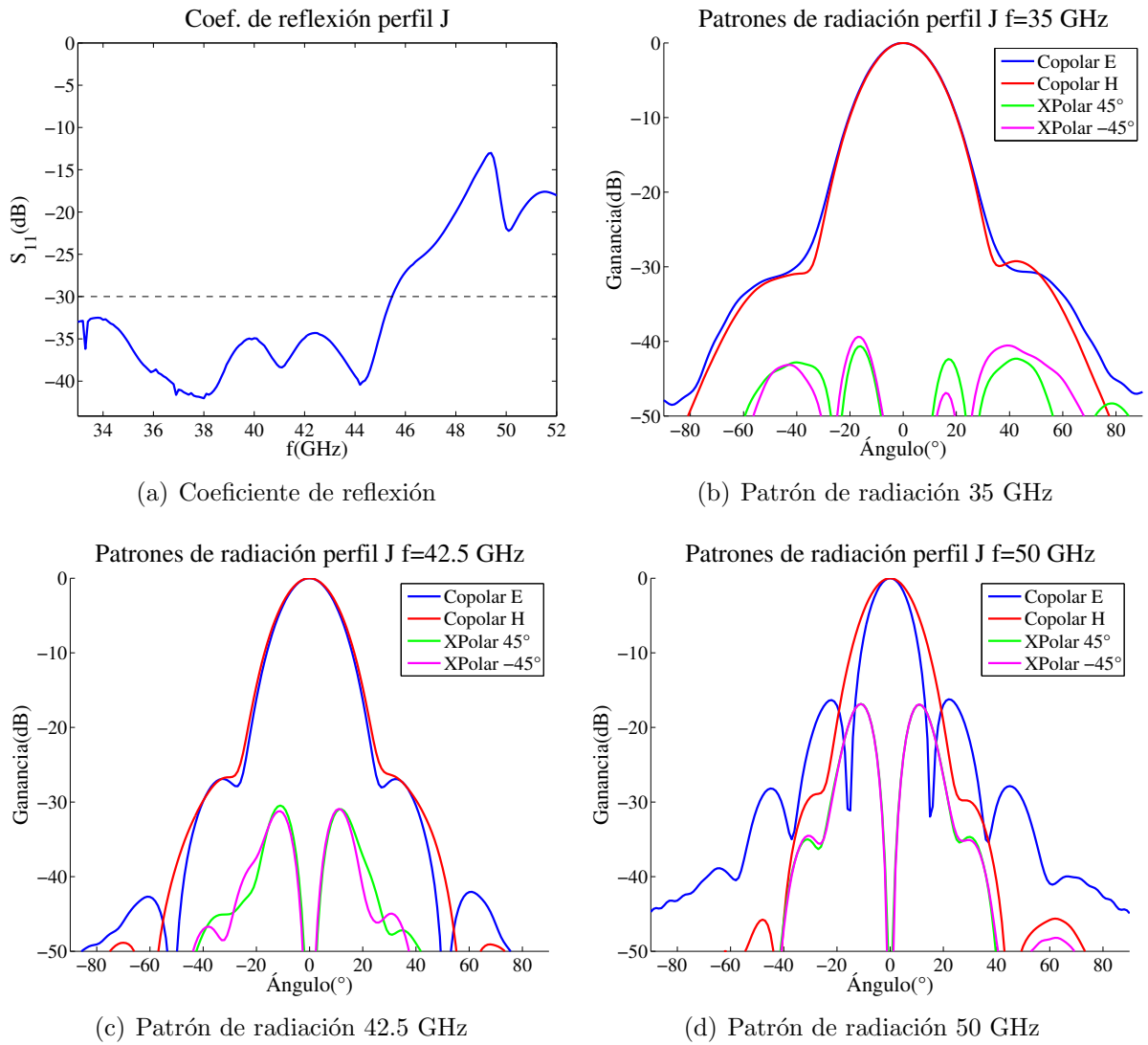


Figura 3.9: Características modelo J

Tabla 3.5: Parámetros electromagnéticos modelo J

Parámetro	35 (GHz)	42.5 (GHz)	50 (GHz)
Copolarización E	-28,16	-27,09	-16,41
Copolarización H	-29,25	-25,96	-28,38
Polarización cruzada E	-40,65	-30,47	-16,85
Polarización cruzada H	-39,39	-30,92	-16,85
Sobrenivel	62.20		

Aún en consideración perfil J, el mejor logrado, no se satisfacen los objetivos de diseño propuestos por lo que es necesario continuar con la optimización del modelo.

3.4. Optimización

Se comenzó a trabajar con el software μ Wave que utiliza la técnica de adaptación de modos para realizar la optimización de dispositivos. Una de las principales ventajas que posee esta técnica es que su costo computacional en términos de memoria y tiempo requerido es muchísimo menor que la técnica de elementos finitos, permitiendo reducir los tiempos de simulación desde 8 horas promedio por modelo hasta unos pocos minutos.

Para iniciar la optimización del perfil J se impusieron las restricciones físicas indicadas en la tabla 3.6. El optimizador fue ajustado para trabajar con algoritmos evolutivos considerando un error del 1 %.

Tabla 3.6: Restricciones físicas al modelo de optimización

Variable	Rango
Ancho total Corrugación	1.89–2.34 mm
Relación ranura-diente	40–60 %
Profundidad diente	95–105 % respecto al valor del perfil J
Profundidad ranura	95–105 % respecto al valor del perfil J

El problema es planteado en el software μ Wave como un problema de programación lineal a optimizar. Por ello para cada variable utilizada se definen las restricciones que se desea cumplir y el peso que tendrá en la función objetivo. Las restricciones impuestas son mostradas en la tabla 3.7, donde además de optimizar el diseño en la banda 35–50 GHz, se ha considerado el buen comportamiento en las frecuencias contiguas de 33–35 GHz y 50–52 GHz imponiendo los mismos requerimientos con 5 dB o ± 1 mm de holgura según corresponda. Los pesos para la función objetivo se fijaron en 1 para todas las variables. Se realizaron alrededor de 100 iteraciones en las que se variaron los valores de las restricciones en busca de alcanzar los objetivos impuestos. Los resultados de la optimización se presentan en la figura 3.10. Se aprecia que los objetivos fijados se cumplen con un margen de error pequeño, menor a 1 %, que concuerda con el error utilizado como restricción de optimización.

Tabla 3.7: Objetivos de optimización de la antena

Variable	Frecuencia (GHz)	Restricción inicial	Restricción final
S_{11} (h11c)(h11c)	33-52	< -30 dB	< -32 dB
S_{11} (e11s)(h11c)	33-52	< -35 dB	< -35 dB
S_{11} (e11s)(e11s)	33-52	< -35 dB	< -35 dB
Máx. polarización cruzada	33-40	< -12 dB	< -12 dB
Máx. polarización cruzada	40-47	< -10 dB	< -10 dB
Máx. polarización cruzada	47-52	< -9 dB	< -9 dB
Máx. copolarización	33-40	> 19 dB	> 19 dB
Máx. copolarización	40-52	> 20 dB	> 20 dB
Centro de fase	33-52	> 2 y < 5 mm	> 1.5 y < 5.5 mm

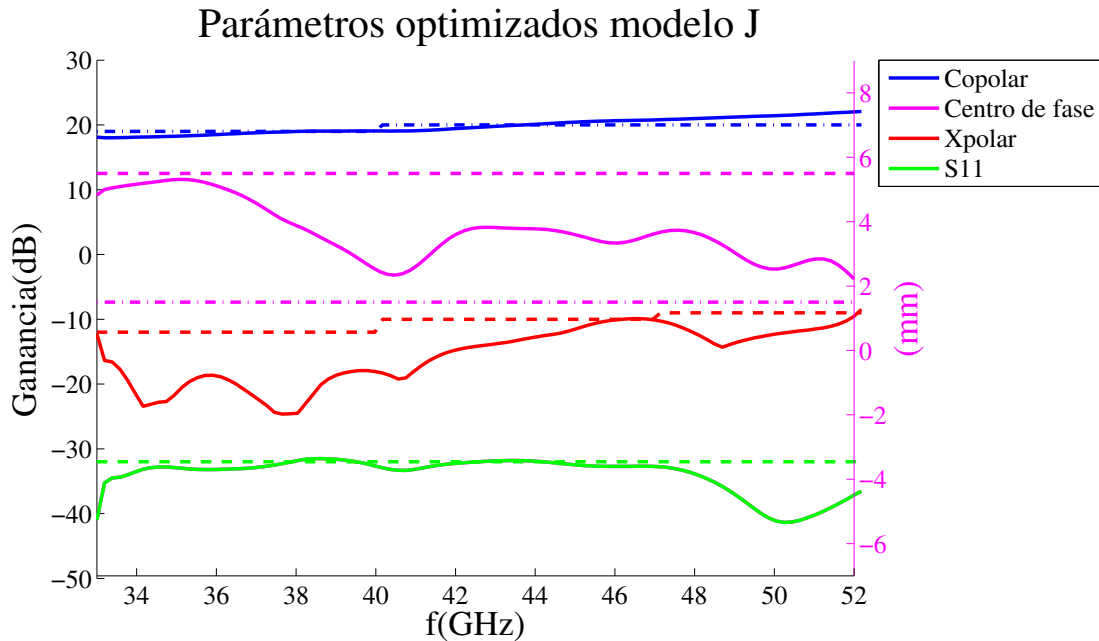


Figura 3.10: Resultados parámetros de optimización. Las líneas sólidas corresponden a los valores de los parámetros optimizados, las líneas de segmentos del mismo color muestra la ganancia máxima objetivo y las líneas de puntos-segmentos los mínimos deseados. Por último la curva correspondiente al centro de fase posee su escala en (mm) al lado derecho del gráfico, mientras que el resto de las curvas utilizan la escala izquierda en (dB).

3.4.1. Rediseño

Al intentar realizar la adaptación óptica del diseño necesaria para concentrar el haz en el subreflector de la antenna se detectaron algunos problemas. El ancho de la cintura del haz se presentaba muy variable respecto a la frecuencia lo que dificulta colimar el patrón radiativo a través de un solo lente o conjunto de espejos. Además se estimó que idealmente el ancho de la cintura del haz debía tener un valor 9.6 mm para posibilitar el uso de los lentes creados para la antenna original. En la figura 3.11 se muestra que el valor obtenido posee en promedio 2.33 mm menos que el ancho del haz requerido. Por ello se realizó un rediseño a partir del modelo obtenido agregando al problema como nueva variable de optimización el ancho de la cintura de haz para la banda de frecuencia de 33–52 GHz.

Se realizaron alrededor de 50 iteraciones para mejorar el modelo anterior. Sin embargo, el ancho de cintura del haz resulto ser un parámetro extremadamente sensible que era muy difícil mantener constante. Además, como indica la sección 2.2.2, la cintura del haz se encuentra directamente relacionado con la apertura de la antenna. Por ello fue necesario aumentar en 6 el número de corrugaciones con el fin de aumentar la apertura sin alterar significativamente el perfil logrado y agregar grados de libertad al problema.

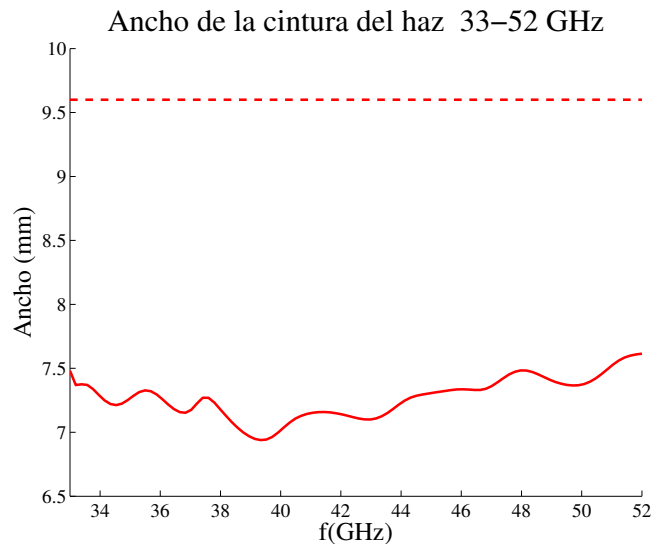


Figura 3.11: Ancho de haz en función de la frecuencia para el modelo J optimizado

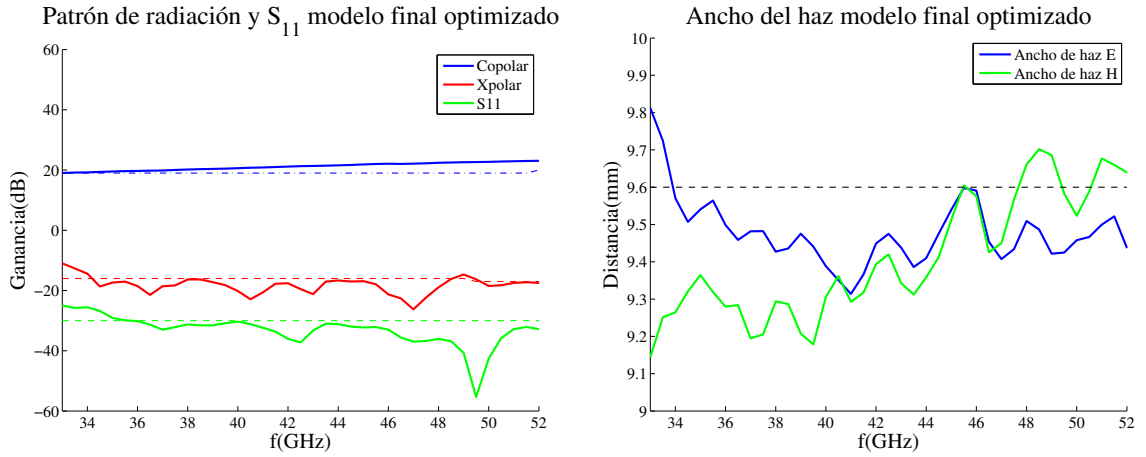
Posteriormente se fijaron los nuevos valores deseados para cada variable de optimización a través de restricciones. Se les asignó además pesos distintos en consideración de su sensibilidad e importancia en la composición de la función objetivo. Los valores impuestos son mostrados en la tabla 3.8.

Tabla 3.8: Objetivos de optimización de la antena rediseñada

Variable	Frecuencia (GHz)	Restricción	Peso
S_{11} (h11c)(h11c)	33–52	< -30 dB	50
S_{11} (e11s)(h11c)	33–52	< -32 dB	50
S_{11} (e11s)(e11s)	33–52	< -32 dB	50
Máx. polarización cruzada	33–35	< -16 dB	4000
Máx. polarización cruzada	35–52	< -17 dB	4000
Máx. copolarización	33–40	> 19 dB	4000
Máx. copolarización	40–52	> 20 dB	4000
Centro de fase]33–52[$= 0.33 \cdot f - 5.27$	4000
Centro de fase	33,52	$= 0.33 \cdot f - 5.27$	2000
Punto 10 dB]33–52[$= 617.87/(f \cdot 10^7)$	4000
Punto 10 dB	33,52	$= 17.65$ mm	2000
Δ Punto 10 dB	33–52	< 1 mm	20000
Δ Centro de fase	33–52	< 1 mm	10000

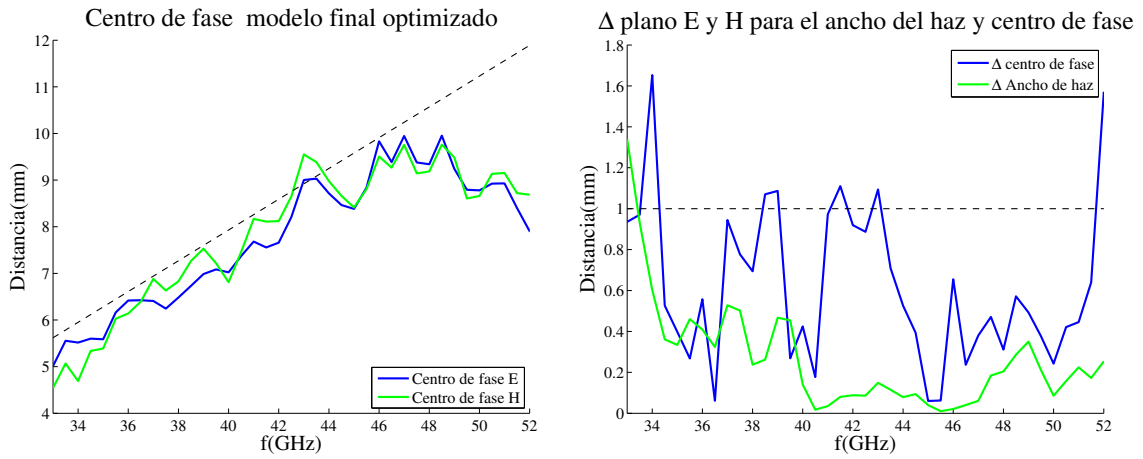
Trás una cantidad suficiente de iteraciones, cercana a 200, se obtuvieron los parámetros de diseño mostrados en la tabla 3.9 que cumplían tanto los objetivos de optimización planteados en la tabla 3.8 así como las restricciones constructivas mencionadas en el objetivo en la sección 1.4.

Notamos que los objetivos de optimización se satisfacen para todas las variables de diseño en el rango de frecuencia 35-50 GHz. En la figura 3.12(a) se presentan los máximos de copolarización, polarización cruzada y pérdidas por reflexión. Cumplen con la ganancia objetivo en la totalidad del rango de frecuencia correspondiente a 35–52 GHz, aunque ligeramente mayor hasta 3 dB para 33–35 GHz en el caso de las dos últimas. El ancho de la cintura del haz no se preseta constante en 9.6 mm como sería el ideal pero se mantiene acotada entre 9.18-9.70 mm, como se muestra en la figura 3.12(b), presentando un error menor a 0.52 para toda la banda principal. Finalmente el centro de fase mostrado en la figura 3.12(c), posee similitud respecto a los valores deseados con errores menores a 1.2 mm para frecuencias menores a 48 GHz y error máximo de 2.3 mm para la banda principal lo que corresponde a cotas razonables. Notamos que existe buena congruencia entre los anchos de haz para los planos E y H como se aprecia en la figura 3.12(d), cumpliendo los objetivos perseguido. El centro de fase presenta una mayor asimetría como se aprecia en la figura 3.12(d), sobrepasando ligeramente por 0.1 mm la restricción impuesta en la banda principal.



(a) Patrones radiativos y S_{11} modelo final optimizado

(b) Ancho de la cintura del haz



(c) Centro de fase

(d) Diferencia entre planos E y H centro de fase y ancho de la cintura del haz

Figura 3.12: Resultado de parámetros optimizados con el software μ Wave y funciones objetivo requeridas

3.5. Diseño final

En la figura 3.13 se presenta el modelo con mejor resultado obtenido que cumple con las restricciones constructivas y de diseño mencionadas en la sección 1.4. Los parámetros físicos de la antena se presentan en la tabla 3.9.

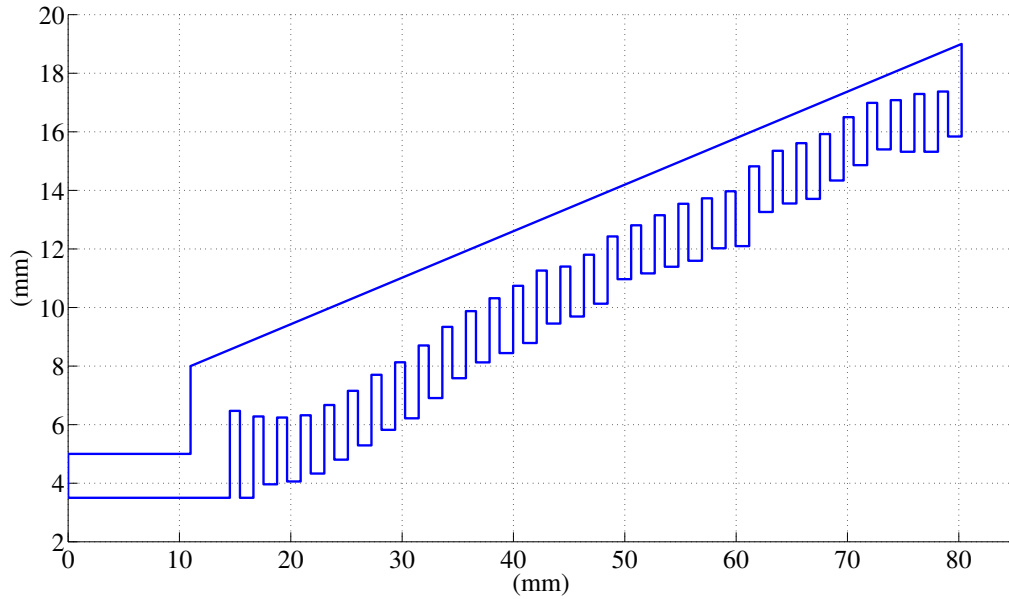


Figura 3.13: Perfil final modelo optimizado con μ Wave

Tabla 3.9: Parámetros físicos modelo final

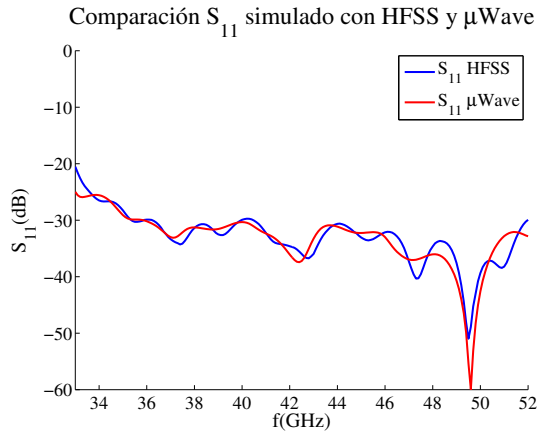
Parámetro	Valor
Número de corrugaciones	31
Radio de entrada guía de onda	3.35 mm
Radio de apertura guía de onda	15.84 mm
Ancho ranuras	1.22 mm
Ancho dientes	0.9 mm
Largo antena	65.72 mm
Rango de radios de ranura	6.47–17.37 mm
Rango de radios de dientes	3.5–15.84 mm

3.5.1. Corroboración de simulaciones

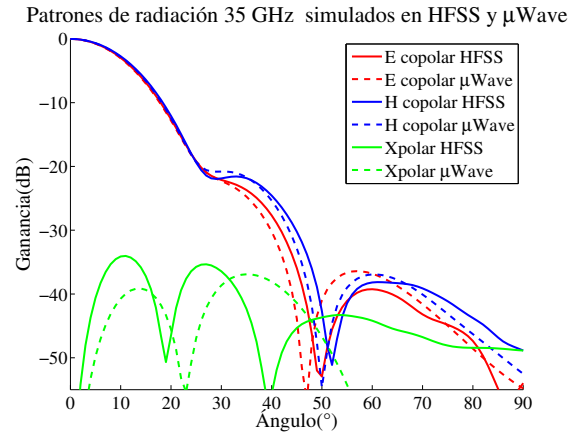
Para finalizar el proceso de diseño se corroboraron los resultados logrados utilizando el software HFSS. En primer lugar se compararon las curvas obtenidas en simulación utilizando el software μ Wave y HFSS. Posteriormente se realizó un análisis detallado de los resultados corroborados del modelo.

En la figura 3.14 se presenta una comparación entre algunas de las principales características electromagnéticas obtenidas para la antena utilizando los softwares μ Wave y HFSS. Existe absoluta concordancia entre las curvas de coeficiente S_{11} obtenidas en ambos software como se muestran en la figura 3.14(a). Posee en los mismos puntos de frecuencias mínimos,

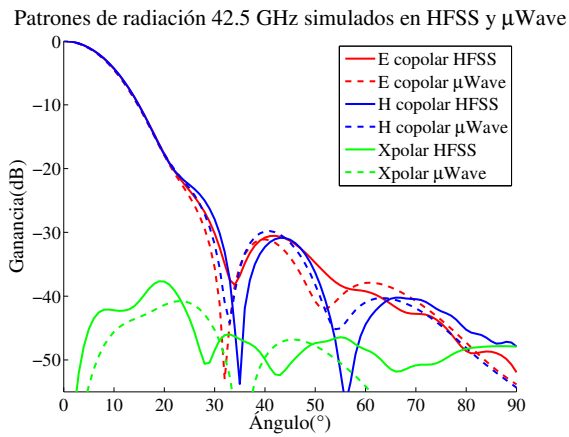
máximos y puntos de inflexión, registrando una diferencia promedio ± 1.45 dB entre ambas curvas. En las figuras 3.14(b), 3.14(c) y 3.14(d) se muestra la comparación entre patrones de radiación para 35, 42.5 y 50 GHz respectivamente. La copolarización para todos las frecuencias estudiadas es congruente hasta -20 dB, mostrando diferencias en hombros y lóbulos laterales menores a 3° ó ± 3 dB. Respecto a los patrones de polarización cruzada no presentan congruencia entre sus lóbulos pero poseen rangos similares de ganancia máximas, todas inferiores al requerimiento de -30 dB.



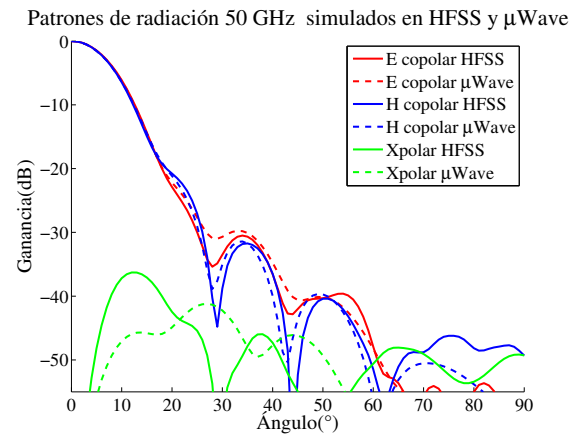
(a) Comparación coeficiente de reflexión



(b) Comparación patrón de radiación 35 GHz



(c) Comparación patrón de radiación 42.5 GHz



(d) Comparación patrón de radiación 50 GHz

Figura 3.14: Comparación entre características electromagnéticas obtenidas utilizando los software μ Wave y HFSS

En la figura 3.15 se muestran las pérdidas por reflexión del modo principal. Éstas se encuentran bajo -28.3 dB para el rango de frecuencia entre 35–50 GHz sobrepasando la frontera de -30 dB en dos secciones de frecuencia menores a 500 MHz. Para la banda completa las el parámetro S_{11} se encuentra bajo -20.5 dB. Los modos de mayor orden por su parte se localizan al menos 15 dB por debajo del límite objetivo siendo inferior a -48 dB para el rango de frecuencia principal y bajo -46 dB para la totalidad de la banda.

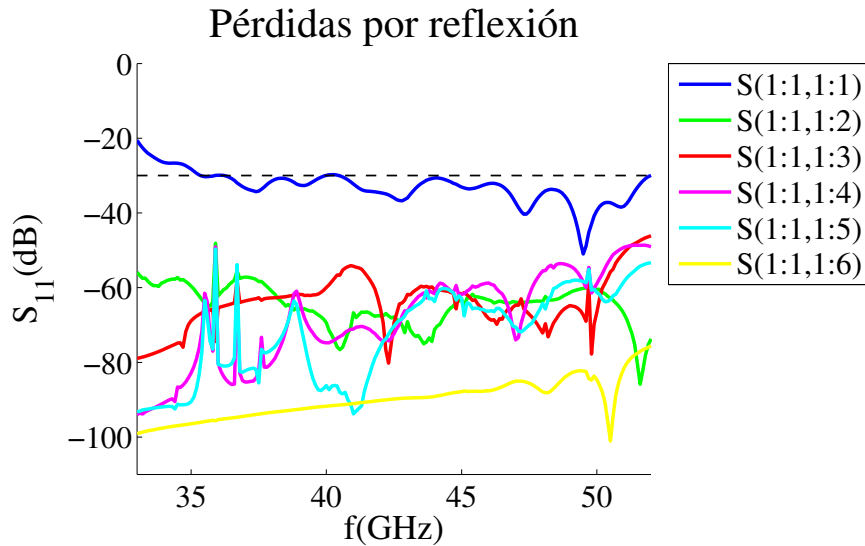


Figura 3.15: Pérdidas por reflexión y modos de orden superior simulados con HFSS

Los patrones de copolarización y polarización cruzada obtenidos para las frecuencias extremas (33 y 52 GHz) son mostrados en la figura 3.16. Las curvas de copolarización no son totalmente simétricas pero se mantienen en rangos aceptables de congruencia hasta -30 dB. Los lóbulos laterales o hombros inferiores se encuentra bajo -20 dB cumpliendo el objetivo de diseño. La polarización cruzada posee un máximo -28.72 dB cumpliendo con los objetivos en consideración de la relajación de restricciones para las frecuencias que no pertenecen a la banda principal.

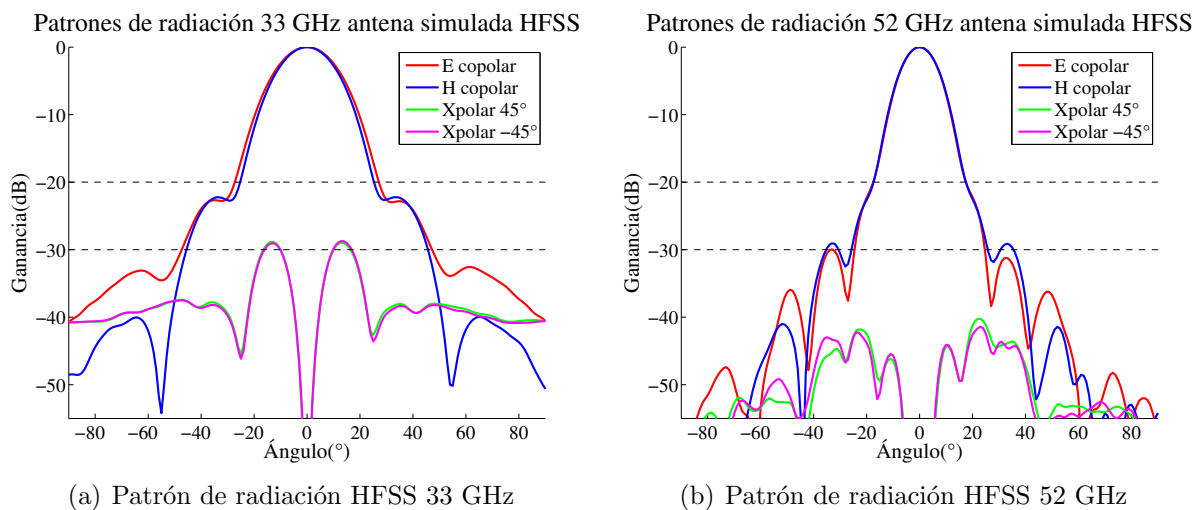
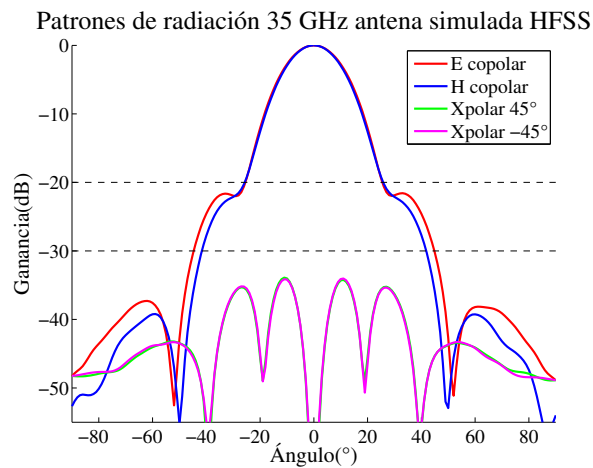
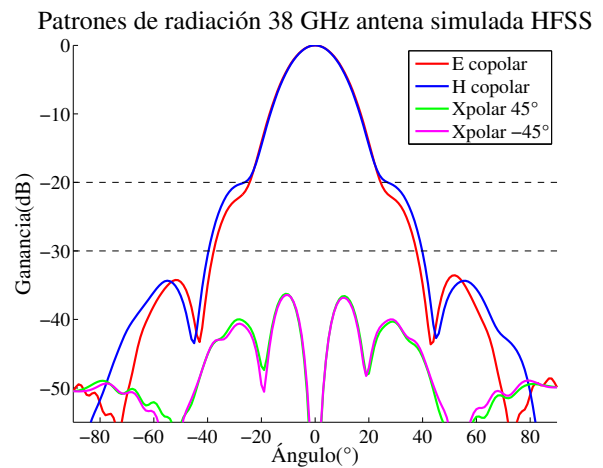


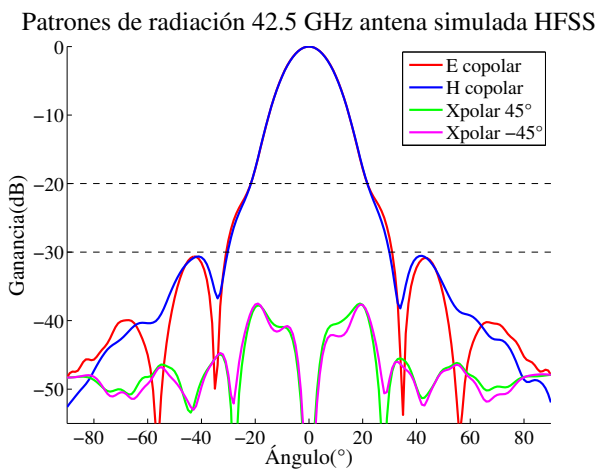
Figura 3.16: Corte transversal patrones de radiación simulados HFSS 33 y 52 GHz



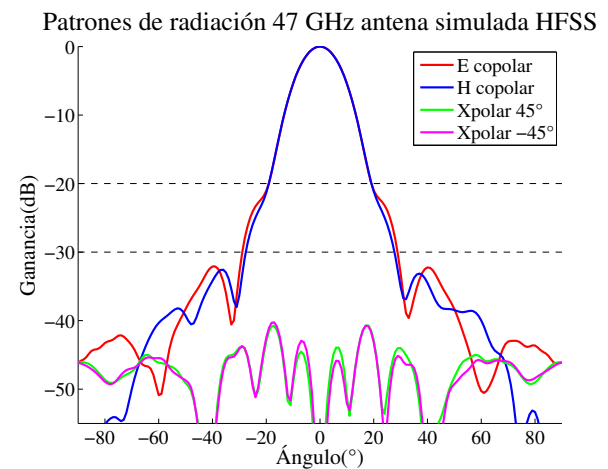
(a) Patrón de radiación HFSS 35 GHz



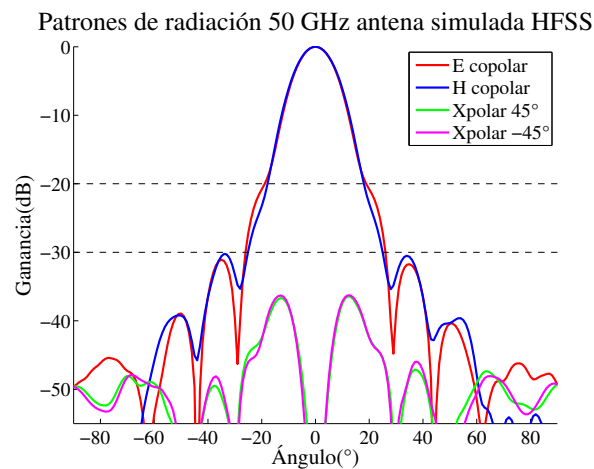
(b) Patrón de radiación HFSS 38 GHz



(c) Patrón de radiación HFSS 42.5 GHz



(d) Patrón de radiación HFSS 47 GHz



(e) Patrón de radiación HFSS 50 GHz

Figura 3.17: Corte transversal patrones de radiación simulados HFSS 35-50 GHz

En la figura 3.17 se muestran los patrones de radiación para algunas frecuencias de la banda principal. Existe una gran concordancia de simetría entre las curva de copolarización en el plano E y en el plano H siendo practicamente idénticos los lóbulos principales hasta -20 dB. Los hombros o lóbulos laterales cumplen con el objetivo de diseño encontrándose bajo -20 dB. Los niveles de polarización cruzada se encuentran bajo -34 dB y presentan buena simetría entre los cortes a 45° y -45° .

Adicionalmente los gráficos de contorno para los patrones radiativos de copolarización y polarización cruzada para las frecuencias 33, 35, 38, 42.5, 47, 50 y 52 GHz pueden ser consultadas en el anexo B.

Tabla 3.10: Valores punto 10 dB, ancho de cintura del haz y centro de fase

Frecuencia (GHz)	punto 10 dB ($^\circ$)		Ancho cintura del haz (mm)		Centro de fase (mm)	
	plano E	plano H	plano E	plano H	plano E	plano H
33	19.66	18.42	9.14	9.76	6.11	6.03
35	18.33	17.94	9.25	9.45	6.87	6.41
38	16.97	16.65	9.20	9.38	8.33	8.25
42.5	14.91	14.92	9.36	9.35	9.89	8.69
47	13.35	13.48	9.45	9.36	12.03	12.26
50	12.26	12.60	9.68	9.84	13.91	12.41
52	11.83	12.05	9.64	9.47	14.82	14.27

En la tabla 3.10 se exhiben los valores de los parámetros que caracterizan la forma del haz, es decir el ángulo del punto 10 dB, ancho de cintura del haz y centro de fase para varias frecuencias entre 33 y 52 GHz. En la figura 3.18(a) se presenta el ancho de la cintura del haz que se encuentra delimitado por 9.14 mm y 9.84 mm para todas las frecuencias en estudio. Notamos que los valores obtenidos son similares a los estimados por el software μ Wave presentados en la figura 3.12(b) donde se encuentran acotados los valores entre 9.1 mm y 9.6 mm. Notamos que la diferencia detectada para toda la banda es siempre inferior a 1 mm siendo inferior a 0.2 mm para las frecuencias de 35–52 GHz y 0.62 mm para 33 GHz. El centro de fase se presenta en la figura 3.18(b). Este se encuentra en promedio 9.45 mm, estando acotados entre 9.14–9.84 mm. En comparación al centro de fase calculado por el software μ Wave presentado en la figura 3.12(c) presenta aproximadamente 1 mm de diferencia para frecuencias menores a 48 GHz y de 4 mm para frecuencias superiores. Ambas simulaciones predicen el centro de fase con una diferencia máxima de 2.82 mm del valor objetivo para la banda 33–52 GHz.

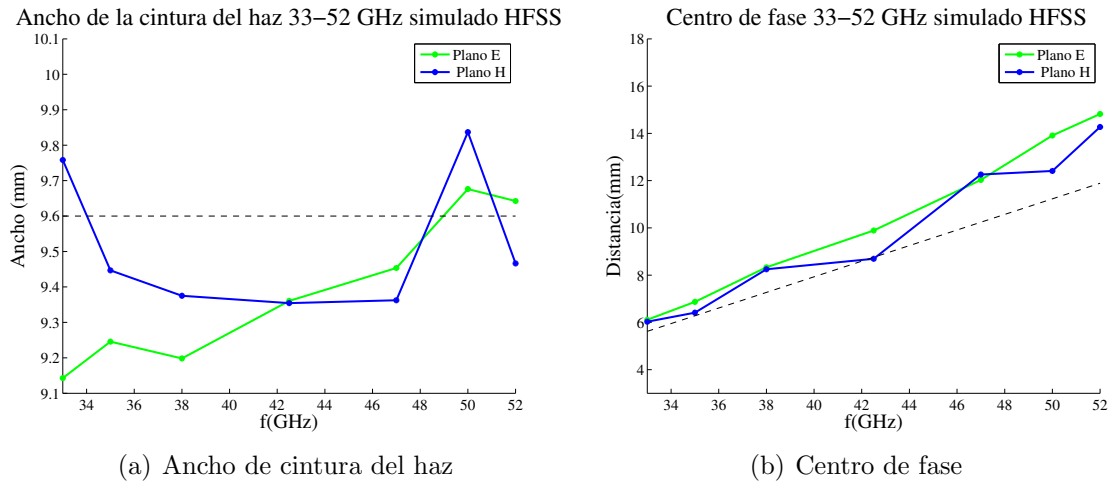


Figura 3.18: Ancho de cintura del haz y centro de fase calculado según simulaciones en HFSS 33–52 GHz

Se concluye que el modelo optimizado cumple con los objetivos de diseño planetados es decir:

- Posee una banda de frecuencia de operación amplia de 35–50 GHz extendida hasta 33–52 GHz manteniendo un buen desempeño.
- Tanto las ganancias del coeficiente de reflexión y como de la polarización cruzada se presentan bajo -30 dB con un error máximo de 2 dB.
- Los cortes transversales para los planos E y H de los patrones de copolarización posee buena simetría hasta -20 dB presentando sus lóbulos laterales bajo esta ganancia.
- El modelo logra mantener acotado el ancho de la cintura del haz teniendo una variación máxima 0.7 mm.
- Las características física de la antena permiten su construcción en un sólo bloque con corrugaciones, pues la corrugación más profunda posee una diferencia de 3.12 mm con la entrada de la guía de onda, se aumentó el ancho de corrugaciones en un 70 %.
- Se disminuyó el número de corrugaciones en un 32 %.
- Se mantuvieron las dimensiones de antena reducida.

Capítulo 4

Mediciones y resultados

4.1. Construcción de la antena

La antena fue construida utilizando un bloque de duraluminio en una máquina CNC. El plano de construcción y las medidas de todos los parámetros físicos se presentan en el anexo C. El material utilizado se escogió debido a las buenas propiedades que presenta respecto a facilidad de maquinado, características de pérdidas electromagnéticas y resistencia a bajas temperaturas para su uso en criogenia. Además, este material ha sido utilizado y probado para otros dispositivos de características similares [6]. La fabricación estuvo a cargo de la empresa chilena Consmat dedicada a la fabricación metalmecánica para la industria alimenticia, minera, deportiva y recreación. Cabe notar que la empresa no contaba con experiencia en construcción de dispositivos para aplicaciones eléctricas. Debido a esto el proceso de construcción requirió múltiples iteraciones en búsqueda de garantizar que no existan problemas constructivos que afecten el desempeño de la antena.

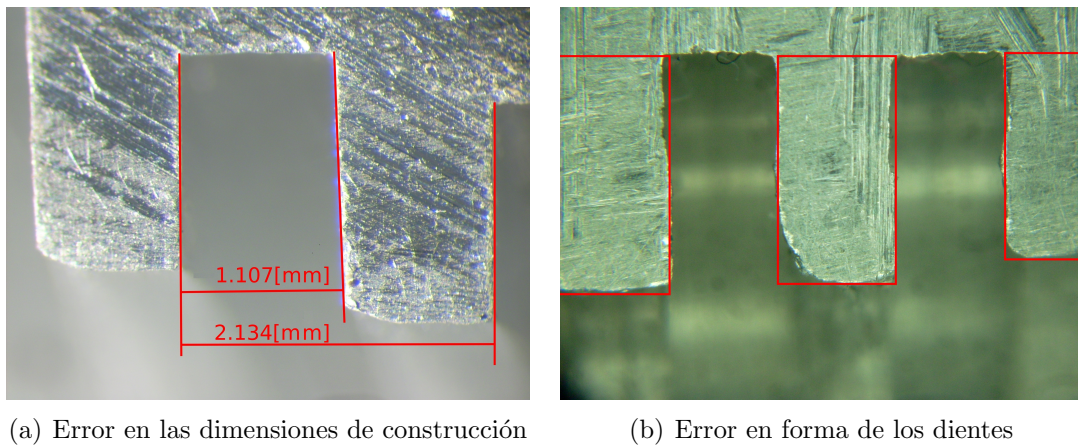
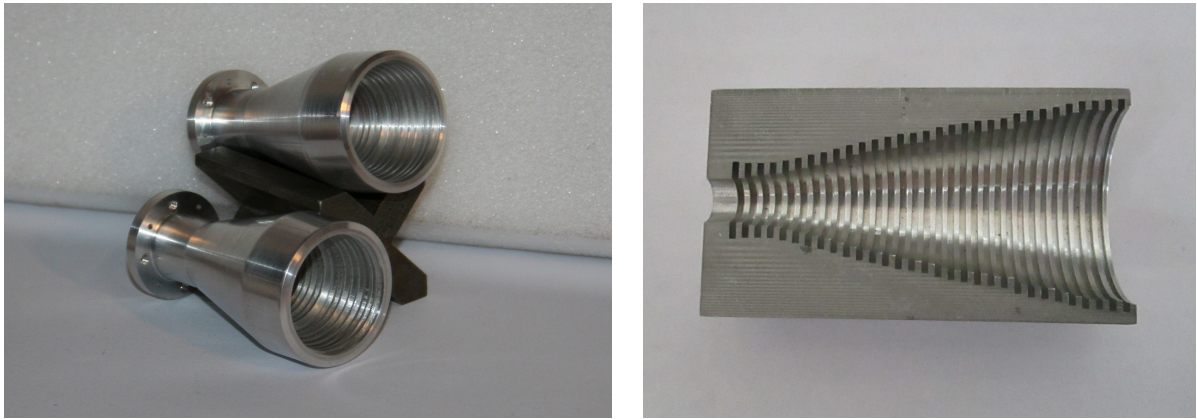


Figura 4.1: Antena construida

Los primeros prototipos medidos presentaron serios problemas de construcción, no cumpliendo las especificaciones de profundidad de las corrugaciones, dimensiones de ancho de las corrugaciones y ni de su forma como se puede apreciar respectivamente en las figuras 4.1(a) y 4.1(b). Además contenían imperfecciones en el mecanizado tales como la presencia rebarba y vibraciones.

Para facilitar la discusión se han nombrado y etiquetado los dos últimos prototipos generados como A1 y B1. Estas antenas son las que presentan mejor resultado hasta la fecha de escritura de este trabajo, aunque aún presentan problemas constructivos respecto a las dimensiones de las guías de ondas de entrada con una diferencia de -0.1 mm para el modelo A1 y $+0.2$ mm para el modelo B1. En la figura 4.2(a) se presenta una imagen de ambos prototipos, mientras que en la figura 4.2(b) se muestra un corte transversal referencial.



(a) Antenas A1 y B1 construida

(b) Antena A1 corte transversal

Figura 4.2: Antena construida

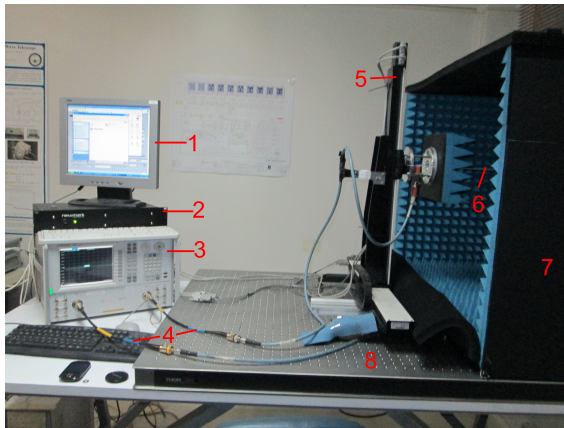
4.2. Proceso de medición

El proceso de pruebas se llevó a cabo utilizando el sistema de medición de patrones de radiación de campo cercano existente en el laboratorio de ondas milimétricas perteneciente al Departamento de Astronomía de la Universidad de Chile [14]. El sistema de medición de patrones de radiación está compuesto por una una mesa óptica de 1.5×1 m, una cámara anecoica de $0.8 \times 0.8 \times 0.6$ m de Eccosorb, una sonda de prueba de 30–50 GHz, sistema controlador en el plano XY, un analizador de redes vectoriales(VNA) Agilent 10-MHz-50-GHz y cables coaxiales flexibles para conexiones VNA-Punta de prueba y VNA-antena, un PC que provee la interfaz entre las instrucciones a realizar y los dispositivos a través de LabVIEW, y los programas encargados de realizar la transformación de campo cercano a campo lejano escritos en MATLAB que permite conocer los patrones radiativos de interes. Los algoritmos utilizados para esta conversión utilizan la transformada rápida de Fourier (FFT), y correcciones de amplitud para la punta de prueba.

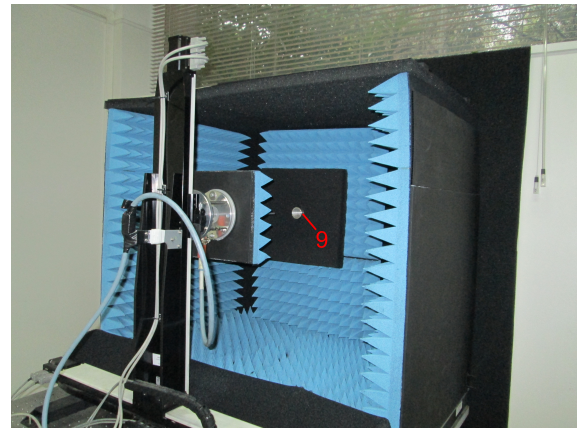
El sistema realiza la adquisición de datos barriendo el plano XY en consideración de los parámetros definidos por el usuario. Estos parámetros corresponden a la distancia entre la punta de prueba y la antena, la frecuencia de la medición, tiempo de espera entre medidas, máximo ángulo aproximado de medición sin truncamiento, paso del muestreo, y largo de la apertura en metros. Los valores utilizados para las mediciones realizadas se presentan en la tabla 4.1. El sistema permite rotar la estructura que sostiene la punta de prueba y de esta manera obtener los campos cercanos requeridos para obtener los patrones de copolarización y polarización cruzada mediante la transformación a campo lejano. En las figuras 4.3(a) y 4.3(b) se presenta el montaje utilizado para realizar las mediciones.

Tabla 4.1: Parámetros del sistema de adquisición

Parámetro	Valor
Distancia entre la punta de prueba y la antena	123 mm
Frecuencia de la medición	35, 42.5 y 50 GHz
Tiempo de espera entre medidas	0.5 s
Máximo ángulo de medición sin truncamiento	40°
Paso de muestreo	$0.48 \cdot \lambda$
Largo de la apertura	0.03168 m



(a) Montaje de medición completo



(b) Cámara anecoica, punta de prueba y antena

Figura 4.3: Montaje medición. 1: computador que posee los software MATLAB y LabVIEW, 2: controlador para sistema de escaneo XY, 3: VNA Agilent 10-MHz-50-GHz, 4: cables coaxiales flexibles para conexiones VNA-Punta de prueba y VNA-antena, 5: escaner XY, 6: Punta de prueba, 7: cámara anecoica de Eccosorb, 8: mesa óptica, 9: antena bocina.

4.3. Resultados obtenidos

Se presentan los resultados obtenidos a partir de las mediciones realizadas en comparación a los valores simulados tanto para las pérdidas por reflexión como para los patrones radiación para las frecuencias correspondientes a 35, 42.5 y 50 GHz. Además se exponen los valores estimados para los centros de fases y ancho de la cintura del haz de la antenna.

4.3.1. Pérdidas por reflexión

Las mediciones de los coeficientes de reflexión para las antenas A1 y B1 no coinciden exactamente con los resultados esperados según la simulaciones, presentando valores más elevados para algunas secciones de frecuencia. En particular la antenna B1 presenta una concordancia a la curva esperada sobre 38 GHz, mostrando una tendencia 5 dB mayor para el rango 35–38 GHz. La antenna A1 posee reflexiones superiores a las estimadas para todos los puntos entre 36 y 46 GHz. Estas inconsistencias entre las mediciones y los valores simulados se explican considerando la diferencia constructiva existente entre la guía de ondas de las antenas construidas y la del modelo propuesto que como se mencionó corresponde a -0.1 mm para la antenna A1 y $+0.2$ mm para la antenna B1. Además se utilizó en el proceso de medición una transición de guía de onda para adaptar el estándar WR-22 a una guía circular de radio 3.4 mm. Ésto generó una diferencia de -0.1 mm respecto al radio de entrada de la antenna lo que aumentó también las reflexiones registradas. El efecto de estas diferencias sobre las pérdidas por reflexión son expuesta en la figura 4.4(b).

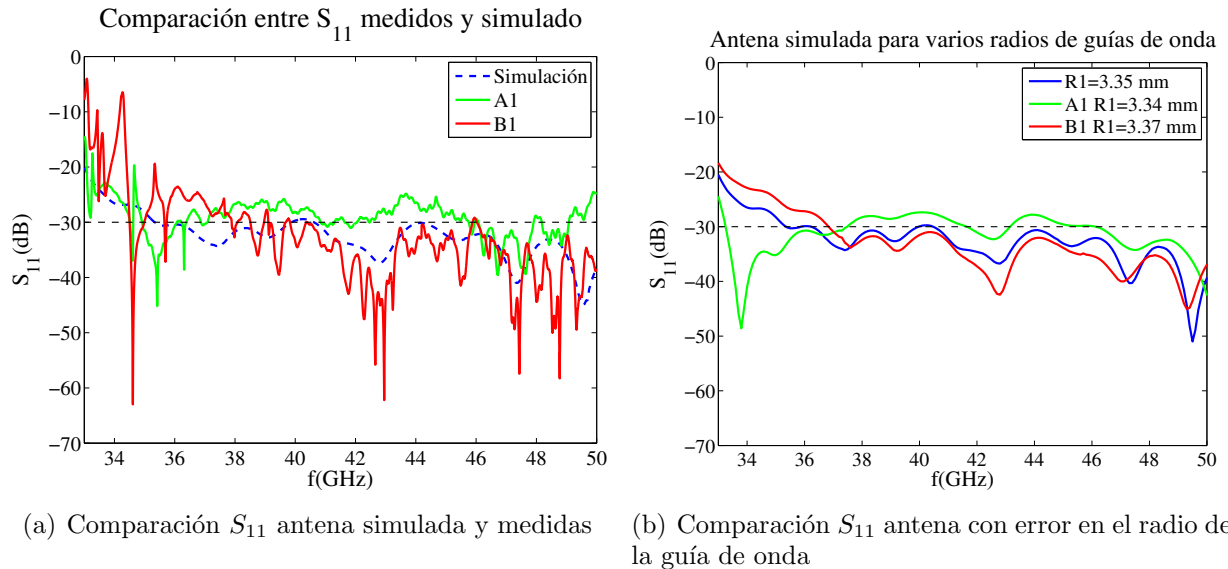


Figura 4.4: Comparación de pérdidas por reflexión para las antenas medidas y simuladas con y sin error constructivo

4.3.2. Patrones de radiación

Se presentan en el conjunto de figuras 4.5 cortes transversales de los planos E y H para los patrones de radiación a las frecuencias 35, 42.5 y 50 GHz de las antenas medidas A1 y B1 en comparación con las ganancias obtenidas en simulación utilizando el software HFSS.

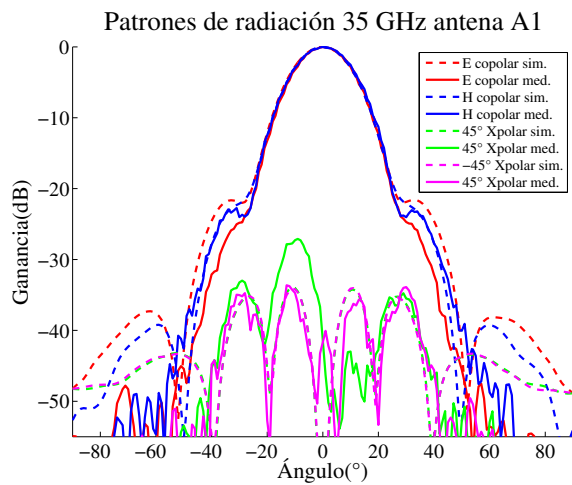
Se aprecia que los patrones de copolarización presentan un buen ajuste respecto de los modelos simulados manteniendo buena simetría respecto a los planos E y H hasta -20 dB, presentando lóbulos laterales y hombros ligeramente inferiores a los valores esperados. Destacamos además la similitud entre las curvas obtenidas para ambas antenas medidas.

Respecto a la polarización cruzada observamos que existen algunas desigualdades entre los resultados medidos y los simulados. Las medidas a 35 GHz registran valores de ganancia más altos que lo esperado, teniendo un exceso de hasta por 5.7 dB sobre la simulación y 1.3 dB sobre la restricción del diseño para polarización cruzada. Se atribuye la diferencia a los problemas constructivos registrados debido a que las medidas obtenidas para las antenas A1 y B1 no son iguales. Además presentan formas bastante asimétricas y diversas que no coinciden con los patrones esperados. Una causa de esta diferencia es que poseen valores de ganancia muy bajos, lo que dificulta su medición.

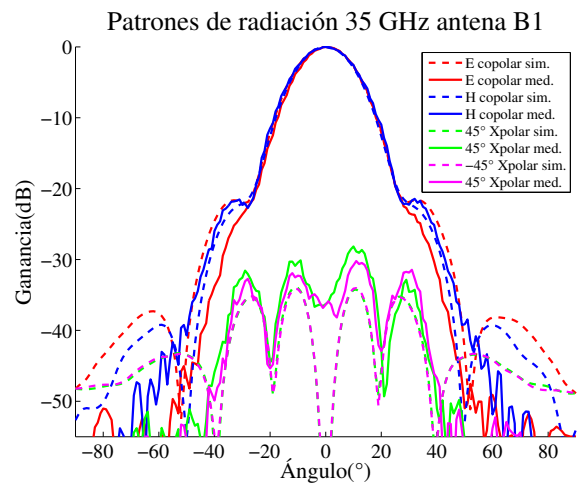
En el conjunto de figuras 4.6 y 4.7 se presentan los contornos de los patrones de radiación con el propósito de mostrar la simetría de sus lóbulos y apreciar de mejor manera los puntos más altos de ganancia. Además se presenta en la tabla 4.2 los valores de las excentricidades de lóbulo principal de copolarización a -20 dB. Todos los lóbulos presentan excentricidades muy bajas lo que indica que son prácticamente circulares y simétricos. En los contornos de polarización cruzada no es posible distinguir los 4 lóbulos esperados para algunas frecuencias. Sin embargo, las ganancias registradas se encuentran bajo -30 dB para la mayor parte del espacio medido.

Tabla 4.2: Excentricidad del lóbulo principal de copolarización

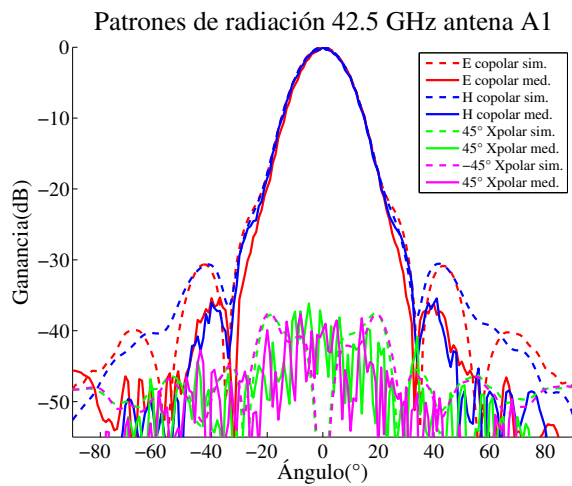
Antena	Frecuencia (GHz)	Excentricidad copolar
A1	35	0.044
A1	42.5	0.029
A1	50	0.017
B1	35	0.082
B1	42.5	0.029
B1	50	0.000



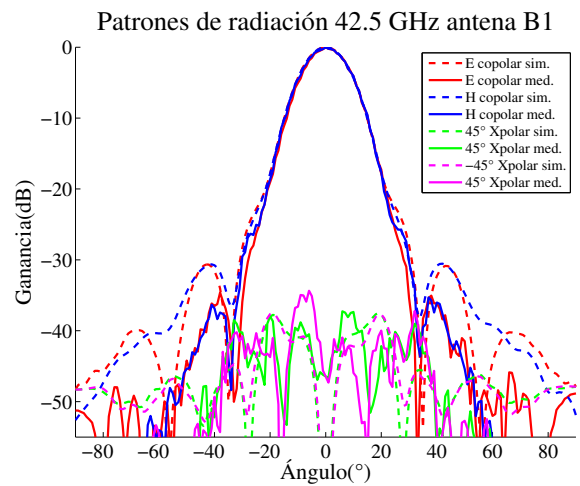
(a) Patrones de radiación antena A1 35 GHz



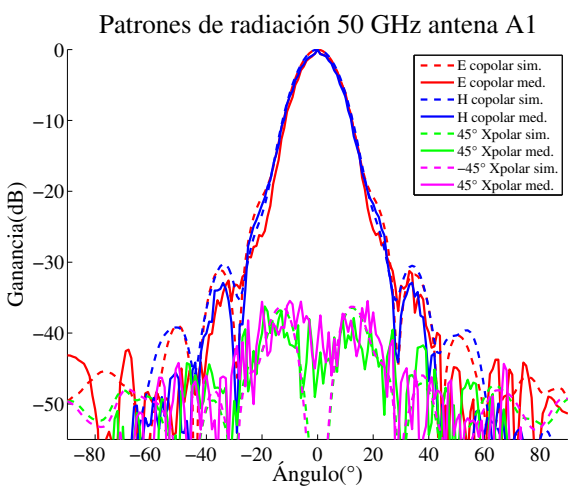
(b) Patrones de radiación antena B1 35 GHz



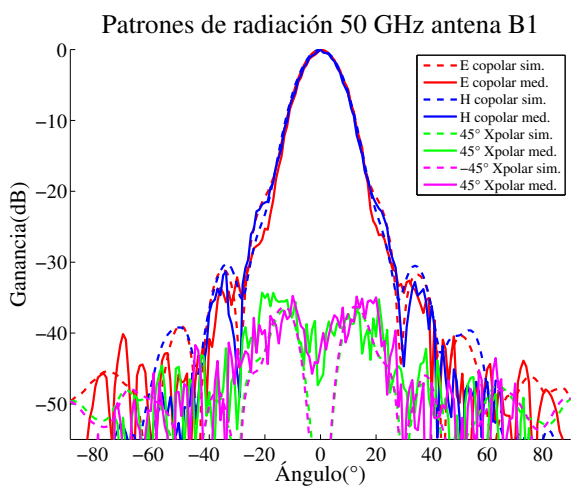
(c) Patrones de radiación antena A1 42.5 GHz



(d) Patrones de radiación antena B1 42.5 GHz

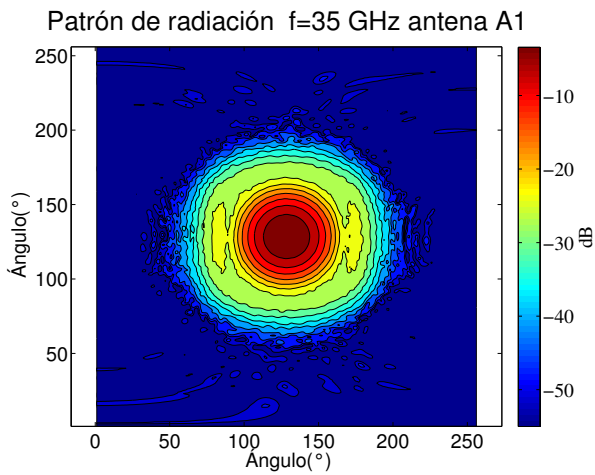


(e) Patrones de radiación antena A1 50 GHz

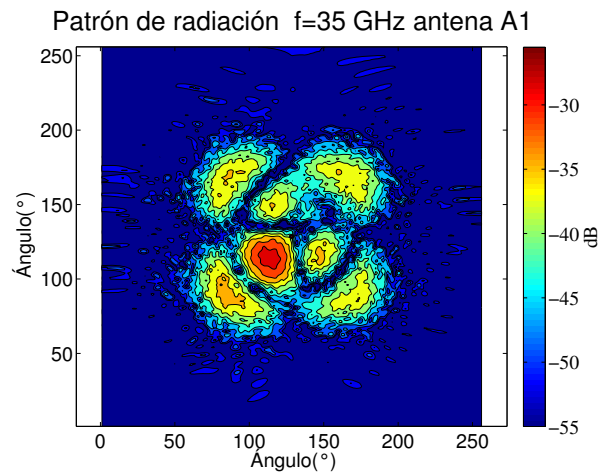


(f) Patrones de radiación antena B1 50 GHz

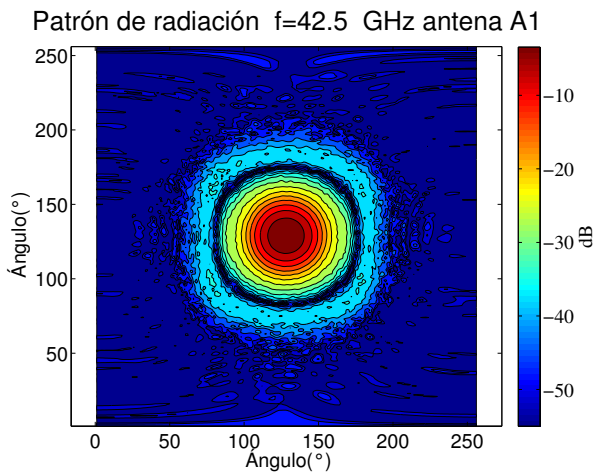
Figura 4.5: Comparación de los cortes transversales para los patrones de radiación simulados en HFSS y medidos para las antenas A1 y B1



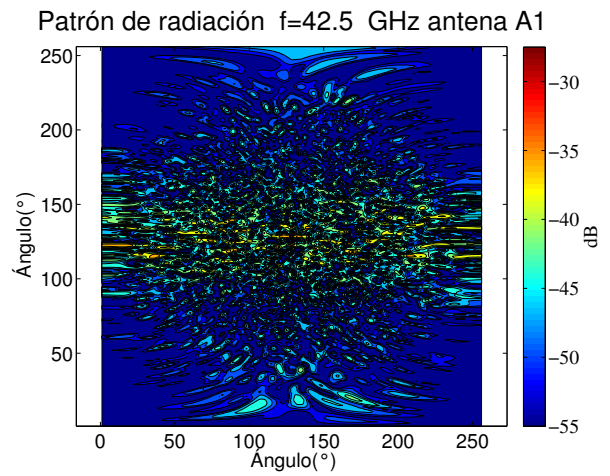
(a) Copolarización antena A1 35 GHz



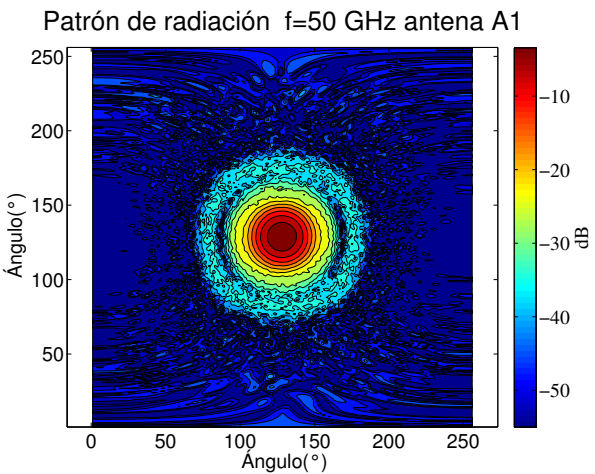
(b) Polarización cruzada antena A1 35 GHz



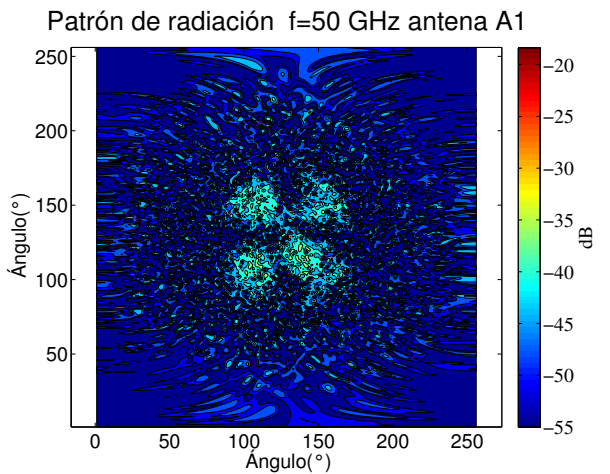
(c) Copolarización antena A1 42.5 GHz



(d) Polarización cruzada antena A1 42.5 GHz



(e) Copolarización antena A1 50 GHz



(f) Polarización cruzada antena A1 50 GHz

Figura 4.6: Patrones de radiación en escala de colores para las antenas A1

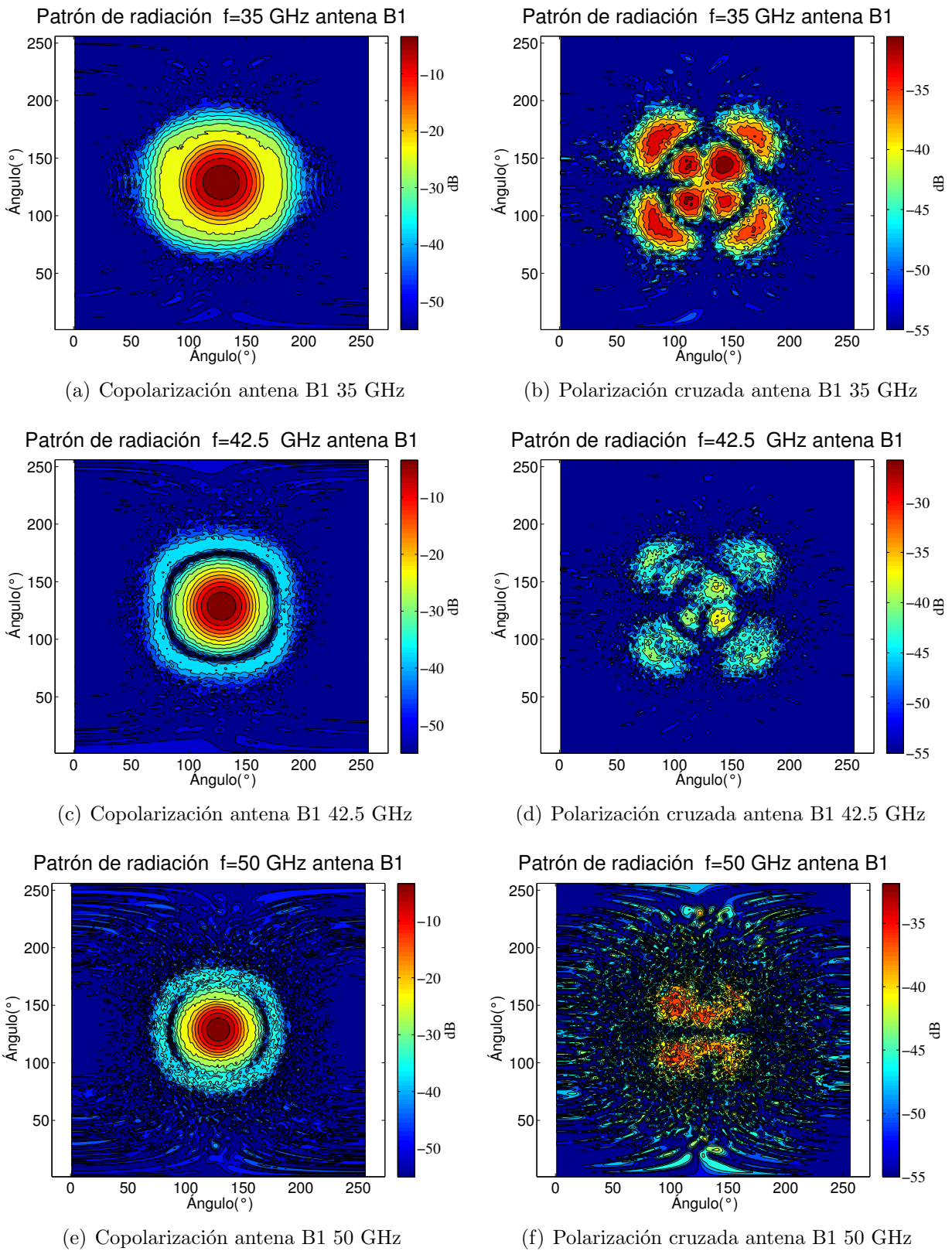


Figura 4.7: Patrones de radiación en escala de colores para las antenas B1

Respecto a los patrones de polarización cruzada es importante señalar que se debe procurar tener una muy buena alineación entre la punta de prueba y la antena a medir, asegurando que la medición se realice con $90 \pm 0.1^\circ$ de rotación. Si el giro de la punta de prueba no es el adecuado, los patrones de radiación presentan un lóbulo central que puede ser varias decenas mayor al real. Para errores desde $\pm 0.25^\circ$ se presenta un aumento de la ganancia de los lóbulos clásicos del patrón y luego de 0.5° se presenta un lóbulo central que no corresponde a la medida que se espera realizar. Se exhibe en la figura 4.8 los efectos sobre el patrón de radiación del error en el ángulo de giro que ha sido mencionado. Se estudiaron valores máximo de $\pm 2^\circ$ donde la ganancia del lóbulo central se presenta 10 dB sobre el patrón esperado para la polarización cruzada presenta en 4.8(a). Notamos además en la figura 4.8(b) que el patrón correspondiente a copolarización no se ve afectado por estos errores.

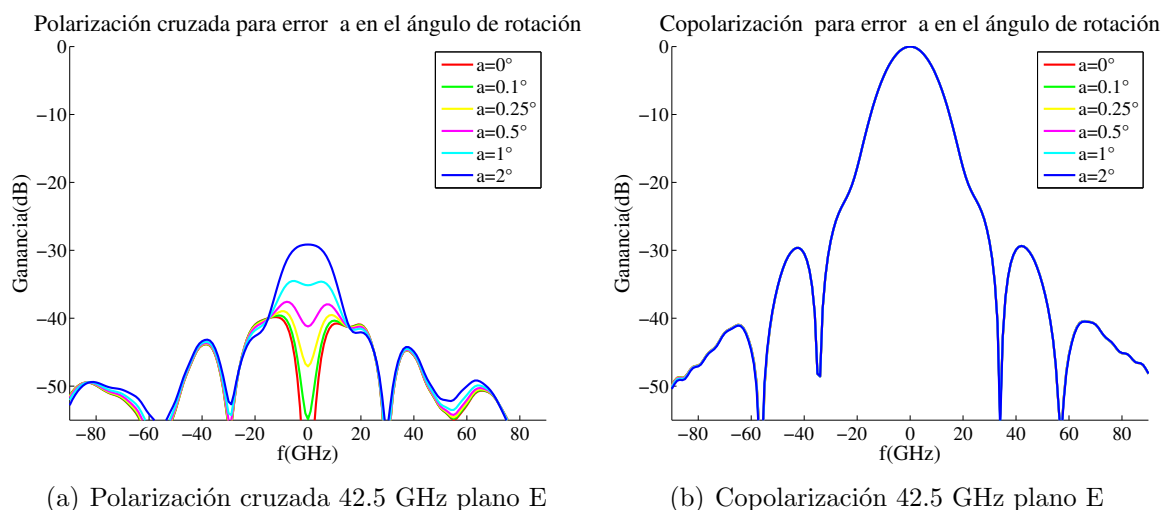


Figura 4.8: Variación en los patrones de radiación a causa de cambio en el ángulo de rotación

4.3.3. Ancho de cintura del haz

Para el cálculo del ancho de cintura del haz se utilizó la aproximación en campo lejano para el ángulo de divergencia correspondiente a $\theta_0 \approx \frac{\lambda}{\pi \cdot \omega_0}$ [13], donde θ_0 fue calculado utilizando el ángulo en el que el patrón de radiación medido alcanzaba un valor de -10 dB y que cumple con la relación $\theta_0 \approx 0.9224 \cdot (\text{Punto } 10 \text{ dB})$. En la figura 4.9 se presentan las longitudes determinadas. Además los valores estimados se presentan en la tabla 4.3. Notamos que los valores no coinciden exactamente con los esperados pero se encuentran en el rango estimado logrando que el ancho de la cintura del haz posea un valor razonablemente constante de 9.5 ± 0.3 mm.

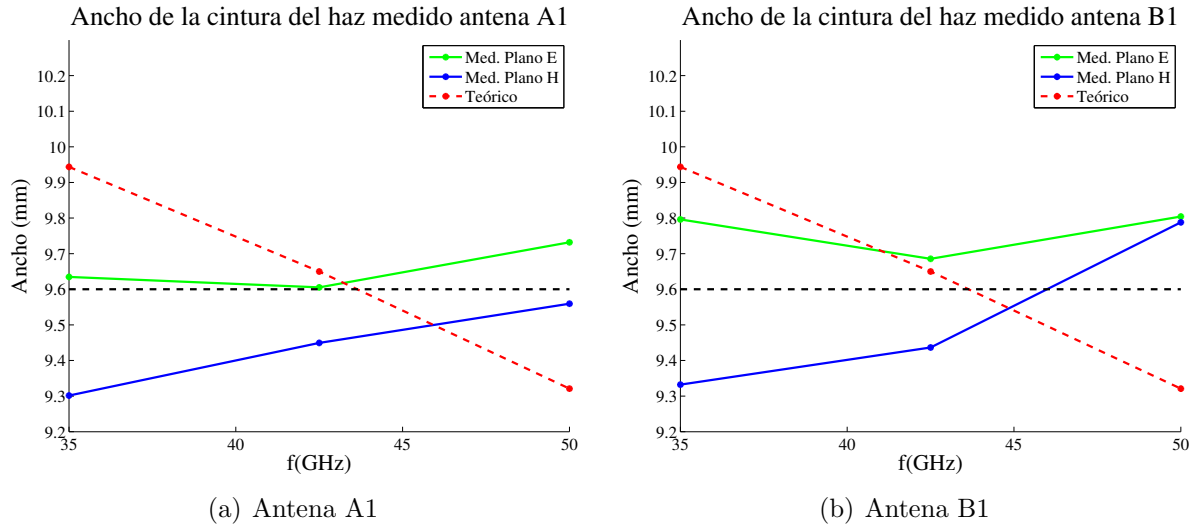


Figura 4.9: Ancho de cintura del haz calculado a partir de las mediciones de los patrones radiativos

Tabla 4.3: Valores punto 10 dB y ancho de cintura del haz

Antena Etiqueta	Frecuencia (GHz)	punto 10 dB (°)		Ancho cintura haz (mm)	
		plano E	plano H	plano E	plano H
A1	35	17.59	18.22	9.63	9.30
B1	35	17.30	18.16	9.61	9.45
A1	42.5	14.53	14.77	9.73	9.56
B1	42.5	14.41	14.79	9.80	9.33
A1	50	12.19	12.41	9.69	9.44
B1	50	12.10	12.12	9.80	9.79

4.3.4. Centro de fase

En la tabla 4.4 se presentan los centros de fase calculados a partir de las mediciones de los patrones radiativos. El valor de éste parámetro se calculó en postprocesamiento de los datos considerando el desfase medido. Se realizan iteraciones numéricas en busca del punto que generará la fase más plana. El procedimiento en detalle y los programas utilizados se pueden consultar en [5] y [14]. En la figura 4.10 se presenta una comparación entre los valores determinados y los resultados obtenidos en simulación. Notamos que existe una diferencia máxima de 3.26 mm para la antena A1 y de 1.44 mm para la antena B1 con respecto a la simulación. Además la diferencia entre el plano E y H posee un valor máximo de 2.55 mm para la antena B1 a 35 GHz. Los valores se encuentran dentro de márgenes aceptables de error.

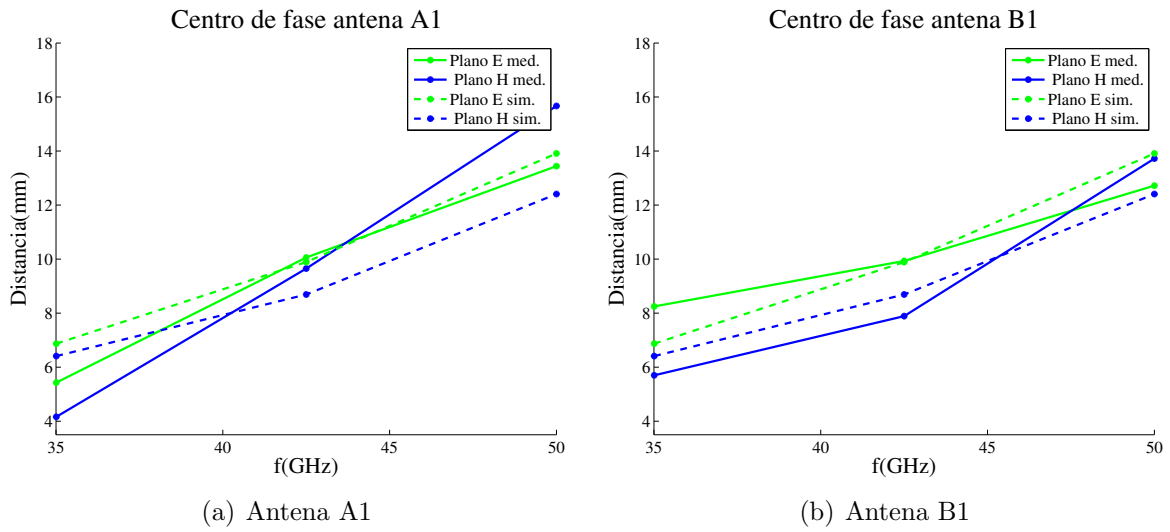


Figura 4.10: Centro de fase calculado a partir de las mediciones de los patrones radiativos

Tabla 4.4: Valores centro de fase antenas medidas

Antena	Frecuencia	Centro de fase		Diferencia
Etiqueta	(GHz)	plano E	plano H	(mm)
A1	35	5.43	4.16	1.27
B1	35	8.25	5.70	2.55
A1	42.5	10.06	9.65	0.41
B1	42.5	9.93	7.89	2.04
A1	50	13.44	15.67	2.23
B1	50	12.72	13.72	1

Capítulo 5

Conclusiones

Los objetivos de esta memoria fueron alcanzados. Se diseñó, simuló, construyó y midió una antena tipo bocina que opera en la banda de frecuencia 35–50 GHz pudiendo ser extendida hasta 33–52 GHz con las características requeridas respecto al patrón de radiación y características físicas.

En la etapa de modelamiento se logró establecer un modelo que cumple a cabalidad los objetivos de diseño planteados. Los patrones radiativos para la banda correspondiente a 35–50 GHz poseen un lóbulo principal simétrico entre los planos E y H hasta al menos -20 dB, con hombros y lóbulos laterales bajo este límite. Las pérdidas por reflexión y las ganancias de polarización cruzada se registraron bajo -30 dB. El ancho de la cintura del haz se presentaba acotada cercano a 9.6 mm con un valor de 9.49 ± 0.35 mm. El modelo cumplía con las restricciones constructivas siendo posible su fabricación en un solo bloque, es decir, se disminuyó la diferencia de la profundidad de las ranuras en consideración de la guía de onda de entrada. Se disminuyó la cantidad de corrugaciones de 41 a 31 y se aumentó su ancho total en un 70 % logrando un valor de 2.12 mm donde la ranura posee un valor de 1.22 mm, lo que no incrementó significativamente el tamaño final de la antena.

Es importante destacar que los resultados obtenidos con el software Mician, que utiliza la técnica de adaptación modal, son concordantes con los registrados mediante el uso de HFSS, que utiliza el método de elementos finitos. Estos últimos son ligeramente superiores en el caso de la polarización cruzada en 1 ó 2 dB. También existen pequeñas diferencias para las estimaciones de ancho de la cintura del haz y centro de fase, con un error de 1 mm o menos. Por ello se concluye que el nuevo software adquirido por el laboratorio de ondas milimétricas, μ Wave, es una herramienta útil y certera.

Luego en la etapa de mediciones se comprobó la autenticidad de los valores obtenidos en simulación. Se debe considerar sin embargo, los errores constructivos y del proceso de adquisición de datos que deben ser mejorados. Se obtuvieron patrones de copolarización concordantes hasta -20 dB con las simulaciones realizadas, con lóbulos principales de bajísima excentri-

cidad. Respecto los patrones de polarización cruzada se encontraron diferencias atribuibles a las bajas potencias medidas y a los errores constructivos encontrados en las corrugaciones del dispositivo. Aún con el error de medición la ganancia máxima registrada no supera los -27 dB lo que permite esperar buenos resultados al mitigar los errores de fabricación. Para el ancho de cintura del haz los cálculos a partir de las mediciones se mantiene dentro de los mismos límites que se encontraron en simulación con errores menores a 0.5 mm siendo su valor 9.5 ± 0.3 . En cuanto al centro de fase se encontraron diferencias de hasta 3.26 mm respecto al valor simulado, lo cual está dentro de márgenes de error aceptables.

Finalmente se estimó que con el sistema de medida actual, se requiere entre 2 y 3 días para caracterizar correctamente una antena. Esto permite tener una idea del tiempo que se necesitará para medir las 70 antenas que se espera construir y caracterizar.

5.1. Trabajo futuro

El trabajo futuro se centra en la etapa de construcción. Se deben realizar mejoras en la fabricación de las antenas corrigiendo los errores actuales medidos en las guías de onda de entrada que generaron mayores pérdidas por reflexión que las estimadas. Esto último se debe llevar a cabo sin descuidar la construcción de las corrugaciones o la apertura de la antena. También se debe diseñar y construir una nueva transición de guía de onda WR-22 a circular que no posea diferencia de radio con la entrada del dispositivo. Todo esto permitirá obtener mediciones más certeras y de las que se puede esperar resultados mejores, pues se disminuirán las desadaptaciones.

Por último sería adecuado automatizar tanto como sea posible las mediciones, disminuyendo los tiempos de preparación de los dispositivos y la adquisición de datos. Un proceso que candidato a la automatización, es la rotación de la punta de prueba. Al momento de cambiar desde las mediciones de copolarización a las mediciones de polarización cruzada se puede incluir un motor de precisión que realice un giro de 90° con un error menor al 0.1° . Así se evitaría la calibración manual, más susceptible a error, y la pérdida de continuidad en el proceso.

Apéndice A

Perfiles iniciales

A.0.1. Modelo A

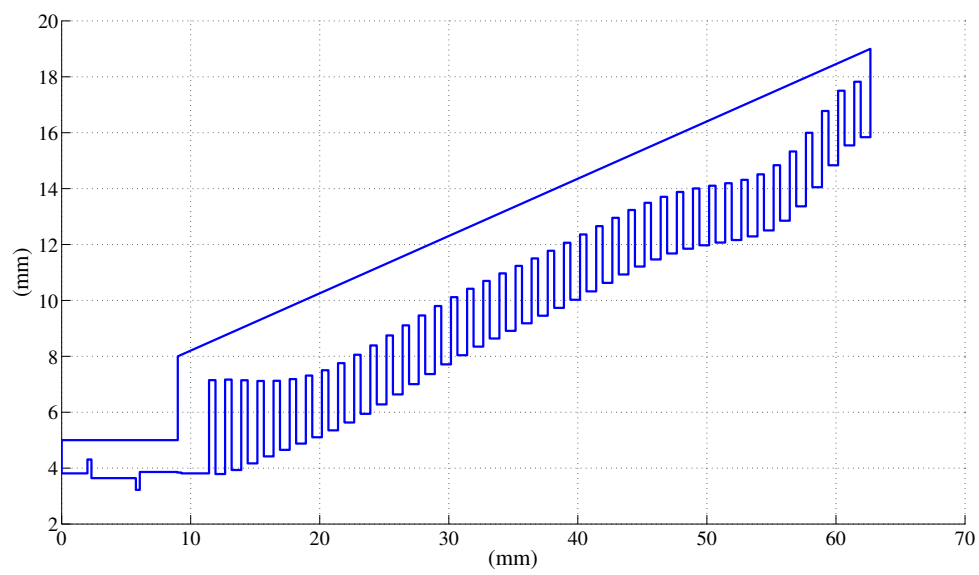


Figura A.1: Perfil A de la antena

Tabla A.1: Parámetros físicos modelo A

Número de corrugaciones	41
Radio de entrada guía de onda	3.81 mm
Radio de apertura guía de onda	15.84 mm
Ancho ranuras	0.5 mm
Ancho dientes	0.75 mm
Largo antena	51.25 mm
Rango de radios de ranura	7.15-17.82 mm
Rango de radios de dientes	3.79-15.84 mm

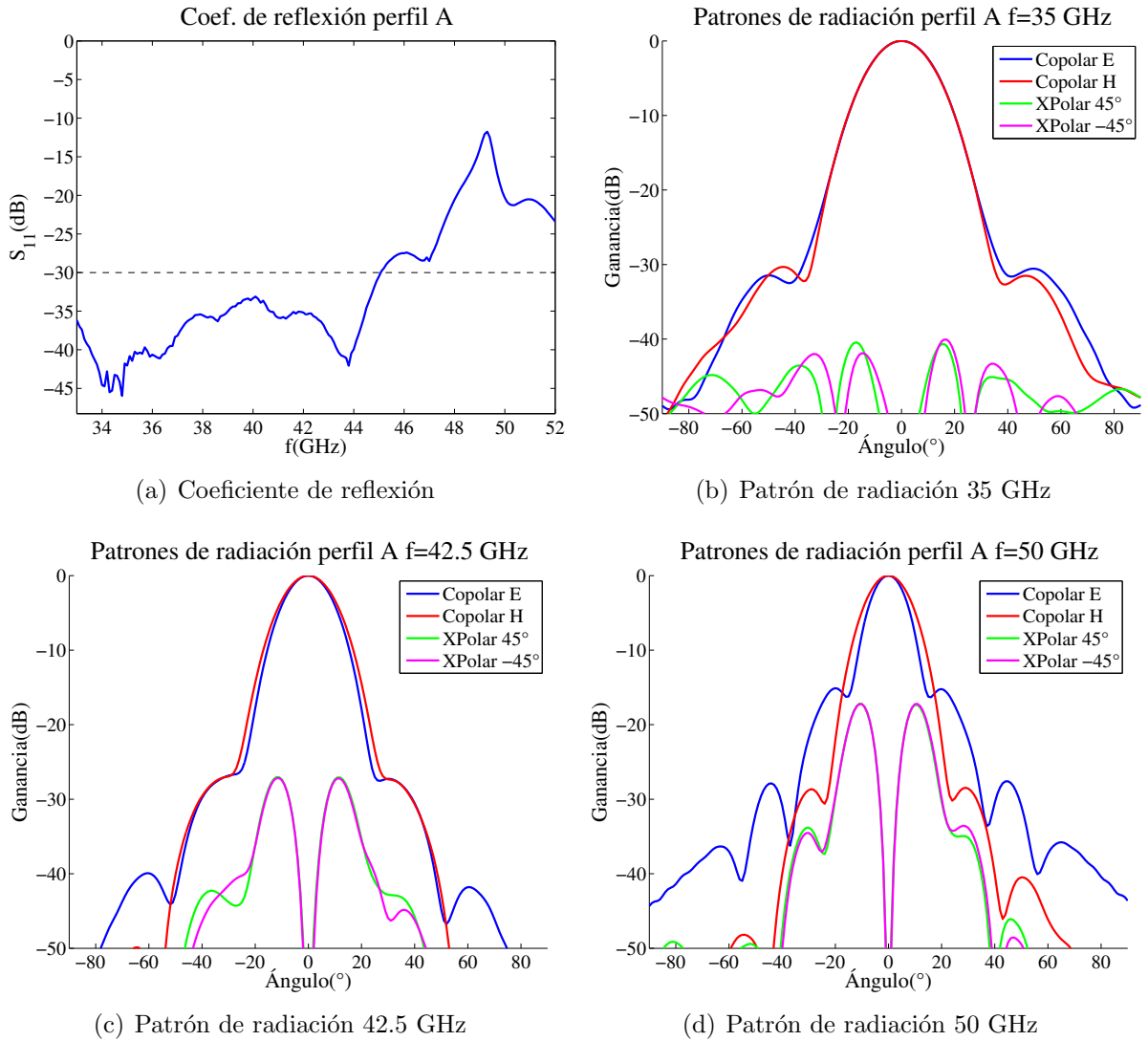


Figura A.2: Características modelo A

Tabla A.2: Parámetros electromagnéticos modelo A

Parámetro	35 GHz	42.5 GHz	50 GHz
Copolarización E	-30.61	-27.28	-15.1
Copolarización H	-30.33	-26.79	-28.65
Polarización cruzada 45°	-40.44	-27.03	-17.20
Polarización cruzada -45°	-40.06	-27.16	-17.21
Sobrenivel	54.21		

A.0.2. Modelo B

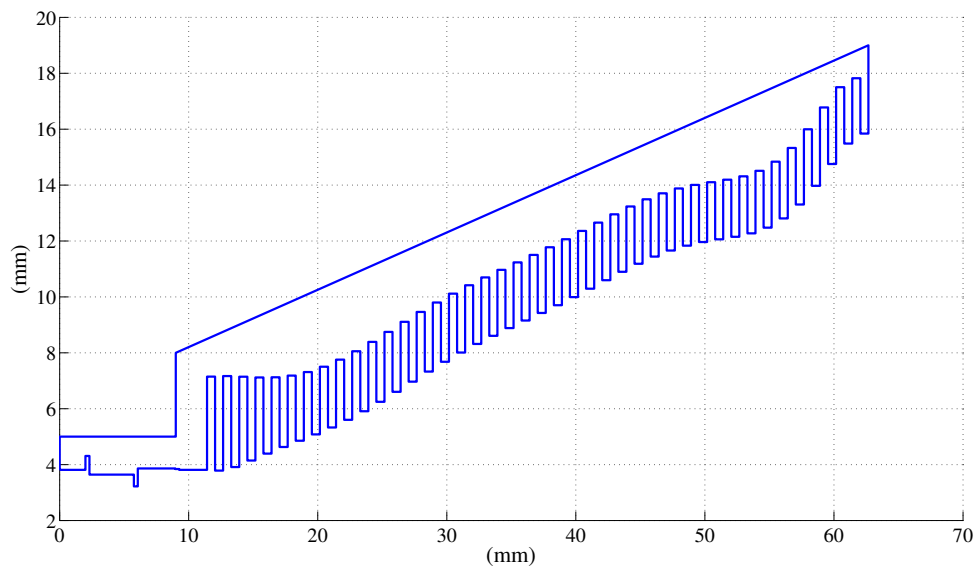


Figura A.3: Perfil B de la antena

Tabla A.3: Parámetros físicos modelo B

Número de corrugaciones	41
Radio de entrada guía de onda	3.81 mm
Radio de apertura guía de onda	15.84 mm
Ancho ranuras	0.625 mm
Ancho dientes	0.625 mm
Largo antena	51.25 mm
Rango de radios de ranura	7.15-17.82 mm
Rango de radios de dientes	3.79-15.84 mm

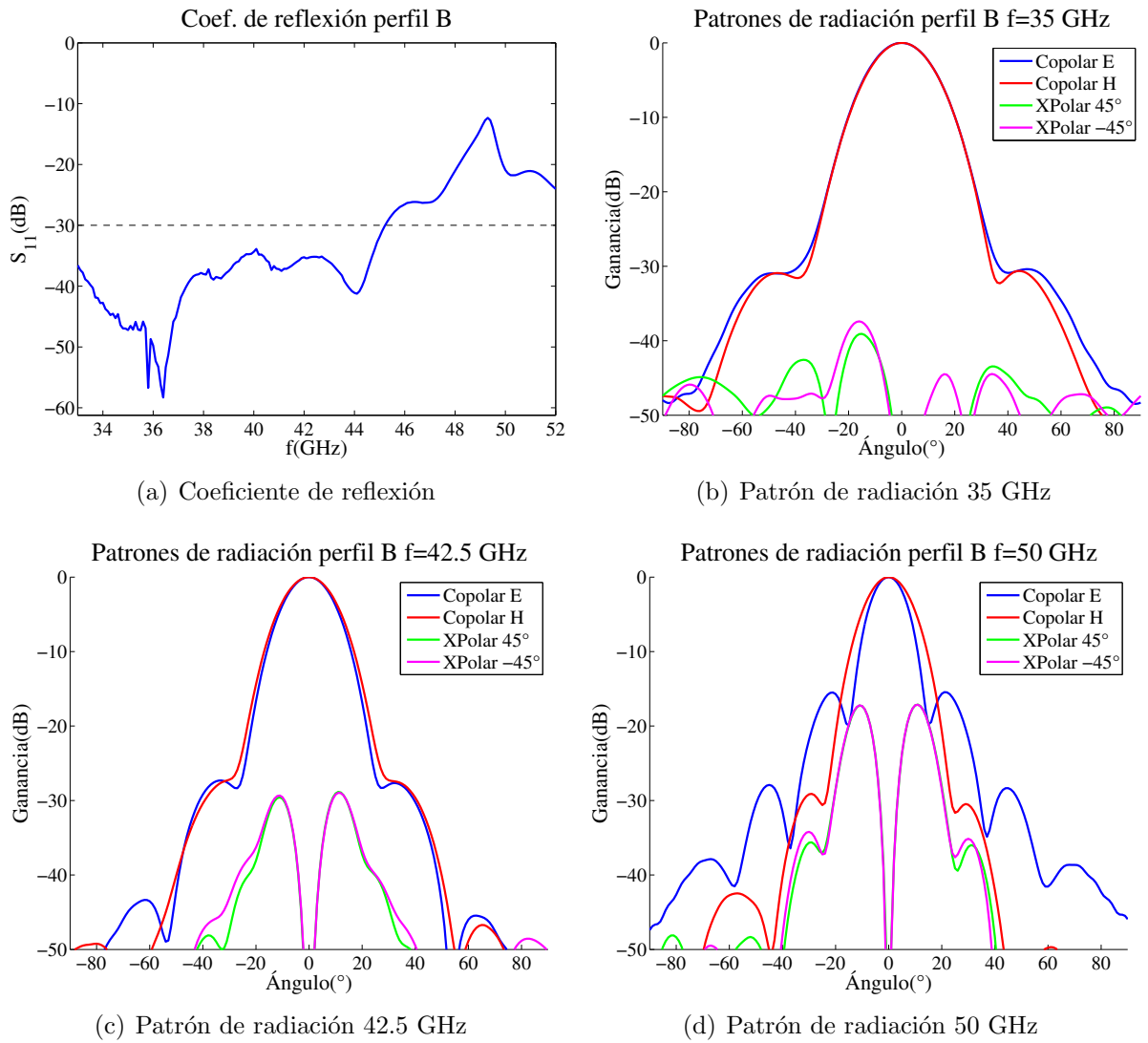


Figura A.4: Características modelo B

Tabla A.4: Parámetros electromagnéticos modelo B

Parámetro	35 GHz	42.5 GHz	50 GHz
Copolarización E	-30.39	-27.33	-15.5
Copolarización H	-30.91	-27.05	-29.11
Polarización cruzada 45°	-39.08	-28.85	-17.12
Polarización cruzada -45°	-37.40	-28.96	-17.13
Sobrenivel	54.65		

A.0.3. Modelo C

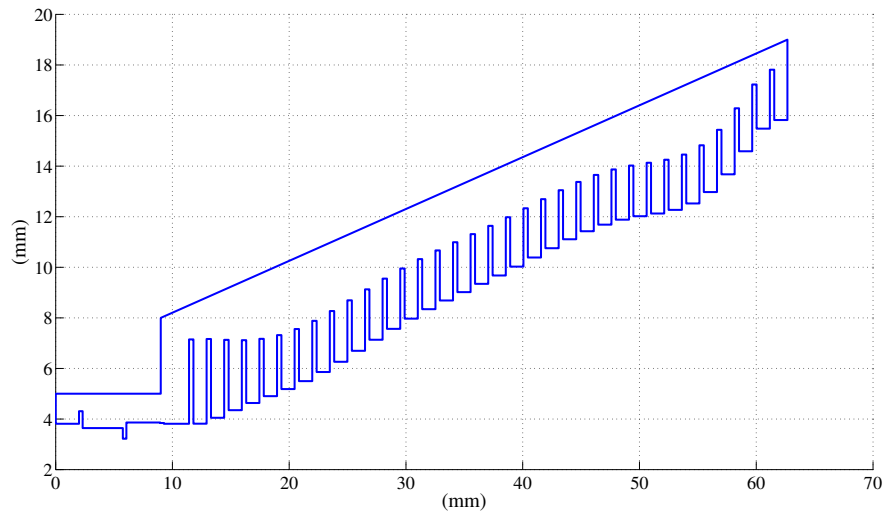


Figura A.5: Perfil C de la antena

Tabla A.5: Parámetros físicos modelo C

Número de corrugaciones	34
Radio de entrada guía de onda	3.81 mm
Radio de apertura guía de onda	15.82 mm
Ancho ranuras	0.377 mm
Ancho dientes	1.131 mm
Largo antena	51.25 mm
Rango de radios de ranura	7.15-17.81 mm
Rango de radios de dientes	3.82-15.82 mm

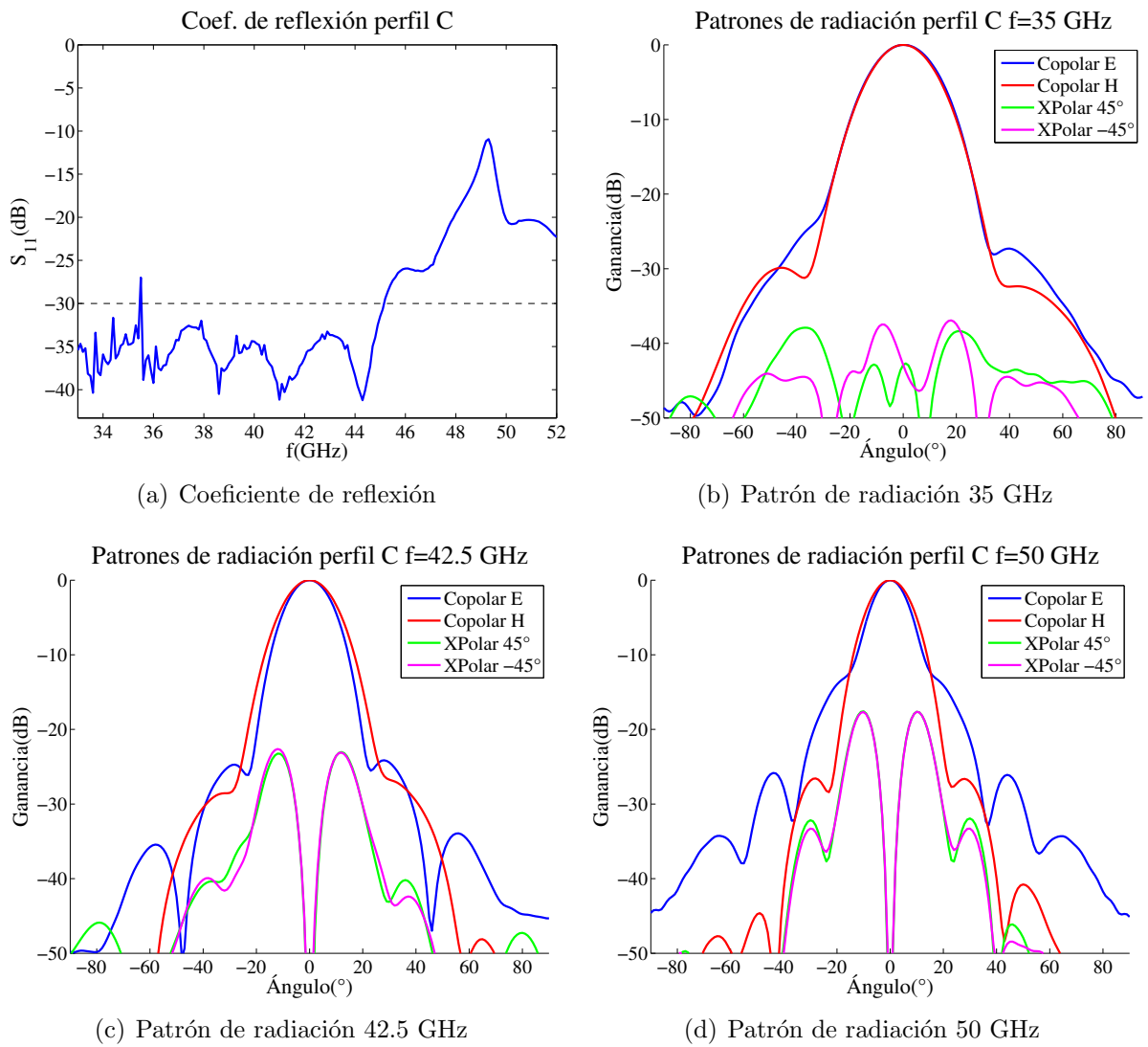


Figura A.6: Características modelo C

Tabla A.6: Parámetros electromagnéticos modelo C

Parámetro	35 GHz	42.5 GHz	50 GHz
Copolarización E	-24.12	-24.13	-12.29
Copolarización H	-29.87	-26.25	-26.57
Polarización cruzada 45°	-37.90	-23.04	-17.57
Polarización cruzada -45°	-36.92	-22.62	-17.64
Sobrenivel	61.39		

A.0.4. Modelo D

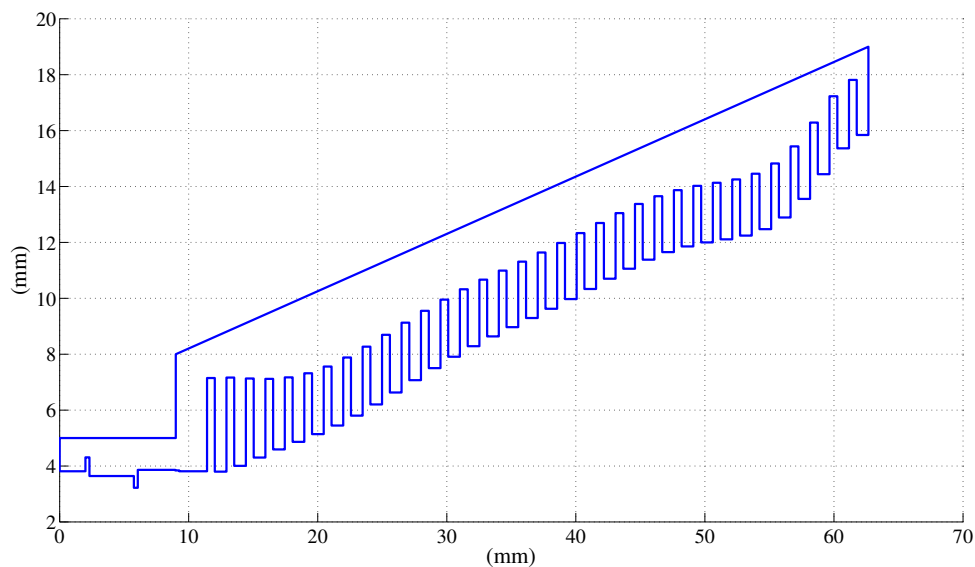


Figura A.7: Perfil D de la antena

Tabla A.7: Parámetros físicos modelo D

Número de corrugaciones	34
Radio de entrada guía de onda	3.81 mm
Radio de apertura guía de onda	15.84 mm
Ancho ranuras	0.603 mm
Ancho dientes	0.904 mm
Largo antena	51.25 mm
Rango de radios de ranura	7.15-17.81 mm
Rango de radios de dientes	3.80-15.84 mm

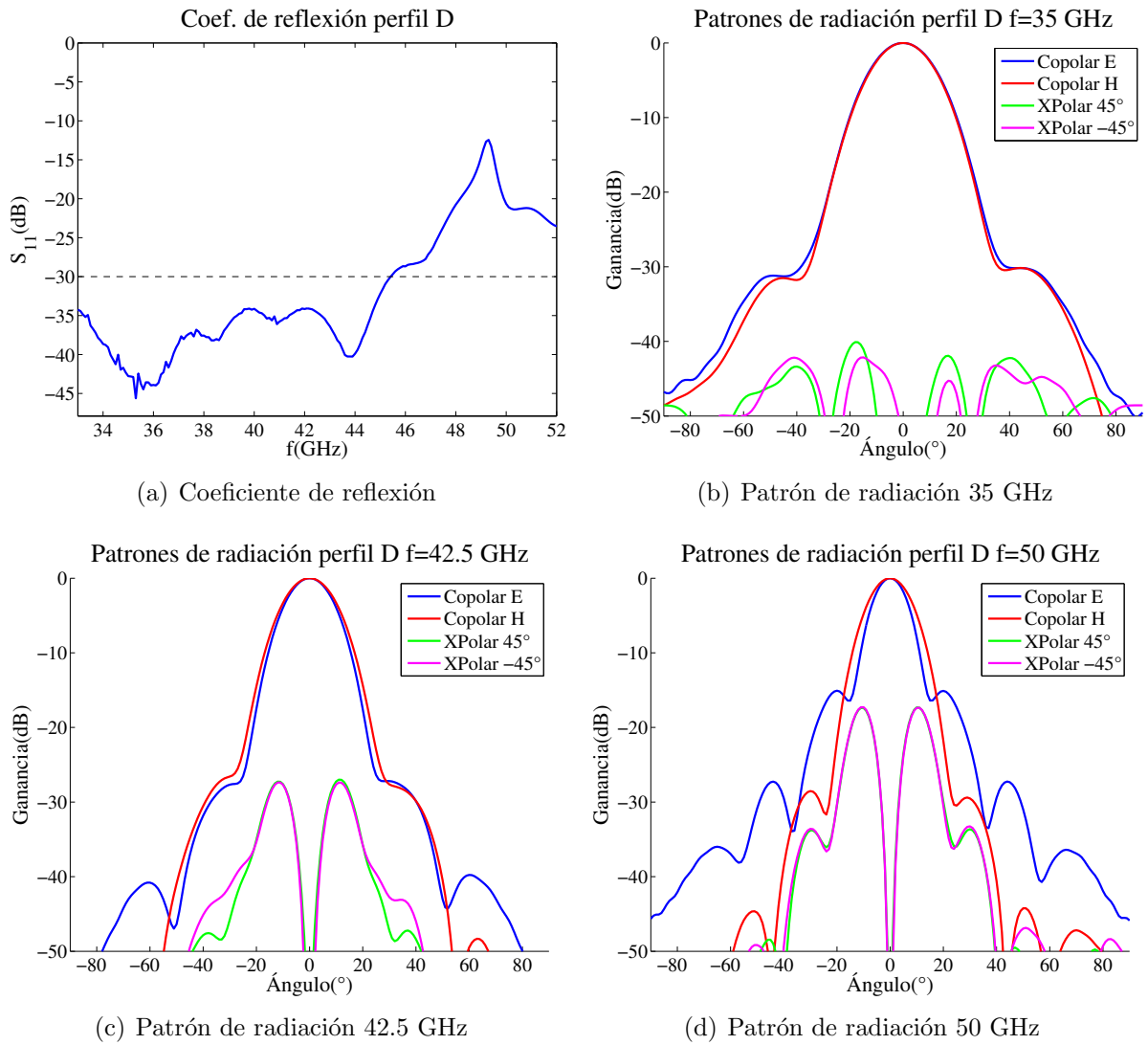


Figura A.8: Características modelo D

Tabla A.8: Parámetros electromagnéticos modelo D

Parámetro	35 GHz	42.5 GHz	50 GHz
Copolarización E	-30.17	-27.23	-15.08
Copolarización H	-30.16	-26.13	-28.53
Polarización cruzada 45°	-40.09	-26.99	-17.32
Polarización cruzada -45°	-42.14	-27.38	-17.29
Sobrenivel	51.51		

A.0.5. Modelo E

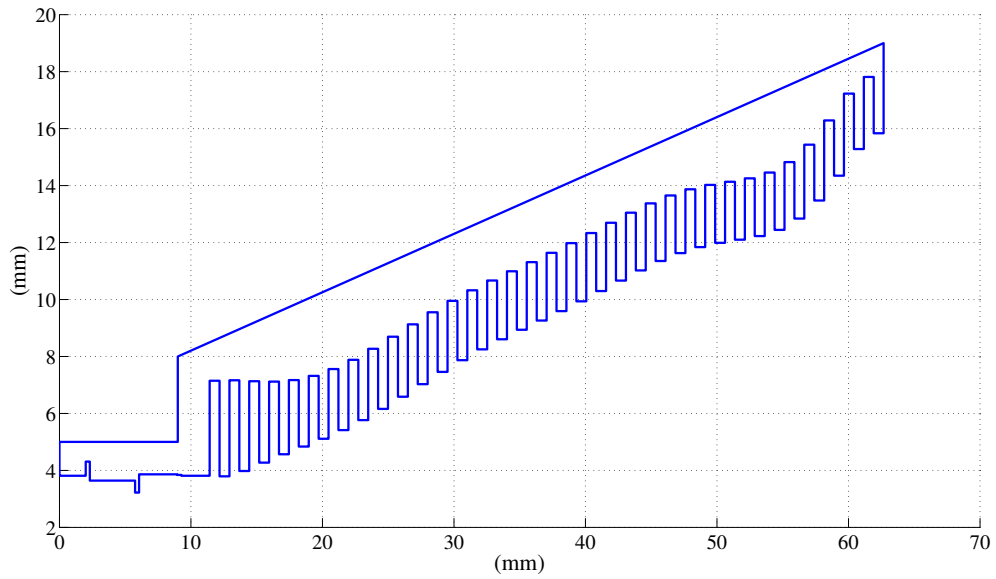


Figura A.9: Perfil E de la antena

Tabla A.9: Parámetros físicos modelo E

Número de corrugaciones	34
Radio de entrada guía de onda	3.81 mm
Radio de apertura guía de onda	15.84 mm
Ancho ranuras	0.754 mm
Ancho dientes	0.754 mm
Largo antena	51.25 mm
Rango de radios de ranura	7.15-17.81 mm
Rango de radios de dientes	3.79-15.84 mm

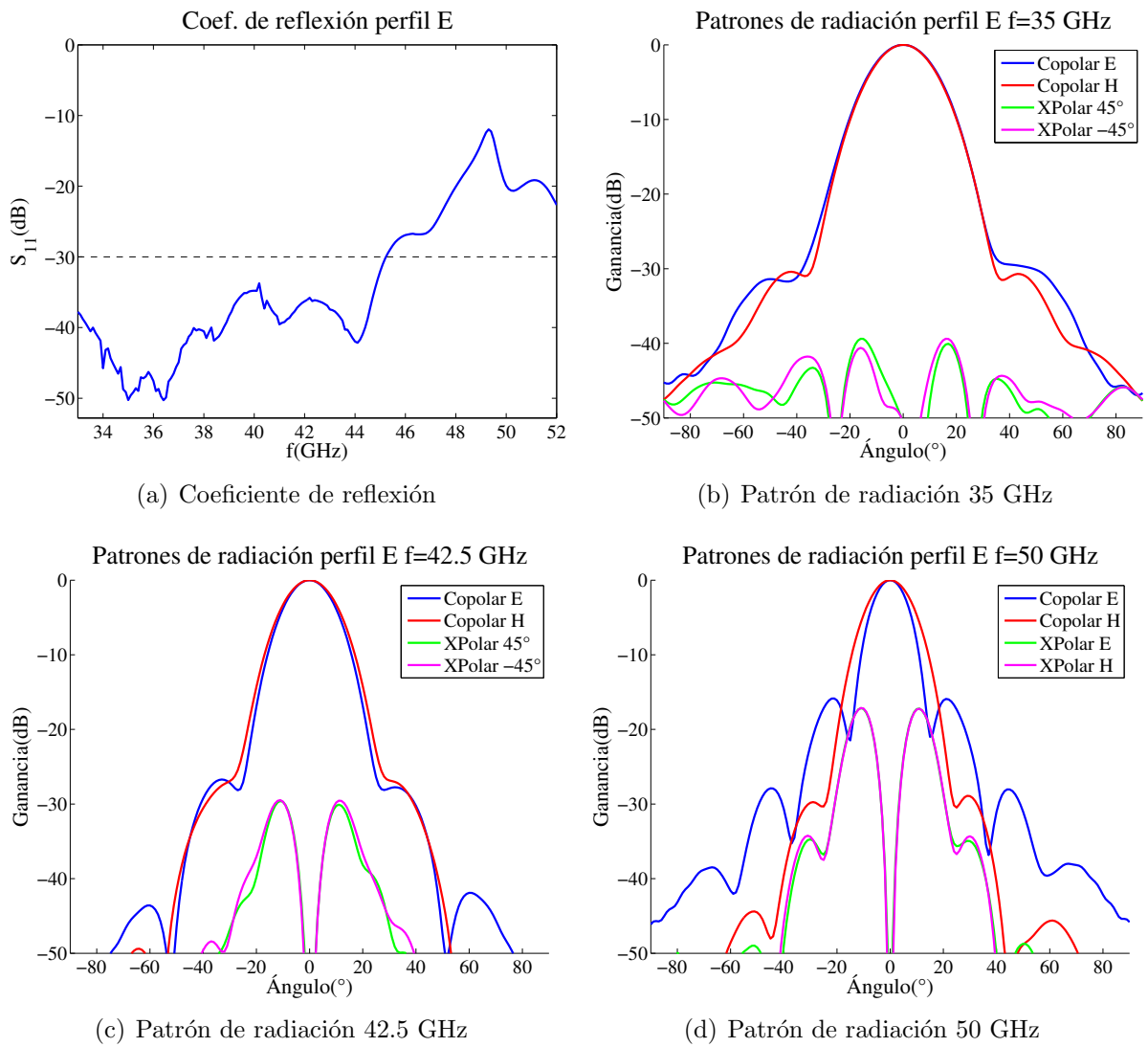


Figura A.10: Características modelo E

Tabla A.10: Parámetros electromagnéticos modelo E

Parámetro	35 GHz	42.5 GHz	50 GHz
Copolarización E	-29.03	-26.77	-15.87
Copolarización H	-30.41	-26.31	-29.75
Polarización cruzada 45°	-39.38	-29.59	-17.15
Polarización cruzada -45°	-39.39	-29.48	-17.12
Sobrenivel	59.51		

A.0.6. Modelo F

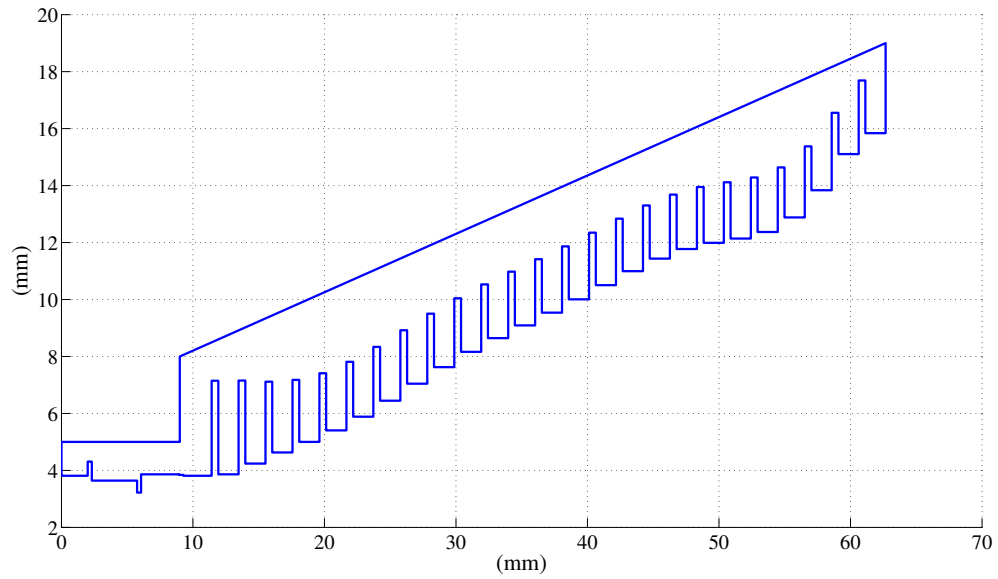


Figura A.11: Perfil F de la antena

Tabla A.11: Parámetros físicos modelo F

Número de corrugaciones	25
Radio de entrada guía de onda	3.81 mm
Radio de apertura guía de onda	15.84 mm
Ancho ranuras	0.513 mm
Ancho dientes	1.538 mm
Largo antena	51.25 mm
Rango de radios de ranura	7.15-17.69 mm
Rango de radios de dientes	3.86-15.84 mm

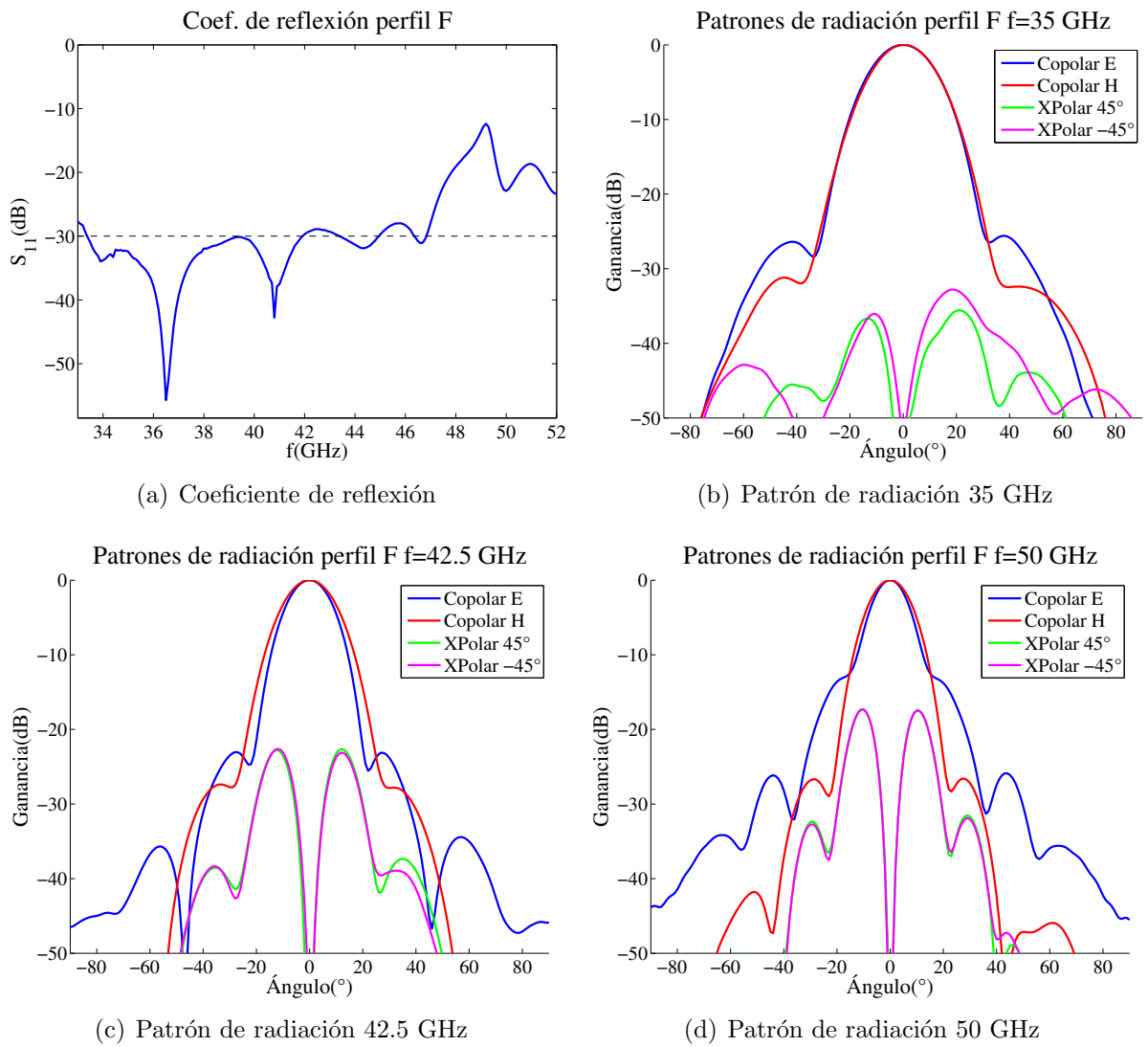


Figura A.12: Características modelo F

Tabla A.12: Parámetros electromagnéticos modelo F

Parámetro	35 GHz	42.5 GHz	50 GHz
Copolarización E	-25.59	-23.05	-12.42
Copolarización H	-31.20	-27.39	-26.68
Polarización cruzada 45°	-35.56	-22.64	-17.34
Polarización cruzada -45°	-32.79	-22.61	-17.32
Sobrenivel	56.27		

A.0.7. Modelo G

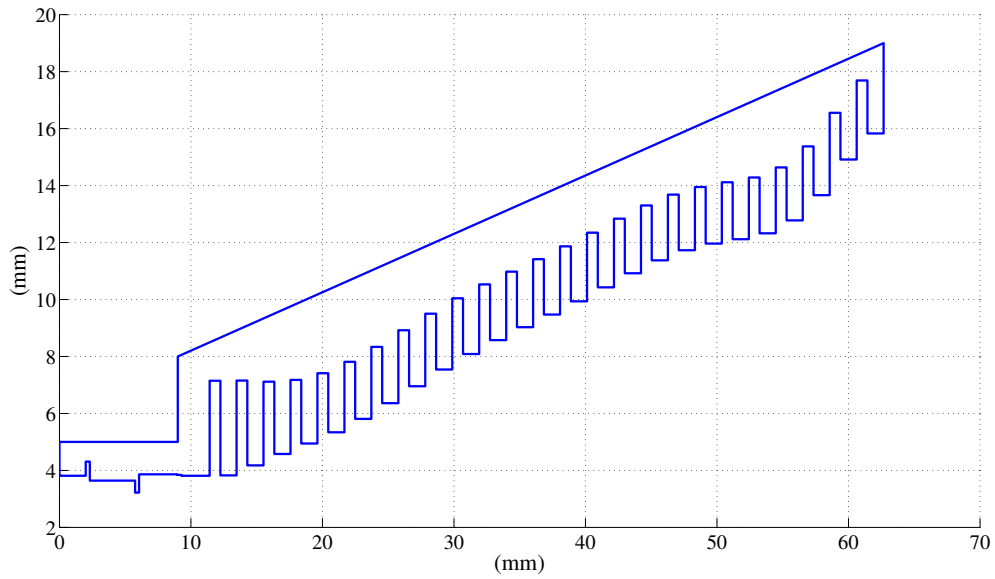


Figura A.13: Perfil G de la antena

Tabla A.13: Parámetros físicos modelo G

Número de corrugaciones	25
Radio de entrada guía de onda	3.81 mm
Radio de apertura guía descale =0.3 onda (R2)	15.83 mm
Ancho ranuras	0.82 mm
Ancho dientes	1.23 mm
Largo antena	51.25 mm
Rango de radios de ranura	7.15-17.69 mm
Rango de radios de dientes	3.83-15.83 mm

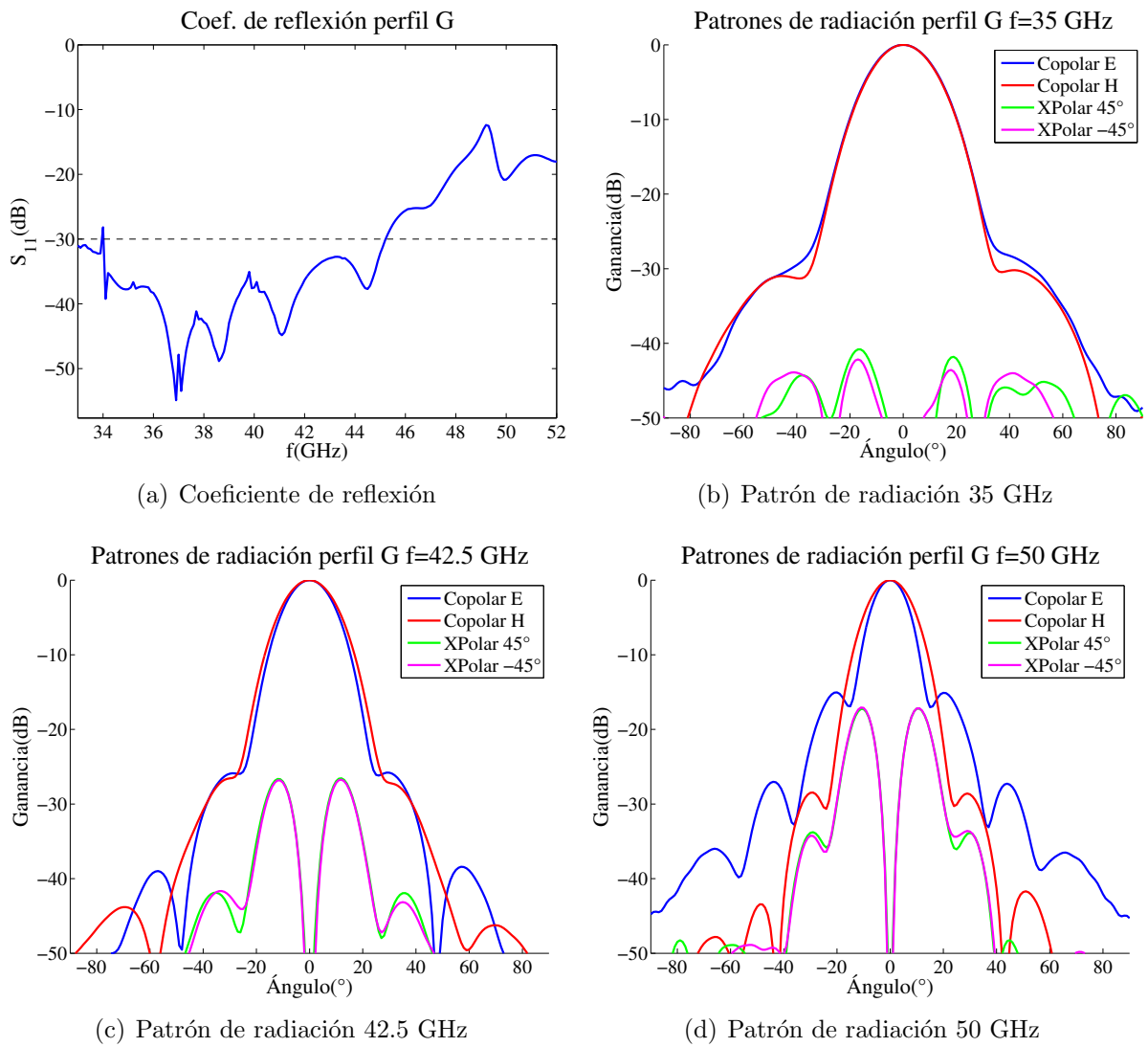


Figura A.14: Características modelo G

Tabla A.14: Parámetros electromagnéticos modelo G

Parámetro	35 GHz	42.5 GHz	50 GHz
Copolarización E	-26.91	-25.79	-15.04
Copolarización H	-30.20	-25.88	-28.46
Polarización cruzada 45°	-40.81	-26.55	-17.21
Polarización cruzada -45°	-42.14	-26.73	-17.06
Sobrenivel	66.05		

A.0.8. Modelo H

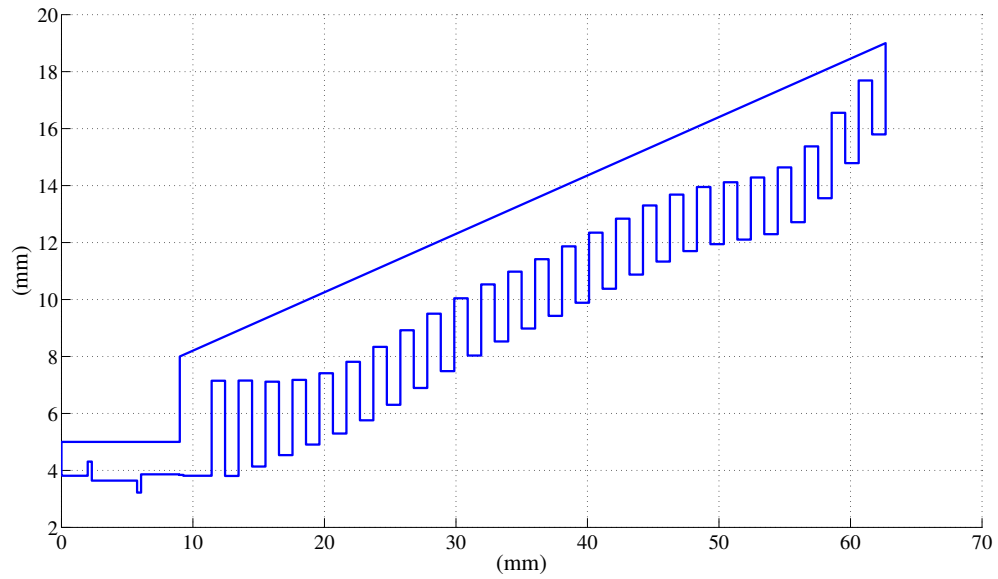


Figura A.15: Perfil H de la antena

Tabla A.15: Parámetros físicos modelo H

Número de corrugaciones	25
Radio de entrada guía de onda	3.81 mm
Radio de apertura guía de onda	15.84 mm
Ancho ranuras	1.025 mm
Ancho dientes	1.025 mm
Largo antena	51.25 mm
Rango de radios de ranura	7.15-17.69 mm
Rango de radios de dientes	3.81-15.80 mm

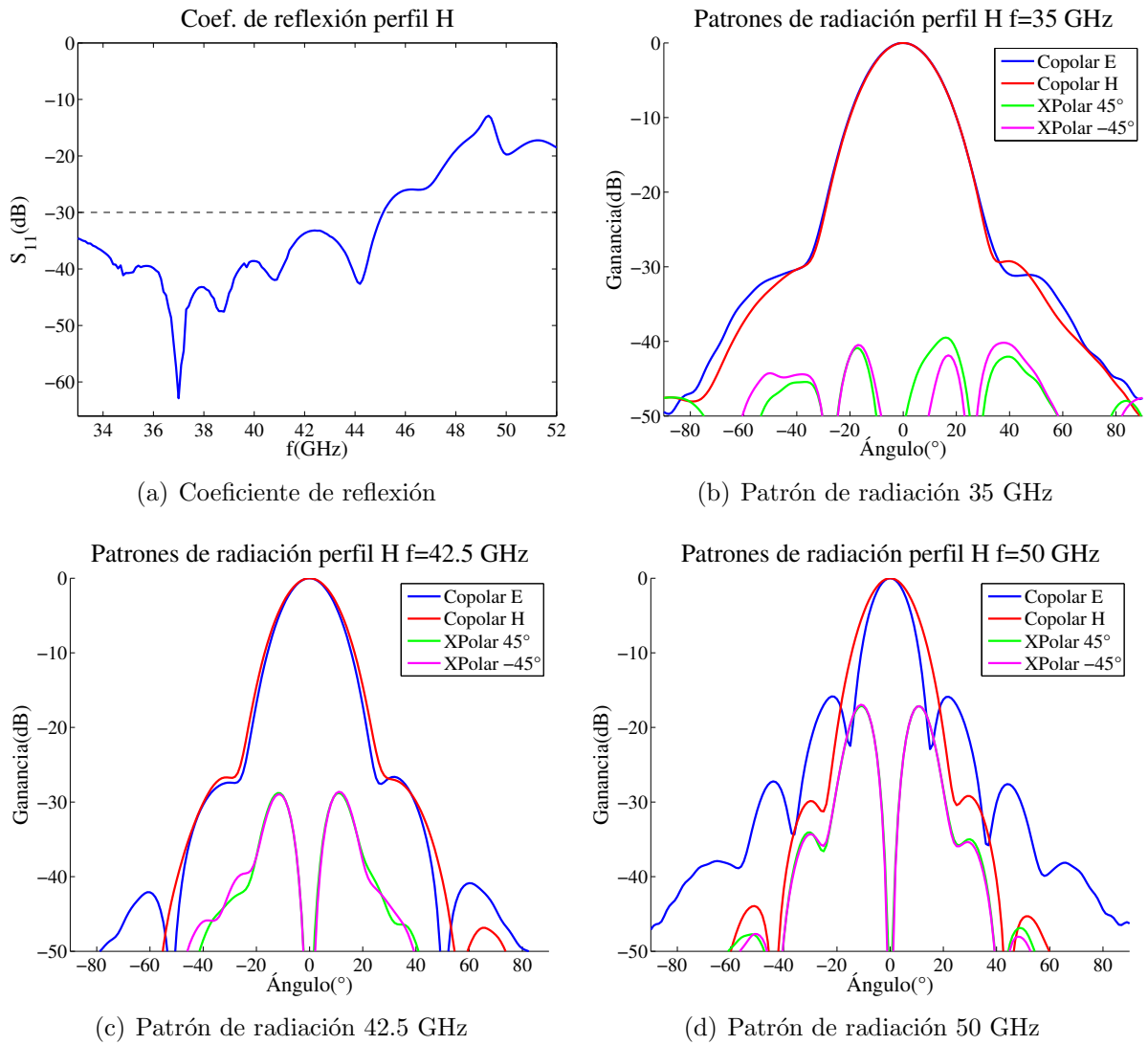


Figura A.16: Características modelo H

Tabla A.16: Parámetros electromagnéticos modelo H

Parámetro	35 GHz	42.5 GHz	50 GHz
Copolarización E	-31.14	-27.04	-15.85
Copolarización H	-29.26	-26.76	-29.86
Polarización cruzada 45°	-39.48	-28.78	-17.13
Polarización cruzada -45°	-40.18	-28.62	-16.96
Sobrenivel	66.13		

A.0.9. Modelo I

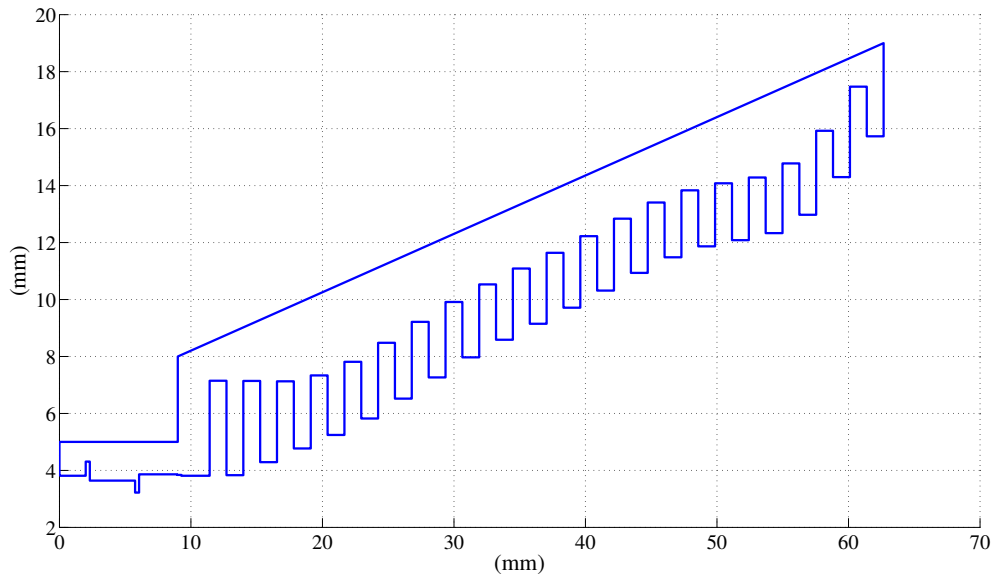


Figura A.17: Perfil I de la antena

Tabla A.17: Parámetros físicos modelo I

Número de corrugaciones	25
Radio de entrada guía de onda	3.81 mm
Radio de apertura guía de onda	15.73 mm
Ancho ranuras	1.025 mm
Ancho dientes	1.025 mm
Largo antena	51.25 mm
Rango de radios de ranura	7.15-17.47 mm
Rango de radios de dientes	3.83-15.73 mm

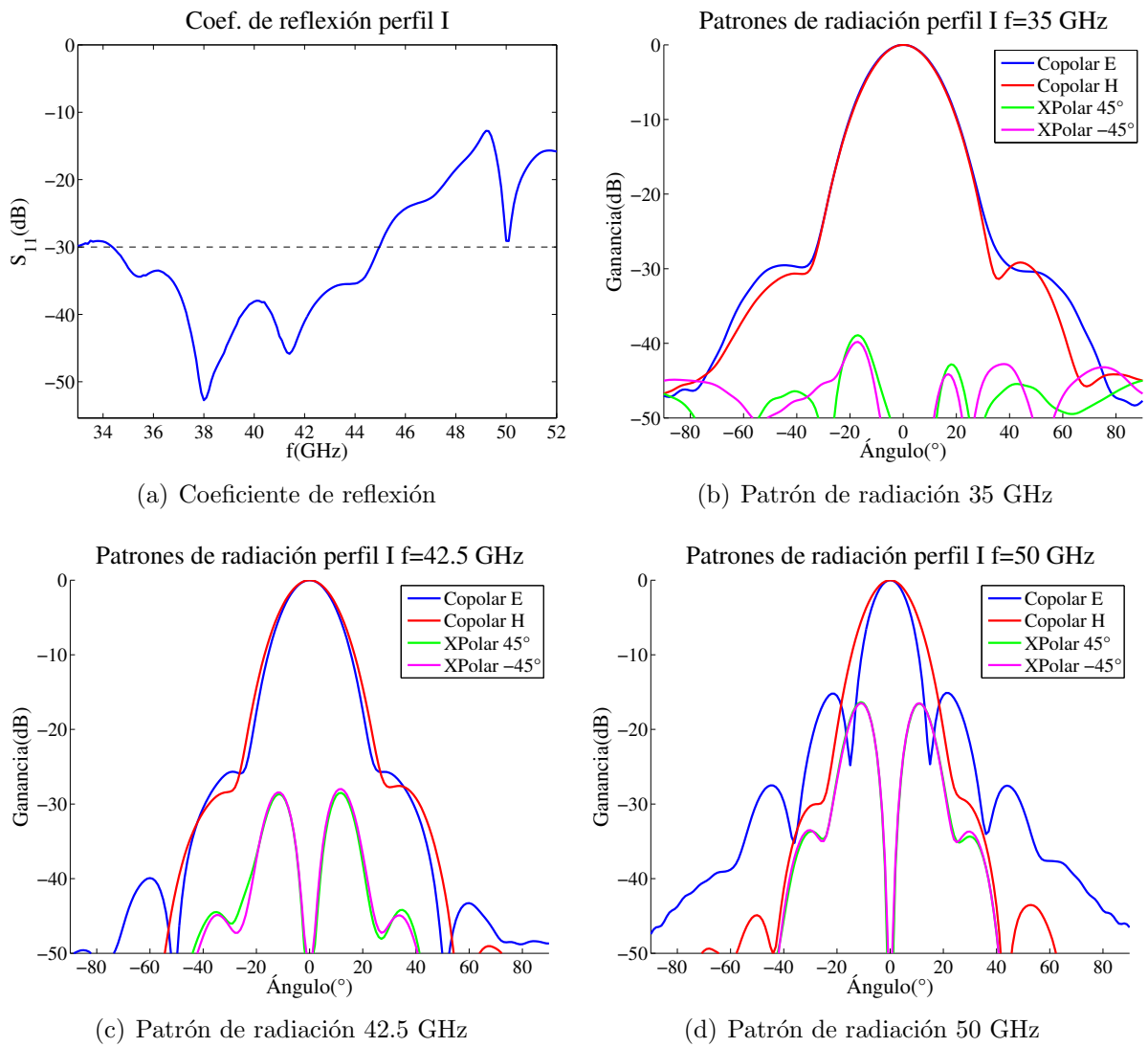


Figura A.18: Características modelo I

Tabla A.18: Parámetros electromagnéticos modelo I

Parámetro	35 GHz	42.5 GHz	50 GHz
Copolarización E	-29.54	-25.90	-15.21
Copolarización H	-29.17	-27.61	-29.49
Polarización cruzada 45°	-38.91	-28.51	-16.35
Polarización cruzada -45°	-39.81	-28.00	-16.48
Sobrenivel	69.50		

A.0.10. Modelo J

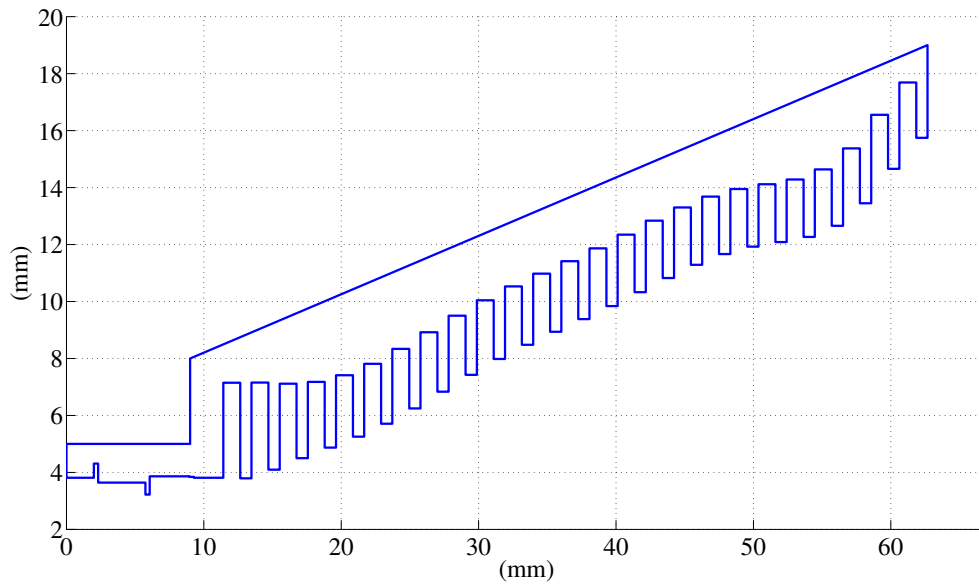


Figura A.19: Perfil J de la antena

Tabla A.19: Parámetros físicos modelo J

Número de corrugaciones	25
Radio de entrada guía de onda	3.81 mm
Radio de apertura guía de onda	15.74 mm
Ancho ranuras	1.23 mm
Ancho dientes	0.82 mm
Largo antena	51.25 mm
Rango de radios de ranura	7.15-17.69 mm
Rango de radios de dientes	3.79-15.74 mm

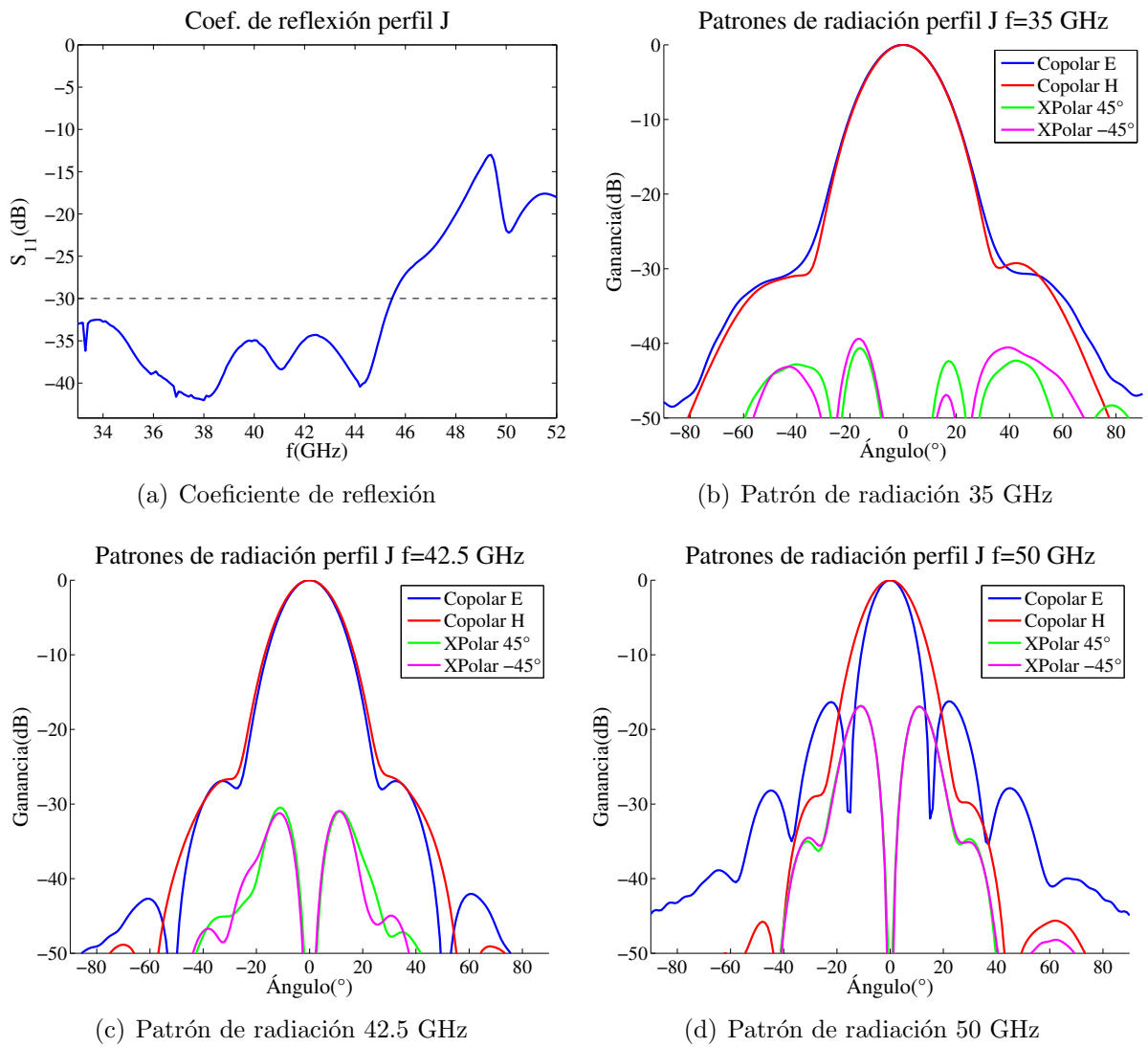


Figura A.20: Características modelo J

Tabla A.20: Parámetros electromagnéticos modelo J

Parámetro	35 GHz	42.5 GHz	50 GHz
Copolarización E	-28.16	-27.09	-16.41
Copolarización H	-29.25	-25.96	-28.38
Polarización cruzada 45°	-40.65	-30.47	-16.85
Polarización cruzada -45°	-39.39	-30.92	-16.85
Sobrenivel	62.20		

Apéndice B

Gráficos de contorno, simulación HFSS

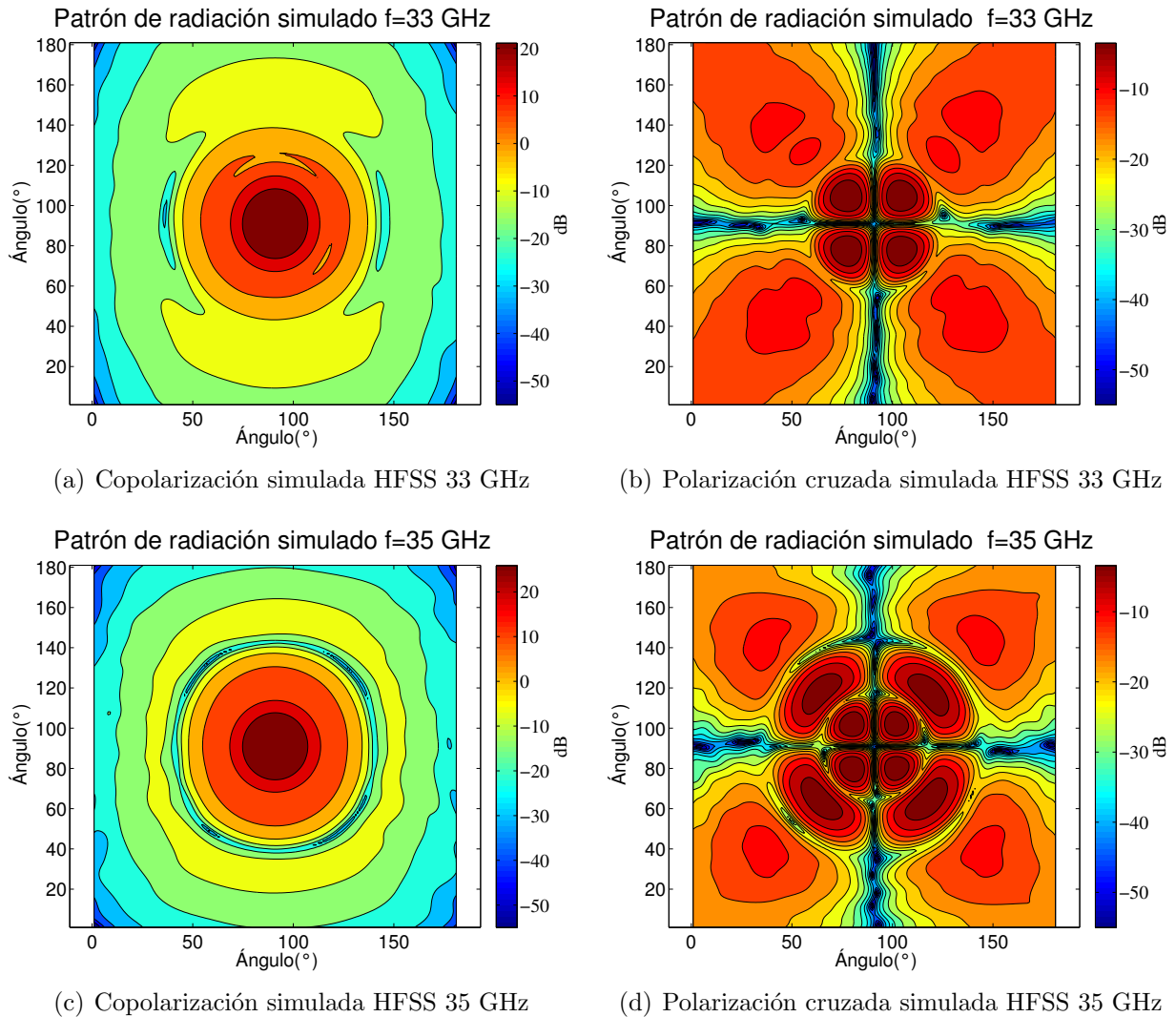
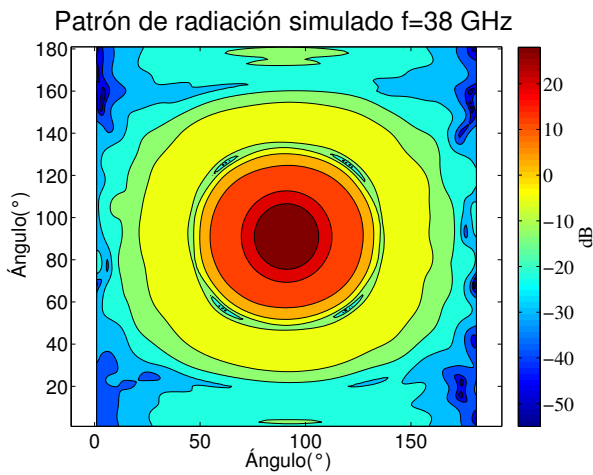
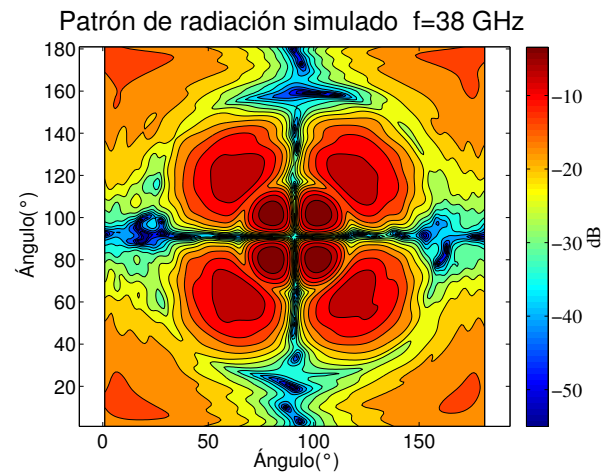


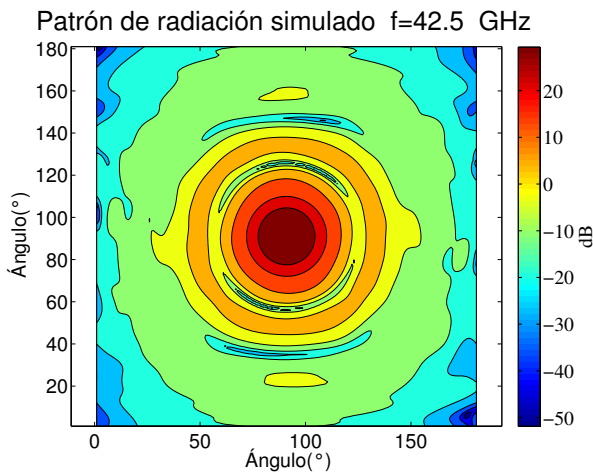
Figura B.1: Patrones de radiación en escala de colores, simulaciones HFSS para las frecuencias 33 y 35 GHz



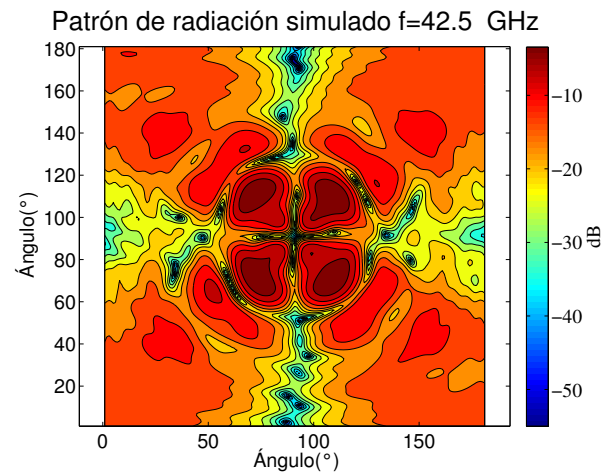
(a) Copolarización simulada HFSS 38 GHz



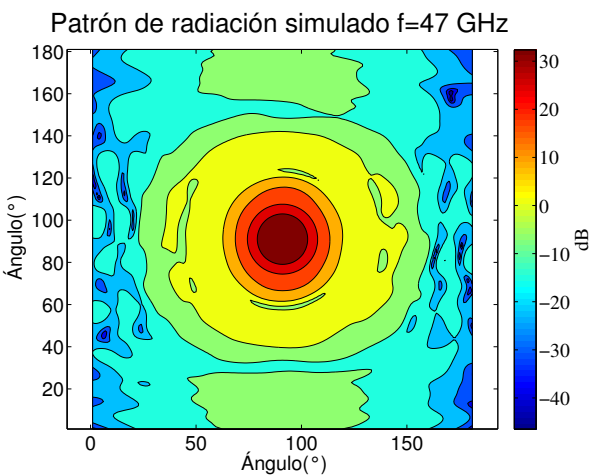
(b) Polarización cruzada simulada HFSS 38 GHz



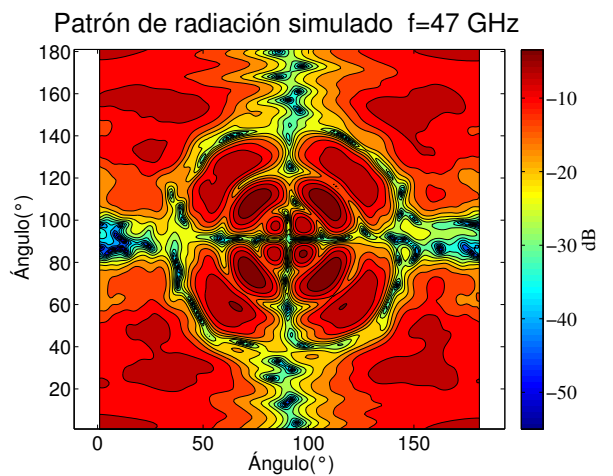
(c) Copolarización simulada HFSS 42.5 GHz



(d) Polarización cruzada simulada HFSS 42.5 GHz

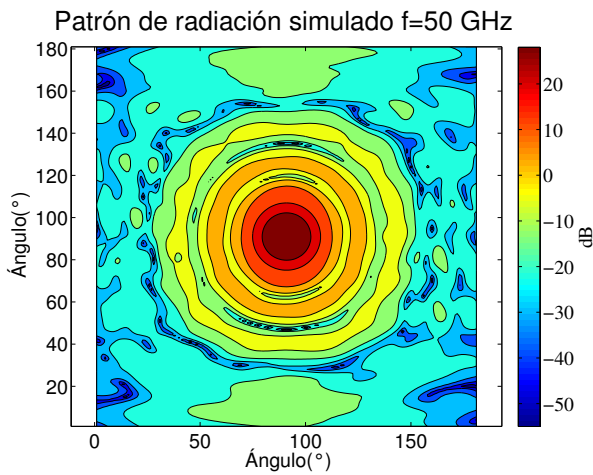


(e) Copolarización antena B1 47 GHz

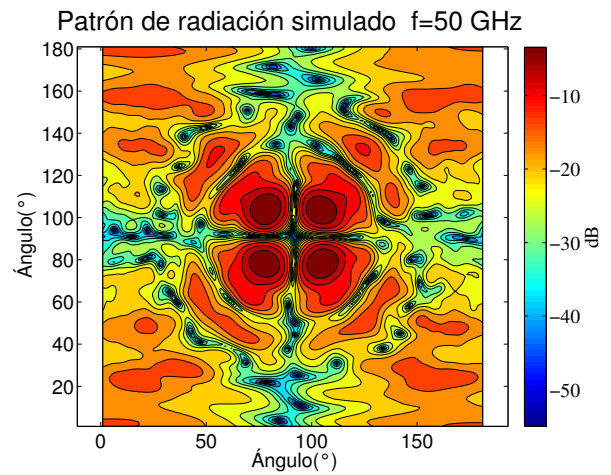


(f) Copolarización simulada HFSS 47 GHz

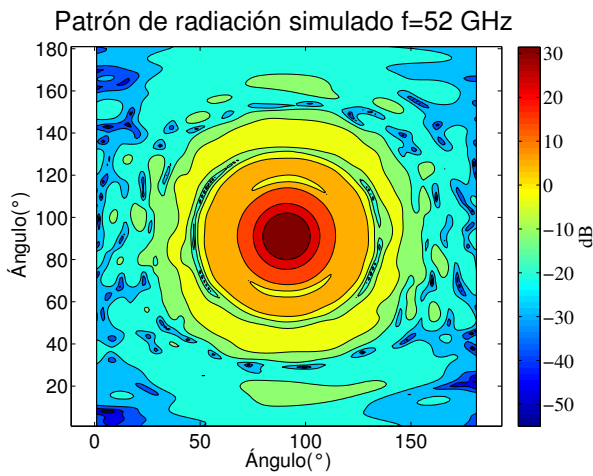
Figura B.2: Patrones de radiación en escala de colores, simulaciones HFSS para las frecuencias 38, 42.5 y 47 GHz



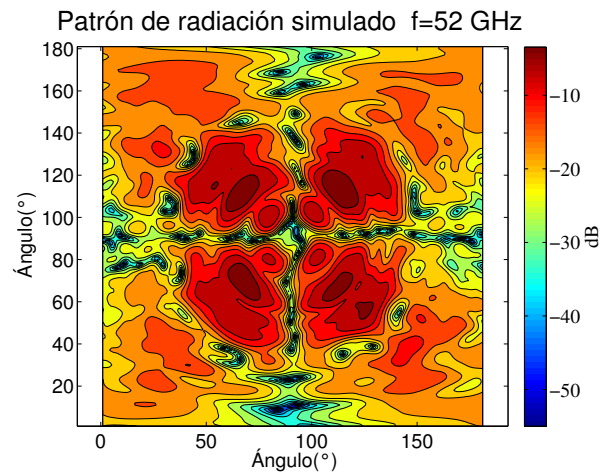
(a) Copolarización simulada HFSS 50 GHz



(b) Polarización cruzada simulada HFSS 50 GHz



(c) Copolarización simulada HFSS 52 GHz



(d) Polarización cruzada simulada HFSS 52 GHz

Figura B.3: Patrones de radiación en escala de colores, simulaciones HFSS para las frecuencias 50 y 52 GHz

Apéndice C

Perfil final

Tabla C.1: Profundidad ranuras y dientes modelo final para construcción

N°	R(Rgi) mm	r(Ri) mm	Ro(R1)	G(G)	C(T)
1	6.47	3.50	3.35	1.22	0.9
2	6.28	3.96			
3	6.24	4.06			
4	6.32	4.33			
5	6.67	4.80			
6	7.15	5.29			
7	7.70	5.82			
8	8.13	6.22			
9	8.70	6.91			
10	9.34	7.58			
11	9.87	8.13			
12	10.32	8.44			
13	10.74	8.79			
14	11.26	9.45			
15	11.40	9.69			
16	11.80	10.13			
17	12.43	10.97			
18	12.81	11.16			
19	13.15	11.39			
20	13.54	11.60			
21	13.73	12.02			
22	13.97	12.09			
23	14.82	13.26			
24	15.35	13.55			
25	15.61	13.71			
26	15.92	14.33			
27	16.50	14.86			
28	16.99	15.40			
29	17.08	15.32			
30	17.29	15.32			
31	17.37	15.848			

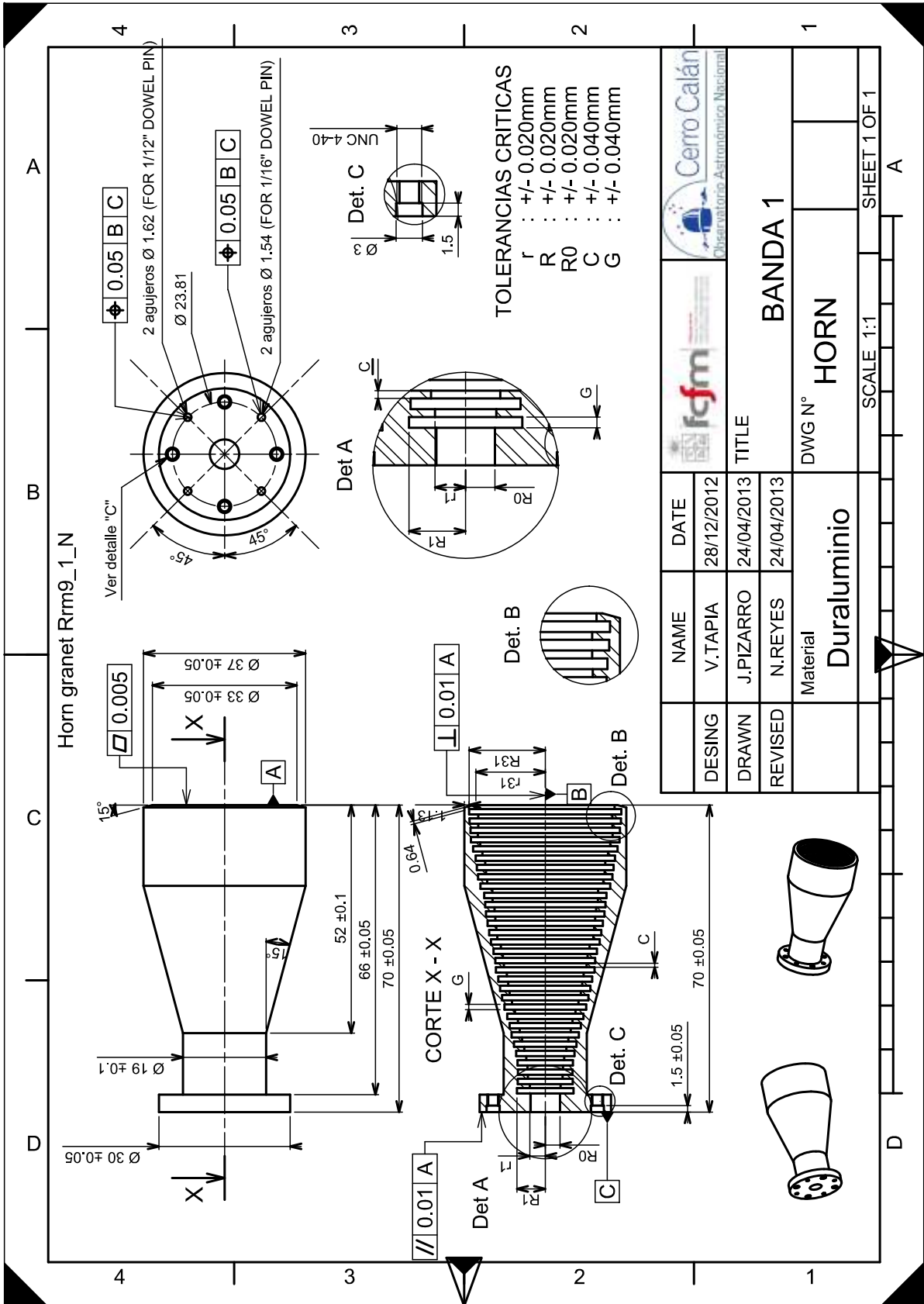


Figura C.1: Plano de construcción antena modelo final

Bibliografía

- [1] L. Barrientos and S. Morales, *Con ojos de gigantes: la observación astronómica en el siglo XXI*. Ediciones B Chile, 2008.
- [2] “Atmospheric transparency at chajnantor: 1973-2003, alma memo # 512,” 2005.
- [3] A. J. B. A. B. Peck, “High resolution sub-millimeter imaging with alma,” 2008.
- [4] D. J. Fixsen, “The temperature of the cosmic microwave background,” 2009.
- [5] P. Z. A., *Design and construction of an optical system for a 31-45 GHz Radioastronomical receiver*. PhD thesis, Dep. de Ingeniería Eléctrica, U. de Chile, 2013.
- [6] P. Zorzi, C. Granet, F. Colleoni, N. Reyes, J. Pizarro, F. Mena, and L. Bronfman, “Construction and measurement of a 31.3-45 ghz optimized spline-profile horn with corrugations,” *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, vol. 33, no. 1, pp. 17–24, 2012.
- [7] “Ieee standard definitions of terms for antennas,” *IEEE Std 145-1983*, pp. 1–31, 1983.
- [8] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and design*. Hoboken, New Jersey: Wiley, 3^o edición, 2005.
- [9] T. Milligan, *Modern Antenna Design*. Wiley, 2005.
- [10] J. T. Vallinas, *Modern Corrugated horn antennas*. PhD thesis, Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Universidad Pública de Navarra, Pamplona, 2003.
- [11] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. New York, New York: Wiley, 4^o edición, 2011.
- [12] R. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*. IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory, Wiley, 2001.
- [13] P. Goldsmith, *Quasioptical Systems: Gaussian Beam Quasioptical Propagation and Applications*. IEEE Press Series on RF and Microwave Technology, Wiley, 1998.
- [14] F. C. Villagran, “Diseño e implementación de un sistema de medición de patrones de radiación de antenas en campo cercano,” 2012.

- [15] T. Wilson, K. Rohlfs, and S. Hüttemeister, *Tools of Radio Astronomy*. Astronomy and Astrophysics Library, Springer, 2009.
- [16] S. R. Pennock and P. Shepherd, *Microwave engineering with wireless applications*. McGraw-Hill telecommunications, McGraw-Hill, 1998.
- [17] P. J. B. Clarricoats and A. D. Olver, *Corrugated horns for microwave antennas / P.J.B. Clarricoats and A.D. Olver*. P. Peregrinus on behalf of the IEE London, UK, 1984.