

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



TRABAJO FIN DE MÁSTER

Diseño de array de ranuras modificadas y doble polarización lineal alimentado por guía de onda en tecnología multicapa de láminas de sustrato

Diego Barrio Tejedor

JUNIO 2016

**Diseño de un array de ranuras modificadas y doble
polarización lineal alimentado por guía de onda en tecnología
multicapa de láminas de sustrato**

AUTOR: Diego Barrio Tejedor

TUTOR: Pablo Sánchez Olivares

PONENTE: José Luis Masa Campos

Grupo de Radiofrecuencia, Circuitos, Antenas y Sistemas

Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

Junio de 2016

Resumen

Una agrupación de antenas de ranuras en guía de onda para banda Ku con polarización dual es presentado en este documento. El objetivo es diseñar un array de ranuras que permita comunicaciones para una polarización dual del campo eléctrico para la banda Ku. El diseño se ha realizado con 24 elementos sobre una guía de onda cuadrada que opera a 17 GHz. Dependiendo del número de elementos, el tipo de alimentación y tanto la posición como el tamaño de estas ranuras en la antena, diferentes diagramas de radiación pueden ser logrados.

También se expone un método de compensación de acoplo mutuo para ajustar las propiedades de radiación del array. El array ha sido rediseñado usando el método propuesto. Finalmente, la antena ha sido construida y los resultados son presentados en este documento.

Palabras clave

Array lineal, ranuras, modelo de compensación de acoplo, polarización dual, radiación en campo cercano, guía de onda, antena, alimentación taper, coeficiente de reflexión

Abstract

A dual-polarization slotted waveguide square antenna array for the Ku band is presented. The aim of this document is to design a linear slotted array antenna which allows communications for dual polarization of an electric field simultaneously, in the Ku band. The design has been made with 24 elements on a square waveguide which operates at 17 GHz. Depending on the number of elements, the type of power, and both the size and the position of these slots in the antenna, different radiation patterns can be achieved.

A mutual coupling model is also considered to adjust the radiation properties of the antenna. The array has been redesigned using this proposed model. Finally, antenna has been constructed and the results are presented.

Key Words

Lineal array, slots, mutual coupling model, dual polarization, radiated near-field compensation model, waveguide, antenna, power taper, reflection coefficient.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1	INTRODUCCIÓN	1
1.1	Motivación	1
1.2	Objetivos	1
1.3	Organización de la Memoria	1
2	ESTADO DEL ARTE	3
2.1	Concepto de antena	3
2.1.1	Tipos de antenas	3
2.1.2	Bandas de frecuencias	3
2.2	Parámetros de antenas en transmisión	4
2.2.1	Impedancia de entrada	4
2.2.2	Parámetros de dispersión o parámetros S	5
2.2.3	Diagrama de radiación	6
2.2.4	Parámetros del diagrama de radiación	7
2.2.5	Ángulo sólido, intensidad de radiación, directividad, ganancia y eficiencia	8
2.2.6	Polarización	10
2.3	Elemento Radiante – Ranuras	11
2.4	Agrupaciones de antenas – Array	12
2.4.1	Array Lineales	13
2.5	Guía de Onda	15
2.5.1	Modos de Propagación	15
2.5.2	Guía de onda cuadrada	16
2.6	Análisis de Dos Puertos en CST	17
2.6.1	Coefficiente de Acoplo en un Array	17
3	ANTECEDENTES	19
3.1	Array Lineal de 24 Elementos	19
3.1.1	Módulo de los coeficientes de alimentación	20
3.1.2	Fase de los coeficientes de alimentación	21
3.2	Características de la guía de onda	22
3.3	Array de 24 elementos con ranura cruz	23
3.3.1	Array simulado de ranuras cruz	25
3.4	array de 24 elementos con ranuras triple cruz	29
4	RANURA TRIPLE CRUZ	33
4.1	Topología	33

4.1.1	Efecto del parámetro ld - Módulo	34
4.1.2	Efecto del parámetro ld – Fase.....	35
4.1.3	Efecto del parámetro lm - Módulo.....	36
4.1.4	Efecto del parámetro lm – Fase.....	38
4.1.5	Descentramiento entre ranuras	38
4.1.6	Conclusiones y decisiones de la ranura triple cruz.....	40
5	COMPENSACIÓN DE ACOPLO.....	43
5.1	Modelo de compensación de acoplo por secciones	43
5.2	Flujo del Modelo.....	45
6	DISEÑO DE LA ANTENA	49
6.1	Antena con Compensación de acoplo – modelo de 5 elementos	49
6.1.1	Comparativa del array compensado	50
6.1.2	Comparativa entre modos Array TFM compensado	54
6.2	Modificaciones post-modelo	56
6.2.1	Análisis de modos superiores.....	58
7	CONSTRUCCIÓN Y MEDIDA.....	61
7.1	Efectos de las limitaciones de construcción sobre el array diseñado.....	62
7.1.1	Simulación del array final construible	65
7.2	medida de la antena	66
8	CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO	73
8.1	Conclusiones.....	73
8.2	Trabajo Futuro	74
9	REFERENCIAS	75
A.	ANEXOS TABLAS.....	I

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2-1 Ondas reflejadas e incidentes en una red	5
Figura 2-2 Sistemas de coordenadas esféricas	6
Figura 2-3 Antena de Bocina.....	7
Figura 2-4 Parámetros de un diagrama de radiación	8
Figura 2-5 Ángulo sólido por una superficie esférica de valor r^2 situada sobre una esfera de radio r	8
Figura 2-6 Polarización	10
Figura 2-7 Ranuras sobre guía de onda	11
Figura 2-8 Ranuras sobre guía de onda rectangular con líneas de corrientes.....	11
Figura 2-9 Alimentación de una ranura por línea microstrip	12
Figura 2-10 Distintos Tipos de Agrupaciones de Antenas (a) Array de ranuras (b) Array de parches	12
Figura 2-11 Array lineal de N elementos equiespaciados	13
Figura 2-12 Leyes de Alimentación	14
Figura 2-13 Guía de onda rectangular	15
Figura 2-14 Modos de propagación en guía de onda rectangular o cuadrada	16
Figura 2-15 Simulación de dos puertos en CST	17
Figura 2-16 Definición de S_k en un array	18
Figura 3-1 Array lineal de 24 elementos	19
Figura 3-2 Modulo de los coeficientes de alimentación. Taylor -26dB	20
Figura 3-3 Factor de Array Teórico.....	21
Figura 3-4 Carta de Modos de la guía de onda.....	22
Figura 3-5 Características de la guía de onda.....	23
Figura 3-6 Array de 24 elementos con ranura cruz	23
Figura 3-7 Ranura Cruz	23
Figura 3-8 Ranura Transversal- Corrientes Superficiales	24
Figura 3-9 Ranura Longitudinal- Corrientes Superficiales	25
Figura 3-10 Solape de Ranuras.....	25
Figura 3-11 Módulo del coeficiente de alimentación – Array de ranuras cruz. (a) TE ₁₀ (b) TE ₀₁	26

Figura 3-12 Desfase progresivo – Array de ranuras cruz. (a) TE10 (b) TE01	26
Figura 3-13 Parámetros S- Array de ranuras cruz. (a) TE10 (b) TE01	27
Figura 3-14 Antena diseñada. Ejes cartesianos y esféricos	28
Figura 3-15 Factor de Array – Array de ranuras cruz. (a) TE10 (b) TE01	28
Figura 3-16 Diagrama de radiación componente contrapolar- Array de ranuras cruz ...	29
Figura 3-17 Array de 24 elementos con ranuras triple cruz	29
Figura 3-18 Módulo del coeficiente de alimentación – Array de ranuras triple cruz. (a) TE10 (b) TE01	30
Figura 3-19 Desfase progresivo – Array de ranuras triple cruz. (a) TE10 (b) TE01.....	30
Figura 3-20 Parámetros S- Array de ranuras cruz. (a) TE10 (b) TE01	31
Figura 3-21 Factor de Array – Array de ranuras triple cruz. (a) TE10 (b) TE01	31
Figura 3-22 Diagrama de radiación componente contrapolar- Array de ranuras triple cruz	32
Figura 4-1 Nomenclatura ranura triple cruz	33
Figura 4-2 Ranura Triple Cruz	34
Figura 4-3 Ranura Triple Cruz -Parámetro ld Módulo.....	35
Figura 4-4 Ranura Triple Cruz- Resultados SK barrido ld Módulo (a) TE10 (b) TE01.	35
Figura 4-5 Monitores de Campo CST	36
Figura 4-6 Ranura Triple Cruz – Barrido ld Fase.....	36
Figura 4-7 Ranura Triple Cruz -Parámetro lm Módulo.....	37
Figura 4-8 Ranura Triple Cruz- Barrido lm Módulo (a) TE10 (b) TE01.....	37
Figura 4-9 Ranura Triple Cruz- Resultados barrido lm Fase	38
Figura 4-10 Ranura Triple Cruz -Descentramiento Módulo	39
Figura 4-11 Ranura Triple Cruz- Barrido descentramiento Módulo (a) TE10 (b) TE01.	39
Figura 4-12 Ranura Triple Cruz- Resultados Descentramiento Fase	40
Figura 5-1 Simulación 5 elementos	44
Figura 5-2 Esquema de los datos modelo compensación acoplo $n=5$	44
Figura 5-3 Flujo del Modelo.....	45
Figura 5-4 Modelo de compensación de acoplo – Ajuste de la Ranura Cruz	46
Figura 5-5 Modelo de compensación de acoplo – Ajuste de la Ranura Triple Cruz.....	47
Figura 6-1 Array 24 elementos con compensación de acoplo.....	49
Figura 6-2 Comparativa-Módulo Coeficiente de Alimentación (a) TE10 (b) TE01.....	50

Figura 6-3 Comparativa-Desfase Progresivo (a) TE10 (b) TE01.....	51
Figura 6-4 Comparativa-Parámetro S (a) S11 (b) S21.	51
Figura 6-5 Factor de Array - nueva distancia	52
Figura 6-6 Comparativa-Diagrama de Radiación Normalizado (17 GHz) (a) TE10 (b) TE01.	53
Figura 6-7 Comparativa- Diagrama de radiación en campo lejano componente copolar a 17 GHz (a) TE10 (b) TE01.....	53
Figura 6-8 Comparativa- Diagrama de radiación en campo lejano componente contrapolar a 17GHz (a) TE10 (b) TE01.....	54
Figura 6-9 Array Compensado- (a) Módulo Coeficientes de Alimentación (b) desfase progresivo	55
Figura 6-10 Array Compensado- Diagrama de Radiación normalizado (17 GHz).....	55
Figura 6-11 Modificaciones Post-Modelo	56
Figura 6-12 Array Post-Modelo- (a) Módulo Coeficientes de Alimentación (b) desfase progresivo	57
Figura 6-13 Array Post-Modelo- Parámetros S (a) S11 (b) S21.	57
Figura 6-14 Array Post-Modelo-Diagrama de radiación en campo lejano a 17 GHz (a) Copolar (b) Contrapolar.....	58
Figura 6-15 Modos Superiores (a) Alimentación con TE10 (b) Alimentación con TE01	58
Figura 7-1 Apilación de Sustratos de FR4 para conformar la guía de onda.....	61
Figura 7-2 Array Construido	62
Figura 7-3 Elemento radiante con redondeo de ranuras	62
Figura 7-4 Efectos negativos por la construcción en el diagrama de radiación normalizado (17 GHz) (a) TE10 (b) TE01.....	63
Figura 7-5 Diagrama de radiación normalizado del Array Post-Modelo con efectos de construcción (17 GHz) (a) TE10 (b) TE01.....	64
Figura 7-6 Parámetros S21 del Array Post-Modelo con efectos de construcción (a) TE10 (b) TE01.....	64
Figura 7-7 Array Construido en CST	65
Figura 7-8 Array Construido en CST - Parámetros S (a) TE10 (b) TE01.....	65
Figura 7-9 Array Construido en CST - Diagrama de radiación en campo lejano (17 GHz) (a) copolar (b) contrapolar.....	66
Figura 7-10 Array Construido – Cámara Anecoica.....	67
Figura 7-11 Antena completa en CST	67
Figura 7-12 Antena completa - Puertos	67

Figura 7-13 Simulación contra Medida – parámetros S (a) TE10 (b) TE01.	68
Figura 7-14 Simulación contra Medida – parámetros S cruzados.....	68
Figura 7-15 Simulación contra Medida – Diagrama de Radiación a 17 GHz (a) TE10 (b) TE01.	69
Figura 7-16 Diagrama de Radiación normalizados de la antena medida en diferentes frecuencias de trabajo (a) TE10 (b) TE01.	69
Figura 7-17 Simulación contra Medida – Ganancias y Eficiencias (a) TE10 (b) TE01.	70

1 INTRODUCCIÓN

Este escrito describe el trabajo fin de Máster titulado “Diseño de array de ranuras modificadas y doble polarización lineal alimentado por guía de onda en tecnología multicapa de láminas de sustrato”. Consta de un diseño de una agrupación de antenas de ranura con una frecuencia central de operación de 17GHz. En este apartado se explica la motivación que ha orientado las directrices de este trabajo, los objetivos y la organización de los futuros capítulos

1.1 MOTIVACIÓN

Vivimos en un mundo que cada día más competitivo, ya no es suficiente ofrecer un buen servicio, sino que cada vez se busca con más ahínco, innovar y mejorar, en múltiples factores como el tamaño, el coste, la adaptación al medio, etc.

En el mundo de las radiocomunicaciones toma protagonismo la tecnología de antenas impresas que permite construir antenas de altas prestaciones en dimensiones más pequeñas y con costes de fabricación menores.

En el grupo RFCAS de la escuela politécnica superior, se había diseñado una agrupación de ranuras en guía de onda cuadrada metálica, que permitía comunicaciones con dos polarizaciones de campo eléctrico de manera simultánea en el trabajo fin de grado [1]. Sin embargo, este diseño tenía ciertas limitaciones de diseño que degradaban el diagrama de radiación de una de las polarizaciones. Por eso se quiere rediseñar esta agrupación de ranuras sobre guía de onda para conseguir una antena con mejores características.

1.2 OBJETIVOS

- Análisis de la ranura triple cruz ya que será elemento radiante principal que obtenga la polarización dual del campo eléctrico en la antena a diseñar.
- Rediseñar el array lineal de 24 elementos del trabajo fin de grado [1] y utilizar un modelo de compensación de acoplos para mejorar el comportamiento de la antena.
- Adaptación de la antena para poder construir el diseño y medida en cámara anecoica como validación experimental del diseño por simulación.

1.3 ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA

El documento estará estructurado de la siguiente manera:

- El capítulo 2 hace referencia íntegramente al Estado de Arte actual con énfasis en los conceptos básicos de antenas, fundamentos de arrays y ranuras.
- El capítulo 3 hace referencia a las bases del trabajo fin de grado [1] necesarias para comprender este TFM
- El capítulo 4 hace referencia exclusivamente al análisis de la ranura triple cruz.

- El capítulo 5 hace referencia al método de compensación de acoplo que se utilizará en este TFM
- El capítulo 6 hace referencia al array de 24 elementos después de someterse al método de compensación de acoplo del capítulo 5
- El capítulo 7 hace referencia al proceso de construcción y medida
- Por último, el capítulo 8 muestra las conclusiones del documento y las líneas de trabajo que se dejan abiertas en este TFM

2 ESTADO DEL ARTE

2.1 CONCEPTO DE ANTENA

El “Institute of Electrical and Electronics Engineers” (IEEE) define una antena como aquel dispositivo “metálico” capaz de radiar o recibir ondas de radio electromagnéticas de un sistema transmisor o receptor, que además adapta la salida o entrada al medio [6]. El objetivo de una buena antena es radiar la potencia suministrada en la dirección adecuada, con un buen rendimiento de radiación y estando bien adaptada a la línea de transmisión que se conecta.

2.1.1 Tipos de antenas

Existe una gran diversidad de antenas debido a la enorme variedad de condiciones que pueden adquirir (diferente direccionalidad, niveles de potencia, frecuencia de trabajo...). Se clasifican de la siguiente manera:

- **Antenas Lineales:** Antenas formadas por hilos conductores eléctricamente delgados, el radio es mucho menor que la longitud de onda λ_0 . Las corrientes en este tipo de antenas viajan longitudinalmente a lo largo del hilo conductor. Ejemplos: *Dipolos, monopolos, antenas de cuadro.*
- **Antenas Impresas:** Antenas realizadas sobre sustrato impreso con un espesor cuya dimensión está en el rango $0.005\lambda_0 - 0.2\lambda_0$. Esto facilita su integración en sistemas como teléfonos móviles o microcontroladores. Tienen un bajo coste a cambio de una banda estrecha y limitaciones por potencia. Ejemplos: *Antenas de parche microstrip.*
- **Antenas de Apertura:** La onda electromagnética se radia al medio por una apertura física en la antena. Tienen una alta ganancia y un gran ancho de banda. Ejemplos: *Bocina, reflector.*
- **Arrays de Antenas:** son agrupaciones de cualquier tipo de elemento radiante (parches, ranuras, dipolos...) permitiendo mejorar la ganancia respecto a la antena individual y obtener un mayor control sobre el diagrama de radiación. La red de alimentación se encarga de unir a todos los elementos cobrando una gran importancia en el diseño de este tipo de antenas.
- **Antenas Inteligentes:** son *arrays* de antenas que permiten modificar sus propiedades de radiación al medio mediante algoritmos de procesamiento de señal.

2.1.2 Bandas de frecuencias

Una banda de frecuencia es un intervalo del espectro electromagnético destinado a diferentes usos de las radiocomunicaciones. La Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU) es el organismo que se encarga de regular esta división del espectro.

Banda	Frecuencia	Longitud onda	Denominación	Aplicaciones
ELF	< 3 KHz	> 100 km	Extremely Low Frequency	
VLf	3 – 30 KHz	100 -10 km	Very Low Frequency	Navegación, sonar
LF	30 – 300 KHz	10 – 1 km	Low Frequency	Radio balizas, ayudas navegación
MF	0.3 – 3 MHz	1000 – 100 m	Medium Frequency	AM radiofusión, radio marítima
HF	3 – 30 MHz	100 – 10 m	High Frequency	Teléfono, telegrafía
VHF	30 – 300 MHz	10 – 1 m	Very High Frequency	TV, FM radiodifusión
UHF	0.3 – 3 GHz	100 – 10 cm	Ultra High Frequency	TV, celular (UMTS, GSM)
SHF	3 – 30 GHz	10 – 1 cm	Super High Frequency	WLAN, radioenlaces, radar aéreo
EHF	30 – 300 GHz	10 – 1 mm	Extremely High Frequency	Radar militar

Tabla 2-1 División por décadas

Banda	Frecuencia	Longitud onda
L	1 – 2 GHz	30 – 15 cm
S	2 – 4 GHz	15 – 7.5 cm
C	4 – 8 GHz	7.5 – 3.75 cm
X	8 – 12.4 GHz	3.75 – 2.42 cm
Ku	12.4 – 18 GHz	2.42 – 1.66 cm
K	18 – 26.5 GHz	1.66 – 1.11 cm
Ka	26.5 – 40 GHz	1.11 – 7.5 mm
Mm	40 – 300 GHz	7.5 – 1 mm

Tabla 2-2 División en Microondas

2.2 PARÁMETROS DE ANTENAS EN TRANSMISIÓN

2.2.1 Impedancia de entrada

Es la relación entre tensión y corriente en los terminales de la antena. Condiciona las tensiones que los generadores deben aplicar para obtener determinados valores de corriente, y en consecuencia, una potencia radiada.

$$Z_a = \frac{V_a}{I_a} \quad (2.1)$$

La impedancia es un número complejo cuya parte real $R_a(\omega)$ se llama *resistencia* de la antena y la parte imaginaria $X_a(\omega)$ *reactancia*.

$$Z_a = \frac{V_a}{I_a} = R_a + jX_a \quad (2.2)$$

Por lo general se suele diseñar la antena para que la parte imaginaria a una frecuencia sea nula, se dice que la antena es resonante a esa frecuencia. Por otro lado, la *resistencia* de la antena se divide en resistencia de pérdidas y resistencia de radiación:

$$R_a(\omega) = R_r + R_L \quad (2.3)$$

La resistencia de pérdidas R_L , otorga información sobre la potencia que pierde la antena debido a conductores no perfectos y a pérdidas en el dieléctrico, generando potencia disipada en forma de calor.

$$P_{\text{dis,tot}} = 0.5|I_a|^2 R_L \quad (2.4)$$

La resistencia de radiación R_r , otorga información sobre la potencia radiada por la antena.

$$P_{\text{rad}} = 0.5|I_a|^2 R_r \quad (2.5)$$

2.2.2 Parámetros de dispersión o parámetros S

Los parámetros de dispersión o '*parámetros s*' describen el comportamiento de cualquier red eléctrica en función de los niveles de potencia que se perciben en los terminales de dicha red. Cada terminal tiene dos puertos donde hay que definir la onda de tensión incidente y la onda de tensión reflejada normalizadas.

- La onda incidente a_i se define como la onda que entra al circuito en un terminal.
- La onda reflejada b_i se define como la onda que sale del circuito en un terminal.

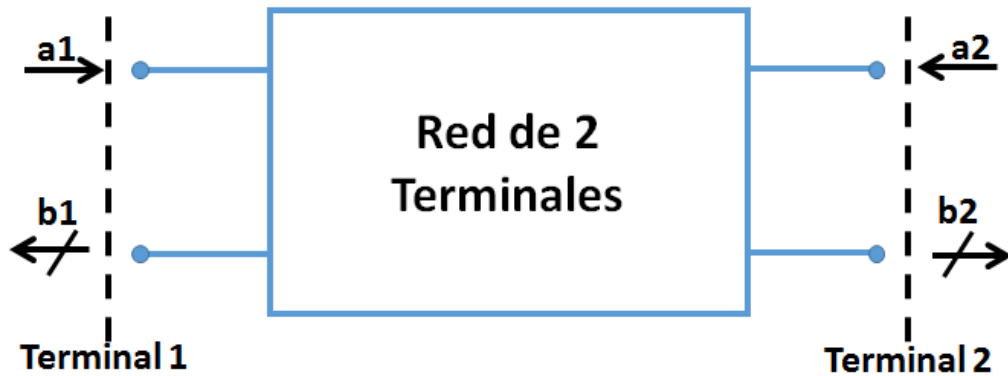


Figura 2-1 Ondas reflejadas e incidentes en una red

La matriz de '*parámetros s*' se encarga de relacionar las ondas incidentes y las ondas reflejadas de la red eléctrica. Así pues, para cualquier red de 2 terminales (Figura 2-1):

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \text{ expandiendo las matrices en ecuaciones } \begin{matrix} b_1 = a_1 s_{11} + a_2 s_{12} \\ b_2 = a_1 s_{21} + a_2 s_{22} \end{matrix} \quad (2.6)$$

Por lo tanto, para calcular el parámetro s_{ji} hay que cargar cada terminal de la red con la impedancia característica de ella, salvo el terminal i -énimo al que se le tiene que conectar un generador que produzca una onda incidente a_i (el resto de ondas incidentes son nulas).

$$s_{ji} = \left(\frac{b_j}{a_i} \right)_{a_k=0} \quad (\forall k \neq i) \quad (2.7)$$

Parámetro S	Nombre	Descripción	Formula
s_{11}	Reflexión a la entrada	Potencia que se refleja en el terminal 1 cuando se genera una onda incidente en el terminal 1	$s_{11} = \left(\frac{b_1}{a_1} \right)_{a_2=0}$
s_{12}	Transmisión o ganancia inversa	Potencia que llega al terminal 1 cuando se alimenta la red por el terminal 2	$s_{12} = \left(\frac{b_1}{a_2} \right)_{a_1=0}$
s_{21}	Transmisión o ganancia directa	Potencia que llega al terminal 2 cuando se alimenta la red por el terminal 1	$s_{21} = \left(\frac{b_2}{a_1} \right)_{a_2=0}$
s_{22}	Reflexión a la salida	Potencia que se refleja en el terminal 2 cuando se genera una onda incidente en el terminal 2	$s_{22} = \left(\frac{b_2}{a_2} \right)_{a_1=0}$

2.2.3 Diagrama de radiación

El diagrama de radiación es la representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena en función de las coordenadas angulares del espacio. Normalmente se emplea el sistema de coordenadas esféricas que se define por las siguientes magnitudes:

- Radio r : distancia al origen
- Ángulo polar o colatitud θ : ángulo respecto al eje \hat{z}
- Azimut φ : ángulo respecto al eje \hat{x}

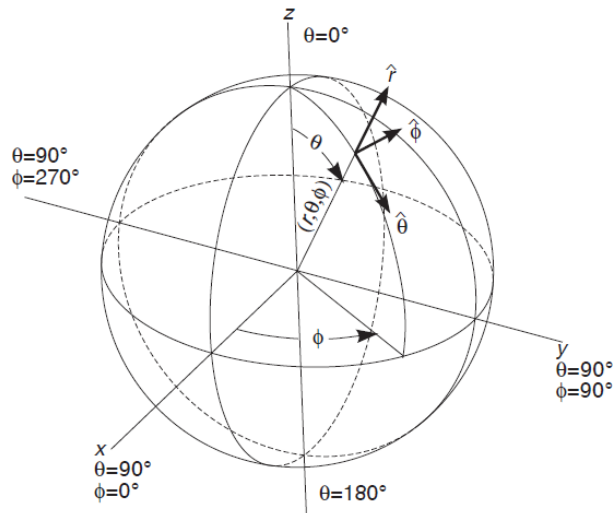


Figura 2-2 Sistemas de coordenadas esféricas

Para antenas directivas y con polarización lineal, basta con conocer los diagramas de los planos principales:

- **Plano E**: plano que contiene al vector de campo eléctrico \vec{E} y la dirección de máxima radiación.
- **Plano H**: plano que contiene al vector de campo magnético \vec{H} y la dirección de máxima radiación.

Para la antena de la figura (2.3), en la dirección \hat{z} se produce la máxima radiación, el vector \vec{E} tiene dirección según \hat{y} , según lo dicho anteriormente, el *plano E* sería el plano YZ (en coordenadas cartesianas) o plano $\varphi = 90^\circ$ (en coordenadas esféricas).

De la misma manera, el vector \vec{H} tiene dirección \hat{x} y la máxima radiación se produce en la misma dirección \hat{z} , el *plano H* sería el plano XZ (en coordenadas cartesianas) o plano $\varphi = 0^\circ$ (en coordenadas esféricas).

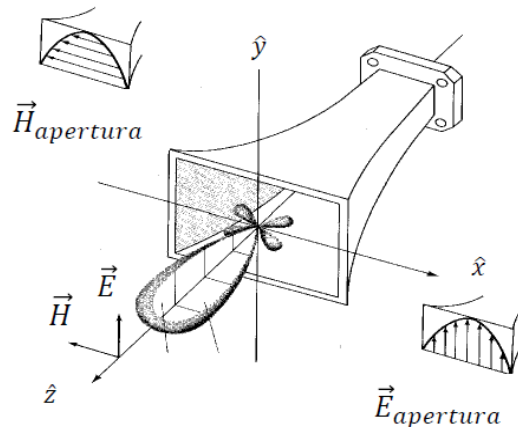


Figura 2-3 Antena de Bocina

A la hora de representar estos planos se pueden utilizar coordenadas polares o cartesianas:

- **Polares:** sistema de representación bidimensional del espacio, en el que cada punto del plano se determina a través de un ángulo. Muestra una información clara de la distribución de potencia en los diferentes puntos del espacio.
- **Cartesianas:** sistema de representación donde el eje de abscisas simboliza la variable angular mientras que el eje de ordenadas, la densidad de potencia. Presenta una información clara acerca del nivel de lóbulos del diagrama de radiación.

2.2.4 Parámetros del diagrama de radiación

Los parámetros más importantes de un diagrama de radiación (Figura 2-4) son los siguientes:

- **Lóbulo:** Porción del diagrama delimitada por regiones de radiación más débil.
 - *Lóbulo principal:* contiene la dirección de máxima radiación.
 - *Lóbulos secundarios:* los lóbulos distintos del principal.
 - *Lóbulos laterales:* los lóbulos secundarios que se encuentran adyacentes al principal.
 - *Lóbulo posterior:* lóbulo situado aproximadamente a 180° respecto del principal.
- **Nivel de lóbulos (SLL):** SLL ('Side Lobe Level') es la diferencia en dB entre el valor máximo del lóbulo principal y los lóbulos laterales.
- **Ancho de haz a -3dB:** Intervalo angular entre puntos de densidad de potencia mitad del lóbulo principal.

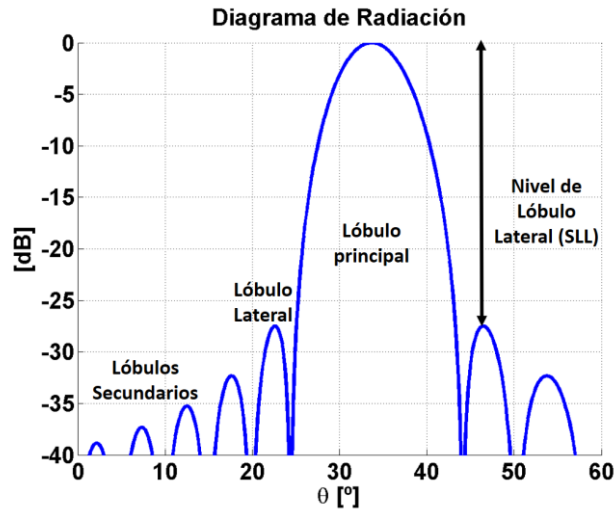


Figura 2-4 Parámetros de un diagrama de radiación

2.2.5 Ángulo sólido, intensidad de radiación, directividad, ganancia y eficiencia

2.2.5.1 Ángulo sólido

Es el ángulo espacial que se corresponde con la zona del espacio abarcado por un cono, formado por una sucesión de líneas radiales con vértice el centro de una esfera. Su unidad en el *Sistema Internacional* es el 'estereorradián'.

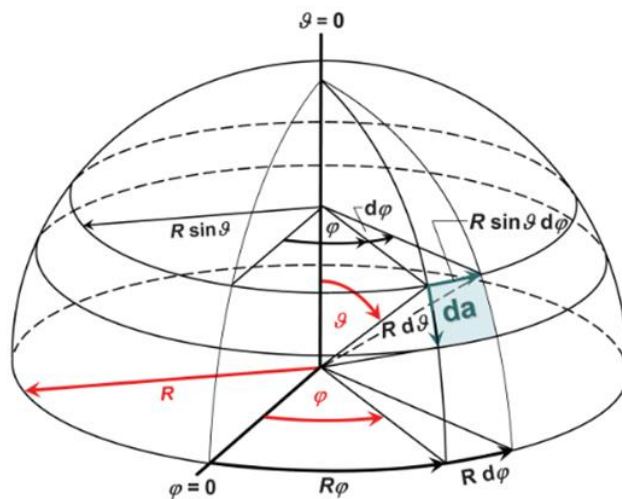


Figura 2-5 Ángulo sólido por una superficie esférica de valor r^2 situada sobre una esfera de radio r

$$\text{Ángulo sólido} = d\Lambda = \frac{da}{r^2} = \frac{r^2 \sin \theta d\theta d\phi}{r^2} = \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.8)$$

2.2.5.2 Intensidad de radiación

La intensidad de radiación $U(\theta, \varphi)$ es la potencia que radia la antena por ángulo sólido. Representa la capacidad que posee una antena para radiar energía en una determinada dirección.

$$U(\theta, \varphi) = \frac{P_{\text{rad}}(\text{en un } d\Lambda)}{d\Lambda} = \frac{|\langle \vec{S}(r, \theta, \varphi) \rangle| da}{d\Lambda} = r^2 |\langle \vec{S}(r, \theta, \varphi) \rangle| \quad (2.9)$$

El módulo del vector de *Poynting* $\langle \vec{S} \rangle$, es la densidad de la potencia transportada por la onda esférica radiada por la antena, cuya unidad en el Sistema Internacional es $[W/m^2]$

$$|\langle \vec{S}(r, \theta, \varphi) \rangle| = \frac{1}{2n_0} [|E_\theta(r, \theta, \varphi)|^2 + |E_\varphi(r, \theta, \varphi)|^2] \hat{r} \quad (2.10)$$

2.2.5.3 Directividad

La ganancia directiva, $D(\theta, \varphi)$ es la relación, en todas las direcciones del espacio, entre la intensidad de radiación de la antena, frente a la intensidad de radiación que produce una antena isotrópica que radia la misma potencia. Una antena isotrópica es aquella que radia la misma intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio.

El ángulo sólido y la intensidad de radiación de una antena isotrópica vienen definidos de la siguiente manera:

$$\Lambda_{\text{iso}} = \int d\Lambda = \int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} \sin \theta \, d\theta \, d\varphi = 4\pi \quad (2.11)$$

$$U_{\text{iso}} = \frac{P_{\text{rad}}}{\Lambda_{\text{iso}}} = \frac{P_{\text{rad}}}{4\pi} \quad (2.12)$$

Según la definición, la ganancia directiva sería la siguiente:

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{\text{iso}}} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{\text{rad}}} = 4\pi \frac{r^2 |\langle \vec{S}(r, \theta, \varphi) \rangle|}{P_{\text{rad}}} \quad (2.13)$$

Su unidad en el Sistema Internacional es el [dBi], es decir, dB relativos a la antena *isotrópica*.

La directividad D_0 es la ganancia directiva en la dirección de máxima radiación.

2.2.5.4 Ganancia

La ganancia de potencia, $G(\theta, \varphi)$ es la relación, en todas las direcciones del espacio, entre la intensidad de radiación de la antena, frente a la intensidad de radiación de una antena isotrópica que aceptase la misma **potencia entregada**. La ganancia de potencia tiene en cuenta las pérdidas por un conductor no perfecto, las pérdidas por el dieléctrico y las pérdidas de radiación de la antena misma.

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{\text{ent}}} = 4\pi \frac{r^2 |\langle \vec{S}(r, \theta, \varphi) \rangle|}{P_{\text{ent}}} \quad (2.14)$$

De la misma manera que la directividad, su unidad de medida es [dBi]. Se puede definir la ganancia máxima G_0 , como el valor de ganancia de potencia en la dirección de máxima radiación.

2.2.5.5 Eficiencia

Medida que cuantifica las pérdidas totales en los terminales de entrada y en la estructura de la antena.

$$D\zeta_{\text{tot}} = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{\text{ent}}} = \frac{D_0}{G_0} \quad (2.15)$$

2.2.6 Polarización

La polarización del campo es un indicador de la orientación del vector de campo eléctrico en un punto fijo del espacio al transcurrir el tiempo, es decir, es la figura geométrica descrita por el extremo del vector de campo radiado y su sentido de giro a lo largo del tiempo, visto por un observador desde detrás de la antena transmisora.

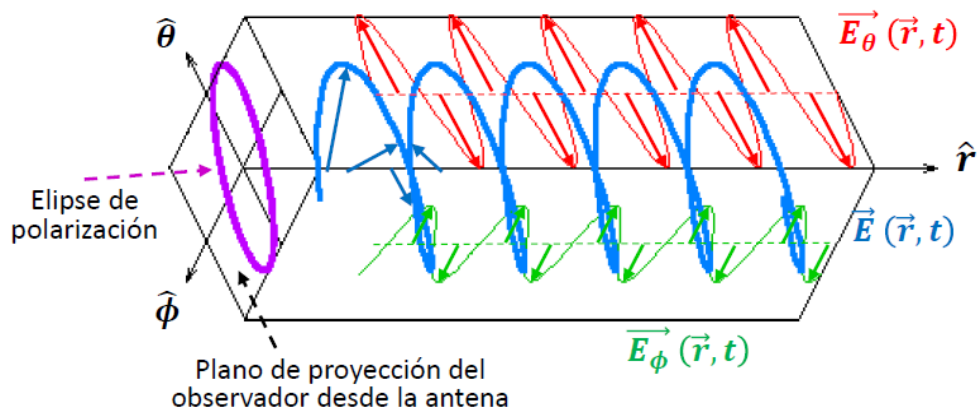


Figura 2-6 Polarización

Por relación axial (AR) se entiende el cociente entre el eje mayor y el eje menor de la elipse de polarización. Puede tomar valores entre $1 < AR < \infty$. Existen diversos tipos de polarización:

- **Polarización Lineal:** El campo proyectado sobre el plano del observador es un segmento. Se produce cuando las componentes del campo eléctrico 'X' e 'Y' están en fase (0°) o en contrafase (180°). Su relación axial es infinito.
- **Polarización Circular:** El extremo del campo proyectado se propaga con forma de circunferencia. Se produce cuando las componentes del campo eléctrico tienen la misma amplitud y son ortogonales entre sí. El sentido de giro depende del signo del desfase. Para una polarización circular a derechas, la diferencia de fase entre las componentes del campo eléctrico, debe ser de -90° , por lo tanto, para una polarización a izquierdas debe ser de 90° . Su relación axial toma el valor de 1.
- **Polarización Elíptica:** El extremo del campo proyectado gira con forma de elipse. Se produce en el resto de casos y su sentido también puede ser a derechas (desfase negativo) o a izquierdas (desfase positivo). Su relación axial es distinta de 1.

El campo eléctrico se puede expresar como la suma de dos componentes ortogonales entre sí. Así bien, la radiación de una antena en una polarización especificada se denomina componente *copolar* o deseada, mientras que a la radiación ortogonal se le denomina como polarización cruzada o *contrapolar*.

2.3 ELEMENTO RADIANTE – RANURAS

Actualmente existen muchos tipos de elementos radiantes, con infinidad de formas, para el desarrollo de una antena. Este documento se centra en el diseño de antenas de ranuras. La ventaja de este tipo de antenas viene en la facilidad que tienen para fabricarse y, sobretodo, que se diseñan en la misma superficie donde van a ser “montadas”, siendo de una gran utilidad en el diseño de aeronaves, ya que es muy complicado utilizar una antena convencional encima del fuselaje de una nave, debido a las altas velocidades.

Se considera por ranura un corte en un conductor metálico, por el cuál, la señal se escapa en forma de radiación.



Figura 2-7 Ranuras sobre guía de onda

La excitación de una ranura se produce cuando ésta intercepta líneas de corriente. Una ranura acoplará más potencia cuanto más perpendicular sea su dimensión mayor a las líneas de corriente que la cortan, llegando a no radiar si la ranura es totalmente paralela a estas corrientes. Una ranura estará fuertemente excitada si las líneas de corriente cortan ortogonalmente a ella. Separar la ranura del eje central de la cara ancha o inclinar la ranura en la cara estrecha de la guía, produce una excitación menor.

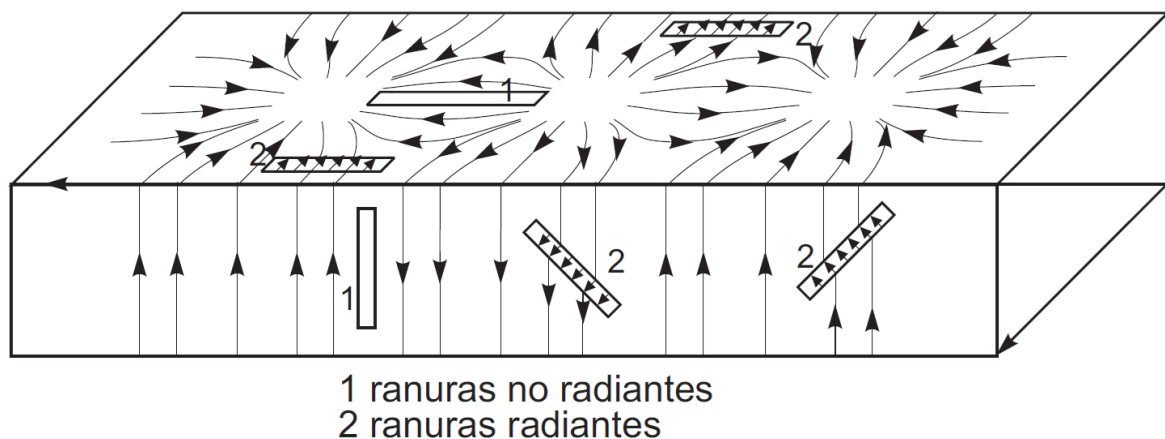


Figura 2-8 Ranuras sobre guía de onda rectangular con líneas de corrientes

En toda esta sección se ha explicado ranuras alimentadas por guías de onda, ya que será la forma en el que se trabajará a lo largo de este documento, pero también hay otras maneras de alimentar

una antena de ranura, como por ejemplo, mediante *líneas microstrip*. La ranura se sitúa en el plano de masa y la línea termina en circuito abierto a una distancia $\lambda / 4$.

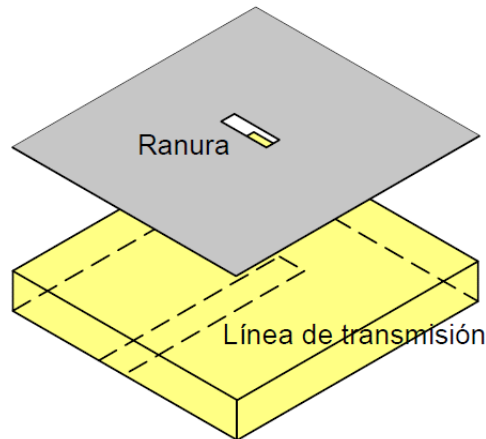


Figura 2-9 Alimentación de una ranura por línea microstrip

2.4 AGRUPACIONES DE ANTENAS – ARRAY

En repetidas ocasiones, una única antena proporciona unos anchos de haz mayores de lo deseado, como consecuencia una ganancia directiva insuficiente. Para solucionar este problema y obtener mayores niveles de directividad, existe la posibilidad de aumentar las dimensiones eléctricas de la antena, pero llegará un momento donde no sea posible seguir aumentando su tamaño. En este punto, ganan protagonismo las agrupaciones de antenas, también conocido como array de antenas. Como su nombre indica, consiste en unir más de un elemento radiante, alimentados con amplitudes y fases desde un terminal común, de tal manera que la interferencia que producen todos los campos radiados, proporcione una mayor ganancia frente a la antena individual. Además, se obtiene un mayor control sobre el diagrama de radiación permitiendo favorecer direcciones de apuntamiento y minimizar otras direcciones interferentes.

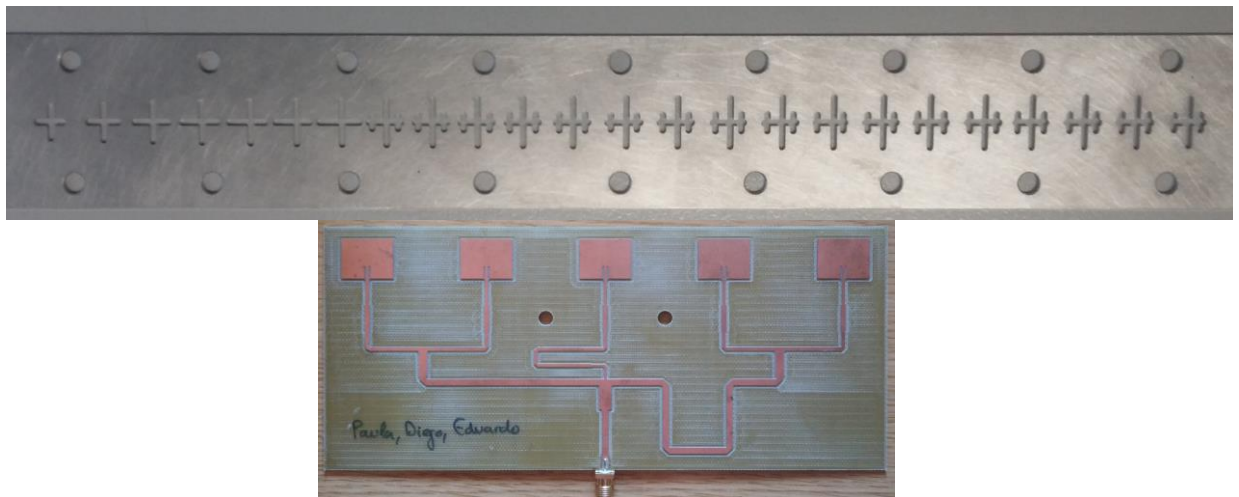


Figura 2-10 Distintos Tipos de Agrupaciones de Antenas (a) Array de ranuras (b) Array de parches

Un array se define por los siguientes parámetros:

- Las corrientes de alimentación que proporciona la red de alimentación a cada elemento radiante del array:

$$I_n = |I_n| \cdot e^{j\alpha'_n} \quad (2.16)$$

- El vector posición al centro de cada elemento del array, \vec{r}_n
- El diagrama de radiación de cada elemento del array situado en el centro de coordenadas, $\vec{E}_{n,0}$

El campo radiado por un elemento n , en una posición del espacio, viene dado como el campo radiado por ese elemento en el centro de coordenadas, ponderado por el cambio de fase que genera moverlo a la posición \vec{r}_n y con la alimentación de corriente correspondiente:

$$\vec{E}_n(r, \theta, \varphi) = \vec{E}_{n,0}(r, \theta, \varphi) \cdot \frac{I_n}{I_0} \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (2.17)$$

Destacar que $\hat{r} \cdot \vec{r}_n$ simboliza la diferencia de camino recorrido por una onda plana hasta el elemento n , en referencia al camino recorrido hasta el elemento extremo $n = 0$.

Por lo tanto, el campo radiado por el *array* completo, no es más que la suma de los campos radiados por todos los elementos radiantes de la agrupación:

$$\vec{E}_A(r, \theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(r, \theta, \varphi) = \vec{E}_0(r, \theta, \varphi) \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (2.18)$$

$$|\vec{E}_A(r, \theta, \varphi)| = |\vec{E}_0(r, \theta, \varphi)| \cdot |F_A(\theta, \varphi)| \quad (2.19)$$

$$F_A(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} = \text{Factor de Array} \quad (2.20)$$

2.4.1 Array Lineales

Son aquellos *arrays* de N elementos separados por una distancia entre elementos, fija o variable, a lo largo de una línea recta. Cuando un *array* tiene su distancia entre elementos constante, se denomina *array equiespaciado*, cuando su distancia es variable recibe el nombre de *array no equiespaciados*.

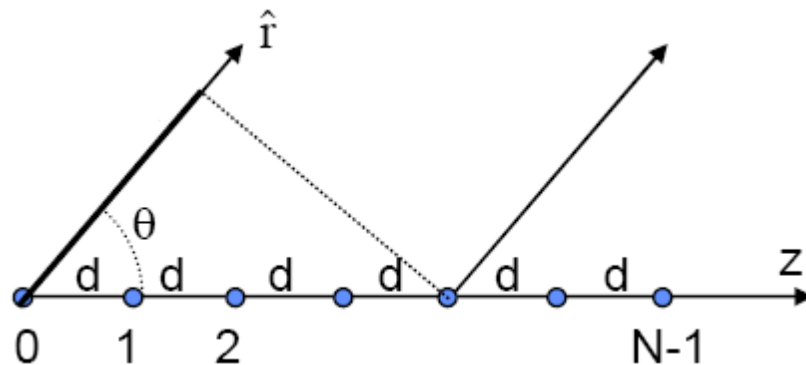


Figura 2-11 Array lineal de N elementos equiespaciados

Las leyes de excitación de un array más utilizadas son las siguientes:

- Fase progresiva.
- Uniforme en Amplitud y fase.
- Uniforme en Amplitud y fase progresiva
- Tipo *taper*: amplitud simétrica y decreciente del centro al borde.

En este documento, se utilizará una ley de alimentación tipo *taper*. Permite bajar el nivel de lóbulos laterales (SLL) a costa de ensanchar el ancho del lóbulo principal. Cuanto mayor sea la pendiente de caída de los coeficientes de alimentación desde el centro, menor SLL, con mayor ensanchamiento del lóbulo principal y, por lo tanto, una disminución en la ganancia directiva.

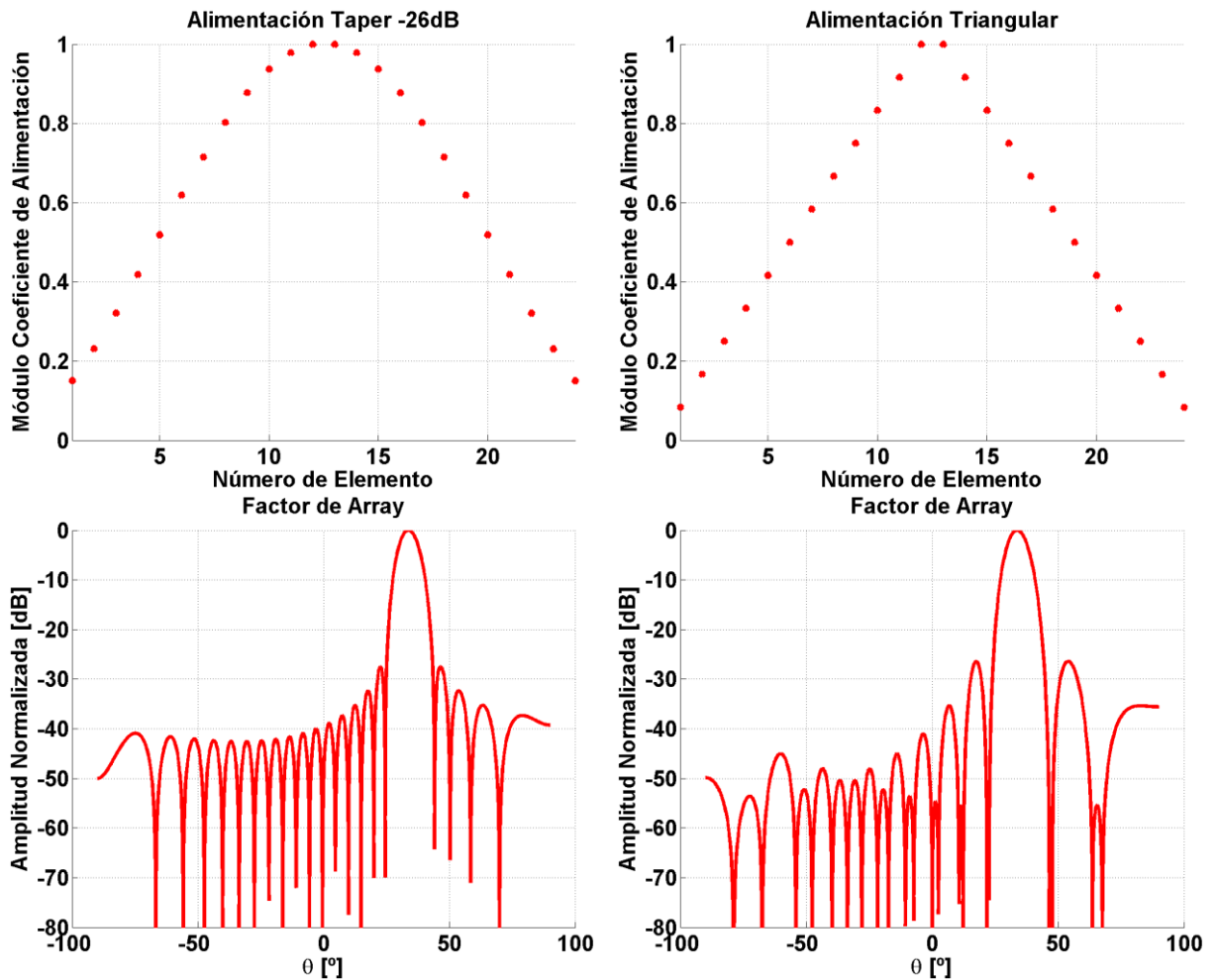


Figura 2-12 Leyes de Alimentación

Por último, destacar unos casos particulares de array:

- **Array broadside**: los máximos de radiación son transversales al eje del *array*. Ocurre cuando no existe desfase progresivo entre elementos ($\alpha = 0$), suponiendo que los coeficientes son reales y positivos. Si el array se orienta sobre el eje \hat{z} , la radiación se obtendrá en $\theta = 90^\circ$.
- **Array endfire**: los máximos de radiación se producen en la dirección del eje de la agrupación, lo que implica una fase progresiva de $\alpha = \pm k_0 d$

2.5 GUÍA DE ONDA

Existen muchos tipos de medios de transmisión, (coaxial, líneas microstrip, fibra óptica...), este apartado se centra en la guía de onda, y más en concreto en la guía de onda cuadrada, ya que es el medio de transmisión que se va a utilizar durante este documento. Una guía de onda es una estructura cuyo contorno está formado por un conductor que encierra un dieléctrico en su interior. La onda se propaga a través de ella. Se caracteriza por tener bajas pérdidas, debido a que se reduce la disipación de energía, siendo ideal esta estructura para aplicaciones de alta frecuencias

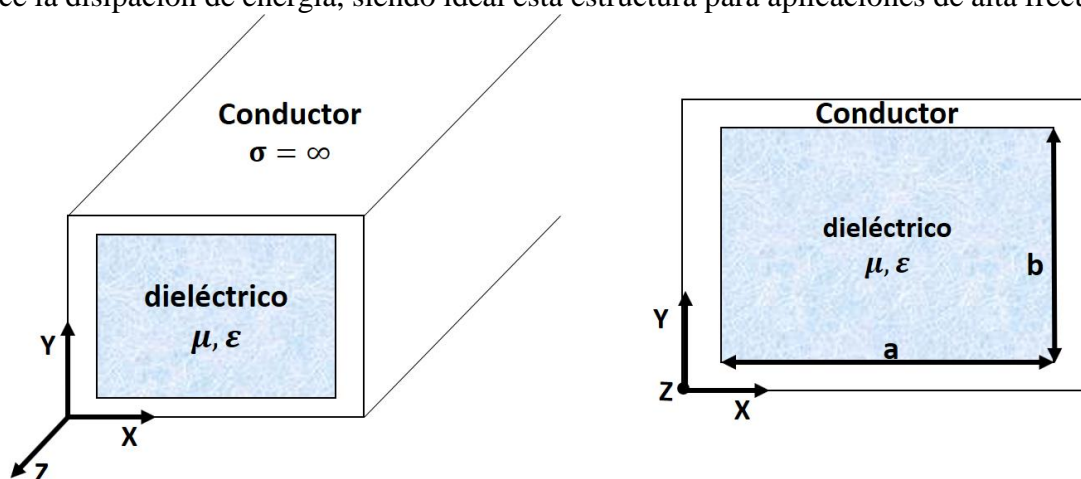


Figura 2-13 Guía de onda rectangular

2.5.1 Modos de Propagación

Las soluciones de las ecuaciones de Maxwell se pueden clasificar según las componentes vectoriales de los campos eléctrico y magnético:

- **Modos Transversales Eléctricos (TE):** la componente del campo eléctrico en la dirección de propagación es nula.
- **Modos Transversales Magnéticos (TM):** la componente del campo magnético en la dirección de propagación es nula.
- **Modos Transversales Electromagnéticos (TEM):** la componente tanto del campo eléctrico como del magnético en la dirección de propagación es nula.
- **Modos Híbridos:** existe componente en la dirección de propagación tanto en el campo eléctrico como en el campo magnético.

Debido que la guía de onda tiene solamente un conductor, permite propagar a través de ella infinitos modos TE y TM, sin embargo, no se propaga ningún modo TEM (necesita dos conductores diferenciados) ni ningún modo híbrido (propios de fibra óptica).

Una guía de onda propagará, de esos infinitos modos TE y TM, aquellos cuya frecuencia de corte sea inferior a la frecuencia de operación de la propia guía. Los modos con frecuencia de corte superior se atenúan tan rápidamente por la guía, que se consideran inexistentes.

Al primer modo que se propaga por la guía de onda se denomina *modo fundamental*. Todos aquellos cuya frecuencia de corte está por encima de la frecuencia de corte del modo

fundamental, se denominan *modos superiores*. Así bien, se considera el ancho de banda *monomodo* como el rango de frecuencia donde solamente se propaga un único modo, en otras palabras, el rango desde la frecuencia de corte del modo fundamental, hasta la frecuencia de corte del primer modo superior.

2.5.2 Guía de onda cuadrada

Es un caso particular de la guía de onda rectangular, en lugar de tener una dimensión mayor que otra, son ambas iguales, produciendo una cavidad cuadrada. Como ya se explicó en la sección anterior, se va a propagar modos TE y TM a través de ella. La siguiente imagen resume los primeros modos que se pueden propagar tanto en guía cuadrada, como en rectangular.

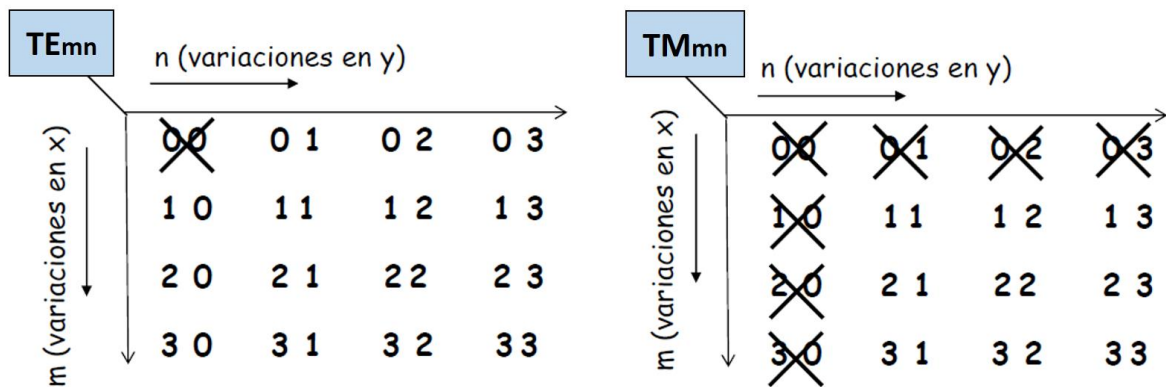


Figura 2-14 Modos de propagación en guía de onda rectangular o cuadrada

La particularidad que tiene la guía de onda cuadrada respecto a la rectangular, es que los modos cuyos índices son transpuestos tienen la misma frecuencia de corte, por ejemplo, el modo TE_{10} y TE_{01} , debido a que la dimensión en x es la misma que la dimensión en y . En este documento se utilizará una guía cuadrada por este motivo. Para conseguir una polarización dual del campo eléctrico se requiere un medio de transmisión que propague distintos modos TE con la misma frecuencia de corte.

La frecuencia de corte viene dada por la siguiente expresión, siendo m y n los índices de los modos y a la dimensión del lado de la cavidad cuadrada.

$$f_{c_{mn}} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{a}\right)^2} \quad (2.21)$$

La expresión de la longitud de onda de la guía para cada modo es la siguiente:

$$\lambda_{g_{mn}} = \frac{\lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{c_{mn}}}{f_0}\right)^2}} \quad (2.22)$$

2.6 ANÁLISIS DE DOS PUERTOS EN CST

La principal herramienta para el diseño de todo el documento ha sido CST Microwave Studio. Es un software especializado en simulación de campos electromagnéticos a alta frecuencia en modelos 3D. Durante el trabajo se han realizado simulaciones de la antena caracterizada por dos puertos.



Figura 2-15 Simulación de dos puertos en CST

- **Puerto 1:** Puerto de entrada de la guía de onda que alimentará a los elementos del array.
- **Puerto 2:** Puerto de salida de la guía de onda que transfiere la potencia restante o, mejor dicho, no radiada por la estructura.

El análisis del elemento radiante se ha realizado utilizando una simulación de dos puertos. El propio CST simula los siguientes parámetros:

- S_{11} o coeficiente de reflexión a la entrada de la guía a la frecuencia simulación. Interesa que la potencia reflejada sea la menor posible.
- S_{21} o coeficiente de transmisión a la salida de la guía a la frecuencia de simulación. Transmisión de la señal de entrada del puerto 1 al puerto 2. En este caso, es porcentaje de señal no radiado en la estructura.

Para estudiar de manera teórica cuanta potencia llega a radiar el elemento unitario, hay que partir del siguiente principio, que cumple todo circuito de dos puertos sin pérdidas:

$$|1| = |S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 \quad (2.23)$$

Al añadir ranuras a la guía de onda, se entiende por coeficiente de acoplo S_k el nivel de radiación de la ranura al medio, mediante la extensión de la fórmula anterior, siendo todo el porcentaje de señal restante de la señal de entrada por el puerto 1 que ni se ha reflejado, ni se ha transmitido por el puerto 2

$$(S_k)_{dB} = 20 \log \left(\sqrt{|1| - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2} \right) \quad (2.24)$$

2.6.1 Coeficiente de Acoplo en un Array

Utilizando la siguiente fórmula, definida en [2], se puede obtener, a raíz de las amplitudes de alimentación, los valores de potencia que debe acoplar cada uno de los elementos del array:

$$|S_k| = \frac{P_{rad,k}}{P_{inc,k}}$$

$$= \frac{(|F_k^2|(x_k))}{\left(\frac{\sum_{i=1}^M (|F_i^2|(x_i))}{(1-t)} - \sum_{i=1}^{k-1} (|F_i^2|(x_i)) \right)}$$

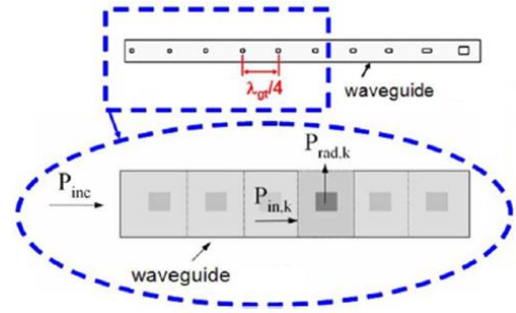


Figura 2-16 Definición de S_k en un array

Donde los parámetros definidos en esta fórmula son:

- S_k : coeficiente de acoplo de cada elemento “k” del array.
- $P_{inc,k}$: Potencia de entrada individual a cada elemento “k” del array.
- $P_{rad,k}$: Potencia radiada por cada elemento “k” del array.
- F : Amplitud de alimentación de los elementos del array.
- M : Número total de elementos que conforman el array.
- t : tanto por ciento de la potencia residual (potencia que no acopla la antena).

El coeficiente de acoplamiento S_k en un array es la relación entre la potencia que entra al elemento k con la potencia que radia al medio ese elemento.

3 ANTECEDENTES

El objetivo de esta sección inicial es alegar las condiciones de partida de este trabajo fin de máster debido a que es una continuación del trabajo realizado en el trabajo fin de grado [1]. Se quiere realizar un diseño de un array lineal de antenas de ranuras con polarización dual de 24 elementos a frecuencia de diseño de 17 GHz para banda Ku. Para ello se pensó en utilizar una guía de onda cuadrada rellena de aire cuyo modo fundamental son TE_{10} y TE_{01} siendo modos degenerados (misma frecuencia de corte). Además, sus direcciones de propagación son ortogonales entre sí. Se utiliza una alimentación por onda progresiva, es decir, alimentación tipo serie donde se inyecta una señal a la entrada de la estructura y los elementos van acoplando secuencialmente un porcentaje de la entrada.

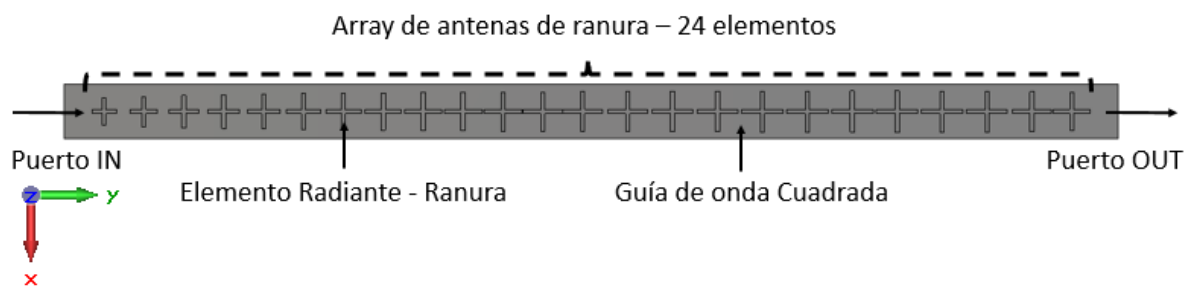


Figura 3-1 Array lineal de 24 elementos

3.1 ARRAY LINEAL DE 24 ELEMENTOS

El reto para diseñar un array es conseguir satisfacer los coeficientes normalizados de alimentación complejos A_k de los elementos de la antena (Fórmula 2-20), tanto en módulo como en fase:

$$A_k = |F_k| \cdot e^{ja_k} \quad (3.1)$$

Por lo tanto, el objetivo fundamental del proyecto presentado, es lograr que cada uno de los 24 elementos del array de antenas cumpla su coeficiente normalizado de alimentación complejo. Esto garantiza obtener un diagrama de radiación real de la antena como el diagrama de diseño.

El factor de array viene determinado fundamentalmente por 3 componentes:

- **Módulo de los coeficientes de alimentación F_k** : influye en el nivel de lóbulos secundarios (*SLL*) y el ensanchamiento del lóbulo principal.
- **Fase de los coeficientes de alimentación a_k** : el desfase progresivo influye en el apuntamiento del lóbulo principal del *array*.
- **Distancia entre elementos**: es el patrón principal para conseguir que los elementos cumplan el desfase que requiere la antena.

Mediante estos tres parámetros se determina el diagrama de radiación teórico objetivo que se desea que tenga la antena diseñada.

3.1.1 Módulo de los coeficientes de alimentación

Para minimizar la *SLL*, la ley de alimentación que utilizará la siguiente:

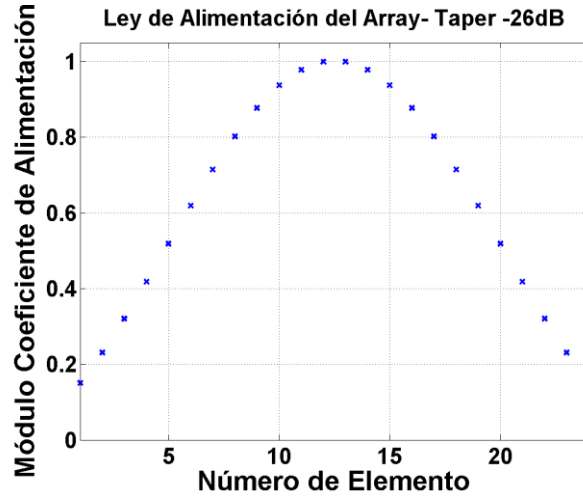


Figura 3-2 Modulo de los coeficientes de alimentación. Taylor -26dB

ELEMENTO	AMPLITUD F_k	S_k [dB] para $t=0$	S_k [dB] para $t=0.02$
1	0.150477	-27,07210	-27,15984
2	0.230838	-23,34683	-23,43474
3	0.321016	-20,46230	-20,55061
4	0.418153	-18,12691	-18,21602
5	0.518808	-16,18611	-16,27660
6	0.619132	-14,54479	-14,63748
7	0.715065	-13,13829	-13,23432
8	0.802562	-11,91949	-12,02037
9	0.877815	-10,85248	-10,96020
10	0.937472	-9,90897	-10,02620
11	0.978832	-9,06616	-9,19653
12	1	-8,30542	-8,45393
13	1	-7,61121	-7,78495
14	0.978832	-6,97035	-7,17966
15	0.937472	-6,37140	-6,63178
16	0.877815	-5,80403	-6,13949
17	0.802562	-5,25847	-5,70751
18	0.715065	-4,72477	-5,35120
19	0.619132	-4,19169	-5,10485
20	0.518808	-3,64471	-5,03714
21	0.418153	-3,06128	-5,27676
22	0.321016	-2,39753	-6,04430
23	0.230838	-1,53796	-7,66718
24	0.150477	0	-10,56888

Tabla 3-1 Coeficiente de acoplo para un array de 24 elementos, distribución Taylor -26dB.

La amplitud de un elemento del array influye directamente en su coeficiente de acoplo S_k , es decir, el valor de potencia que debe radiar el elemento k al medio respecto al porcentaje de la

señal total que ha entrado al propio elemento. El coeficiente de acoplo S_k necesario de cada elemento para cumplir la distribución Taylor -26dB está recogido en la Tabla 3-1

Debido a que la máxima radiación que una ranura cruz (Apartado 3.3) no es capaz de satisfacer los niveles de acoplo necesarios para un diseño sin potencia residual ($t = 0$) [1], se ha realizado una antena con un desaprovechamiento de señal del 2% ($t = 0.02$).

3.1.2 Fase de los coeficientes de alimentación

Se descarta un apuntamiento broadside (desfase progresivo entre elementos de 0° (Apartado 2.4.1) porque la distancia entre elementos necesaria $\lambda_g = 31.8 \text{ mm}$ es mayor que $\lambda_0 = 17.64 \text{ mm}$. Tener distancias entre elementos superiores a $\lambda_0/2$ produce *grating lobes* (lóbulo lateral con una amplitud similar al lóbulo principal apuntando a otra dirección del espacio) en el diagrama de radiación. Por lo tanto, se ha optado por un criterio de diseño de minimizar la reflexión entre elementos contiguos. La reflexión total entre dos elementos por el teorema de reflexión por pequeña señal es la siguiente:

$$\rho_t = \rho_1 + \rho_2 e^{-2j\beta d}$$

Para minimizar la reflexión total ρ_t , la distancia entre elementos d debe ser múltiplo de $\lambda_g/4$ para que $e^{-2j\beta d} = e^{-2j\frac{2\pi}{\lambda_g}d} = e^{-\pi j} = -1$. De este modo, si los módulos de ρ_1 y ρ_2 son iguales se minimiza la reflexión. Además, para evitar *gratings lobes* la distancia d debe ser menor que $\lambda_0/2 = 8.82 \text{ mm}$. La única distancia posible que es múltiplo de $\lambda_g/4$ y menor que $\lambda_0/2$ es $d = \lambda_g/4 = 7.95 \text{ mm}$.

El desfase progresivo teórico que produce $\lambda_g/4$ como espaciado entre elementos es:

$$\beta d = \frac{2\pi}{\lambda_g} d = \frac{\pi}{2} = 90^\circ$$

El Factor de array teórico (Fórmula 2.20) se calcula utilizando los módulos de los coeficientes de alimentación F_k de la Tabla 3-1, un desfase progresivo de 90° y la distancia entre elementos $d = \lambda_g/4$.

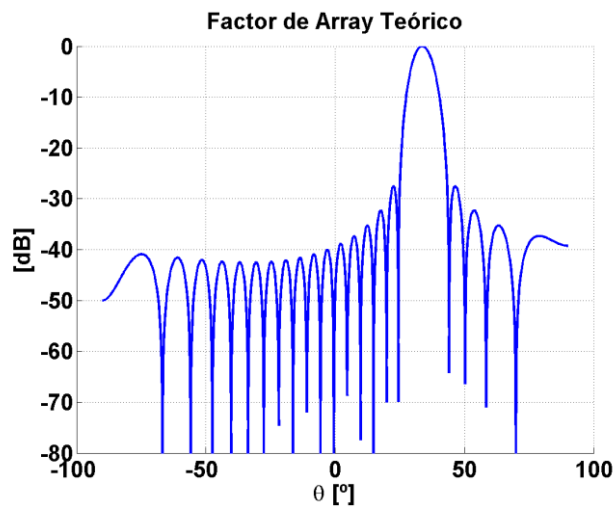


Figura 3-3 Factor de Array Teórico

El Factor de array objetivo de la antena a diseñar tiene un lóbulo principal con apuntamiento hacia 33.7° y su nivel de lóbulos secundarios (SLL) es -27.5 dB.

3.2 CARACTERÍSTICAS DE LA GUÍA DE ONDA

El array se sitúa encima de una guía de onda cuadrada rellena de aire $\epsilon_r = 1$. El objetivo es propagar dos modos degenerados y ortogonales entre sí para poder acoplarlos independientemente mediante ranuras. El hecho de elegir una guía de onda cuadrada se debe a que la frecuencia de corte de los modos fundamentales TE_{10} y TE_{01} es la misma. Los modos TE_{10} y TE_{01} son ortogonales entre sí. Al tener direcciones de propagación ortogonales, mediante una ranura con una topología en cruz se puede lograr una polarización dual del campo. En el apartado 3.3 se explica detalladamente el motivo de la topología del elemento radiante.

La frecuencia de diseño f_0 del array es 17GHz para tener una antena que funcione en la banda Ku. El lado de la cavidad cuadrada determina la frecuencia de corte de los modos que se propagan a través de la guía. Se ha elegido una longitud del lado $a = 10.6\text{mm}$, siendo la frecuencia de corte de los modos fundamentales:

$$f_{cTEmn} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{a}\right)^2}; TE_{10} = TE_{01} = 14.14 \text{ Ghz}$$

La Figura 3-4 expone la carta de modos:

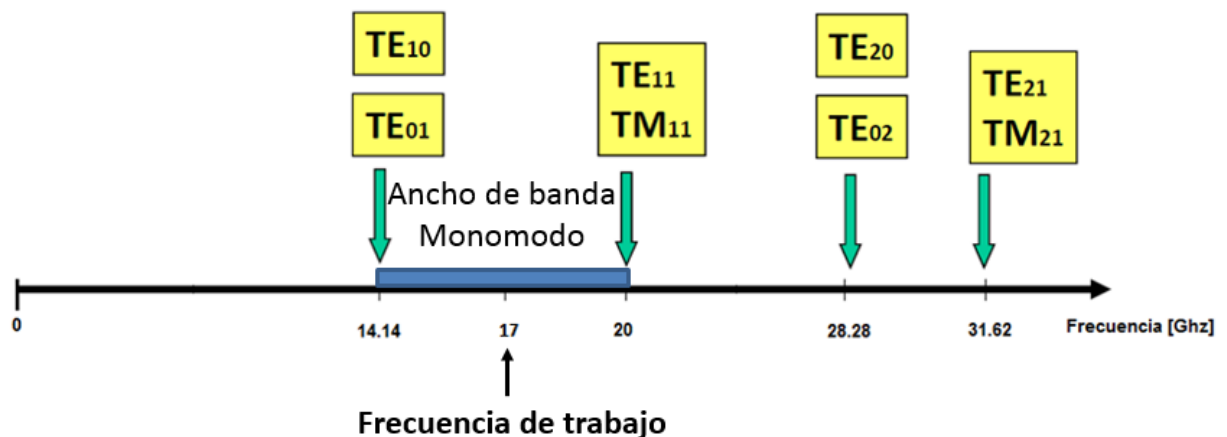


Figura 3-4 Carta de Modos de la guía de onda

Se obtiene un funcionamiento Monomodo desde 14.14 GHz – 20 GHz. La banda Monomodo es el margen en frecuencia de trabajo para evitar distorsión (margen inferior) y evitar multimodo (margen superior).

La longitud de onda de la guía λ_g se calcula de la siguiente manera:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{cTE10}}{f_0}\right)^2}} = 31.8\text{mm}$$

Donde $\lambda_0 = \frac{c}{f_0} = 17.64 \text{ mm}$ es la longitud de onda en el vacío.

La Figura 3-5 resume los valores más importantes de la guía de onda que se utiliza para la antena de este documento.

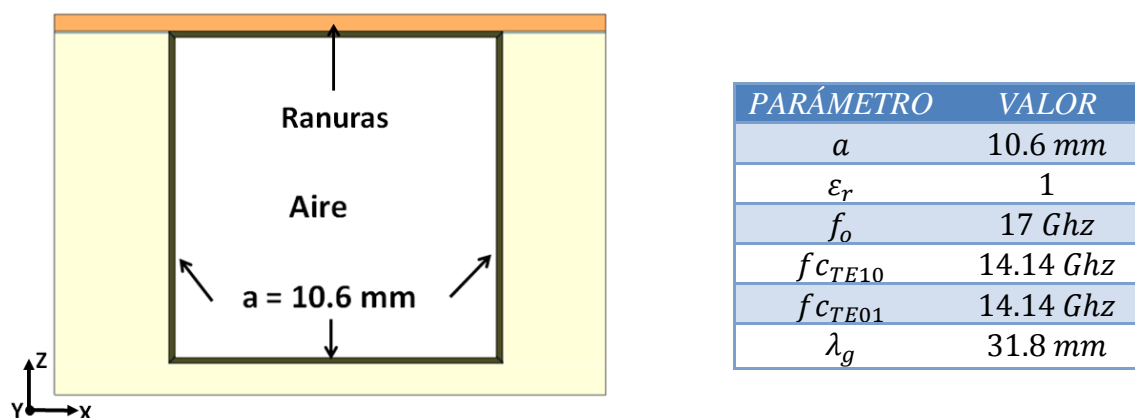


Figura 3-5 Características de la guía de onda

3.3 ARRAY DE 24 ELEMENTOS CON RANURA CRUZ

El primer diseño de array de 24 elementos que se realizó, utilizaba como elemento radiante ranuras con topología en cruz (Figura 3.7). A lo largo de este documento se hace referencia a esta topología como ranura/elemento cruz.

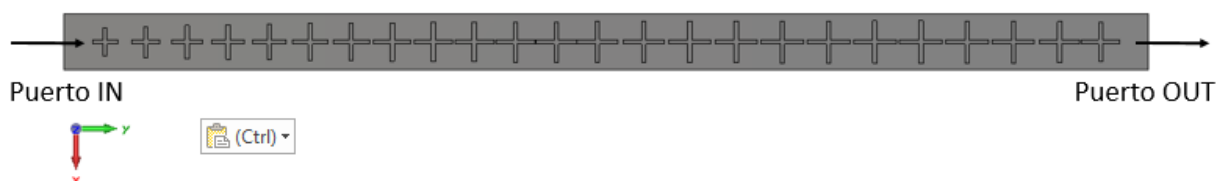


Figura 3-6 Array de 24 elementos con ranura cruz

El elemento cruz está compuesto por dos ranuras situadas en el centro y que se cortan perpendicularmente entre sí.

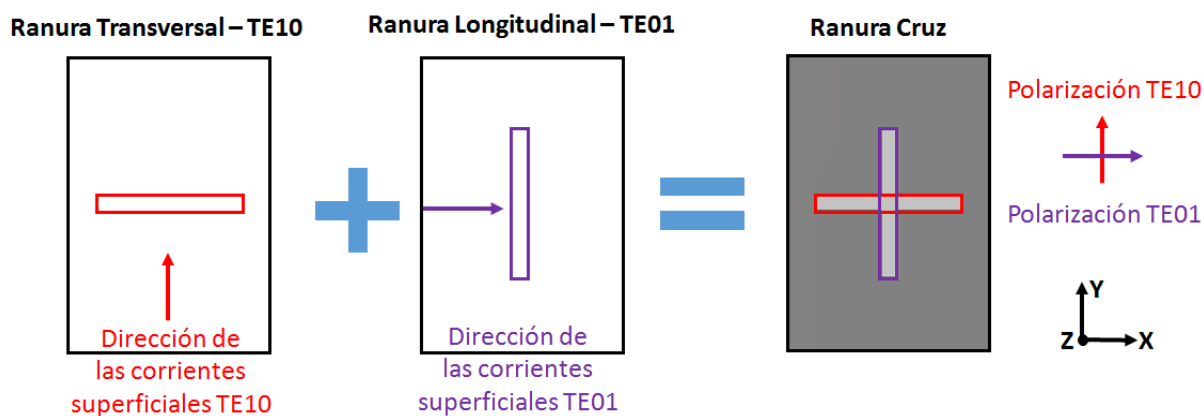


Figura 3-7 Ranura Cruz

La ranura transversal a la guía (Figura 3-8), controla el coeficiente de acoplo S_k del modo TE_{10} mediante la longitud l_x . Siguiendo el criterio de excitación de una ranura explicado en el apartado 2.3 (para conseguir la radiación en una ranura, ésta tiene que cortar las corrientes superficiales ortogonalmente, en el caso de que la ranura corte en la misma dirección se obtiene una radiación nula) este tipo de ranura excita la configuración eléctrica TE_{10} ya que corta ortogonalmente a las corrientes superficiales. Sin embargo no excita el modo TE_{01} debido a que las corrientes superficiales circulan en la misma dirección de la ranura.

La ranura está centrada respecto al eje x en la guía de onda para conseguir una radiación mayor ya que las corrientes superficiales del TE_{10} se retuercen en los bordes de la guía.

Además, cuanto mayor sea l_x , para un mismo ancho w_s , mayor corriente superficial cortará la ranura produciendo mayores niveles de radiación. Esto es así hasta que $l_x = \frac{\lambda_0}{2}$, longitud con la que se consigue aproximadamente una ranura resonante. Si se sigue aumentando la longitud de la ranura, esta empieza acoplar por el hecho de ser una discontinuidad más fuerte con mucha peor adaptación.

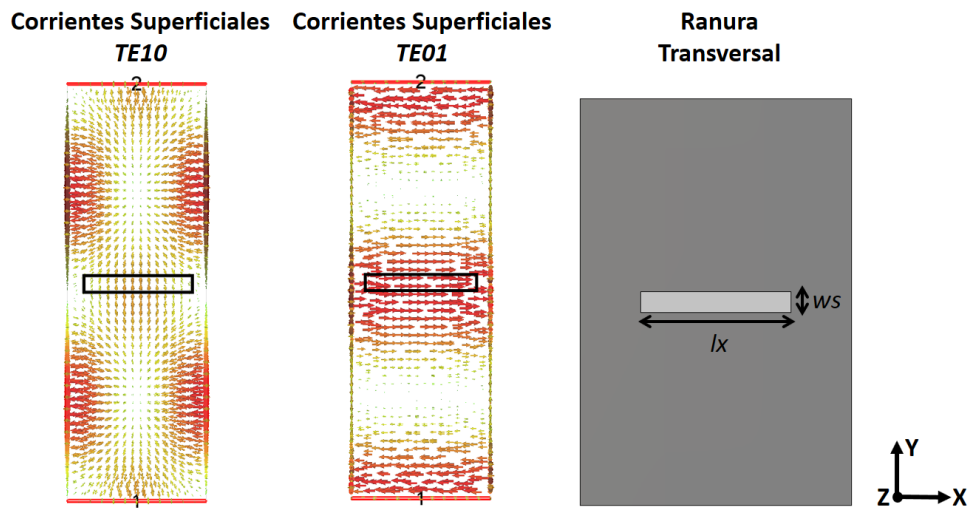


Figura 3-8 Ranura Transversal- Corrientes Superficiales

La ranura longitudinal a la guía (Figura 3-9), controla el coeficiente de acoplo S_k del modo TE_{01} mediante la longitud l_y . Este tipo de ranura solamente excita la configuración eléctrica TE_{01} (el criterio de diseño es análogo a la ranura transversal)

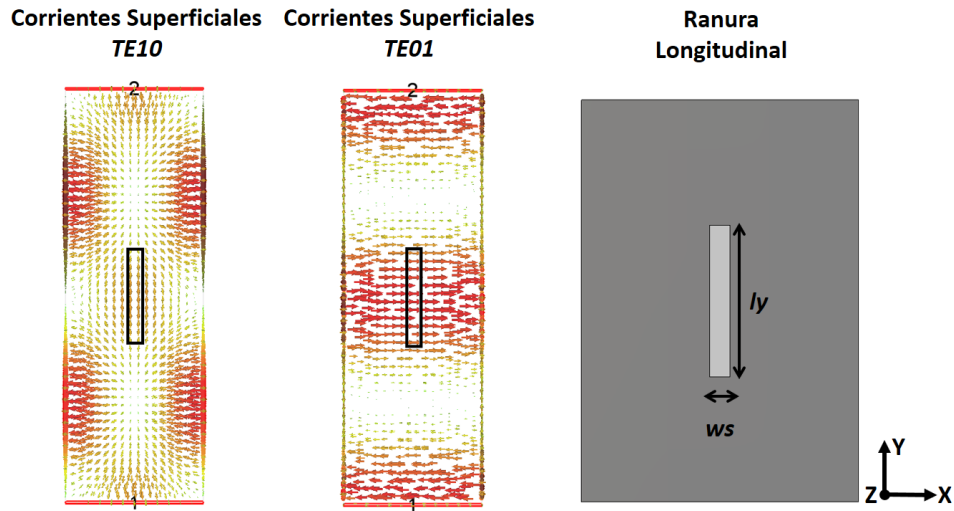


Figura 3-9 Ranura Longitudinal- Corrientes Superficiales

La caracterización del elemento se realizó en el trabajo fin de grado mediante un análisis de 2 puertos en CST. Se realizaron simulaciones individuales variando las longitudes l_x y l_y para calcular la relación de cada longitud con el coeficiente de acoplamiento S_k . Los valores de la caracterización del elemento cruz se encuentran en el trabajo fin de grado [1].

Utilizando las dimensiones de la ranura que satisfacen los coeficientes de acoplamiento S_k de diseño (Tabla 3-1) se realiza el primer prototipo del array.

3.3.1 Array simulado de ranuras cruz

El elemento cruz tiene una limitación en este diseño. Para satisfacer la ley de alimentación impuesta, los niveles de radiación en las ranuras longitudinales de los elementos más radiantes demandan una longitud l_y mayor que la distancia entre elementos. Esto produce un solape entre elementos.

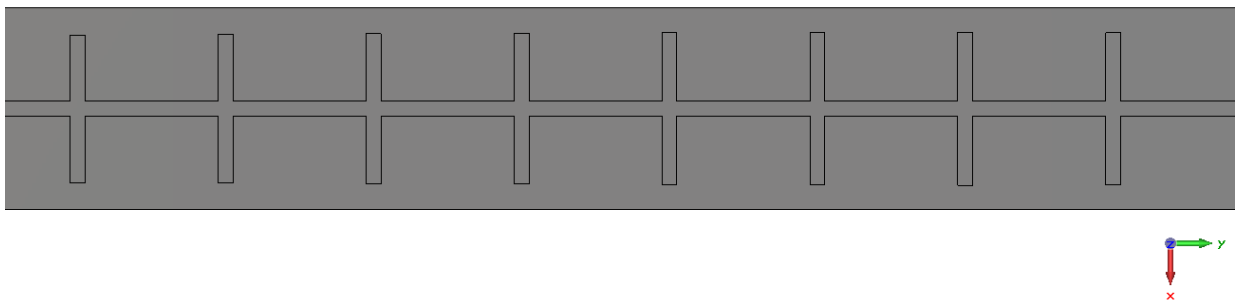


Figura 3-10 Solape de Ranuras

Para evitar el solape entre ranuras, se tuvo que añadir una distancia offset extra en el espaciado entre elementos generando mayor desajuste en la fase radiada por el simple hecho de estar situados a una distancia física mayor.

A continuación, se va a exponer los resultados de este primer prototipo no optimizado.

3.3.1.1 Módulo del coeficiente de alimentación

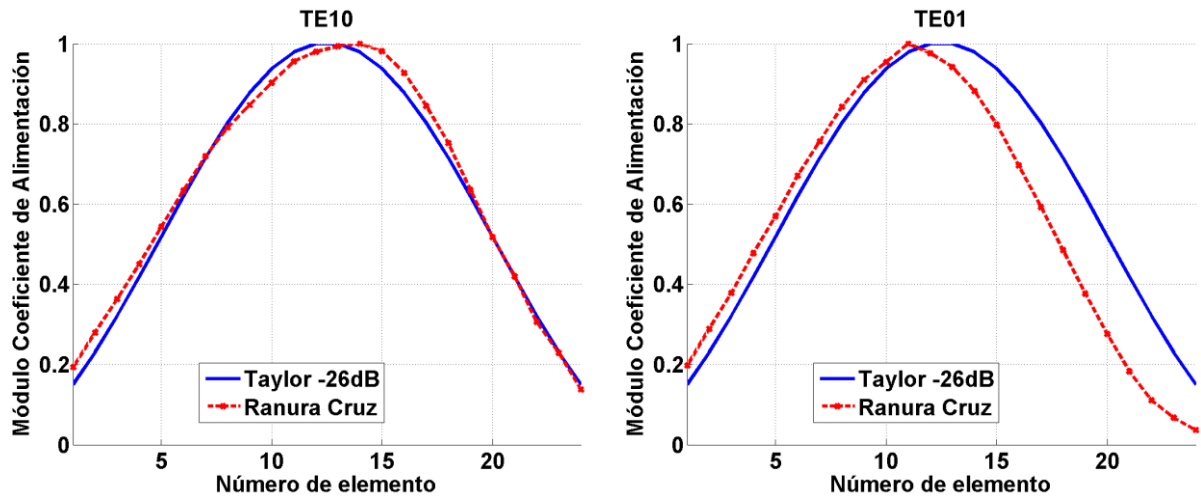


Figura 3-11 Módulo del coeficiente de alimentación – Array de ranuras cruz. (a) TE10 (b) TE01

Las ranuras transversales (TE_{10}) al tener más separación entre elementos, por el simple hecho de variar su longitud transversalmente a la guía, sufren menos erosión por acoplo mutuo que las ranuras longitudinales. El módulo es muy parecido a los coeficientes de alimentación de la distribución Taylor -26dB.

Las ranuras longitudinales (TE_{01}) sufren mayor acoplo mutuo, por proximidad entre ranuras. Los primeros elementos radian más de lo que deberían, hasta un punto de inflexión donde la potencia restante es inferior a la que debería haber en ese punto. Decae la radiación de los elementos posteriores a este punto debido a la falta de potencia entrante al elemento.

3.3.1.2 Desfase progresivo

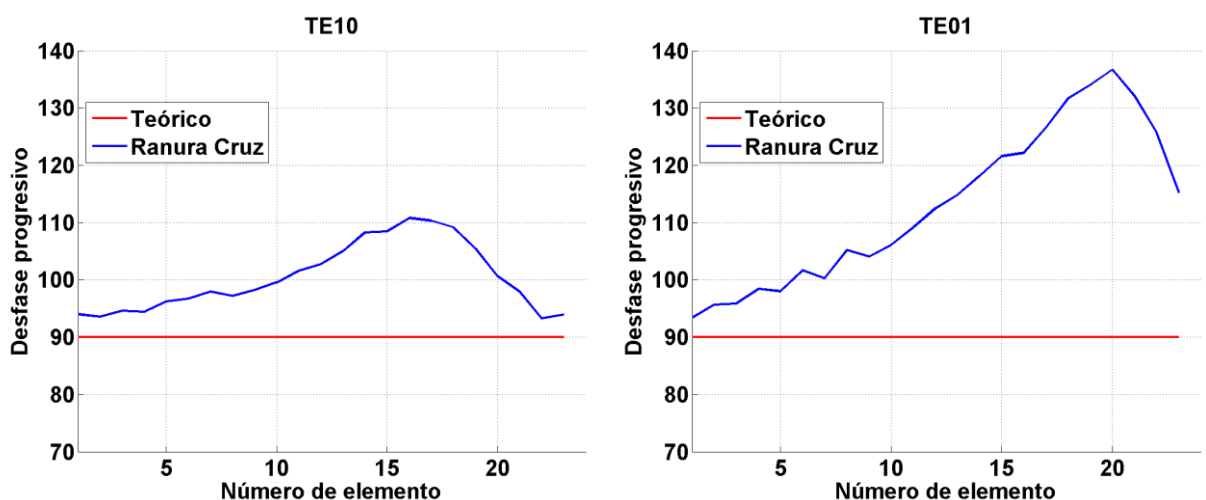


Figura 3-12 Desfase progresivo – Array de ranuras cruz. (a) TE10 (b) TE01

El desfase progresivo se desajusta por dos motivos, el acoplo mutuo entre elementos y la distancia offset que se tuvo que añadir para el no solape entre ranuras. Hay un desfase máximo de hasta 110.79° para el modo TE_{10} y de hasta 136.66° para el modo TE_{01} .

3.3.1.3 Parámetros S

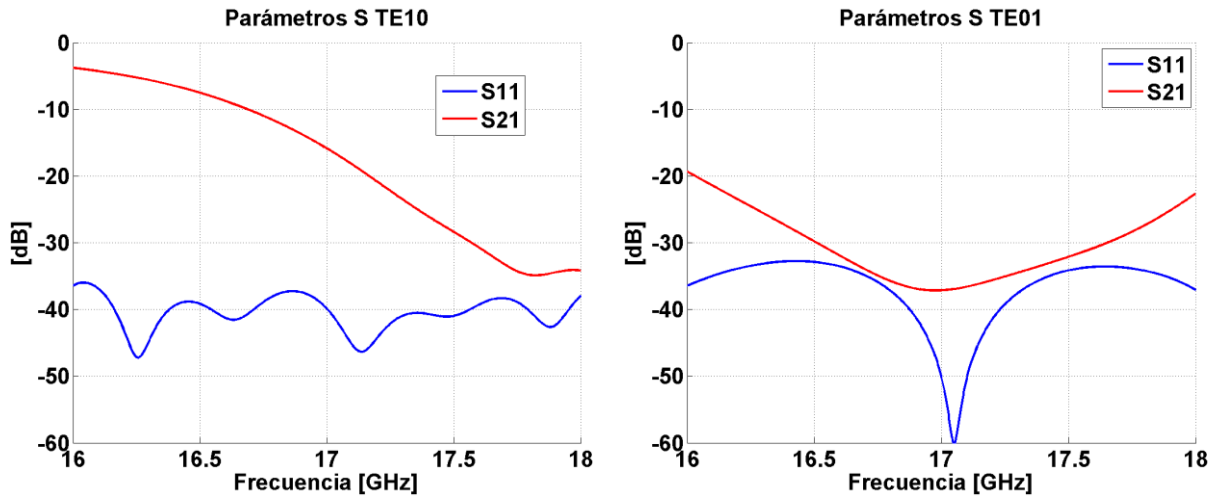


Figura 3-13 Parámetros S- Array de ranuras cruz. (a) TE_{10} (b) TE_{01}

Debido al criterio de diseño por la teoría de pequeñas reflexiones entre elementos, se obtiene una reflexión por debajo de -30dB para ambos modos. El coeficiente de transmisión enfatiza los resultados en el módulo del coeficiente de alimentación complejo. Para el modo TE_{10} donde se tiene una distribución de módulos sin casi desajuste, el parámetro S_{21} tenderá a la frecuencia de diseño de 17GHz al valor -17dB . Este valor equivale a un 2% de desaprovechamiento de señal.

En este caso array, el valor del parámetro $S_{21} = -16.25\text{ dB}$ que equivale aproximadamente a un desaprovechamiento de señal del 2.37%. Sin embargo, para el modo TE_{01} donde se tiene un gran desajuste respecto a la distribución Taylor -26 dB se obtiene un valor del parámetro $S_{21} = -35.5\text{ dB}$ que equivale a un 0% de desaprovechamiento de señal. Es lógico dado que los primeros elementos radian más de lo que deberían.

3.3.1.4 Factor de array de la antena

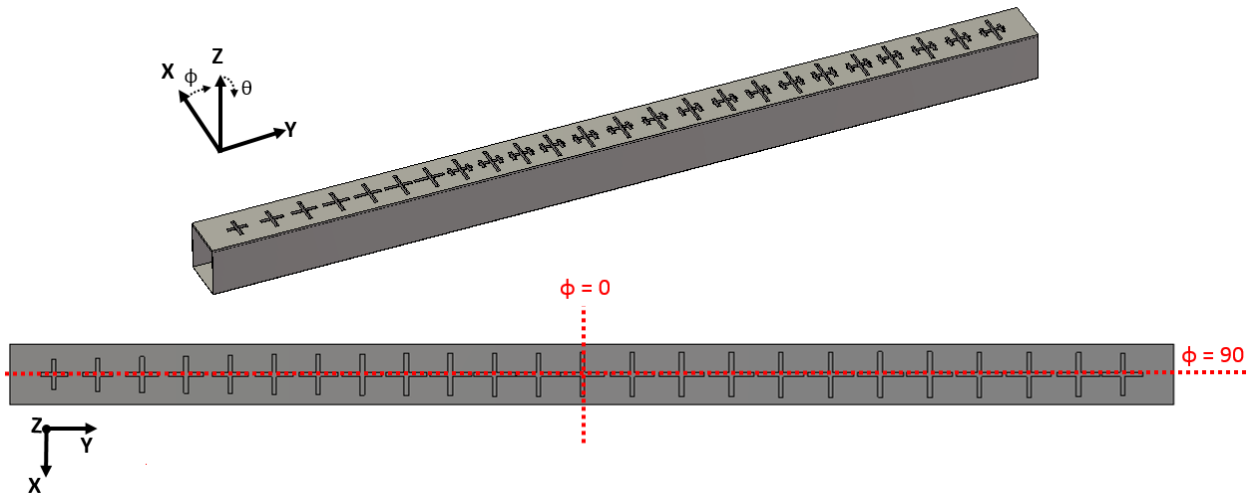


Figura 3-14 Antena diseñada. Ejes cartesianos y esféricos

Todos los diagramas en este documento están tomados en el corte del plano $\Phi=90^\circ$

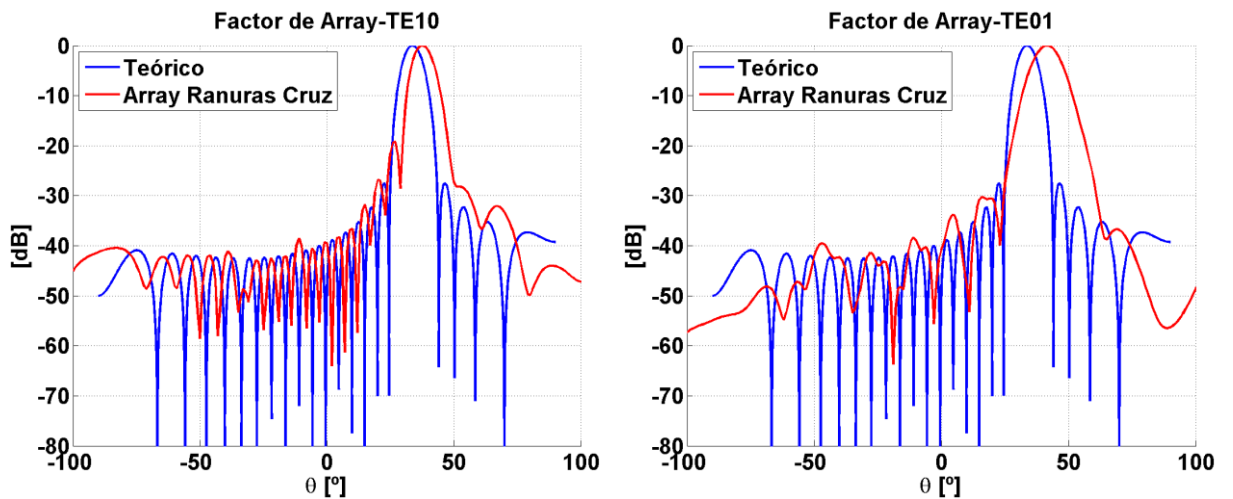


Figura 3-15 Factor de Array – Array de ranuras cruz. (a) TE10 (b) TE01

El diagrama de radiación para el modo TE_{10} en la dirección deseada (copolar) sufre un desapuntamiento del lóbulo principal de 4° respecto a su teórica, además su nivel de SLL ha subido a $-19,3\text{dB}$. Sin embargo, para el modo TE_{01} dado que el desajuste es mayor, el diagrama de radiación sufre mayor desapuntamiento, en este caso de 7° . Además, se ha ensanchado el lóbulo principal por la influencia de la amplitud.

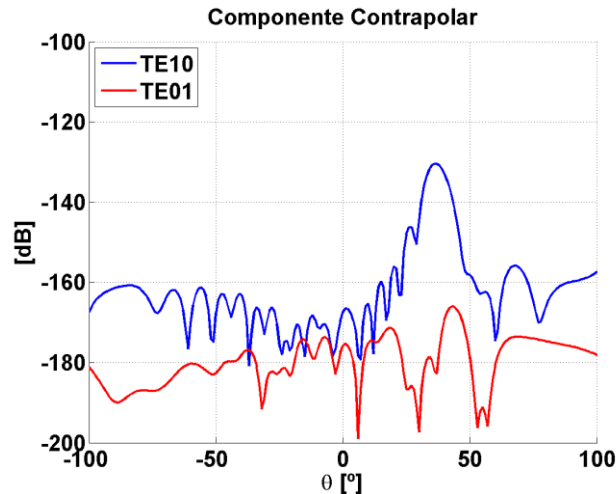


Figura 3-16 Diagrama de radiación componente contrapolar- Array de ranuras cruz

Tener una componente contrapolar muy baja es importante, ya que la componente contrapolar del TE_{10} tiene la misma polarización que el TE_{01} y viceversa. En este caso la contrapolar es prácticamente nula.

El array con ranuras cruz es un diseño poco optimizado donde se tiene un elemento radiante con una limitación de espaciado en la longitud l_y que genera una serie de problemas. Se necesitan ranuras muy largas para poder radiar la potencia correspondiente llegando a superar el espaciado entre ranuras de diseño. Aumentar la distancia entre elementos añade desajuste en fase adicional. Además, no tener margen de espacio en el array impide un reajuste en la ranura longitudinal para mejorar el comportamiento del modo TE_{01} .

3.4 ARRAY DE 24 ELEMENTOS CON RANURAS TRIPLE CRUZ

El elemento triple cruz (Figura 4-2) nace de la necesidad de reducir l_y en la ranura cruz sin perder su nivel de radiación. Durante el trabajo fin de grado [1] se realizó un estudio preliminar del elemento radiante. Se consiguió desarrollar un segundo prototipo no optimizado con 24 ranuras triple cruz equivalentes a las 24 ranuras cruz del array expuesto en el apartado 3.3. El objetivo de este prototipo no optimizado era demostrar que ambos elementos son equivalentes en el nivel de acoplo, pero con unas longitudes l_y lo suficientemente cortas para poder colocar cada elemento a la distancia de diseño $d = \lambda_g/4 = 7.95\text{mm}$ sin ningún tipo de solape entre ranuras.

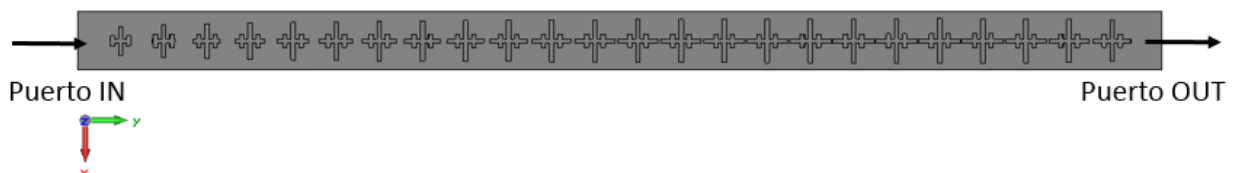


Figura 3-17 Array de 24 elementos con ranuras triple cruz

La topología y el funcionamiento de la ranura triple cruz se explicará en mayor detalle en el capítulo 4. A continuación, se expone los resultados de este segundo diseño en comparación con el array de ranuras cruz:

3.4.1.1 Módulo del coeficiente

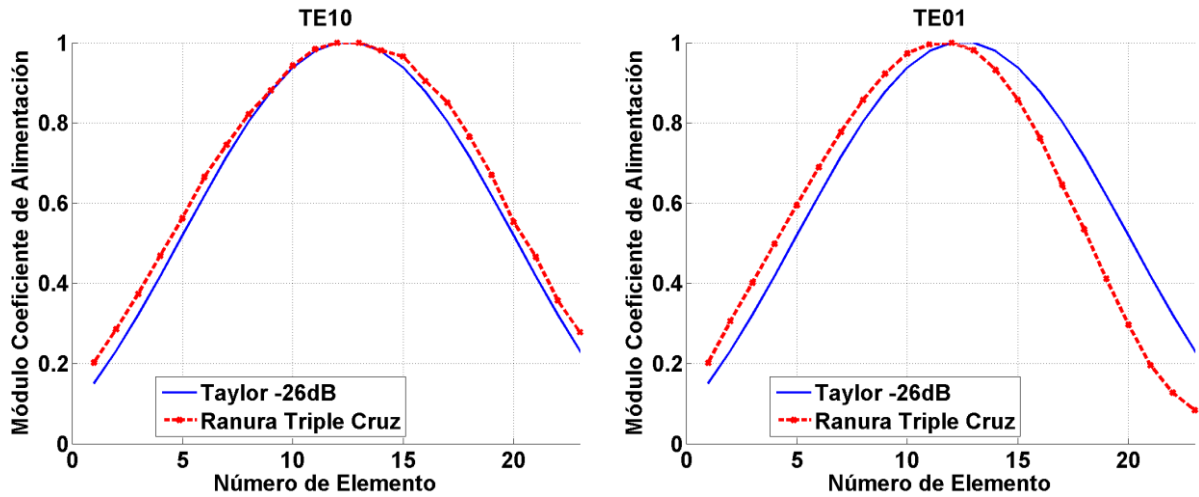


Figura 3-18 Módulo del coeficiente de alimentación – Array de ranuras triple cruz. (a) TE10 (b) TE01

La distribución de los módulos de los coeficientes de alimentación es casi idéntica al array de ranuras cruz. Los módulos para el modo TE_{10} son muy parecidos a la distribución Taylor -26 dB. Para el modo TE_{01} , la primera mitad de los elementos radian más de lo que deberían. Esto genera que la radiación de la segunda mitad de los elementos decaiga debido a que la potencia entrante a estos elementos es menor de lo que debería ser en ese punto.

3.4.1.2 Desfase progresivo

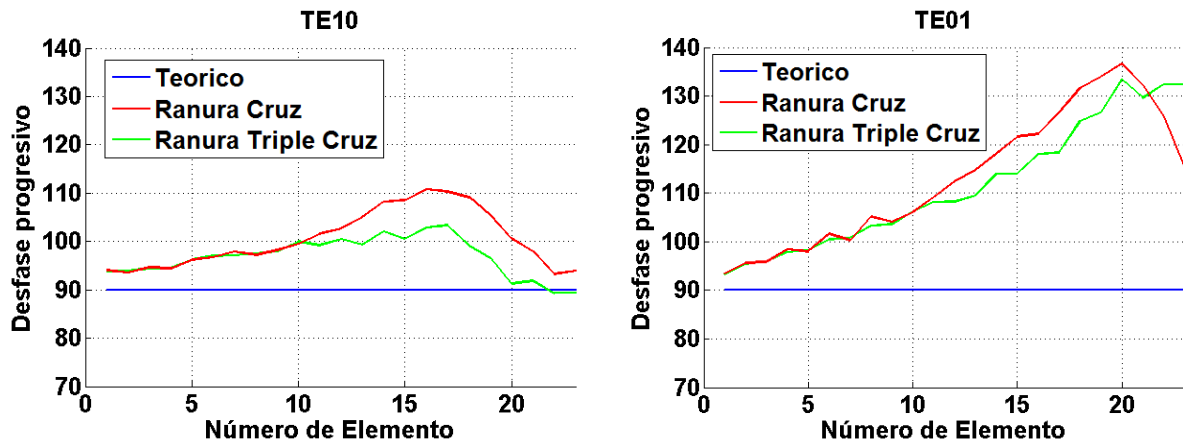


Figura 3-19 Desfase progresivo – Array de ranuras triple cruz. (a) TE10 (b) TE01

La eliminación del offset en distancia que se tuvo que añadir en el distanciado entre elementos para el array con ranuras cruz produce que el desfase progresivo en este prototipo sea menor que en el array de ranuras cruz. Sin embargo, aunque en este diseño los elementos estén situados a la distancia teórica $d = \lambda_g/4 = 7.95\text{mm}$ los efectos de acoplo entre elementos provocan discrepancias muy fuertes respecto al valor teórico de 90° .

3.4.1.3 Parámetros S

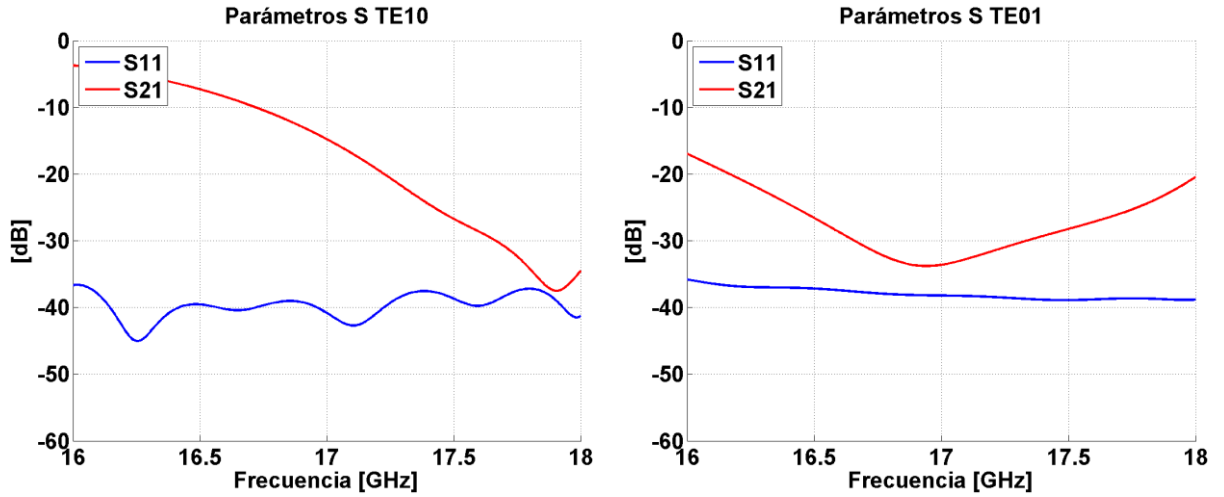


Figura 3-20 Parámetros S- Array de ranuras cruz. (a) TE10 (b) TE01

En cuanto a los parámetros S, se obtienen resultados muy similares al array de ranuras cruz. El coeficiente de reflexión S_{11} está por debajo de -36dB en toda la banda. Para el modo TE_{10} , el valor del parámetro $S_{21} = -14.87\text{ dB}$ a 17 GHz equivale aproximadamente a un desaprovechamiento de señal del 3.26% . Sin embargo, para el modo TE_{01} el valor del parámetro $S_{21} = -33.60\text{ dB}$ equivale a un 0.04% de desaprovechamiento de señal.

3.4.1.4 Factor de array de la antena

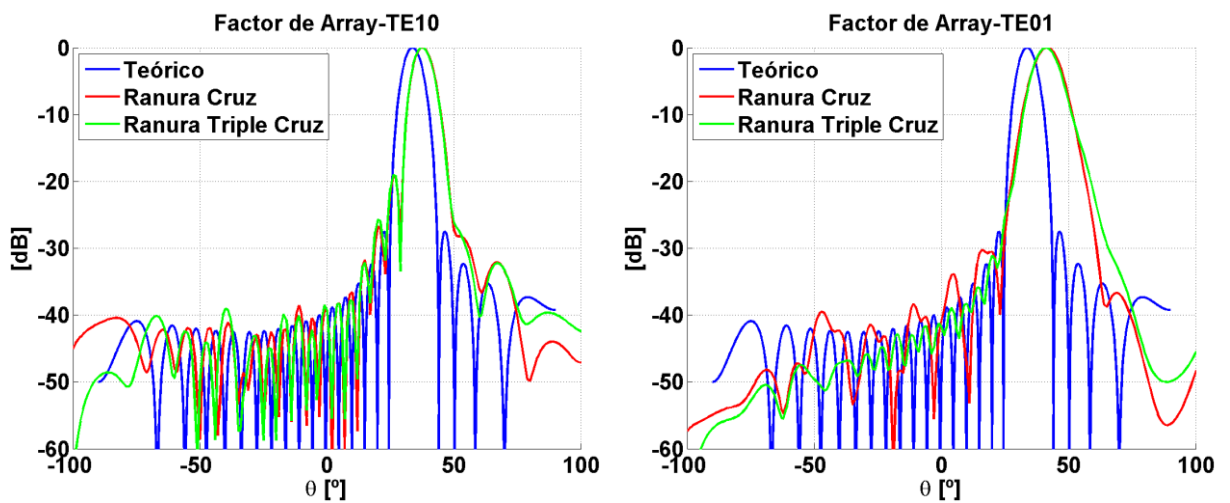


Figura 3-21 Factor de Array – Array de ranuras triple cruz. (a) TE10 (b) TE01

En la Figura 3.20 se compara el Factor de Array simulado del array de ranuras cruz, con el array de ranuras triple cruz y teórico. Se puede apreciar que ambos prototipos tienen un diagrama muy similar. Esta es la prueba de que realmente la ranura triple cruz puede ajustar sus dimensiones para ser equivalente a una ranura cruz de longitud l_y mayor. Por lo tanto, la ranura triple cruz al tener la longitud l_y más reducida permite tener herramientas para poder ajustar este prototipo en un diseño funcional de antena.

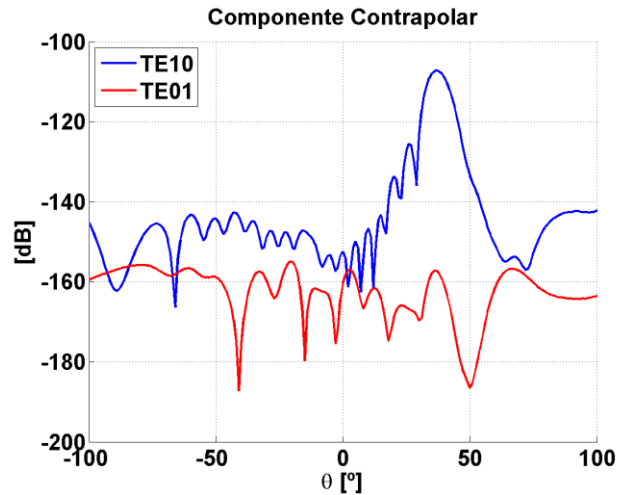


Figura 3-22 Diagrama de radiación componente contrapolar- Array de ranuras triple cruz

La componente contrapolar sigue siendo prácticamente nula.

Este array de 24 elementos triple cruz es el array de partida de este trabajo fin de Máster. El reto principal es solventar las discrepancias vistas en los módulos de los coeficientes de alimentación y en las fases para mejorar las propiedades de la antena mediante un modelo de compensación de acoplamiento entre elementos para conseguir una polarización dual lo más parecida al factor de array teórico objetivo.

4 RANURA TRIPLE CRUZ

Una ranura cruz formada por la unión de una ranura longitudinal y otra ranura transversal es capaz de controlar mediante variaciones en sus longitudes el nivel de acoplo de los modos fundamentales TE_{10} y TE_{01} . Sin embargo, durante el trabajo fin de grado se observó que el diseño que se quería llevar a cabo tenía una limitación en el espaciado de estas ranuras. La longitud l_y en ciertos elementos tenía que ser mayor que la distancia al próximo elemento ocasionando un solape entre ranuras. Las condiciones de diseño impedían realizar un array utilizando el elemento cruz. La única solución posible es variar el elemento radiante para conseguir un elemento equivalente en radiación pero con una longitud l_y menor que esa misma en la ranura cruz. Una disminución en esta longitud no solo soluciona el problema de posicionamiento de las ranuras en el array. Genera un margen de espacio adicional para poder recolocar la ranura y corregir los problemas en fase que producen los acoplos mutuos entre elementos.

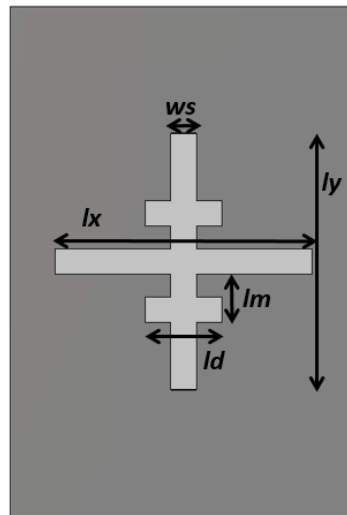


Figura 4-1 Nomenclatura ranura triple cruz

4.1 TOPOLOGÍA

Para explicar la ranura triple cruz se parte de la base de una ranura cruz. A la ranura longitudinal se le ha añadido dos ranuras auxiliares para aumentar el nivel de radiación (Figura 4-2). La ranura transversal no se ve modificada en ningún aspecto, además que el efecto en radiación que producen las modificaciones añadidas es mínimo y fácilmente recuperable, como se expone a lo largo de este capítulo. La ranura triple cruz se compone de los siguientes parámetros (Figura 4-1):

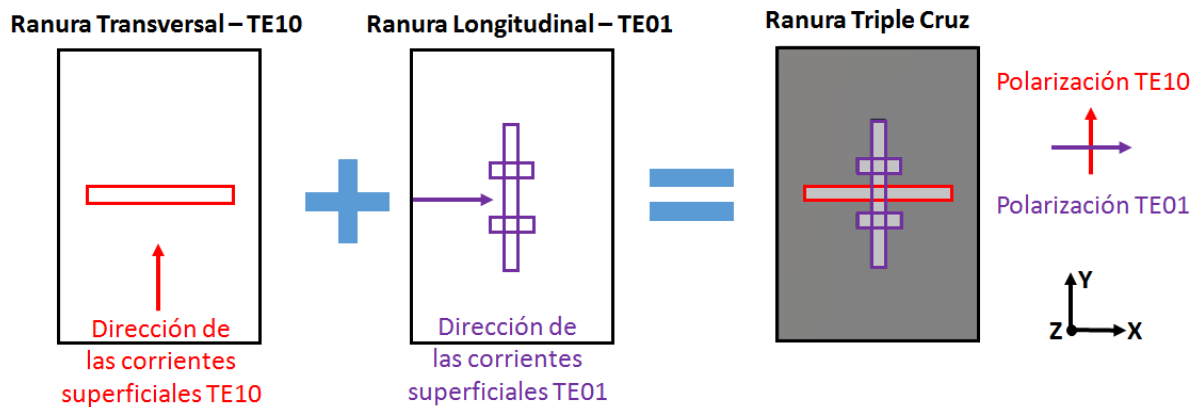


Figura 4-2 Ranura Triple Cruz

- **Longitud l_x :** define la longitud de la ranura transversal, controla el nivel de excitación del modo TE_{10} . Idéntica a la longitud l_x de la ranura cruz.
- **Longitud l_y :** define la longitud de la ranura longitudinal, parámetro que controla la excitación del modo TE_{01} . Menor que la longitud l_y de la ranura cruz.
- **Longitud l_d :** define la longitud de las modificaciones auxiliares de la ranura longitudinal triple cruz, parámetro que controla la excitación del modo TE_{01} y permite reducir l_y manteniendo el mismo nivel de acoplo de señal.
- **Longitud l_m :** define la distancia desde la ranura transversal a la discontinuidad.
- **Anchura w_s :** define la anchura de cada una de las ranuras, este valor debe ser mucho menor que la longitud de onda. Para la misma longitud de ranura, si aumenta w_s aumenta la radiación. En el diseño se ha mantenido un w_s fijo igual a 0.8mm

Como criterio de diseño inicial, se decidió fijar el parámetro l_y lo más alto posible que permita un margen de espacio suficiente para reposicionar la ranura en el proceso de compensación de acoplos mutuos. Se fija a $l_y = 5.5\text{mm}$ para obtener aproximadamente 2.5mm de margen hasta el próximo elemento ($d = \lambda_g/4 = 7.95\text{mm}$). Aunque finalmente en el array construido algunos elementos han variado levemente esta longitud l_y [5mm – 5.7mm] para un ajuste fino final.

El elemento radiante se ha caracterizado utilizando un modelo de análisis de dos puertos (Apartado 2-6). A continuación, se va a analizar el efecto que tiene cada ranura sobre el acoplo del elemento triple cruz en los dos modos fundamentales. El estudio ha seguido los criterios de diseño mencionados anteriormente.

4.1.1 Efecto del parámetro l_d - Módulo

Para analizar el efecto de la longitud l_d se utiliza la siguiente ranura:

Parámetro	L_x	L_y	L_d	l_m	W_s
Valor	7.63 mm	5.5 mm	[0-4] mm	2 mm	0.8mm

Tabla 4-1 Escenario- l_d Módulo

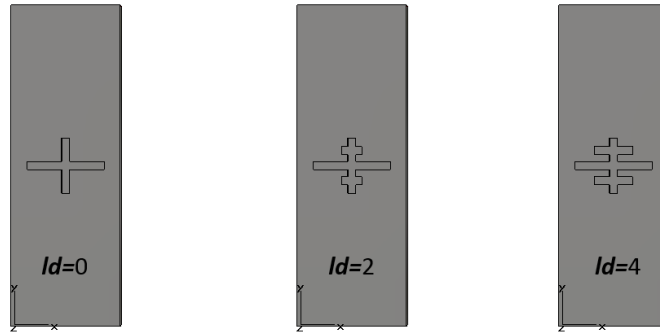


Figura 4-3 Ranura Triple Cruz -Parámetro l_d Módulo

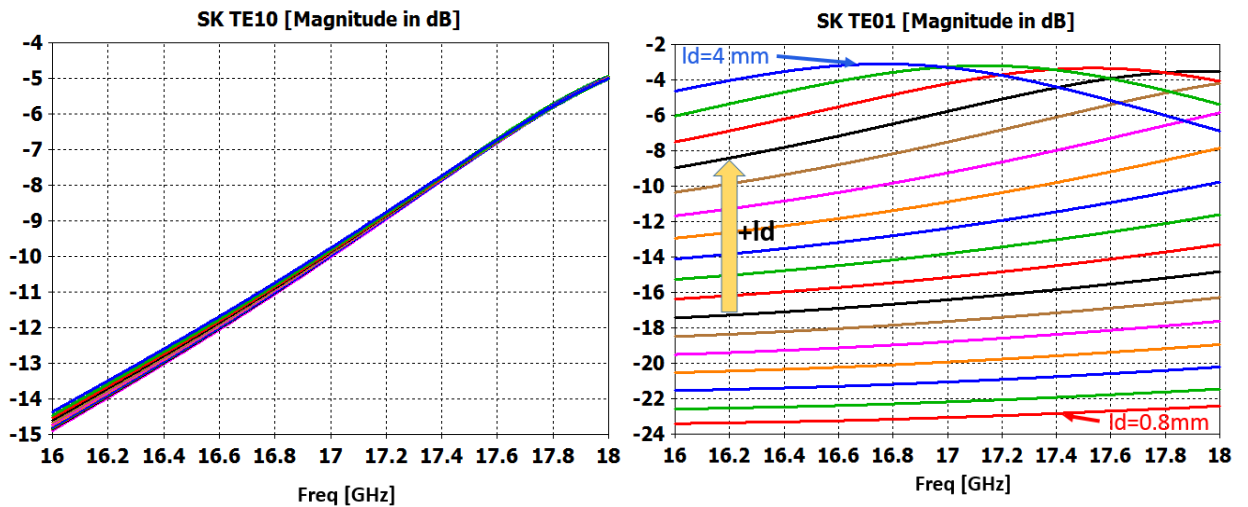


Figura 4-4 Ranura Triple Cruz- Resultados SK barrido l_d Módulo (a) TE10 (b) TE01.

La Figura 4-4 tiene un paso entre rectas de $l_d = +0.2\text{mm}$. Se parte de un coeficiente de acoplo inicial S_k del modo TE_{01} de la ranura cruz de -23.08 dB , debido a la corta longitud l_y , que se logra aumentar hasta el nivel de -3.25 dB con $l_d = 3.8\text{mm}$. A este valor se obtiene la ranura triple cruz resonante que es equivalente a la ranura cruz resonante con $l_y = 8.5\text{mm}$ aproximadamente. A partir de este punto de inflexión, aumentar l_d solamente reduce S_k ya que la ranura se va desadaptando rápidamente. Los valores $l_d < 0.8\text{mm}$ tienen $l_d < w_s$ y por lo tanto, las ranuras auxiliares son menores que el ancho de la ranura siendo exactamente igual a una ranura cruz.

Se parte de un acoplo inicial acoplo S_k del modo TE_{10} de la ranura cruz de -9.96 dB , debido a la longitud l_x elegida en esta simulación. Las modificaciones en la ranura triple cruz producen un efecto parásito de aproximadamente -0.3 dB para la máxima radiación en TE_{01} ($l_d = 3.8\text{mm}$). Este efecto se compensa variando ligeramente l_x .

4.1.2 Efecto del parámetro l_d - Fase

El método para medir los cambios de la fase radiada por cada elemento se basa en la posibilidad de utilizar monitores de campo cercano en las proximidades de la ranura gracias a la herramienta CST. Para esta medida se extrae el valor puntual de la fase del campo eléctrico en condiciones

de campo en la apertura. La altura de los puntos sobre la ranura no influye significativamente en los resultados de campo siempre y cuando esté en las proximidades de la ranura (hasta 1mm aproximadamente sobre ella). La altura utilizada durante este proyecto ha sido 0.5mm. (Figura 4-5)

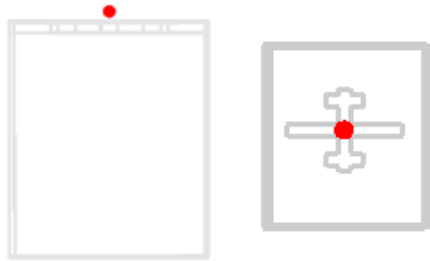


Figura 4-5 Monitores de Campo CST

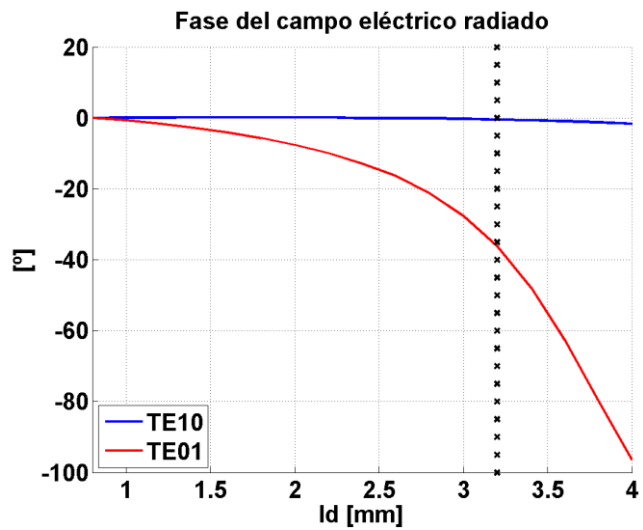


Figura 4-6 Ranura Triple Cruz – Barrido ld Fase

La Figura 4-6 expone el cambio en el valor puntual de la fase del campo eléctrico radiado en la apertura de la ranura. La medida está normalizada al valor de fase que produce la ranura cruz ($l_d = 0$). Para el modo TE_{01} , la fase de la ranura triple cruz se hace más negativa según aumenta l_d . Es capaz de producir un cambio de 90° en las ranuras triple cruz de máxima radiación. La variabilidad en la fase sigue una distribución exponencial pero dadas las necesidades del diseño (nivel de acoplo para un desaprovechamiento de señal $t = 0.02\%$, Tabla 3-1) no se requiere llegar a la ranura resonante donde el cambio de fase es mayor.

La ranura triple cruz con mayor longitud l_d que se ha utilizado en el diseño ha sido $l_d = 3.18$ mm. Realmente el cambio de fase de la Figura 4-6 en este proyecto está sesgado en la zona casi lineal de la figura (la línea discontinua marca el límite superior de ranuras triple cruz utilizadas en el diseño). Se consiguen variaciones de aproximadamente hasta 30° grados. Una de las maneras de conseguir una fase en el elemento central más positiva para compensar este efecto es moviendo la posición de la ranura triple cruz hacia la entrada de la guía de onda. Acercar el elemento al puerto de entrada ocasiona que haya una distancia física menor y por lo tanto una fase más positiva. El cambio de fase en el modo TE_{10} es prácticamente nulo.

4.1.3 Efecto del parámetro l_m - Módulo

Para analizar el efecto de la longitud l_m se utiliza la ranura de la Tabla 4-2:

Parámetro	L_x	L_y	l_d	l_m	ws
Valor	7.63 mm	5.5 mm	3 mm	[1.3-2.3] mm	0.8mm

Tabla 4-2 Escenario- l_m Módulo

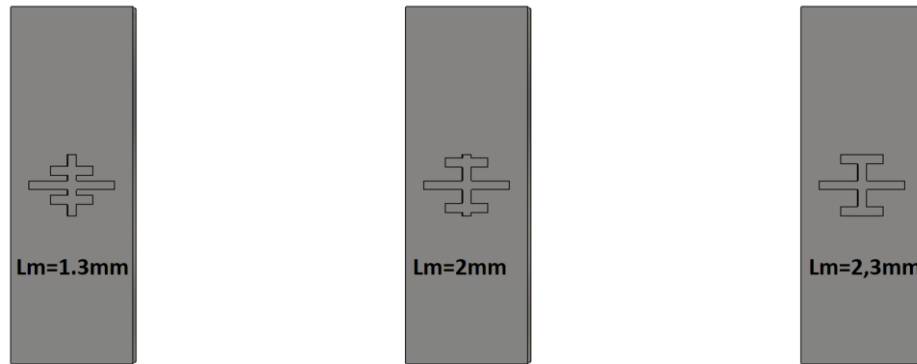


Figura 4-7 Ranura Triple Cruz -Parámetro l_m Módulo

Siendo $l_m = 1.3\text{mm}$ el límite inferior construible (espaciado entre ranuras de 0.5mm) y $l_m = 2.3\text{mm}$ el límite superior para no desglosar la ranura triple cruz.

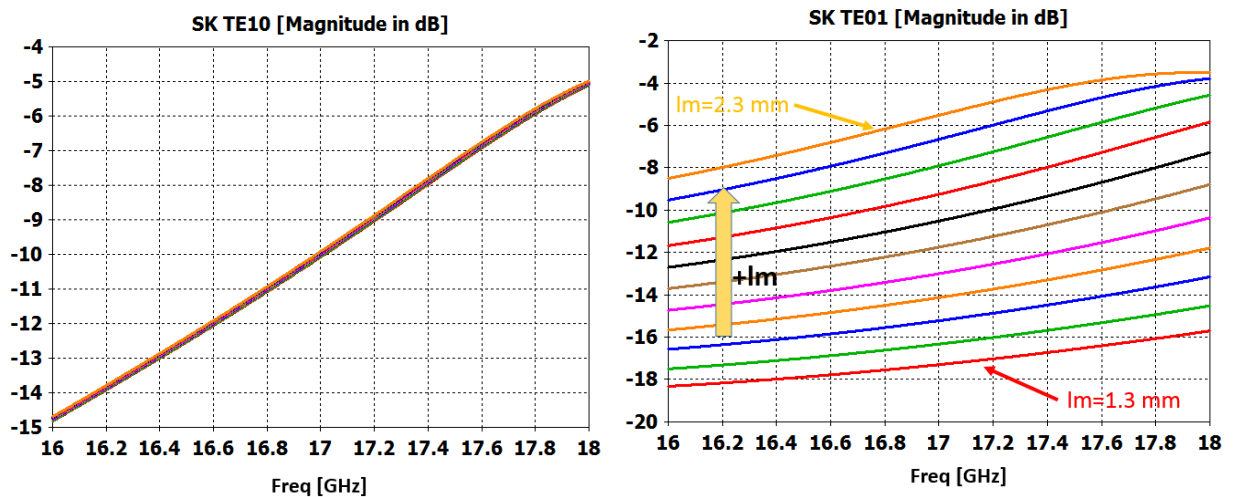


Figura 4-8 Ranura Triple Cruz- Barrido l_m Módulo (a) TE10 (b) TE01.

La Figura 4-8 tiene un paso entre rectas de $l_d = +0.1\text{mm}$. Cuanto más alejado del centro de la ranura estén las modificaciones de la ranura longitudinal, para la misma longitud l_d y l_y , mayor nivel de radiación extra se obtiene. Si la longitud l_m es corta, habría que aumentar l_d para conseguir la demanda que exige el diseño. Este efecto es uno de los motivos principales para fijar como criterio el valor de l_m lo más alto posible. El otro motivo fundamental se debe a que una longitud l_m alta permite tener un parámetro adicional de diseño, el descentramiento de las ranuras que se explica en el apartado 4.1.5.

El efecto en S_k para el modo TE10 sigue siendo insignificante.

4.1.4 Efecto del parámetro l_m – Fase

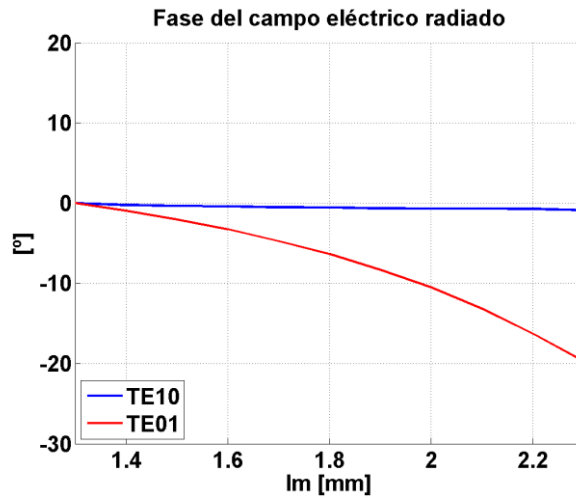


Figura 4-9 Ranura Triple Cruz- Resultados barrido l_m Fase

De manera simultánea para el modo TE_{01} al efecto en módulo (según aumenta l_m sube el coeficiente de acoplo S_k) la fase se hace más negativa. Ranuras más radiantes tienen mayor desajuste teórico en fase. El cambio de fase en el modo TE_{10} sigue siendo insignificante.

4.1.5 Descentramiento entre ranuras

Otra de las complejidades que se expuso en el trabajo fin de grado es el desajuste en fase entre los dos modos respecto al valor teórico que no es simétrico (Figura 3-19). Es decir, mientras que el modo TE_{10} se presentaba un error máximo en fase de aproximadamente 14° , en el modo TE_{01} se presentaba un error máximo en fase de aproximadamente 40° . En el apartado 4.1.2 se ha dicho que el elemento triple cruz genera un cambio de hasta 30° asimétrico en función del tamaño de l_d (solamente para el modo TE_{01}). Pero a su vez en el apartado 4.1.1 se dijo que con esta variable se controla el módulo del coeficiente de acoplo S_k . Ajustar módulo y fase con un solo parámetro es imposible. Se necesita otro grado de libertad que permita variaciones dispares en la fase para ambos modos, ya que la otra opción disponible para cambiar la fase es la variación de la posición de la ranura en la guía de onda. Mover la posición de la ranura produce cambios en fase simétricos para ambos modos. Por lo tanto, mediante el descentramiento entre ranuras se producen también cambios asimétricos en la fase.

La ranura presenta las siguientes dimensiones para el estudio en módulo:

Parámetro	L_x	l_y	l_d	L_m	W_s
Ranura	7.63 mm	5.5 mm	2.5 mm	2 mm	0.8mm

Tabla 4-3 Escenario-descentramiento Módulo

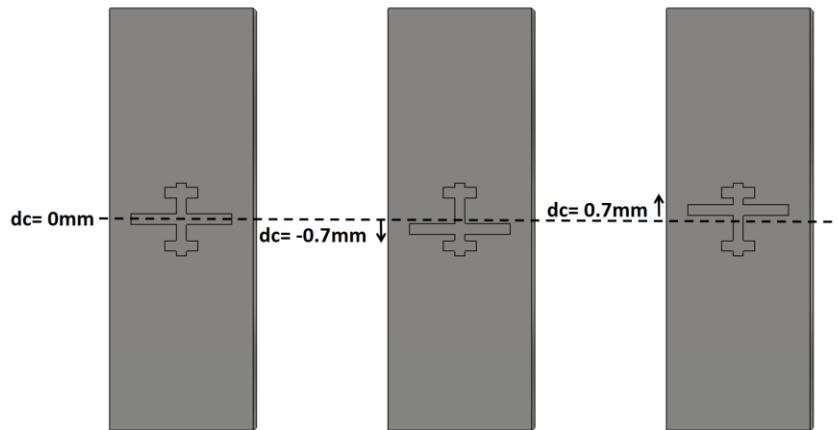


Figura 4-10 Ranura Triple Cruz -Descentramiento Módulo

Siendo $d_c = -0.7\text{mm}$ el límite inferior construible (espaciado mínimo entre ranuras de 0.5mm) y $d_c = 0.7\text{mm}$ el límite superior construible. La Figura 4-11 expone el coeficiente de acoplo desde $d_c = -0.7\text{mm}$ hasta $d_c = 0.7\text{mm}$ en pasos de 0.1mm .

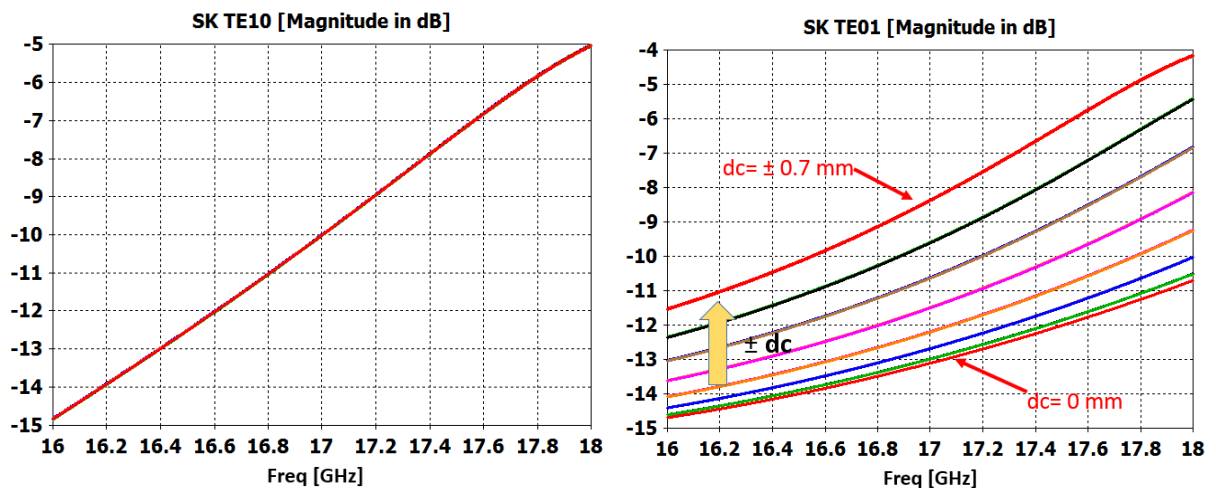


Figura 4-11 Ranura Triple Cruz- Barrido descentramiento Módulo (a) TE10 (b) TE01.

Lógicamente, mover la ranura transversal no produce ningún cambio en el coeficiente de acoplo S_k del modo TE_{10} ya que este movimiento no ocasiona ninguna alteración en la ranura. Sin embargo, sí que produce un cambio en la topología de desimetrización de la ranura longitudinal generando un efecto no deseado de desajuste de la amplitud radiada (Figura 4-11).

Esto añade un grado extra de dificultad en el flujo de diseño, se necesita descentrar las ranuras para corregir problemas con la fase, pero a su vez se modifica el módulo. Se requiere un proceso iterativo de diseño hasta hacer converger la fase y el módulo.

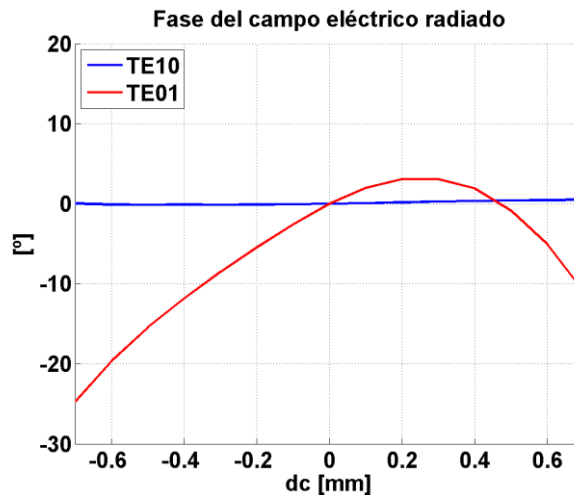


Figura 4-12 Ranura Triple Cruz- Resultados Descentramiento Fase

Descentrar las ranuras produce una variabilidad en la fase de hasta 30° para el modo TE_{01} . El cambio de fase en el modo TE_{10} es prácticamente nulo. Este es el efecto combinado al efecto en fase que produce la longitud l_d (Figura 4-6) y al desplazamiento a lo largo de la guía de la ranura triple cruz se utilizarán para poder ajustar la fase radiada en la apertura de la ranura al desfase progresivo teórico de 90°

4.1.6 Conclusiones y decisiones de la ranura triple cruz

El elemento triple cruz tiene el potencial necesario para solucionar la mayoría de los problemas que tenían los diseños del trabajo fin de grado expuestos en el capítulo 3, tanto en módulo como en fase.

El elemento triple cruz tiene un coeficiente de acoplo máximo aproximadamente $S_k = -3.2\text{dB}$ suficiente para lograr un array con un desaprovechamiento de señal del 2%. El módulo del campo eléctrico radiado del modo TE_{01} aumenta cuanto mayor se hace las longitudes l_d y l_m . Estas variaciones producen un cambio máximo de aproximadamente 0.3dB en el módulo del campo eléctrico radiado del modo TE_{10} siendo un efecto totalmente insignificante que se puede recuperar mediante un ligero cambio en la longitud de la ranura transversal l_x . El aumento de l_d produce un cambio en la fase radiada del campo eléctrico del modo TE_{01} de hasta 30° para las dimensiones de ranuras utilizadas en este proyecto. Esta variabilidad genera una fase más negativa en el modo TE_{01} al mismo tiempo que la fase radiada por el campo eléctrico del modo TE_{10} no varía. Para conseguir fases más positivas se procede a acercar la ranura hacia el puerto de entrada de la guía de onda. Mover la posición de la ranura en la guía de onda genera un cambio en fase por igual tanto en TE_{10} como en TE_{01} . Para ajustar el desequilibrio que presentan ambas configuraciones eléctricas se descentra la ranura transversal de la ranura longitudinal, aunque esto también produzca un desajuste en el módulo. Mediante un proceso iterativo se consigue converger en un ajuste completo de módulo y fase.

Las decisiones de diseño que se han tomado en este TFM han sido:

- $l_y = 5.5\text{mm}$, permite tener mayor espaciado entre elementos consecutivos y por lo tanto mayor rango para mover la ranura triple cruz a lo largo de la guía de onda.
- $l_m = 2\text{mm}$. permite tener mayor rango para descentrar las ranuras además que aumenta el coeficiente de acoplamiento S_k . No se utiliza el máximo valor posible antes del desglose de la ranura ($l_m = 2.3\text{mm}$) para dejar la posibilidad de tener fino ajuste final variando l_y .

5 COMPENSACIÓN DE ACOPLO

Los diagramas de radiación expuestos en el apartado 3 pertenecen a arrays que fueron diseñados únicamente mediante ranuras modeladas con simulaciones individuales. Al simular la antena conjunta se generan efectos no esperados en la potencia que radia cada elemento por el simple hecho de tener otros elementos adyacentes a él. Es lo que se conoce como efectos de acoplo mutuo entre elementos y pueden provocar degradaciones severas en el diagrama de radiación de la antena, tales como relleno de nulos, aumento del nivel de SLL o desapuntamiento del haz principal

Con el fin de compensar las discrepancias que existe entre el diagrama simulado del array respecto al diagrama teórico calculado para el diseño, se necesita rediseñar cada ranura de la antena para corregir estos efectos provocados por el acoplo mutuo entre elementos.

Es un proceso lento e iterativo, ya que continuamente se tiene que estar modificando los elementos del array. Al variar un elemento se está alterando el acoplo que este nuevo va a generar sobre sus vecinos. De tal manera que los ajustes previos volverían a no ser los correctos. La mayor parte del tiempo empleado en este TFM se ha dedicado en el proceso de compensación de acoplo.

Para llevar a cabo este proceso se requiere:

- Modelo de compensación de acoplo
- Caracterización en el elemento cruz (Apartado 3.2) [1]
- Caracterización en el elemento triple cruz (Apartado 4.2)

5.1 MODELO DE COMPENSACIÓN DE ACOPLO POR SECCIONES

El modelo de compensación de acoplos, consiste en utilizar los datos de campo eléctrico radiado por cada uno de los elementos del array en campo cercano aprovechando la herramienta CST. Al igual que se hizo en el apartado 4.1.2 se sitúa un monitor de campo eléctrico que extrae de manera puntual el módulo y la fase radiada (Figura 4-5) para calcular un nuevo coeficiente de acoplamiento C_k con el que poder comparar al coeficiente de acoplamiento teórico S_k .

El modelo de compensación de acoplo utiliza secciones de la antena completa porque te permite rediseñar el diseño mediante simulaciones más pequeñas de n elementos impares. Cada una de estas simulaciones ajusta el elemento central mediante una aproximación del comportamiento real de ese elemento en la antena completa. El efecto del acoplo mutuo viene ponderado mayoritariamente por los elementos adyacentes, la idea de este modelo es desechar aquellos elementos cuya aportación al acoplamiento de la ranura bajo estudio es minoritario, ahorrando coste computacional. Por este principio cuanto mayor sea el número de elementos por agrupación o sección, se obtendrá una mejor aproximación de la antena real a cambio de utilizar más recursos. Para la antena que se presenta en este documento se ha realizado un ajuste de acoplo utilizando simulaciones con 5 elementos. (Figura 5-1)

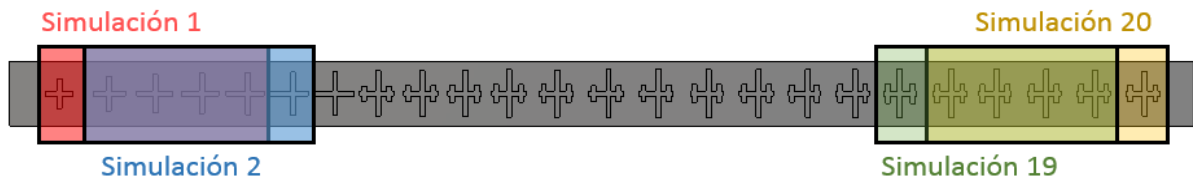


Figura 5-1 Simulación 5 elementos

El proceso de compensación de acoplo consiste en realizar una simulación individual de los primeros $n = 5$ elementos de la antena completa (simulación 1 en la Figura 5-1) en la que se ajustarán los elementos 1, 2 y 3 para cumplir su coeficiente de acoplo y fase radiada correspondientes. A continuación se avanzará una sección (simulación 2 en la Figura 5-1) y se realizará una nueva simulación con los $n = 5$ elementos siguientes, en este caso elementos del 2 al 6, en el que se ajustará el elemento central (elemento número 4). Los elementos anteriores al elemento central ya estarían ajustadas en la simulación previa. Este proceso se irá repitiendo hasta llegar a la última simulación de $n = 5$ elementos (simulación 20 en la Figura 5-1) donde se ajustarán los elementos 22, 23 y 24. Una vez realizada la compensación de toda la antena se realizará una simulación de la nueva antena completa compensada para comprobar las mejoras obtenidas y, si los resultados no son satisfactorios, comenzará una nueva iteración del método.

Con el fin de calcular tanto el nuevo coeficiente de acoplo C_k como la fase radiada por cada elemento radiante se aplicará la siguiente formulación utilizando la siguiente información que se obtiene en cada simulación seccionada:

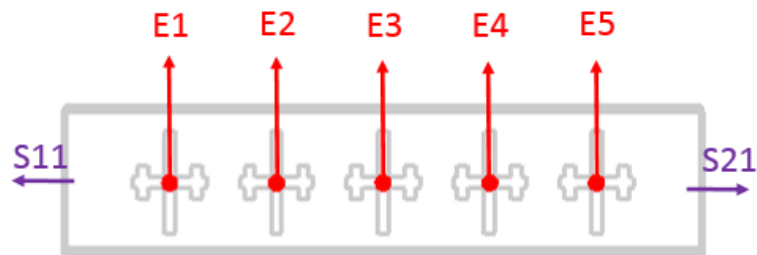


Figura 5-2 Esquema de los datos modelo compensación acoplo $n=5$

- $(S_{11})_i$: Coeficiente de reflexión de la simulación por secciones i
- $(S_{21})_i$: Coeficiente de transmisión de la simulación por secciones i
- $(E_n)_i$: Campo eléctrico en la apertura del elemento n

El subíndice i indica la simulación troceada número i . La formulación que aplica al modelo es la siguiente:

1. **Cálculo de la potencia radiada P_{rad} :**

$$P_{rad,i} = 1 - |S_{11}|_i^2 - |S_{21}|_i^2 \quad (5.1)$$

Aplicación directa al análisis de dos puertos. La potencia radiada se corresponde a toda la potencia restante que no ha sido ni reflejada ni transmitida en un medio sin pérdidas. A diferencia del análisis con un elemento, por el hecho de tener n elementos por

simulación no se tiene acceso a la potencia que radia un elemento en solitario sino la potencia total radiada por el conjunto.

2. Cálculo de la constante K :

$$P_{\text{rad},i} = K_i \sum_{k=0}^n |E_k|^2 \rightarrow K_i = \frac{P_{\text{rad},i}}{\sum_{n=0}^N |E_n|^2} \quad (5.2)$$

Se entiende por constante K , el valor total de las constantes que multiplican al campo eléctrico y que lo relacionan con la potencia radiada, donde n es el índice del elemento en el array de la simulación por secciones y N es el número total de elementos que tiene el array.

3. Nuevo coeficiente de acoplo C_k :

$$C_k = K_i \frac{|E_k|^2}{(\sum_{a=n}^N K_i |E_a|^2) + |S_{21}|_i^2} \quad (5.3)$$

Relación entre el módulo del campo eléctrico del elemento n con su correspondiente constante K_i , dividido por toda la potencia que aún no se ha radiado en la simulación por secciones. El nuevo coeficiente C_k , al igual que S_k , describe el nivel de acoplo respecto a la potencia que entra al elemento.

5.2 FLUJO DEL MODELO

La función de este apartado es explicar el procedimiento para compensar acoplos mutuos entre elementos en un array mediante el método presentado anteriormente. Se parte de un array inicial caracterizado por elementos radiantes diseñados mediante simulaciones individuales. Se quiere obtener el ajuste necesario para conseguir el coeficiente de acoplamiento S_k demandado por cada elemento para cumplir la distribución de alimentación.

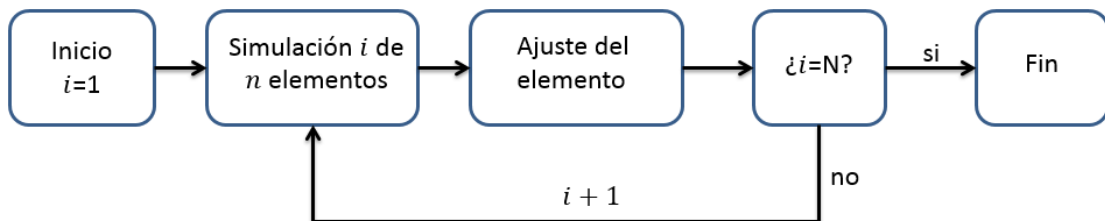


Figura 5-3 Flujo del Modelo

Se procede a simular la $i = 1$ agrupación de n elementos. Se colocan monitores de campo eléctrico de CST, que obtienen los datos necesarios para aplicar la formulación vista en el apartado 5.1. Una vez se analizan los valores en fase y se calcula el nuevo coeficiente de acoplo C_k para la ranura bajo estudio, se procede a modificar la ranura para ajustar estos parámetros a

los valores deseados aplicando el flujo iterativo descrito en la Figura 5-4 o en la Figura 5-5 dependiendo de la topología de la ranura que se estuviera ajustando. A continuación, se comprueba si el elemento bajo estudio es el último del array N, en caso negativo se realiza la siguiente agrupación $i + 1$ con los elementos correspondientes volviendo a realizar la simulación y el análisis/ajuste del siguiente elemento bajo estudio. Este proceso se repite hasta que los N elementos de la antena hayan sido compensados.

Al utilizar un modelo que no trabaja sobre la antena completa sino con secciones de n elementos, el comportamiento del elemento central de cada sección es una aproximación del comportamiento de dicho elemento sobre la antena completa. Es por eso, que si el comportamiento de la simulación de antena completa compensada no satisface suficientemente los requisitos de diseño, se debe repetir el proceso tantas veces como sean necesarias. Además, el problema que genera utilizar un método de análisis secuencial, es decir, un análisis que empieza en el extremo donde se inyecta la onda progresiva de alimentación y va recorriendo hasta el final la estructura mediante secciones, es que la compensación de un elemento futuro altera el acoplo que produce en elementos previos. Por ejemplo, si se está ajustando el elemento 10 con una simulación de 5 elementos, se está modelando el elemento 10 con la referencia de los acoplos provocados por los elementos 8, 9, 11 y 12. Al ser un proceso secuencial, los elementos 11 y 12 todavía no han sido compensados. Si se hiciera un análisis de esta secuencia una vez acabada la compensación por primera vez, los elementos 11 y 12 serían distintos. La forma en la que los elementos 11 y 12 afectan al elemento 10 es diferente a aquella con la que se realizó su compensación. No es un proceso paralelizable.

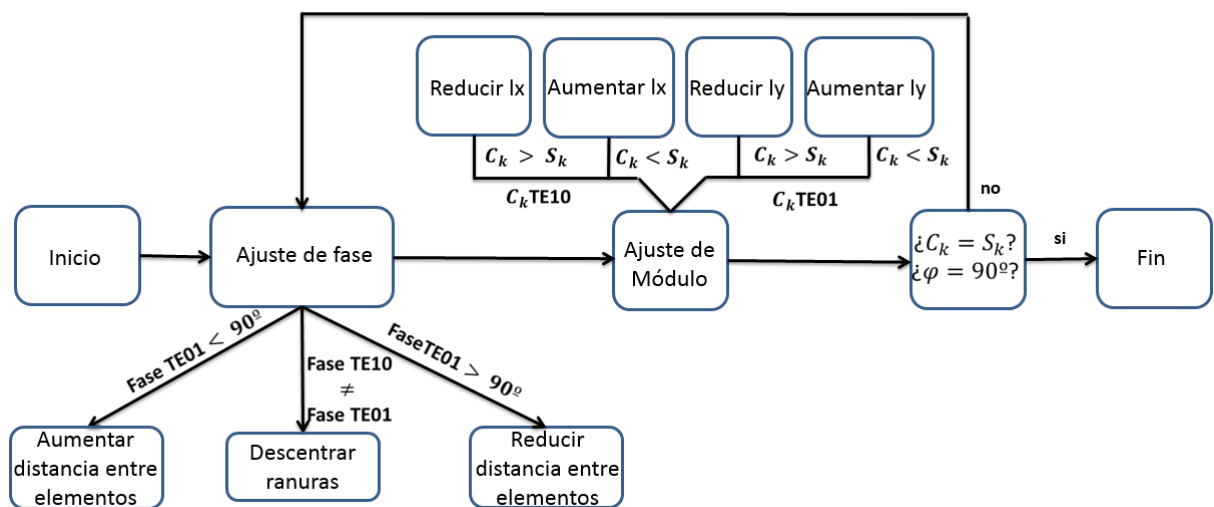


Figura 5-4 Modelo de compensación de acoplo – Ajuste de la Ranura Cruz

La Figura 5-4 y Figura 5-5 ilustra de manera más detallada la etapa de ajuste del elemento que se sigue en cada sección de n elementos (etapa “Ajuste del elemento” del Figura 5-3). La Figura 5-4 representa el flujo que una ranura cruz debe seguir. De igual manera, la Figura 5-5 representa el flujo que una ranura triple cruz debe seguir.

Estos diagramas comienzan una vez se ha realizado la simulación correspondiente y se ha calculado la diferencia de fase y el nuevo coeficiente de acoplamiento C_k . Es recomendable empezar por el ajuste en fase porque es el parámetro más difícil de ajustar. Además, hay que ajustar dos parámetros simultáneamente, diferencias en la fase que existe entre ambos modos y desajuste de fase respecto a la teórica.

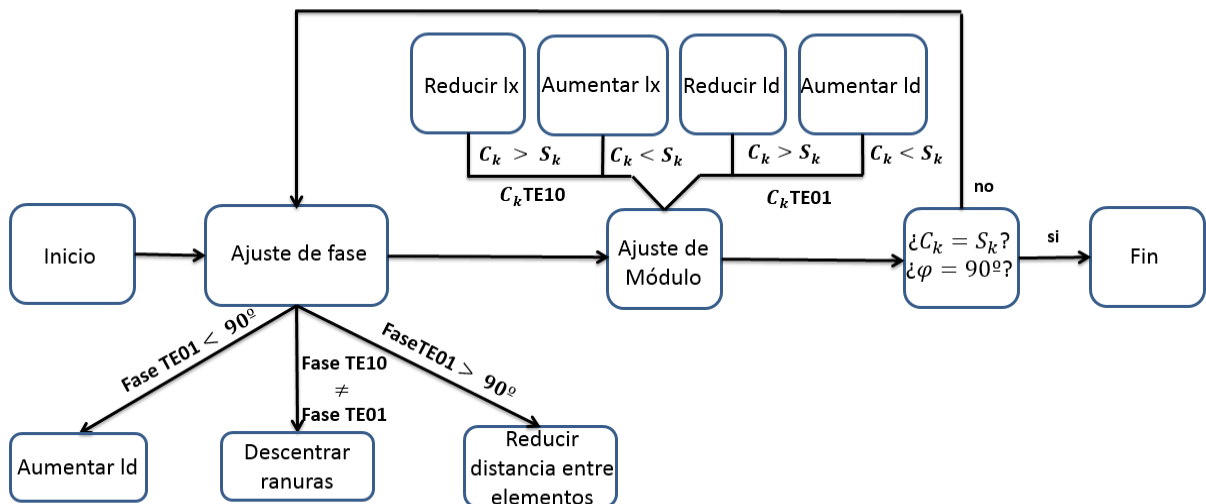


Figura 5-5 Modelo de compensación de acoplo – Ajuste de la Ranura Triple Cruz

Se pueden dar tres situaciones en el estudio de una ranura cruz:

- **Fase $TE_{01} < 90^\circ$** : Para conseguir fases más positivas en la ranura bajo estudio hay que aumentar la distancia respecto al elemento previo.
- **Fase $TE_{01} > 90^\circ$** : Para conseguir fases más negativas en la ranura bajo estudio hay que disminuir la distancia respecto al elemento previo.
- **Fase $TE_{10} \neq$ Fase TE_{01}** : Descentrar la ranura transversal del centro de la ranura longitudinal produce un cambio en la fase únicamente al modo TE_{01} .

Se pueden dar tres situaciones en el estudio de la ranura triple cruz:

- **Fase $TE_{01} < 90^\circ$** : Para conseguir fases más positivas en la ranura bajo estudio hay que aumentar la longitud l_d o aumentar la distancia respecto al elemento previo.
- **Fase $TE_{01} > 90^\circ$** : Para conseguir fases más negativas en la ranura bajo estudio hay que disminuir la distancia respecto al elemento previo.
- **Fase $TE_{10} \neq$ Fase TE_{01}** : Descentrar la ranura transversal del centro de la ranura longitudinal produce un cambio en la fase únicamente al modo TE_{01} .

En el array que se ha compensado durante este trabajo fin de Máster, generalmente se ha partido desde fases $TE_{01} > 90^\circ$ y un desajuste en fase entre modos de 15° - 25° .

Una vez ajustada la fase al valor teórico, dentro de una tolerancia/error admisible (elegido por el diseñador) se procede a ajustar el valor en módulo. Este ajuste es más sencillo ya que hay independencia entre modos y no hay parámetros que alteren significativamente al modo ortogonal. Para cada polarización puede darse dos situaciones, que el nuevo coeficiente de acoplamiento C_k sea mayor o menor que el coeficiente de acoplo teórico S_k . Al ser la ranura transversal igual en ambas topologías y tener independencia entre modos, el procedimiento es común y es el siguiente:

- **$C_k > S_k$** : Para conseguir menor radiación en la ranura bajo estudio hay que disminuir la longitud l_x .

- $C_k < S_k$: Para conseguir mayor radiación en la ranura bajo estudio hay que aumentar la longitud l_x .

Para ajustar la ranura longitudinal en el elemento cruz se procede de la siguiente manera:

- $C_k > S_k$: Para conseguir menor radiación en la ranura bajo estudio hay que disminuir la longitud l_y .
- $C_k < S_k$: Para conseguir mayor radiación en la ranura bajo estudio hay que aumentar la longitud l_y .

Dado que el parámetro l_y es un parámetro fijo en el diseño de la ranura triple cruz, el procedimiento en este caso es el siguiente:

- $C_k > S_k$: Para conseguir menor radiación en la ranura bajo estudio hay que disminuir la longitud l_d .
- $C_k < S_k$: Para conseguir mayor radiación en la ranura bajo estudio hay que aumentar la longitud l_d .

Una vez terminado el ajuste en módulo hay que volver a comprobar si los valores en fase y en módulo están dentro de la tolerancia asumida. Hay parámetros como la longitud l_d que su variación produce cambios tanto en fase como en módulo. La manera de ajustar ambos al valor teórico deseado es realizar un proceso iterativo hasta hacer converger ambos resultados. Si se ha sobrepasado la tolerancia asumida, hay que volver a repetir el proceso desde el ajuste en fase. En caso contrario el elemento estaría compensado y se procedería a realizar la simulación seccionada $i + 1$.

6 DISEÑO DE LA ANTENA

En el trabajo fin de grado [1] se presentó un primer prototipo con la ranura triple cruz como elemento radiante Figura 3-17. En este capítulo se explicará todo el proceso de mejora que ha sufrido este prototipo hasta llegar a ser una antena con prestaciones adecuadas para su construcción.

El array mantiene las mismas características que la expuesta en el capítulo 3, array de 24 elementos con frecuencia central a 17 GHz para banda Ku sobre guía de onda cuadrada rellena de aire con polarización dual. Combina ambas topologías de ranuras para aprovechar las ventajas que aporta cada tipo de ranura. El elemento cruz se debería usar siempre que sea posible. Los siete primeros elementos se han diseñado mediante la ranura cruz, producen una polarización dual más pura y mayor sencillez de manejo/diseño. Los últimos diecisiete elementos se han diseñado mediante la ranura triple cruz debido a la necesidad de longitudes l_y cortas. Se ha mantenido un diseño de array con una potencia residual $t = 0.02$ y una distribución de alimentación Taylor -26dB. (Tabla 3-1)

A lo largo de este capítulo se va a realizar una comparativa entre los datos extraídos de CST de la simulación de antena completa compensada con los datos extraídos de CST de la simulación no compensada (Figura 3-17) y con los datos teóricos (Apartado 3.1.1 y 3.1.2). Se comparará el módulo de los coeficientes de alimentación F_k entre diseños y la fase radiada respecto al valor teórico de 90° de diseño. Recordar que F_k está relacionado mediante del apartado 2.6.1 con el coeficiente de acoplo S_k (Tabla 3-1), y aunque el modelo de compensación de acoplo trabaje con coeficientes de acoplo, en el fondo se está ajustando el módulo de los coeficientes de alimentación F_k . Ajustar estos valores debería asegurar conseguir un diagrama de radiación similar al teórico.

6.1 ANTENA CON COMPENSACIÓN DE ACOPLO – MODELO DE 5 ELEMENTOS

Por experiencias previas, el valor n del método propuesto en el capítulo 5 ha sido 5 elementos. Es un valor intermedio entre precisión/coste computacional razonable y con unos resultados coherentes. En el trabajo fin de grado [1] se realizó un estudio comparativo del modelo de 5 elementos vs el modelo de 7 elementos sobre los prototipos del capítulo 3.

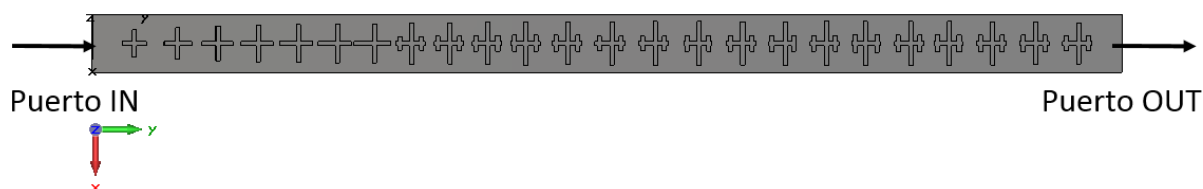


Figura 6-1 Array 24 elementos con compensación de acoplo

Las dimensiones del array resultante a la compensación de acoplo se recogen en la tabla A-1 del anexo A. Este array es el resultante de la primera vuelta completa en el modelo de compensación de acoplo. Recogiendo las dimensiones resultantes se procede a realizar una simulación de antena completa en CST para comprobar las características del array compensado.

6.1.1 Comparativa del array compensado

El siguiente apartado va a mostrar una comparativa entre el primer prototipo con ranura triple cruz como elemento radiante Figura 3-17 y sin compensar acoplo mutuo, contra el mismo array una vez realizada la compensación de acoplos mutuos siguiendo el modelo expuesto en el capítulo 5:

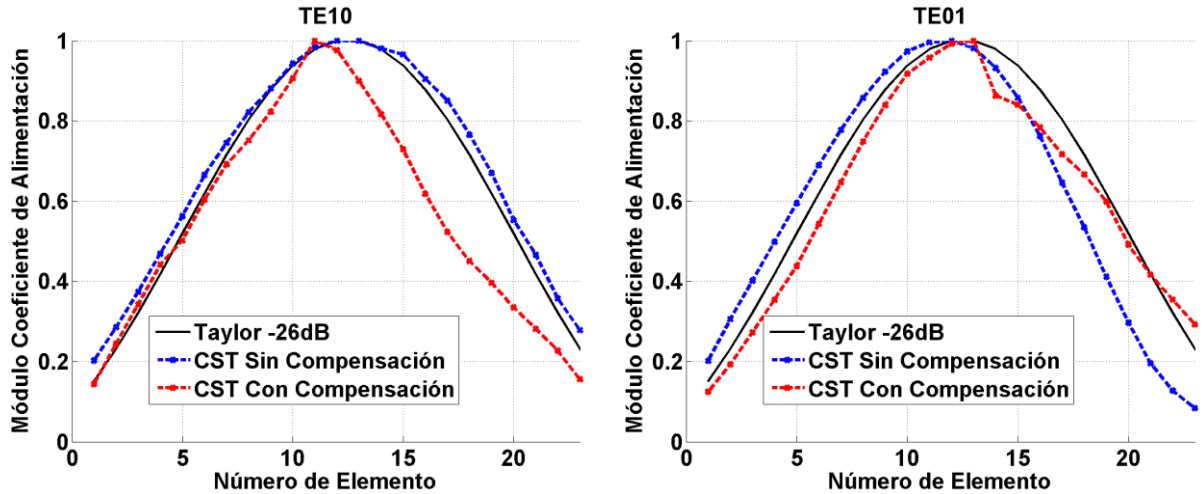


Figura 6-2 Comparativa-Módulo Coeficiente de Alimentación (a) TE10 (b) TE01.

Utilizando de nuevo los monitores de campo radiado de CST sobre la antena completa en la cercanía de la apertura de las ranuras, se puede capturar el módulo del campo radiado por cada elemento en condiciones de campo en la apertura y, a partir de ellos, obtener los módulos de los coeficientes de la alimentación del array completo. El módulo radiado por el array tiene dos tendencias. (Figura 6-2)

Por un lado, del elemento 1 al 12 donde las ranuras tienen un nivel de radiación menor que los siguientes elementos, se sufre una menor degradación por efectos de acoplamiento. Por eso, tanto para el array sin compensar como para en el array compensado por el modelo, se tiene unos valores muy parecidos a la distribución teórica Taylor -26dB para ambos modos.

La diferencia viene en los elementos 13 al 24 (ranuras más radiantes) donde el acoplamiento es más fuerte. Para el modo TE_{10} , se partía de un array donde los valores F_k estaban prácticamente ajustados a la distribución teórica. Durante el proceso de compensación de acoplamiento se tuvieron problemas para hacer converger el flujo de la Figura 5-5, por eso se decidió que la tolerancia para el ajuste en módulo del modo TE_{10} fuese la más alta de todas. Esta decisión es la responsable de la pérdida generalizada del valor de F_k en el array compensado. Sin embargo, para el modo TE_{01} la distribución de alimentación ha mejorado después de compensar la antena, llegando a ser prácticamente como la teórica salvo una caída en los elementos 14-15-16 del array. En el apartado 6-2 se describe los cambios necesarios para mejorar la distribución de alimentación de la antena final (Figura 6-12)

No hay que perder de vista que es un diseño donde existen muchas complicaciones y limitaciones a la hora de ajustar todo a la perfección llegando a ser, prácticamente, imposible un ajuste total al diagrama teórico.

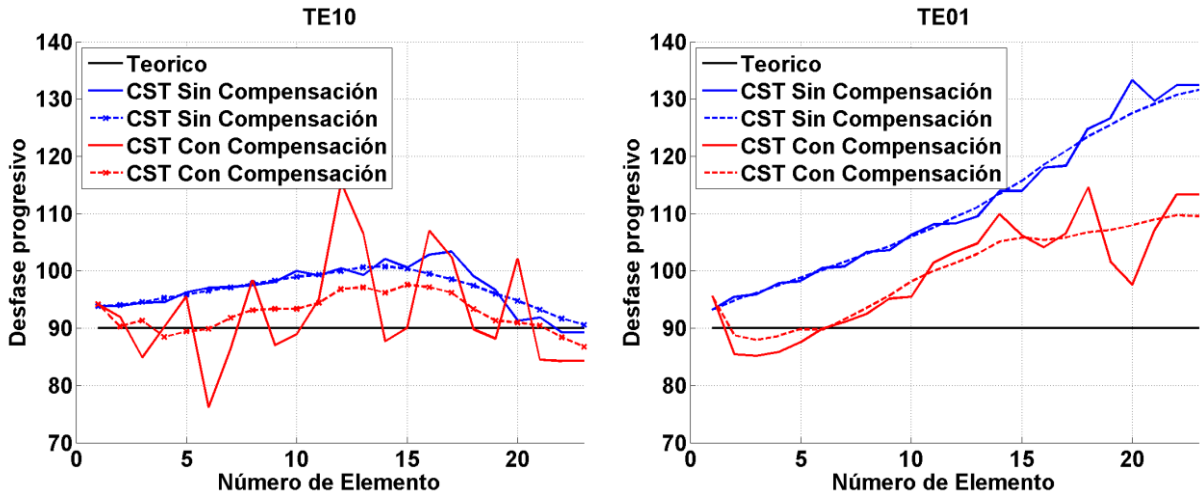


Figura 6-3 Comparativa-Desfase Progressivo (a) TE10 (b) TE01.

Para el modo TE_{10} , la fase radiada se ha dispersado, teniendo valores consecutivos muy dispares. Tiene un comportamiento oscilante alrededor de la línea de los 90° grados teóricos. Aunque eso no implica que la compensación haya empeorado la fase radiada respecto a la original. Las líneas discontinuas de Figura 6-3 representan un valor medio entre muestras para analizar el efecto global de la fase en la antena. Este valor medio se ha reducido respecto a la antena sin compensar lo que generará un apuntamiento del lóbulo principal de la antena más cercano al apuntamiento teórico deseado. A cambio el hecho de tener valores tan dispares va a provocar que el diagrama pierda algunos nulos, lóbulos secundarios más anchos, etc. (Figura 6-6). Para el modo TE_{01} , la fase radiada en el array después de la compensación se ha reducido de media aproximadamente entre 10° - 15° a lo largo de toda la antena estando mucho más cerca del valor teórico.

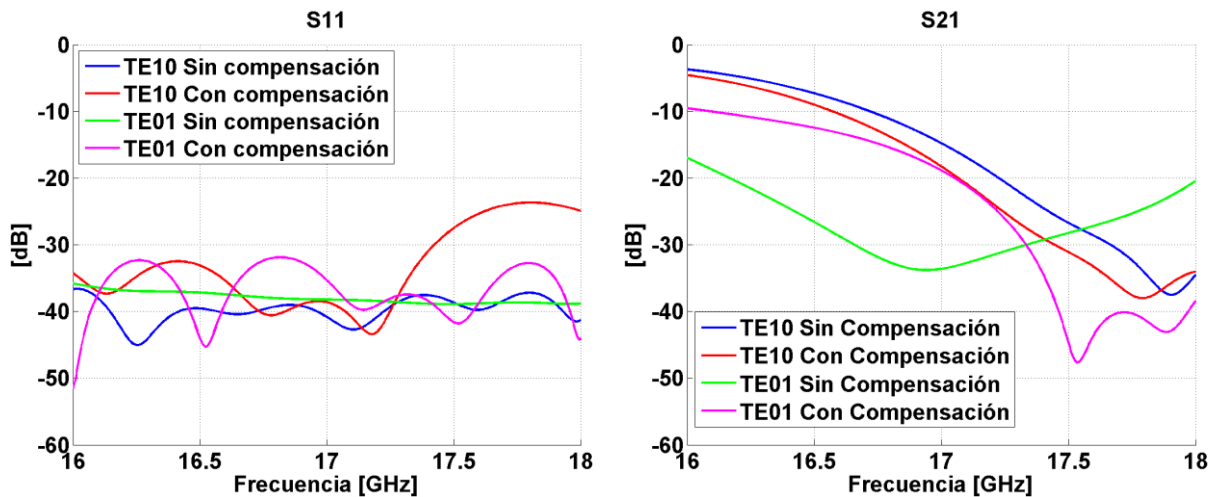


Figura 6-4 Comparativa-Parámetro S (a) S11 (b) S21.

El parámetro S_{11} o parámetro de reflexión a la entrada de la guía, después de la compensación sigue estando en toda la banda por debajo de los -20 dB. La alteración de las ranuras no ha tenido

efectos negativos destacables en la reflexión. El parámetro S_{21} o coeficiente de transmisión, se ha visto modificado durante el modelo. Se ha diseñado para que la potencia residual sea $t = 0.02 = 2\%$, esto equivale en unidades logarítmicas a un $S_{21} = 10 \log_{10} 0.02 = -17\text{dB}$ suponiendo una adaptación perfecta a la entrada. Antes del someter al array al proceso de compensación, a frecuencia de diseño 17GHz, se partía de un diseño con una potencia residual para el modo TE_{10} con un $S_{21} = -14.87\text{dB}$ que equivale a un 3.26% y para el modo TE_{01} un $S_{21} = -33.60\text{dB}$ que equivale a un 0.04%. Después del reajuste de los elementos en el modelo, es normal que el parámetro S_{21} se acerque más al de diseño. Para el modo TE_{10} se obtiene un valor de $S_{21} = -18.24\text{dB}$ que equivale a un 1.5% y para el modo TE_{10} se tiene un valor de $S_{21} = -18.87\text{dB}$ que equivale a un 1.3% de potencia no radiada por el array.

Aunque la potencia residual en el modo TE_{10} esté más próxima a la teórica, la distribución entre elementos era peor (Figura 6-2) por lo que el diagrama de radiación (Figura 6-6) empeorará.

El hecho de haber variado la distancia entre elementos en la antena, produce que el factor de array teórico cambie (Fórmula 2.20) como se observa en la Figura 6-5

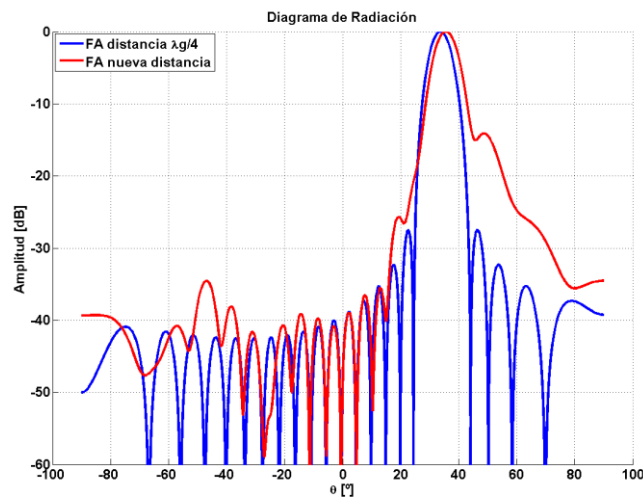


Figura 6-5 Factor de Array - nueva distancia

En primera instancia, se va a comparar el array compensado con su nuevo factor de array teórico pese a que el diagrama tenga lóbulos secundarios más altos y peor directividad. En el apartado 6.2 se describen los pasos necesarios para reconstruir la antena para tener un diagrama de radiación más parecido al original.

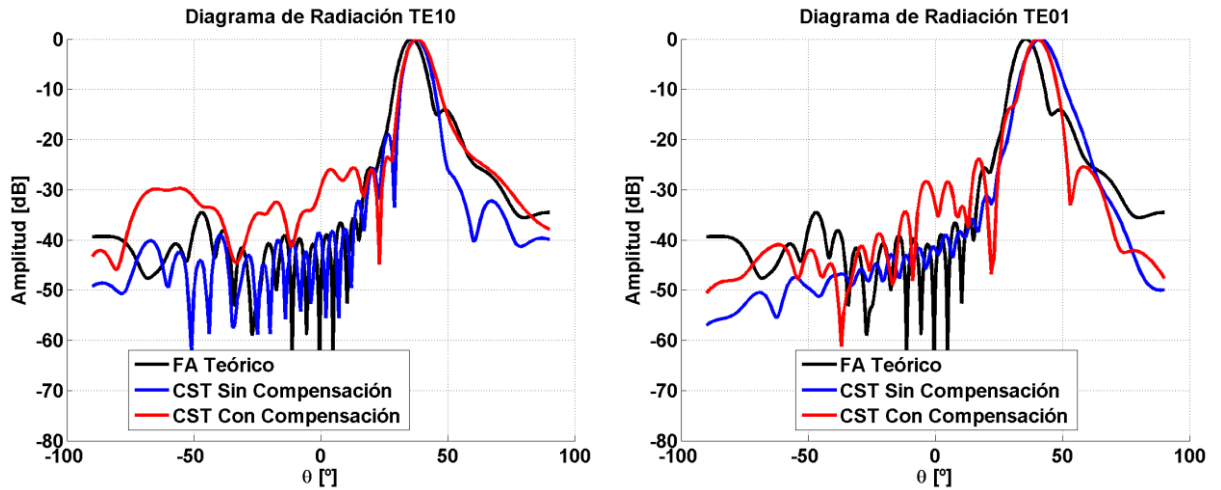


Figura 6-6 Comparativa-Diagrama de Radiación Normalizado (17 GHz) (a) TE₁₀ (b) TE₀₁.

Los factores de array normalizados del array compensado para ambos modos se ajustan más al nuevo factor de array. En el caso del TE₁₀, dado que el diagrama de radiación del array sin compensar era aceptable, el cambio del espaciado junto a la peor distribución de potencia en los elementos produce un diagrama peor que antes del modelo. Sin embargo, para el modo TE₀₁, donde se tenía un diagrama muy poco directivo, el ajuste aún con las nuevas distancias y ranuras produce un diagrama de radiación mucho más directivo, más limpio con nulos mejor marcados y un apuntamiento algo más de un grado más cerca del teórico.

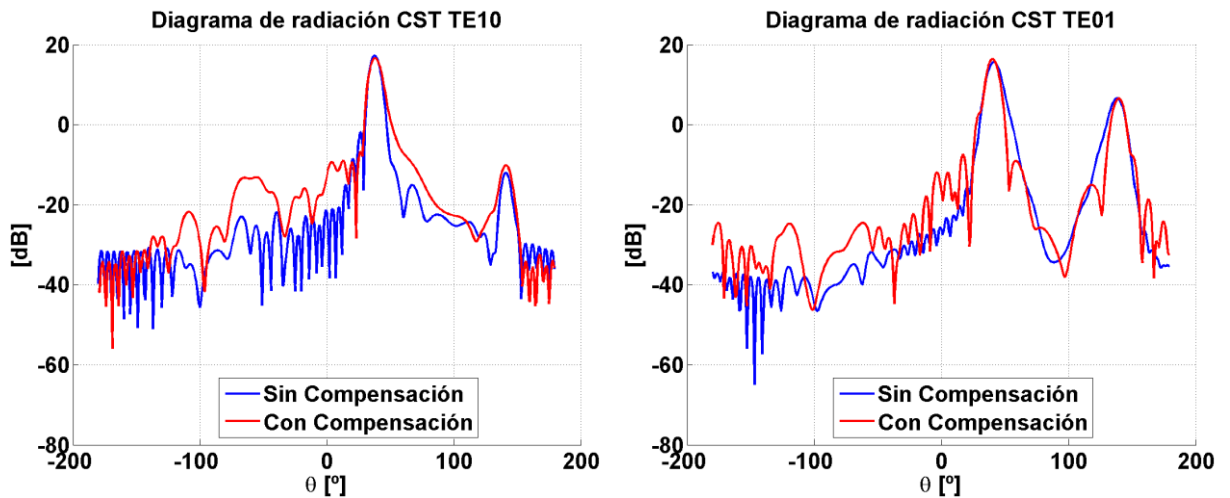


Figura 6-7 Comparativa- Diagrama de radiación en campo lejano componente copolar a 17 GHz (a) TE₁₀ (b) TE₀₁.

La Figura 6-7 expone la componente copolar del diagrama de radiación en campo lejano para ambos modos. La siguiente tabla resume los valores más importantes de la componente copolar:

Array	Ganancia	Apuntamiento	Ancho de Haz (3dB)	SLL
TE10 sin Compensación	17 dB	37.5°	7.7°	-18.8 dB
TE10 con Compensación	16.5 dB	37.8°	8.7°	-23.3 dB
TE01 sin Compensación	15.6 dB	41.1°	10.1°	-9 dB
TE01 con Compensación	16.3 dB	40°	8.4°	-9.8 dB

Tabla 6-1 Comparativa- Valores diagrama de radiación campo lejano componente copolar

Para el modo TE₁₀, se pierde 0.5 dB de ganancia y además el ancho de haz aumenta 1° a causa de todos los efectos mencionados en esta sección. Sin embargo, para el modo TE₀₁ se ha ganado 0.5 dB de ganancia, se reduce el ancho de haz 1.7° y el desapuntamiento del lóbulo principal 1.1°

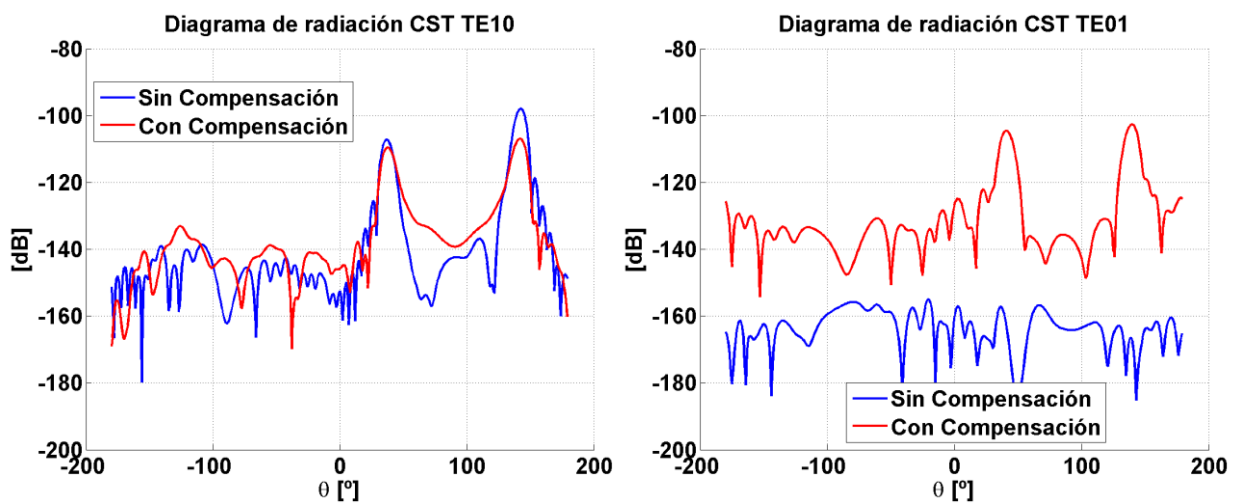


Figura 6-8 Comparativa- Diagrama de radiación en campo lejano componente contrapolar a 17GHz (a) TE10 (b) TE01.

El descentramiento de ranuras ha provocado que la componente contrapolar en el modo TE₀₁ haya subido. Aun así, la componente contrapolar es prácticamente nula para ambos modos. Es muy importante seguir teniendo un nivel de contrapolar bajo por que la componente contrapolar del TE₁₀ tiene la misma polarización que el TE₀₁ y viceversa. Un contrapolar elevada de un modo puede acoplar en la copolar del otro. Por eso lo ideal es tener los niveles de radiación contrapolar lo más bajos posibles.

6.1.2 Comparativa entre modos Array TFM compensado

De manera análoga al apartado 6.1.1 se va a comparar las discrepancias entre los dos modos excitados en la guía a frecuencia de diseño.

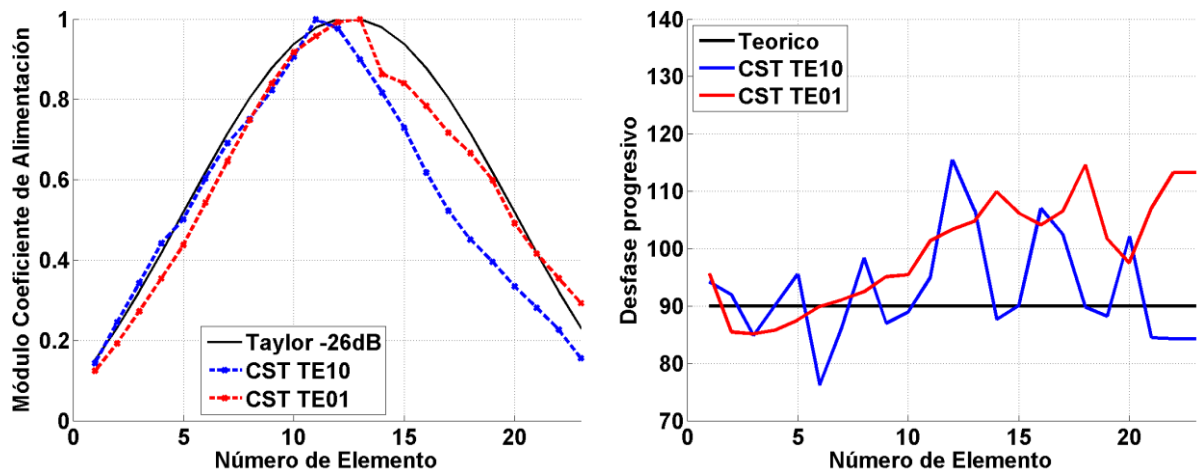


Figura 6-9 Array Compensado- (a) Módulo Coeficientes de Alimentación (b) desfase progresivo

El deterioro del módulo para el modo TE_{10} ha invertido el problema original, siendo ahora este el modo con mayor desajuste y posicionando al modo TE_{01} aquel más cercano al teórico. Los elementos 14-15-16 sufren el mayor desajuste del array.

El modo TE_{01} tiene un mayor valor medio entre elementos, por lo tanto, su diagrama sufrirá un desapuntamiento del lóbulo principal mayor. Los valores son más oscilantes respecto a la línea de 90° grados teórica para el modo TE_{10} , por lo tanto, tendrá más relleno de nulos y los lóbulos secundarios más altos.

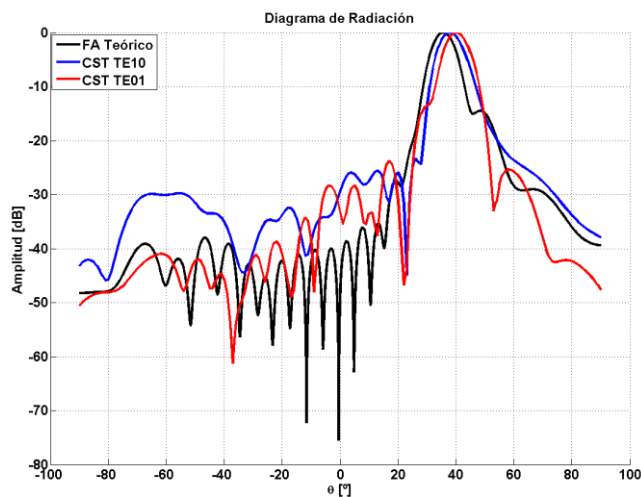


Figura 6-10 Array Compensado- Diagrama de Radiación normalizado (17 GHz)

Los valores de la componente copolar se encuentran en la tabla 6-1. Ambos diagramas son muy parecidos en ganancia como en ancho de haz a 3 dB, aunque el modo TE_{01} sufre mayor desapuntamiento que el modo TE_{10} .

6.2 MODIFICACIONES POST-MODELO

Todas las modificaciones a partir de este punto se han realizado con simulaciones de antena completa en lugar de con la aproximación por secciones. Al tener el diseño en una etapa final con un diagrama de radiación aceptable, los cambios están mucho más acotados. Para los ajustes finales se priorizó precisión frente a rapidez computacional. Se han realizado dos mejoras, un cambio en todas las longitudes l_x del array para modificar la distribución de alimentación del modo TE_{10} y un cambio en l_d en los elementos 14-15-16 por ser los elementos con mayor error en la compensación. La Figura 6-11 muestra en color rojo las longitudes que han sido modificadas en esta sección.

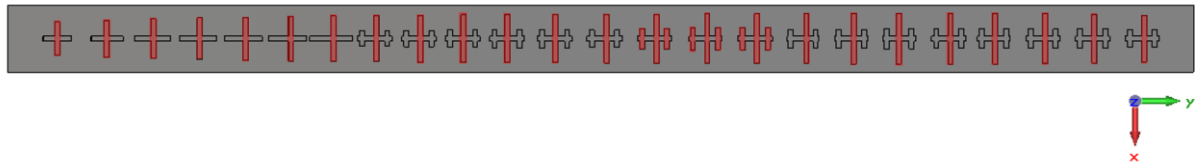


Figura 6-11 Modificaciones Post-Modelo

El problema principal del array compensado es el deterioro sufrido en el modo TE_{10} en el modelo. La complejidad del diseño en el ajuste, es decir, iterar simulaciones hasta ajustar cuatro variables (dos módulos y dos fases) con algunos parámetros que alteraban tanto módulo como fase estaba ocasionando que el ajuste nunca llegase a converger en ciertos momentos. Dado que se partía de un diseño con la distribución de alimentación del modo TE_{10} sin casi necesidad de ajuste, debido a que la ranura transversal tiene mayor distancia física hasta su ranura adyacente sufriendo menor acoplo, se decidió aumentar la tolerancia en el modelo de compensación dejando al nuevo coeficiente de acoplo $C_{kTE_{10}}$ el menor peso. Al final en lugar de un ajuste se ha generado un desajuste.

Sin embargo, esta decisión no fue arbitraria. Debido a la independencia entre modos que tienen la ranura transversal de la longitudinal siempre se puede volver a las longitudes de partida l_x recuperando el comportamiento en potencia radiada por el modo TE_{10} , y provocando cambios insignificantes en el modo TE_{01} . Teniendo en cuenta todo lo descrito anteriormente y viendo los resultados finales, se podía haber realizado un método de compensación de acoplo sin ajuste del nuevo coeficiente de acoplamiento $C_{kTE_{10}}$, obteniendo una mayor velocidad en el proceso. Pero a priori el hecho de que el modelo produjese un desajuste era algo que no se podía saber, y se decidió como siempre intentar mejorar las características del array.

Por otro lado, se ha aumentado las longitudes elementos 14-15-16 para el modo TE_{01} para corregir la caída de potencia en esa zona del array. Las dimensiones del array post-modelo se encuentran en la tabla A-2 del anexo A.

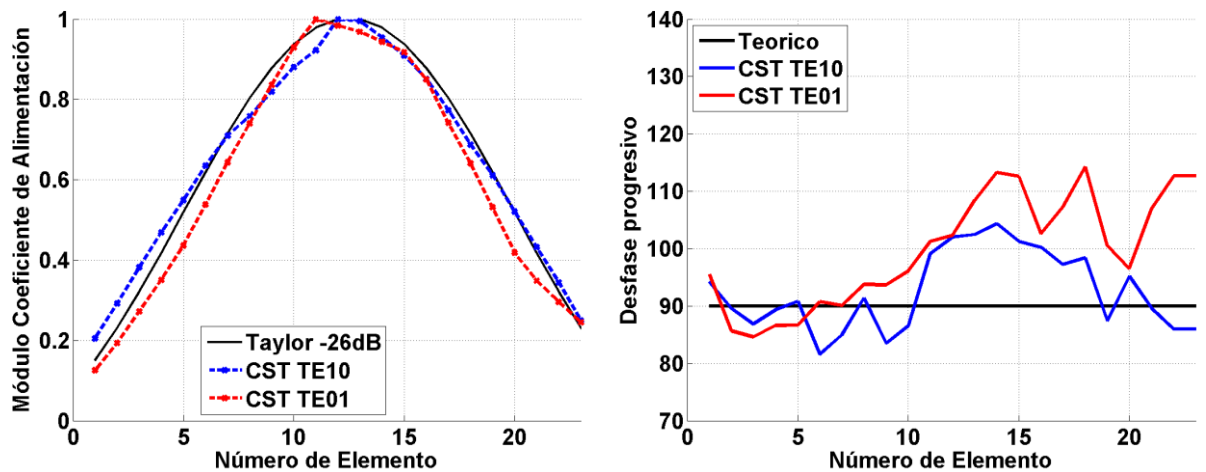


Figura 6-12 Array Post-Modelo- (a) Módulo Coeficientes de Alimentación (b) desfase progresivo

Con los nuevos cambios, las distribuciones de alimentación se ajustan más a la teórica. El modo TE_{10} ha recuperado la caída en radiación que sufría la segunda mitad del array. El modo TE_{01} ha recuperado el pico que producía los elementos 14-15-16. El hecho de que estos elementos radien más potencia al medio provoca que los elementos posteriores del array reciban menos potencia y al no haber modificado sus longitudes para el modo TE_{01} la radiación cae respecto a la Figura 6-2.

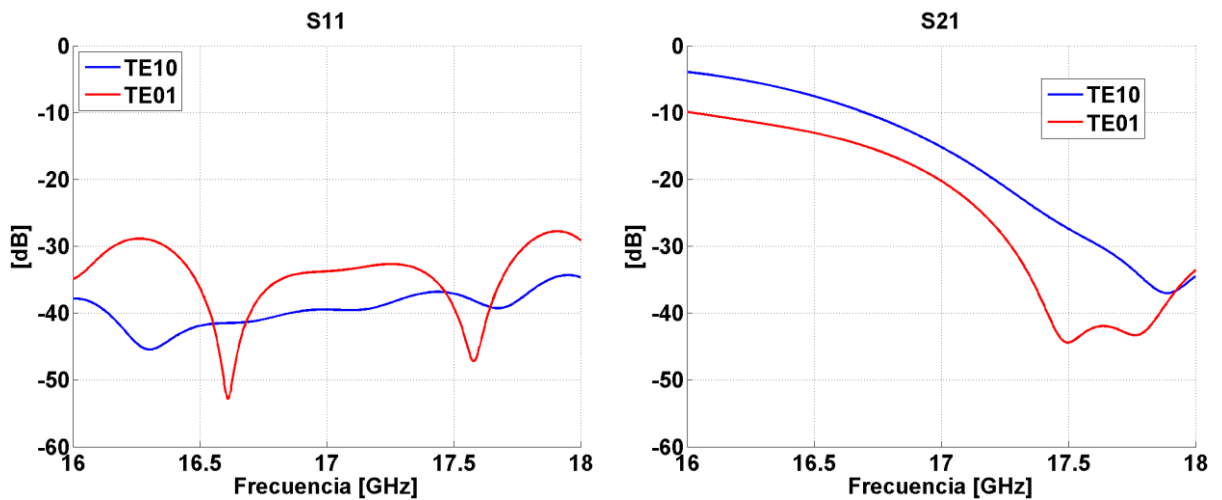


Figura 6-13 Array Post-Modelo- Parámetros S (a) S11 (b) S21.

Variar las longitudes de las ranuras ha modificado la potencia restante a la salida del array. A frecuencia de trabajo el valor para el modo TE_{10} del parámetro $S_{21} = -15.26\text{dB}$ que equivale al 2.98% de la potencia residual y para el modo TE_{01} $S_{21} = -20.17\text{dB}$ que equivale al 0.96% de la potencia.

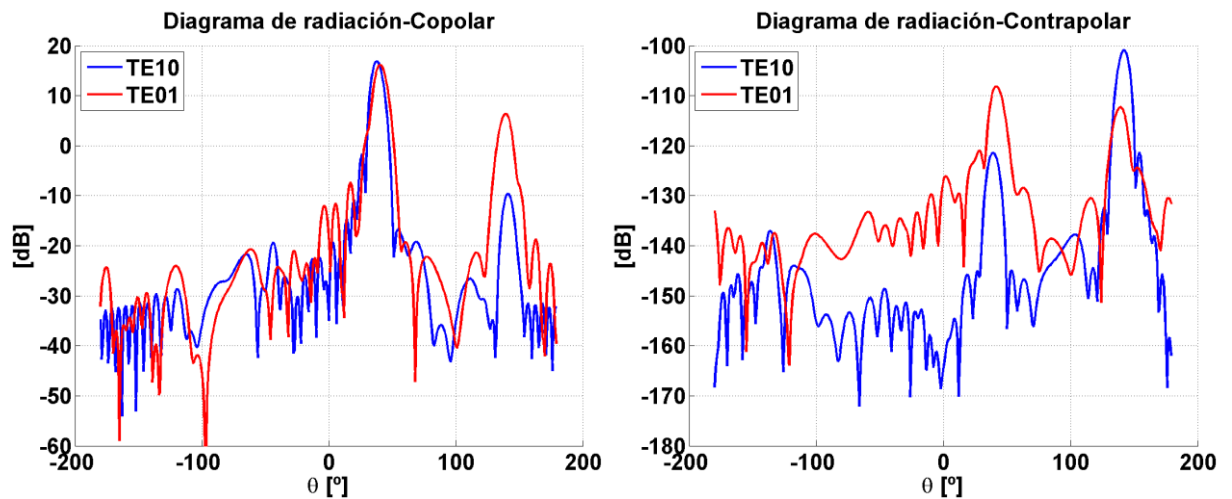


Figura 6-14 Array Post-Modelo-Diagrama de radiación en campo lejano a 17 GHz (a) Copolar (b) Contrapolar.

La siguiente tabla resume los valores más importantes de la componente copolar:

Array	Ganancia	Apuntamiento	Ancho de Haz (3dB)	SLL
TE10	16.9 dB	37.7°	8.1°	-18.5 dB
TE01	16.2 dB	40.3°	8.8°	-9.8 dB

Tabla 6-2 Array Post-Modelo- Valores diagrama de radiación campo lejano componente copolar

Se ha conseguido recuperar el diagrama TE₁₀ del deterioro del modelo de compensación de acoplo. Además, ambos modos tienen un diagrama de características parecidas. La componente contrapolar sigue siendo prácticamente nula.

6.2.1 Análisis de modos superiores

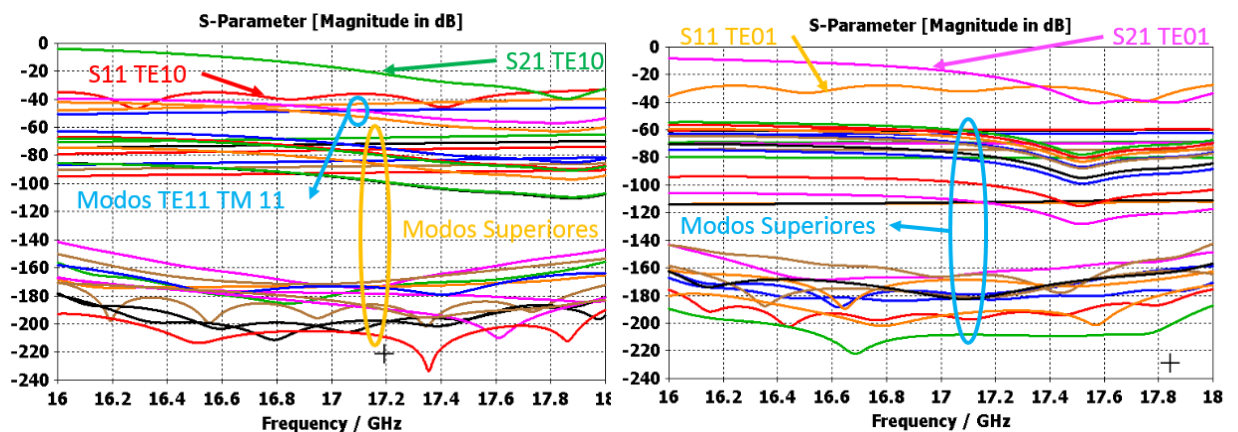


Figura 6-15 Modos Superiores (a) Alimentación con TE10 (b) Alimentación con TE01

Se ha realizado un estudio de los parámetros S de los 15 primeros modos en la guía de onda para descartar que existan efectos parásitos entre modos. En general, todos los parámetros cruzados de modos superiores están bastante atenuados (por debajo de -60dB) tanto para el modo TE₁₀

como para el modo TE_{01} . Los únicos modos que pueden llegar a ser algo críticos son los parámetros cruzados con el modo TE_{11} y TM_{11} cuando se alimenta con el modo TE_{10} que están en torno a -40dB. En la carta de modos de la Figura 3-4 puede comprobarse que la frecuencia de corte de estos modos es 20 GHz. Tiene lógica pensar que estos dos modos tengan una atenuación menor debido a que su frecuencia de corte está mucho más cerca de la banda de trabajo del array. Aun así, es un valor lo suficientemente atenuado como para pensar que vaya a ocasionar algún tipo de efecto parásito en simulación.

7 CONSTRUCCIÓN Y MEDIDA

La tecnología multicapa de láminas de sustrato como bien indica el título de este documento, es un proceso de fabricación que consiste en apilar sustratos para conformar la guía de onda. Por último, hay que dar un baño de metal a las paredes interiores de los bloques que forman la guía de onda, para así conseguir una capa protectora de metal que impide al campo eléctrico, que se propaga a través de ella, penetrar hasta el sustrato. Durante el trabajo fin de grado [1] se realizó un estudio tecnológico para realizar el diseño de la Figura 7-1. La ventaja fundamental de utilizar la aplicación de sustratos es reducir coste frente a una estructura puramente metálica.

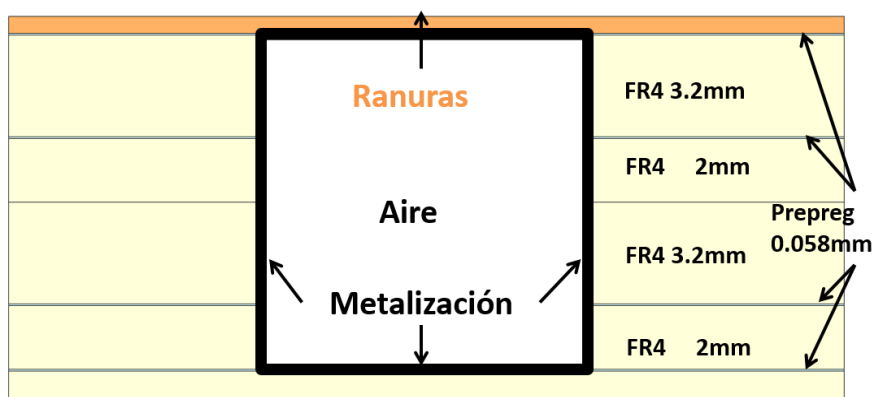


Figura 7-1 Apilación de Sustratos de FR4 para conformar la guía de onda

Desgraciadamente, por falta de tiempo para construir esta estructura y dado que en el grupo de investigación RFCAS (donde se ha realizado este proyecto) se disponía de proyectos anteriores una guía de onda cuadrada metálica de las características de este diseño, se decidió realizar una validación de la antena propuesta utilizando la guía de onda mencionada y construyendo el array en una lámina de aluminio.

A continuación, se presenta el array diseñado en el capítulo 6, y construido en Felper S.L, taller especializado en aluminio, así como los resultados medidos en la cámara anecoica de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.

En primer lugar, se va a describir el proceso necesario para la construcción del array, su proceso de medida y, finalmente, se expondrá una comparativa entre los resultados medidos frente a los resultados obtenidos por simulación mostrados anteriormente.

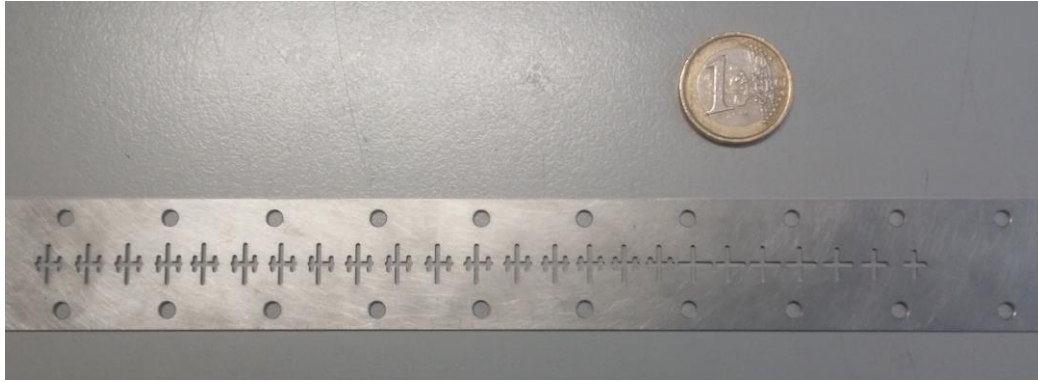


Figura 7-2 Array Construido

7.1 EFECTOS DE LAS LIMITACIONES DE CONSTRUCCIÓN SOBRE EL ARRAY DISEÑADO

Una vez diseñado el array del apartado 6.2, se encontró una serie de limitaciones/problemas referentes a la construcción misma que obligaron a modificar algún parámetro del diseño.

El taller donde se ha construido la antena, dispone de una fresa de un radio de 0.5mm. Al utilizar una fresa de estas dimensiones no se puede fresar una plancha de un espesor menor al diámetro sin romper la plancha. Esta limitación de la fresa entra en conflicto con varios parámetros fijos del diseño como el ancho de las ranuras w_s o el espesor de la lámina del array. Tampoco hay que olvidarse del recorrido que hace la fresa circular para perforar la lámina de metal, y así construir la ranura, que genera que el elemento construido no tenga forma rectangular (como se había estado utilizando en toda la etapa de diseño) sino que sus esquinas tendrán un acabado semicircular.

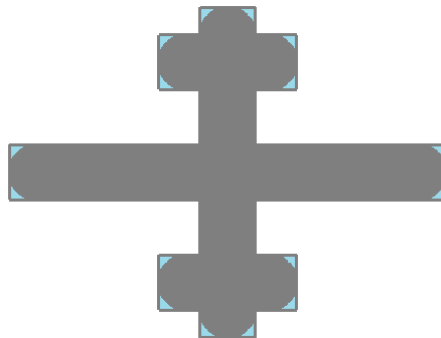


Figura 7-3 Elemento radiante con redondeo de ranuras

Forzosamente se ha tenido que realizar los siguientes cambios para poder construir el diseño:

- **Ancho de ranuras w_s :** el radio de la fresa obliga a cambiar el ancho de todas las ranuras del array de $w_s = 0.8mm$ a $w_s = 1 mm$. Tener ranuras más anchas provoca un aumento en el nivel de radiación de cada ranura.
- **Espesor de la lámina del array:** en el trabajo fin de grado se realizó un estudio del acoplamiento que produce una ranura cruz en la lámina del array con diferentes tamaños y en diferentes sustratos. Se decidió utilizar una lámina metálica de 0.5mm porque era

espesor mínimo para no tener problemas mecánicos. El radio de la fresa obliga a cambiar el espesor de la lámina a 1 mm.

- **Redondeo en las ranuras por el recorrido de la fresa:** la fresa circular provoca un acabado semicircular en las esquinas de las ranuras rectangulares (Figura 7-3). Este redondeo produce una reducción del área de la apertura de cada ranura y por lo tanto una reducción en el nivel de radiación de cada ranura.

Todos estos efectos provocan una degradación en el diagrama de radiación como en la eficiencia de la antena. Los efectos fueron contemplados mediante simulaciones en CST antes de llevar a cabo la construcción. Se pudo minimizar esta degradación variando las dimensiones finales del array como se explica al final de este apartado.

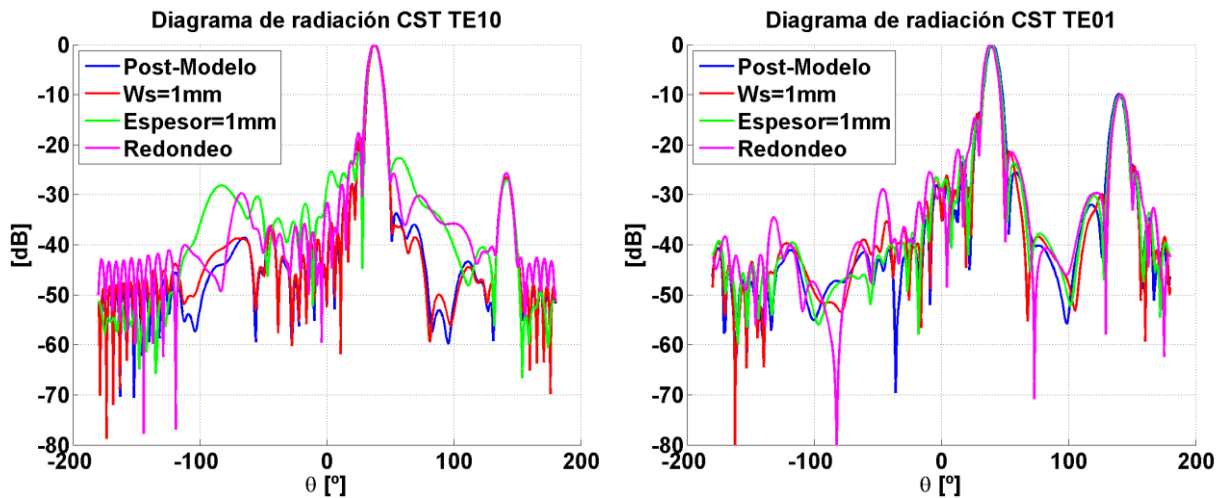


Figura 7-4 Efectos negativos por la construcción en el diagrama de radiación normalizado (17 GHz) (a) TE10 (b) TE01.

La Figura 7-4 expone las limitaciones por la construcción en el factor de array de manera aislada entre efectos.

El aumento del ancho de las ranuras w_s no provoca prácticamente cambios en el diagrama de radiación debido a que la variación que se ha realizado en cada ranura no es excesivamente grande.

Sin embargo, para ambos modos, el efecto más dañino es aumentar el espesor de la lámina del array de 0.5mm a 1mm debido a estar trabajando a una frecuencia de diseño a 17GHz. Se producen rellenos de nulos y lóbulos secundarios mucho más altos.

Por otro lado, tener elementos redondeados es equivalente a tener un array con elementos más pequeños. Esto produce un array más desajustado, con una cantidad de potencia residual o potencia no radiada a la salida de la guía mayor de lo diseñado y por lo tanto una antena con una eficiencia menor. Para corregir este efecto se va a aumentar la longitud l_x para TE₁₀ y la longitud l_d para TE₀₁ hasta que la superficie de la ranura redondeada sea equivalente a la ranura rectangular original. El efecto del redondeo es más erosivo en el modo TE₀₁ al sufrir una disminución en las longitudes l_y y l_d mientras que en el modo TE₁₀ solamente sufre disminución la longitud l_x .

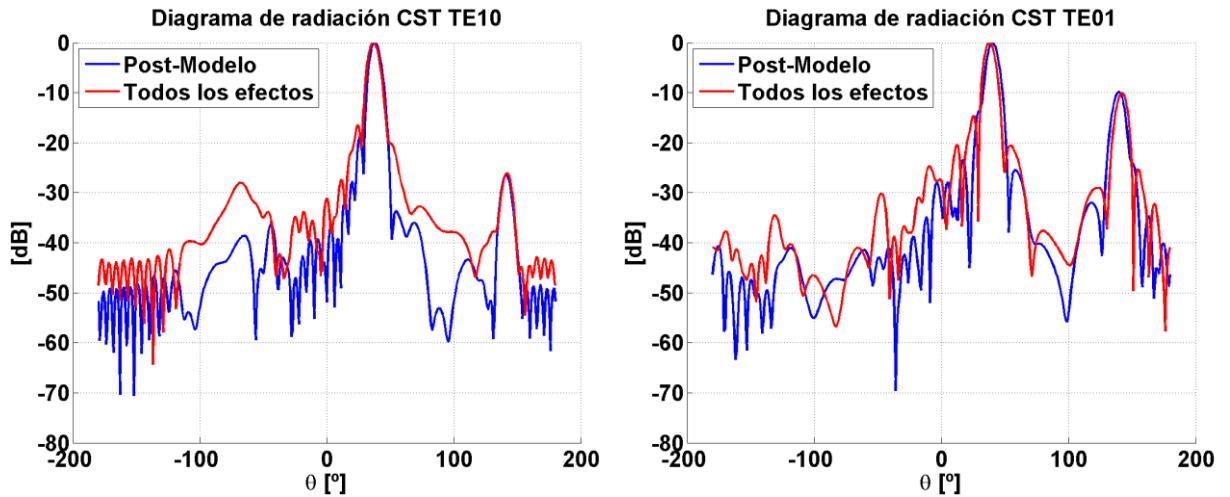


Figura 7-5 Diagrama de radiación normalizado del Array Post-Modelo con efectos de construcción (17 GHz) (a) TE₁₀ (b) TE₀₁.

Forzosamente para llevar a cabo la construcción de la antena se tiene que lidiar con estos efectos negativos simultáneamente (Figura 7-5).

La degradación de estos efectos se refleja perfectamente en la variación del parámetro S_{21} (Figura 7-6)

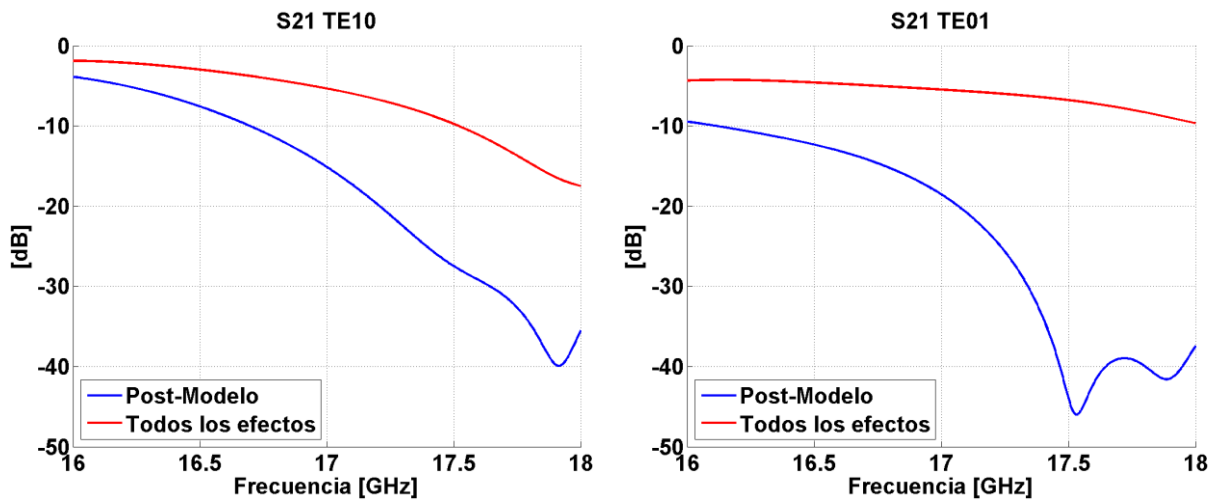


Figura 7-6 Parámetros S_{21} del Array Post-Modelo con efectos de construcción (a) TE₁₀ (b) TE₀₁.

Para el modo TE₁₀ se obtiene un valor del parámetro $S_{21} = -5.33\text{dB}$ a 17GHz, esto equivale al 29.3% de potencia residual. Para el modo TE₀₁ se obtiene un $S_{21} = -5.47\text{dB}$ esto equivale al 28.3%. El conjunto de los efectos y en especial el redondeo de las ranuras provocan que se haya dejado de radiar más de un 25% de la potencia entrante respecto al 2% fijado en diseño.

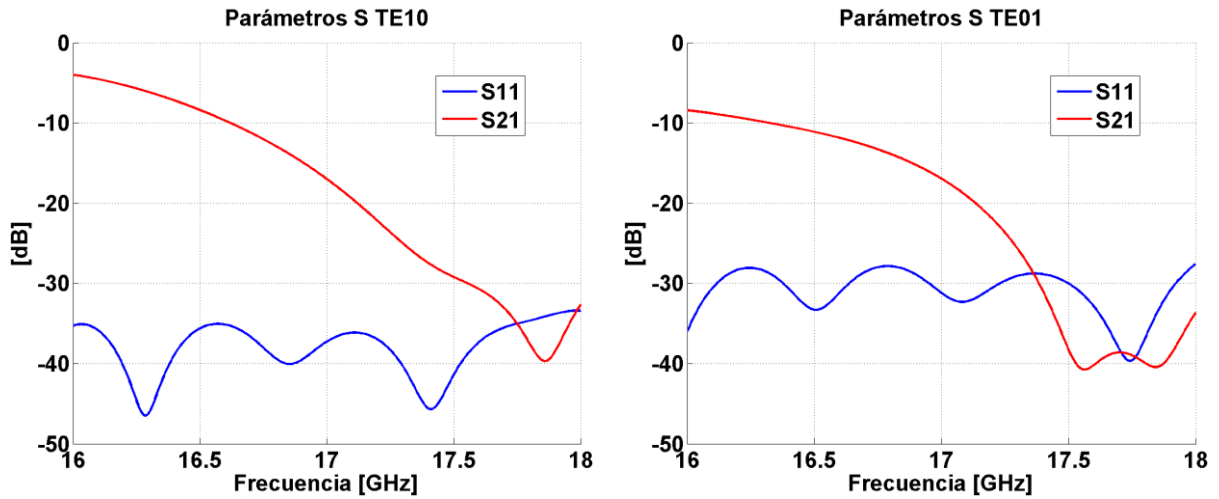
El array necesita un reajuste aumentando las longitudes l_x , l_y y l_d para recuperar la degradación que han producido las limitaciones por construcción. Además, se va a intentar ajustar el parámetro $S_{21} = -17\text{dB}$ para lograr una potencia residual en ambos modos lo más cercana posible a $t = 0.02 = 2\%$ con ranuras redondeadas a frecuencia de 17GHz.

7.1.1 Simulación del array final construible



Figura 7-7 Array Construido en CST

En este apartado se va a exponer los resultados de la simulación de la antena definitiva con las modificaciones para recuperar la degradación por las limitaciones de construcción expuesta en el apartado 7.1 y que finalmente se ha construido. Las dimensiones del array final construido se encuentran en la tabla A-3 del anexo A.



En cuanto a los parámetros S, se ha obtenido un coeficiente de reflexión por debajo de -30dB para el modo TE_{10} y por debajo de -25dB para el modo TE_{01} , en toda la banda de trabajo (16-18 GHz). A frecuencia de trabajo de 17GHz, el coeficiente de transmisión para el modo TE_{10} es $S_{21} = -17.01\text{dB}$ esto equivale a un 1.99% de potencia residual y para el modo TE_{01} se obtiene un parámetro $S_{21} = -16.96\text{dB}$ esto equivale a un 2.01% de la potencia. Gracias al aumento de la longitud de las ranuras para compensar el redondeo que sufrirán en el proceso de fabricación, se ha podido ajustar el nivel de desaprovechamiento de potencia exactamente al 2% para ambos modos, sin sufrir una degradación muy apreciable a los siguientes diagramas de radiación:

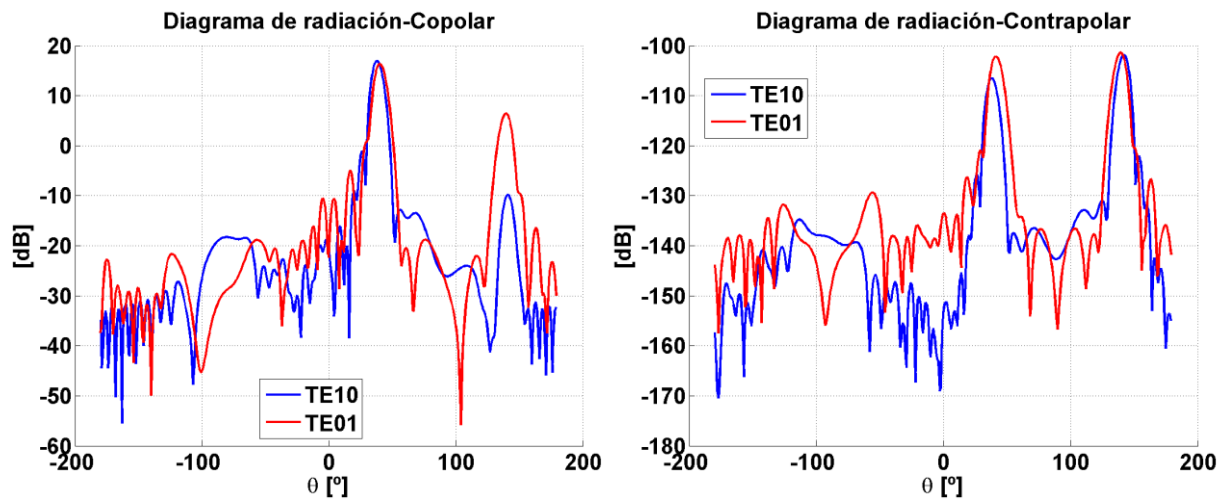


Figura 7-9 Array Construido en CST - Diagrama de radiación en campo lejano (17 GHz) (a) copolar (b) contrapolar.

La siguiente tabla resume los valores más importantes de la componente copolar:

Array	Ganancia	Apuntamiento	Ancho de Haz (3dB)	SLL
TE ₁₀	16.9 dB	37.8°	8.3°	-18.0 dB
TE ₀₁	16.3 dB	40.1°	8.6°	-9.9 dB

Tabla 7-1 Array Construido en CST – Valores del diagrama de radiación en campo lejano componente copolar

Estos son los diagramas de radiación simulados en CST en campo lejano del array final construido. Se ha logrado tener un array con polarización dual con unos diagramas de radiación de propiedades muy parecidas. Para el modo TE₁₀ se obtiene una ganancia máxima de 16.9 dBi mientras que en el modo TE₀₁ la ganancia máxima es de 16.3dBi. El apuntamiento del haz principal para el modo TE₁₀ enfoca a 37.8° mientras que el modo TE₀₁ enfoca a 40.1°. No se ha logrado acercar más el apuntamiento del lóbulo principal al apuntamiento teórico de 33.7° porque el desfase progresivo entre elementos final después de todo el ajuste no ha sido el teórico de 90°. La componente contrapolar de ambos modos es prácticamente nula y no tendrán ningún efecto apreciable en la componente copolar correspondiente.

7.2 MEDIDA DE LA ANTENA

La Figura 7-10 muestra el array final construido en la cámara anecoica. Como ya se ha visto a lo largo de la memoria, se trata de un array lineal de 24 elementos radiantes con dos topologías distintas de ranuras sobre guía de onda cuadrada rellena de aire con frecuencia central de diseño $f = 17$ GHz para banda Ku con polarización dual. Se alimenta mediante onda progresiva y los elementos siguen una función de alimentación de Taylor a -26 dB. A la entrada y a la salida de la guía se coloca un OMT ó *orthomode transducer* que actúa de duplexor para la polarización, combinando los dos caminos eléctricos que recorren las dos polarizaciones ortogonales TE₁₀ y TE₀₁ antes de entrar las señales a la guía de onda. Estos elementos se han integrado para poder llevarse a cabo las medidas en la cámara anecoica mediante tornillos de plástico. Se utilizan transiciones WR-51 de guía de onda a conector SMA cuyo funcionamiento monomodo va desde 15 GHz hasta 22 GHz

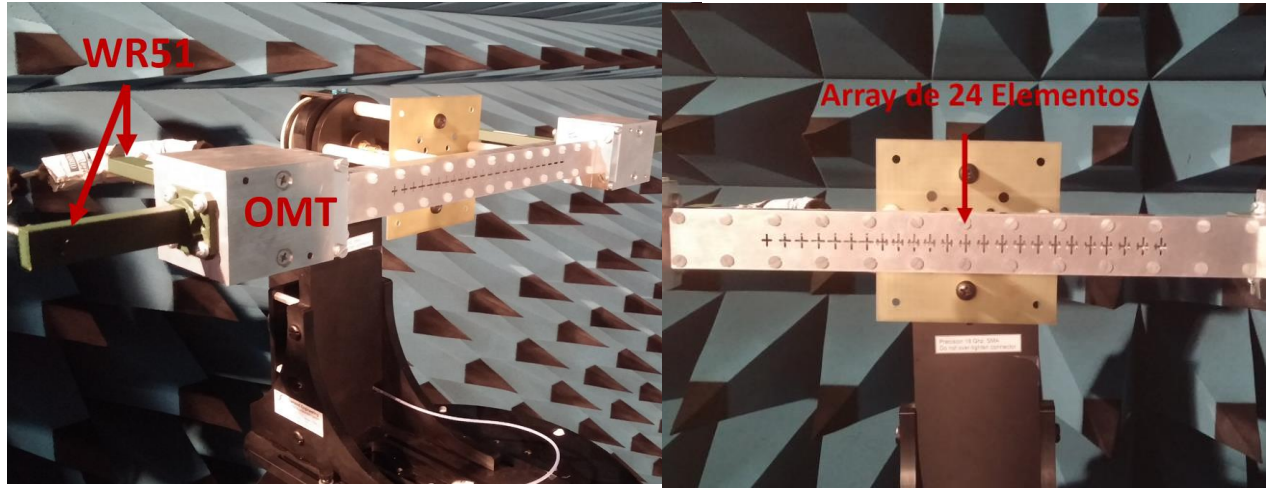


Figura 7-10 Array Construido – Cámara Anecoica

A continuación, se presentará los resultados medidos frente a los resultados simulados de la antena. Se ha realizado una simulación en CST con los OMTs para tener en cuenta el efecto que produce con el array del apartado 7.1.1. (Figura.7-6)

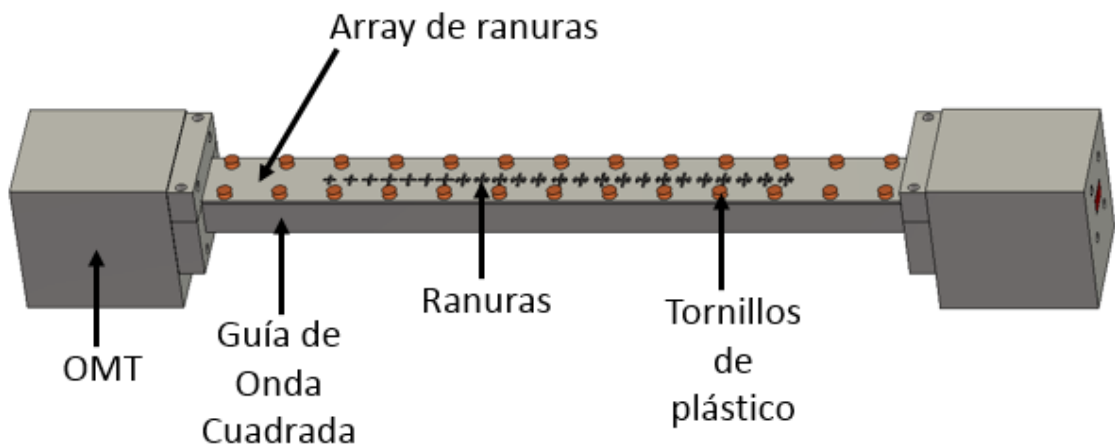


Figura 7-11 Antena completa en CST

La Figura 7-12 explica nomenclatura de los puertos de entrada/salida tanto para simulación como para la medida en cámara anecoica



Figura 7-12 Antena completa - Puertos

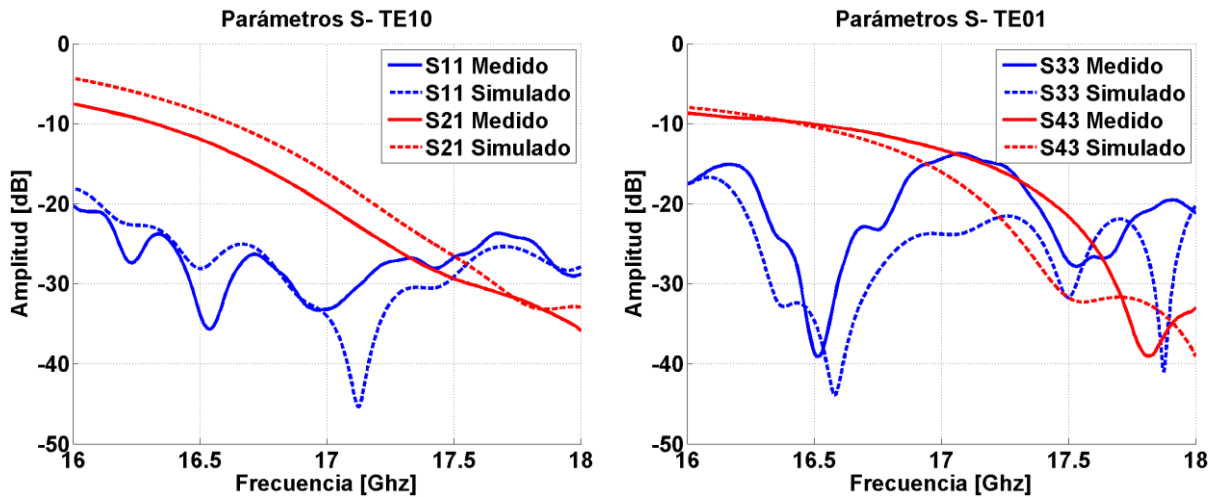


Figura 7-13 Simulación contra Medida – parámetros S (a) TE10 (b) TE01.

A la vista de los resultados, las imprecisiones en la construcción del diseño, errores de calibración, el aislamiento entre modos de los OMTs, el hecho de que el array están construido en aluminio mientras que en simulación se ha utilizad conductor perfecto (PEC), etc. Todo esto provoca discrepancias entre simulación y medida. Para el modo TE₁₀ la reflexión sigue estando por debajo de -20 dB en toda la banda. Sin embargo, para el modo TE₀₁ aumenta hasta los -14.5dB a frecuencia central. Esto se debe a que la ranura longitudinal es mucho más compleja de construir y seguramente tenga mayores imprecisiones respecto al diseño.

Por otro lado, el coeficiente de transmisión a frecuencia de diseño es para el modo TE₁₀ $S_{21} = -20.24\text{dB}$ esto equivale a un 0.95% de potencia residual y para el modo TE₀₁ el parámetro $S_{21} = -13.26\text{dB}$ esto equivale a un 4.72%. A pesar de que no se ha conseguido experimentalmente el 2% de desaprovechamiento de potencia diseñado, hay que tener en cuenta que este parámetro puede ser muy sensible a ligeros errores de tolerancias en el proceso de fabricación (tanto en la antena como en los OMTs). Por lo tanto, se considera que aunque, como se ha dicho, no se ha ajustado perfectamente el parámetro $t = 0.02$, el nivel de desaprovechamiento de potencia de la antena construida para ambos modos es bastante satisfactorio.

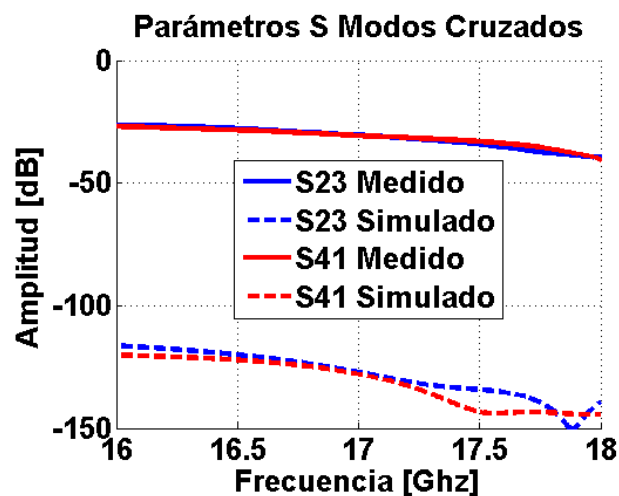


Figura 7-14 Simulación contra Medida – parámetros S cruzados

El acoplamiento cruzado entre modos sube aproximadamente hasta los -30dB para ambos modos. Es una subida importante, aunque como se ha dicho, permanezca por debajo de los -30dB. Todo ello se debe a errores de tolerancias en el proceso de fabricación y a los OMTs donde el aislamiento entre modos está en torno a -30 dB.

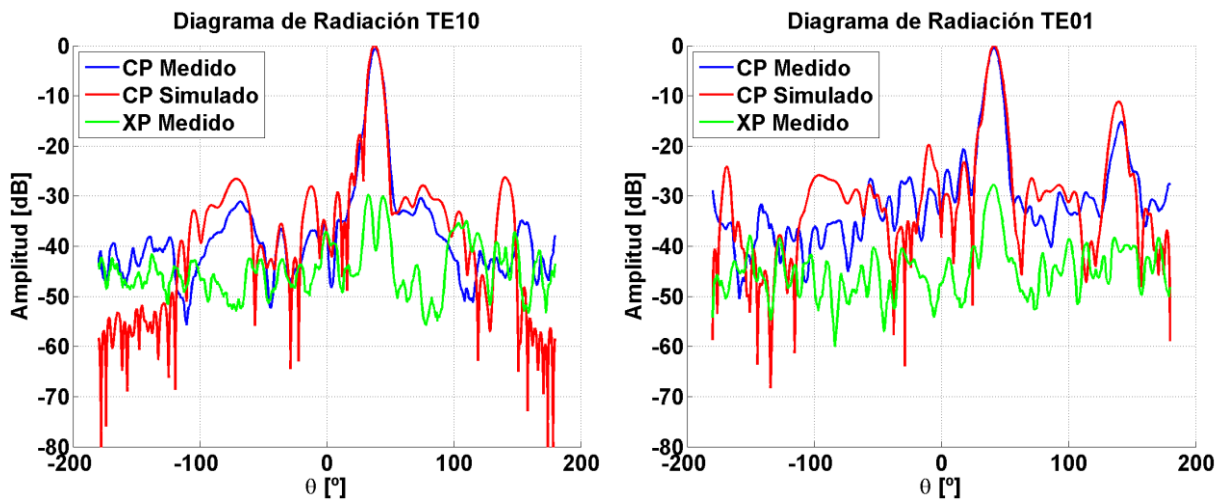


Figura 7-15 Simulación contra Medida – Diagrama de Radiación a 17 GHz (a) TE10 (b) TE01.

A frecuencia central de trabajo 17GHz, no hay prácticamente efectos destacables entre el diagrama de radiación simulado y medido en la componente copolar. La similitud entre medida y simulación para el lóbulo principal de radiación es total. Del mismo modo, el nivel de lóbulos secundarios y laterales es también muy similar en ambos casos. Únicamente, existe un ligero aumento del nivel *front-to-back* (relación entre lóbulo principal y la radiación trasera) en los diagramas medidos, aunque siempre manteniéndose por debajo de los -30dB. La componente contrapolar sube hasta los -30dB en el lóbulo principal.

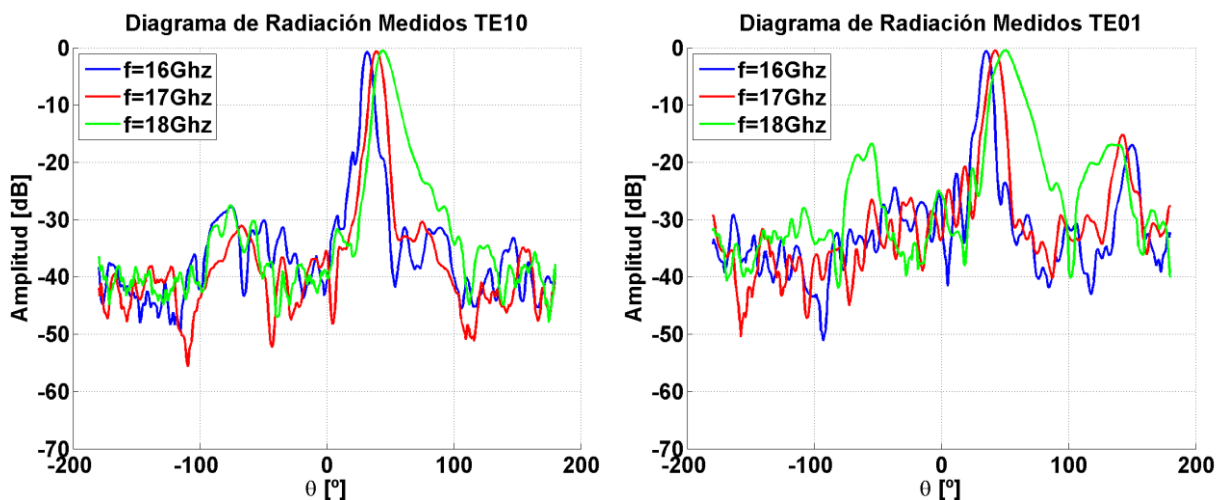


Figura 7-16 Diagrama de Radiación normalizados de la antena medida en diferentes frecuencias de trabajo (a) TE10 (b) TE01.

El desajuste viene dado en mayor medida porque los elementos han sido diseñados y compensados para 17GHz. Fuera de esa frecuencia, los coeficientes de alimentación en módulo y fase se alejan del ideal. Cuanto mayor sea la frecuencia más alejados estarán estos coeficientes. A medida que aumentamos la frecuencia de trabajo, se radia más potencia (el $|S_{21}|$ se aproxima más a 0) y por lo tanto el acoplo en módulo aumenta más a 18 GHz y por eso el diagrama está más desajustado a frecuencias superiores. Del mismo modo, a frecuencias menores de trabajo el diagrama es más directivo y tiene un apuntamiento más cercano al teórico porque la mayoría de la onda progresiva de alimentación no está siendo radiada. Como se expone en la Figura 7-17, la eficiencia a frecuencias más bajas será menor.

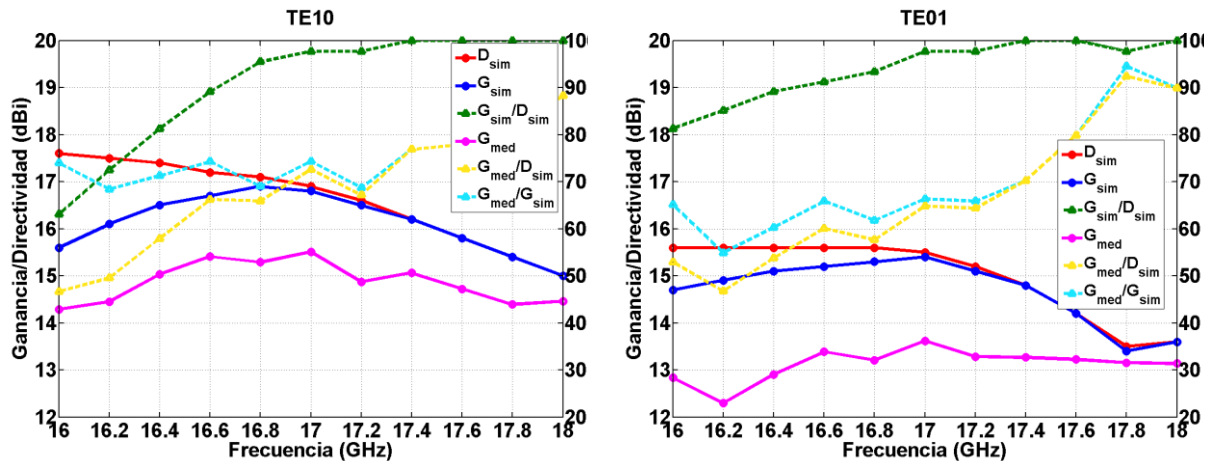


Figura 7-17 Simulación contra Medida – Ganancias y Eficiencias (a) TE10 (b) TE01.

La Figura 7-17 contiene los siguientes parámetros:

- D_{sim} : Directividad simulada.
- G_{sim} : Ganancia simulada.
- G_{med} : Ganancia medida.
- Eficiencia de radiación $\frac{G_{sim}}{D_{sim}}$: cuantifica el diseño ya que es una eficiencia con datos sacados únicamente de un entorno de simulación.
- Eficiencia de construcción $\frac{G_{med}}{G_{sim}}$: cuantifica la construcción del diseño.
- Eficiencia total $\frac{G_{med}}{D_{sim}}$: cuantifica de manera global la antena.

La siguiente tabla contiene los valores a frecuencia 17GHz:

Modo	D_{sim}	G_{sim}	G_{med}	$\frac{G_{sim}}{D_{sim}}$	$\frac{G_{med}}{G_{sim}}$	$\frac{G_{med}}{D_{sim}}$
TE10	16.9 dB	16.7 dB	15.51 dB	97.7%	74.3%	72.61%
TE01	15.5 dB	15.4 dB	13.62 dB	97.7%	66.37%	64.86%

Tabla 7-2 Simulación contra Medida – Valores Ganancias y Eficiencias

La Figura 7-17 muestra la ganancia de la antena tanto en simulación como en medida. Se puede apreciar que la máxima ganancia a frecuencia de diseño 17GHz para el máximo apuntamiento

del modo TE_{10} es 16.7dB y del modo TE_{01} es 15.4dB. Además, es la máxima ganancia para toda la banda entre 16 GHz y 18 GHz. En la construcción se ha perdido 1.19dB de ganancia en el modo TE_{10} y 1.78dB para el modo TE_{01} dado que la ranura longitudinal es más difícil de construir al componerse de una triple ranura. La eficiencia de construcción $\frac{G_{med}}{G_{sim}}$ a frecuencia de diseño es del 74.3% para el modo TE_{10} y del 66.37% para el modo TE_{01} . La eficiencia sube a frecuencias superiores ya que el módulo del parámetro S_{21} a frecuencias superiores tiende a valores muy próximos a 0. Se puede concluir que el trabajo como diseñador ha sido bueno ya que la eficiencia de radiación está por encima del 97%. Sin embargo, algo ha sucedido en el proceso de fabricación que ha reducido enormemente la eficiencia total de la antena. La caída de ganancia es más de lo esperado para tratarse de una antena en guía de onda. Seguramente el conjunto de efectos reduce poco a poco la ganancia de la antena, errores en el proceso de medida de la ganancia, pérdidas por simular con un conductor perfecto respecto al aluminio de los OMTs y del array, el aislamiento entre modos de los OMTs, un desaprovechamiento de señal mayor de lo esperado para el modo TE_{01} , etc. A pesar de todo, la construcción en este trabajo fin de Máster ha sido una mera validación experimental en la cual se han obtenidos resultados satisfactorios. No hay que olvidar que el reto que suponía este trabajo fin de Máster estaba en su etapa de diseño.

8 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

8.1 CONCLUSIONES

Durante la realización de este Trabajo Fin de Máster, se ha rediseñado un array lineal sobre guía de onda cuadrada rellena de aire con frecuencia de operación de 17GHz y polarización dual para el funcionamiento en la banda Ku. El array consta de 24 elementos siguiendo una distribución de alimentación Taylor -26dB con potencia residual de 2%

El primer prototipo de ranuras cruz tenía unas limitaciones físicas con el espaciado entre elementos, debido a la elevada longitud de onda de la guía rellena de aire. Se tuvo que modificar el elemento radiante mediante ranuras auxiliares para conseguir el mismo nivel de radiación, pero con una longitud l_y menor, de esta forma nació el elemento triple cruz.

El segundo prototipo de ranuras triple cruz era equivalente al primer prototipo, pero solucionado el problema en el espaciado entre elementos. Los efectos de acoplamiento entre elementos en ambos diseños habían degradado los módulos y las fases de alimentación de los elementos del array obteniendo un diagrama de radiación no deseado, en especial para el modo TE_{01} .

Ante esta situación se utiliza un modelo de compensación de acoplamiento por secciones para reajustar las dimensiones de las ranuras del array y así compensar los efectos de degradación que produce el acoplamiento entre elementos en los coeficientes de alimentación complejos. Se utilizan simulaciones de $n = 5$ elementos para el ajuste. Esto produce una serie de imprecisiones en los resultados finales de antena completa compensada. Aun así, se obtiene una mejoría sustancial en el modo TE_{01} , se aumenta 0.5 dB la ganancia, se reduce el ancho de haz 1.7° y el desapuntamiento del lóbulo principal 1.1° . Se tuvieron que realizar unas modificaciones en el array para solucionar las imprecisiones del modelo de compensación en el modo TE_{10} .

Por último, para construir el array se tuvo que lidiar con ciertas restricciones que no se habían tenido en cuenta. Se aumentó el espesor de la lámina del array, el ancho de las ranuras y se tuvo que recuperar una pérdida del nivel de radiación debido al redondeo de las ranuras que produce la fresa en el proceso. Finalmente se midió la antena construida en la cámara anecoica de la escuela obteniendo resultados satisfactorios.

8.2 TRABAJO FUTURO

Se propone coger el array final de diseño para volver a aplicar el modelo de compensación de acoplo y conseguir resultados más óptimos. Además, se propone volver a compensar el array inicial, pero esta vez con $n=7$ elementos para así validar que las modificaciones que se tuvieron que realizar a posterior trabajando con la antena completa son causa de las limitaciones que provoca un modelo de simulaciones por secciones.

Por otro lado, la ranura triple cruz no es capaz de satisfacer la ley de alimentación impuesta para un diseño con potencia residual $t = 0$. Es por ello, que se propone como línea de trabajo futura añadir algún elemento adicional al diseño como irises en guía de onda o tornillos de sintonía para conseguir aumentar el acoplo producido por la ranura triple cruz e incluso modificar el carácter en fase de los elementos y conseguir un desfase progresivo de 90° . Se corregiría el desapuntamiento del haz principal respecto al diagrama teórico.

En lugar de utilizar la guía de onda metálica que se disponía en el RFCAS, se propone realizar finalmente el diseño de guía de onda formada mediante sustratos apilados de 'FR4' metalizando las paredes interiores y comparar los resultados frente a los expuestos en este documento.

9 REFERENCIAS

- [1] **Diego Barrio Tejedor**, Trabajo fin de Grado “*Diseño de un array lineal de ranuras con polarización dual sobre sustrato para banda Ku*”.
- [2] **J. L. Masa-Campos, S. Klinger, M. Sierra-Pérez**, “Parallel plate patch antenna with internal horizontal coupling lines and TENO mode excitation”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no.7, pp. 2185 – 2189, Julio 2009.
- [3] **Jorge Alfonso Ruiz Cruz**. Medios de transmisión, 2012 Asignatura del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [4] **Constantine Balanis**. *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd Edition, 2005.
- [5] **José Luis Masa Campos**. Antenas y compatibilidad electromagnética, 2014. Asignatura del Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación impartida en la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid.
- [6] IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas," *IEEE Std 145-1983*, vol., no., pp.1,31, June 22 1983
- [7] **F.J. Goebels and T.S. Fong**, “Four Independent Beams from a Single Linear Array”. *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 13, no 5, pp. 683 – 691, Sep. 1965.
- [8] **J. Miller and B. Forman**, “A planar slot array with four independent beams”. *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, vol. 14, no 5, pp. 560 – 566, Sep. 1966.
- [9] **J. L. Masa-Campos and P. Rodriguez-Fernandez, M. Sierra-Pérez and J. L. Fernandez-Jambrina**, “Monopulse Circularly Polarized SIW Slot Array Antenna in Millimetre Band” *J. of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 25, 857–868, 2011.
- [10] **Jaroslav Uher, Jens Bornemann and Uwe Rosenberg**, “Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD, Artech House, 1993.
- [11] **David M. Pozar** “Microwave Engineering”, John Wiley & Sons, Inc, 2005.
- [12] **M. H. Ho, K. A. Michalski, and K. Chang**, “Waveguide Excited Microstrip Patch Antenna-Theory and Experiment”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 8, 1994.
- [13] **M.-H. Ho and C.-I.G. Hsu**, “Circular-waveguide-fed microstrip patch Antennas”, *Electronics Letters*, vol. 41, no. 22, 2005.
- [14] **J. L. Masa-Campos and M. Sierra-Pérez**, Linearly Polarized Radial Line Patch Antenna With Internal Rectangular Coupling Patches, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 8, 2011.

A. ANEXOS TABLAS

Elemento	Lx	ly	ld	lm	dc	$distancia$
1	5.25	4.50	-	-	0	7.95
2	5.86	5.12	-	-	-0.07	8.02
3	6.43	5.77	-	-	0.11	7.29
4	6.75	5.99	-	-	0.27	7.30
5	7.03	6.07	-	-	0.45	7.22
6	7.27	6.12	-	-	0.60	7.09
7	7.23	6.79	-	-	0.35	7.03
8	7.58	5.5	2.5	2	0.23	7.00
9	7.67	5.5	2.66	2	0.24	7.07
10	7.83	5.5	2.86	2	0.17	7.03
11	7.98	5.5	3.02	2	0.07	7.10
12	7.90	5.5	3.03	2	0.15	7.65
13	8.08	5.67	2.71	2	0.39	7.99
14	8.20	5.5	2.78	2	0.37	8.02
15	8.19	5.20	3.00	2	0.30	8.14
16	8.03	5.5	3.00	2	0.31	8.00
17	8.03	5.07	2.96	2	0.53	7.68
18	8.16	5.36	3.01	2	0.38	7.75
19	8.20	5.30	3.29	2	-0.08	7.65
20	8.19	5.5	3.10	2	0.30	7.95
21	8.20	5.21	3.18	2	0.22	7.24
22	8.07	5.49	3.08	2	0.29	7.93
23	7.88	5.49	3.17	2	0.29	7.93
24	7.56	5.49	2.83	2	0.28	7.93

Tabla A-1 Array Con Compensación de Acoplo

Elemento	<i>Lx</i>	<i>ly</i>	<i>ld</i>	<i>lm</i>	<i>dc</i>	<i>distancia</i>
1	5.41	4.50	-	-	0	7.95
2	5.98	5.12	-	-	-0.07	8.02
3	6.39	5.77	-	-	0.11	7.29
4	6.7	5.99	-	-	0.27	7.30
5	6.95	6.07	-	-	0.45	7.22
6	7.14	6.12	-	-	0.60	7.09
7	7.3	6.79	-	-	0.35	7.03
8	7.43	5.5	2.5	2	0.23	7.00
9	7.54	5.5	2.66	2	0.24	7.07
10	7.63	5.5	2.86	2	0.17	7.03
11	7.72	5.5	3.02	2	0.07	7.10
12	7.79	5.5	3.03	2	0.15	7.65
13	7.86	5.67	2.71	2	0.39	7.99
14	7.92	5.5	2.96	2	0.37	8.02
15	7.98	5.20	3.17	2	0.30	8.14
16	8.03	5.5	3.15	2	0.31	8.00
17	8.09	5.07	2.96	2	0.53	7.68
18	8.14	5.36	3.01	2	0.38	7.75
19	8.18	5.30	3.29	2	-0.08	7.65
20	8.2	5.5	3.10	2	0.30	7.95
21	8.15	5.21	3.18	2	0.22	7.24
22	8.05	5.49	3.08	2	0.29	7.93
23	7.87	5.49	3.17	2	0.29	7.93
24	7.58	5.49	2.83	2	0.28	7.93

Tabla A-2 Array Post Modelo

Elemento	Lx	ly	ld	lm	dc	<i>distancia</i>
1	5.9	4.9	-	-	0	7.95
2	6.47	5.52	-	-	-0.07	8.02
3	6.88	6.17	-	-	0.11	7.29
4	7.19	6.4	-	-	0.27	7.30
5	7.44	6.47	-	-	0.45	7.22
6	7.63	6.13	-	-	0.60	6.94
7	7.79	7.1	-	-	0.35	7.18
8	7.92	5.9	2.91	2	0.23	7.00
9	8.03	5.9	3.06	2	0.24	7.07
10	8.12	5.9	3.27	2	0.17	7.03
11	8.21	5.9	3.43	2	0.07	7.10
12	8.28	5.9	3.43	2	0.15	7.65
13	8.35	6.07	3.11	2	0.39	7.99
14	8.34	5.94	3.36	2	0.37	8.02
15	8.37	5.78	3.57	2	0.30	8.14
16	8.51	5.95	3.55	2	0.31	8.00
17	8.58	5.48	3.37	2	0.53	7.68
18	8.63	5.76	3.41	2	0.38	7.75
19	8.67	5.7	3.7	2	-0.08	7.65
20	8.69	5.9	3.5	2	0.30	7.95
21	8.64	5.61	3.58	2	0.22	7.24
22	8.54	5.89	3.48	2	0.29	7.93
23	8.36	5.89	3.58	2	0.29	7.93
24	8.07	5.89	3.24	2	0.28	7.93

Tabla A-3 Array Construido

Elm	TE10			TE01	
	$ F_k $ Taylor 26dB	$ F_k^{CST} $ sin compensación	$ F_k^{CST} $ con compensación	$ F_k^{CST} $ sin compensación	$ F_k^{CST} $ con compensación
1	0.1505	0.2025	0.1436	0.2017	0.1246
2	0.2308	0.2850	0.2446	0.3053	0.1927
3	0.3210	0.3736	0.3422	0.4013	0.2724
4	0.4182	0.4689	0.4418	0.4985	0.3539
5	0.5188	0.5623	0.5017	0.5947	0.4375
6	0.6191	0.6651	0.6033	0.6893	0.5434
7	0.7151	0.7454	0.6916	0.7771	0.6464
8	0.8026	0.8218	0.7517	0.8569	0.7486
9	0.8778	0.8812	0.8233	0.9232	0.8394
10	0.9375	0.9429	0.9064	0.9734	0.9175
11	0.9788	0.9841	1.0000	0.9959	0.9575
12	1.0000	0.9998	0.9764	1.0000	0.9925
13	1.0000	1.0000	0.8995	0.9811	1.0000
14	0.9788	0.9806	0.8168	0.9324	0.8628
15	0.9375	0.9658	0.7288	0.8579	0.8403
16	0.8778	0.9045	0.6180	0.7620	0.7841
17	0.8026	0.8509	0.5226	0.6460	0.7169
18	0.7151	0.7659	0.4508	0.5347	0.6667
19	0.6191	0.6699	0.3957	0.4117	0.5989
20	0.5188	0.5524	0.3346	0.2967	0.4912
21	0.4182	0.4662	0.2813	0.1957	0.4160
22	0.3210	0.3571	0.2265	0.1273	0.3543
23	0.2308	0.2777	0.1555	0.0836	0.2925
24	0.1505	0.1406	0.1034	0.0489	0.1946

Tabla A-4 Módulo de los Coeficientes de Alimentación de la Figura 6-2

Elm	TE10		TE01	
	Desfase [°] sin compensación	Desfase [°] con compensación	Desfase [°] sin compensación	Desfase [°] con compensación
1	-	-	-	-
2	93.8709	94.1740	93.2020	95.6200
3	93.8332	91.9370	95.4840	85.4560
4	94.4028	84.8540	95.9087	85.1500
5	94.5469	90.2040	97.8741	85.8290
6	96.2512	95.5480	98.2146	87.5700
7	97.0405	76.2043	100.4908	89.9450
8	97.1529	86.2870	100.7925	91.0830
9	97.4911	98.3720	103.3081	92.4870
10	98.0314	86.9730	103.5709	95.1250
11	99.9737	88.9560	106.2557	95.4500
12	99.1853	95.0030	108.1223	101.3870
13	100.4415	115.4500	108.2652	103.3330
14	99.2695	106.6890	109.5256	104.7990
15	102.0820	87.6790	113.9580	109.9150
16	100.5812	90.0410	113.9755	106.1850
17	102.8314	107.0110	118.0046	104.0950
18	103.3369	102.4110	118.3255	106.5340
19	99.1002	89.7950	124.8315	114.5890
20	96.5826	88.1700	126.6558	101.6450
21	91.3154	102.1210	133.3132	97.5080
22	91.8765	84.4690	129.6103	107.1140
23	89.2518	94.1740	132.3941	113.2930
24	93.8709	91.9370	132.3941	95.6200

Tabla A-5 Desfase progresivo de la Figura 6-3

