

**UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN**  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



Memoria de Título

Diseño de un Divisor de Potencia de Banda Ancha para  
Arreglos Planos de Recepción Satelital

Cristian Edinson Duguet Sáez

marzo de 2010

# Índice general

<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Los arreglos de antenas . . . . .	1
1.2. Arreglos de antenas para uso satelital . . . . .	1
<b>2. Marco Teórico</b>	<b>3</b>
2.1. Antenas tipo Corneta . . . . .	3
2.2. Arreglos de Antenas . . . . .	4
2.2.1. Arreglo de 2 elementos . . . . .	4
2.2.2. Arreglo de N elementos . . . . .	5
2.3. Distribución de Taylor . . . . .	7
2.4. Squintless feed Technique . . . . .	9
2.4.1. Estado del Arte . . . . .	13
2.5. La Antena de Slots Guía de Onda Radial (Radial Line Slot Antenna) . . . . .	13
2.5.1. Estado del Arte de la Antena RLSA . . . . .	16
2.6. Algoritmo de Arndt . . . . .	17
<b>3. Definición del Problema</b>	<b>22</b>
3.1. Introducción . . . . .	22
3.2. Hipótesis de Trabajo . . . . .	23
3.3. Objetivos . . . . .	23
3.4. Objetivo General . . . . .	23
3.5. Objetivos Específicos . . . . .	23
3.6. Alcances y Limitaciones . . . . .	24
3.7. Metodología . . . . .	24
<b>4. Desarrollo</b>	<b>25</b>
4.1. Introducción . . . . .	25
4.2. Comparación de Propuestas . . . . .	25
4.2.1. En RLSA . . . . .	25
4.2.2. En un Arreglo Rectangular . . . . .	27
4.2.3. Elección . . . . .	28
4.3. Diseño General . . . . .	30
4.3.1. Consideraciones Prácticas . . . . .	30
4.3.2. Dimensiones . . . . .	30
4.3.3. Elección de parámetros . . . . .	33
4.3.4. Iluminación de apertura . . . . .	35

4.4.	Diseño del divisor de potencia . . . . .	40
4.4.1.	Algoritmo de Razón de Potencias . . . . .	40
4.4.2.	Algoritmo de Impedancias . . . . .	42
4.4.3.	Modelo de Arndt . . . . .	44
4.4.4.	Comparación de algoritmos . . . . .	45
4.4.5.	Corrección retroalimentada . . . . .	47
4.4.6.	Con carga adaptada . . . . .	48
4.4.7.	Divisor inclinado . . . . .	51
4.4.8.	Escalones suavizados . . . . .	56
4.4.9.	Uniformidad de Fase . . . . .	57
4.5.	Radiador . . . . .	62
4.6.	Reflector Pillbox . . . . .	65
4.6.1.	Alimentador . . . . .	66
4.6.2.	Reflector . . . . .	66
<b>5.</b>	<b>Evaluación</b>	<b>68</b>
5.1.	Introducción . . . . .	68
5.2.	Divisor de Potencia . . . . .	68
5.3.	Radiador . . . . .	71
5.4.	Arreglo Completo . . . . .	73
<b>6.</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>76</b>
6.1.	Posibilidades de Trabajo Futuro . . . . .	77
6.1.1.	Otras propuestas de arreglos . . . . .	77
6.1.2.	Para la construcción de una antena de apertura rectangular . . . . .	78
<b>A.</b>	<b>Maxwell en guías de Onda</b>	<b>83</b>
A.1.	Ecuaciones de Maxwell . . . . .	83
A.2.	En una Guía de onda rectangular . . . . .	85
A.2.1.	Modos TE . . . . .	86
A.2.2.	Modos TM . . . . .	87

## Resumen

Las antenas más comunes para recepción satelital en el hogar, en particular en televisión, son antenas con reflector parabólico offset. Sus tamaños varían desde los 45cm hasta 1.2m o mas de diámetro. Sin embargo, en las últimas décadas, se han incorporado al mercado los arreglos de antenas. Los arreglos tienen la ventaja de ofrecer flexibilidad en las características del patrón de radiación, en aperturas mas pequeñas, y de acuerdo a las necesidades para cada uso. Estas características pueden ser mejores con respecto a las de una antena con reflector parabólico offset, con área de apertura equivalente.

El principal problema que presentan los arreglos de antenas, es su delgado ancho de banda, lo cual se debe principalmente a su divisor de potencia. Existen modelos de divisores de potencia para banda ancha, dentro de los cuales se encuentra el divisor sin estrabismo o *skintless feed*, que es utilizado ampliamente en radares y otros arreglos de gran ancho de banda. Este tipo de divisor mantiene una uniformidad de fase en la alimentación a todos sus elementos, lo cual evita que el haz principal se desvíe en su dirección, en frecuencia.

En el diseño de un divisor de potencia también se determina la distribución de la iluminación de apertura de un arreglo. La apertura, a su vez, es quien determina las características del patrón de radiación. La distribución de Taylor, es una distribución de apertura que puede manejar de manera práctica el ancho de haz, y nivel de lóbulos laterales del patrón de radiación.

El presente trabajo trata sobre el diseño de un divisor de potencia, en guías de ondas, para alimentar arreglos planos, con un gran ancho de banda, específicamente para la banda de recepción satelital en DBS, 10.8GHz-12.9GHz. Se proponen dos formas en las que se puede implementar este divisor, y se toman elecciones considerando costos y complejidad. Se estudia la distribución de apertura que puede cumplir de manera eficaz con los requerimientos para utilizar en una antena de recepción satelital, y se estudia la forma de implementar esta distribución. Además se implementan métodos de cancelación de reflexiones, y de distribución uniforme de fase en el arreglo, incluyendo distintas técnicas prácticas para mejoramiento y corrección del divisor. Una vez finalizado el diseño del divisor, se crea y se mide un arreglo simple alimentado por este, para comprobar sus características finales.

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Los arreglos de antenas

Los arreglos de antenas corresponden a estructuras con una cantidad determinada de elementos radiantes, cada uno de éstos representando una antena por sí sola. Cuando la cantidad de radiadores o antenas es suficiente, y están distribuídas sobre una superficie, se puede decir que el arreglo representa una apertura, tal como antenas de aperturas continuas (cornetas, con reflectores, etc.). A diferencia de las antenas de una apertura continua, el arreglo tiene en posiciones discretas cada uno de sus radiadores. Sin embargo, en la práctica se pueden obtener patrones de radiación muy semejantes.

Los arreglos presentan una cualidad que las antenas de apertura continua no. Las antenas de apertura se iluminan con una distribución determinada, cuyas formas son conocidas. Por ejemplo, la antena corneta (en inglés, *horn*), posee una distribución conocida como *coseno cuadrado sobre pedestal*. Sobre esta antena se modifican distintos parámetros como el tamaño del reflector para mejorar la distribución de iluminación sobre él, pero padece de dos efectos contrarios: Al aumentar su tamaño abarca más energía radiada por el feed, sin embargo la iluminación (que entonces incluirá más que el lóbulo principal) no es uniforme a lo largo de la apertura, lo cual hace que tenga una menor eficiencia, y al disminuir, refleja menor cantidad de energía, y se produce una reflexión en los bordes del reflector conocido como *efecto spillover* que alteran el patrón de radiación. El arreglo, por su parte, ofrece la posibilidad de poder controlar la intensidad con que se irradia en cada elemento, pudiendo alcanzar una eficiencia mucho mayor a otras aperturas. Lo anterior no sólo depende de una antena de arreglo, sino que para poder tener este control, es necesario contar con un sistema de alimentación que distribuya la energía en forma deseada.

### 1.2. Arreglos de antenas para uso satelital

La industria de las comunicaciones satelitales, ha crecido rápidamente en las últimas décadas, logrando que el mercado impulse una gran cantidad de desarrollo e innovación en diversos campos de telecomunicaciones, particularmente en el desarrollo de antenas. Dentro de éstas, los arreglos de antenas han ido tomando gran auge e importancia. Estos han podido introducirse gracias a la cada vez mayor potencia de transmisores de los satélites, lo que permite usar aper-

turas cada vez más pequeñas. Por esta misma facilidad en la disponibilidad de la tecnología, el mercado del consumidor masivo en DBS (Direct Broadcast Satellite), se ha tornado especialmente importante, y exige la fabricación de antenas cada vez más económicas o prácticas en su uso.

Las antenas disponibles para DBS con en su mayoría antenas con reflectores, y arreglos de antenas. Los arreglos de antenas tienen la ventaja de que pueden utilizar su distribución de amplitud de forma óptima de acuerdo a sus requerimientos. Sin embargo, tienen la inmensa desventaja de tener un ancho de banda muy angosto, ya que la alimentación de los elementos cambia su fase dependiendo de la frecuencia. Esto es común para arreglos de banda angosta.

Tómese por ejemplo, el caso de el arreglo de la antena de línea radial, o RLSA del inglés *Radial Line slot Antenna*. La antena RLSA tiene una apertura plana, circular, como fue mostrado anteriormente, es una antena plana de desarrollo reciente, y aunque han habido muchas publicaciones y mejoras respecto al modelo original, así como variantes, todavía es un tema donde existen posibilidades de desarrollo. La ventaja de ésta antena, para el propósito de este proyecto, es que provee una forma muy fácil y económica de distribución de potencia, para un arreglo plano, y tiene una alta directividad. Por estas razones, es muy utilizada (y sobre todo su versión de una capa) en DBS comercial, en los hogares en Japón . La antena RLSA tiene una entrada directa de alimentación de cable coaxial, y se han desarrollado varias técnicas para la adaptación de la conexión, que incluyen sistemas de múltiples mangas concéntricas [48], entre otros. Sin embargo, el sistema de distribución de potencia alimenta los elementos del arreglo en forma secuencial, lo que significa que lo hace muy sensible a la frecuencia.

Normalmente el ancho de banda de los arreglos de antenas para DBS no supera el 5 %. Los arreglos de banda ancha existentes, como por ejemplo los radares, utilizan técnicas de distribución de potencia en banda ancha, que debido a su costo no muchas veces es justificable de incluir en todo tipo de arreglos.

Este trabajo se centra en el diseño de un sistema de distribución de potencia y alimentación de los elementos de un arreglo de apertura plana, que puede entregar eficiencia y estabilidad en frecuencia. En el diseño se considerarán variables adicionales como reflexiones, costo de implementación, pérdidas, y otros.

El informe comienza por mostrar la teoría de las tecnologías estudiadas para implementar la solución y el diseño de los distribuidores, para dar paso luego a la problemática, que define los objetivos del proyecto, y finalmente mostrar los avances realizados en la materia. Se concluye respecto de los avances realizados en la teoría, y se expresa la visión crítica del autor respecto del estado del arte en las tecnologías implementadas.

Debe destacarse, que los resultados presentados en éste proyecto, fueron obtenidos utilizando el software de simulación Ansoft HFSS (High Frequency Structure Simulator), al que fue posible acceder gracias al apoyo del Grupo de Instrumentación Astronómica de la Universidad de Chile<sup>1</sup>, y utilizando MATLAB.

---

<sup>1</sup>Agradecimientos especiales para el Dr. Patricio Mena y el candidato a Dr. Pablo Zorzi

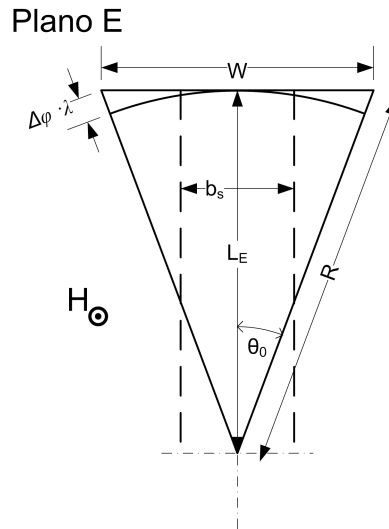
# Capítulo 2

## Marco Teórico

### 2.1. Antenas tipo Corneta

Las antenas tipo corneta son antenas conectadas a guías de ondas, donde se propagan uno o mas modos. La forma de la antenna puede ser rectangular, piramidal, o cilíndrica, dependiendo del tipo de guía de onda que la alimente. En esta sección , se estudiará el diseño de antenas horn rectangulares, de acuerdo a criterios de diseño como ancho de haz, y error de fase.

Las antenas rectangulares son alimentadas por guías de onda rectangulares, la cual posee 2 planos transversales: plano E y plano H. La antenna de plano E es la que expande su apertura, en el sentido del campo eléctrico, y la de plano H, correspondientemente en el sentido del campo magnético. La figura 2.1 muestra el perfil de una antenna rectangular de plano E. El tamaño de la abertura de la antenna se designa por  $W$ , y el error cuadrático de fase que se forma en la abertura, es  $\Delta\phi$ , debido a una diferencia en longitud eléctrica  $\Delta\phi \cdot \lambda$ .



**Fig. 2.1:** Estructura básica de la antena Horn de plano E.

$$\begin{aligned}
\Delta\phi \cdot \lambda &= \sqrt{R^2 - a^2} \\
&= R \left( 1 - \sqrt{1 - \frac{a^2}{R^2}} \right) \\
&\approx R \left[ 1 - \left( 1 - \frac{a^2}{2R^2} \right) \right] = \frac{a^2}{2R} = \frac{W^2}{8R}
\end{aligned}$$

Entonces el error cuadrático de fase es

$$\Delta\phi = \frac{W^2}{8\lambda R} \quad (2.1)$$

Existe una ecuación empírica para calcular el ancho del haz [12]

$$\Delta\theta_{3dB} = 50.6^\circ \frac{\lambda}{W} \quad (2.2)$$

## 2.2. Arreglos de Antenas

Los arreglos de antenas son agrupaciones de antenas, normalmente iguales, eléctrica y geométricamente ordenadas para sintetizar una cierta distribución de campos, o apertura. Esta apertura, normalmente consigue tener mejores características que cada elemento por separado, por tamaño, eficiencia e iluminación, u otros. Se le considera como una forma de incrementar el tamaño de una apertura, sin necesariamente aumentar el tamaño de cada antena en particular [12, p249].

A cada antena de un arreglo, se le llamará elemento, o radiador. En un arreglo de antenas, hay 5 formas en las que se puede controlar el patron de radiación final de esta:

1. La configuración geométrica de el arreglo completo. Esto quiere decir, si tiene forma lineal, cuadrada, triangular, esférico, entro otros.
2. La distancia relativa entre los elementos.
3. La intensidad o amplitud con que se alimenta cada elemento.
4. La fase con la que se alimenta cada elemento.
5. El patron de radiación de cada elemento en particular.

### 2.2.1. Arreglo de 2 elementos

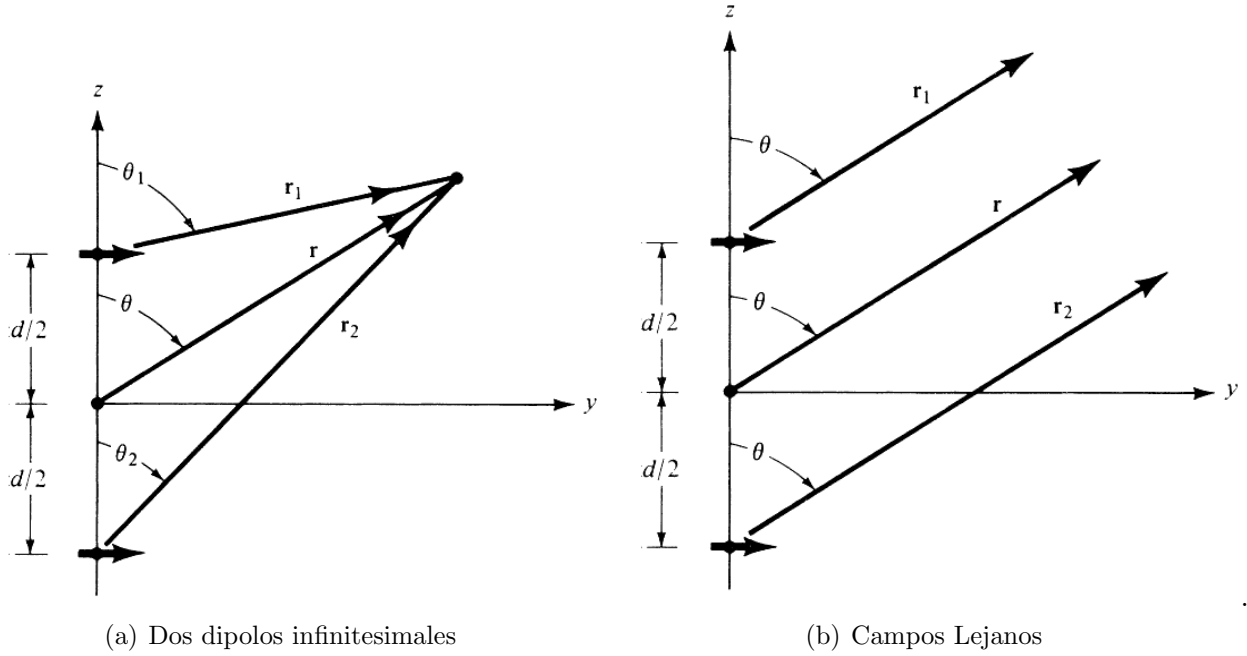
En la figura 2.2 se ven dos elementos en un arreglo. El campo total irradiado por los dos elementos, es idealmente la suma de sus patrones de radiación en el plano  $y - z$ , y está dado por [12, p250]

$$\mathbf{E}_t = \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2 = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - \beta/2]}}{r_1} \cos \theta_1 + \frac{e^{-j[kr_2 - \beta/2]}}{r_1} \cos \theta_2 \right\} \quad (2.3)$$



donde  $\beta$  es la diferencia de fase entre los elementos. Asumiendo que la intensidad de ambos elementos es idéntica, y que el objeto está suficientemente lejos para asumir onda plana, como se muestra en la figura 2.2 se infiere que

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_t &= \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta [e^{+j(kd \cos \theta + \beta)/2} + e^{-j(kd \cos \theta + \beta)/2}] \\ \mathbf{E}_t &= \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta \left\{ 2 \cos \theta \left[ \frac{1}{2}(kd \cos \theta + \beta) \right] \right\} \end{aligned} \quad (2.4)$$



**Fig. 2.2:** Forma de un arreglo de dos elementos

Al comparar la ecuación 2.3 con 2.4, se ve que el patrón de radiación resultante se parece al de un elemento individual, pero multiplicado por un factor. Este factor es el llamado *factor de arreglo*, o *array factor*. Entonces, el factor de arreglo de dos elementos es

$$2 \cos \theta \left[ \frac{1}{2}(kd \cos \theta + \beta) \right] \quad (2.5)$$

La relación anterior se puede generalizar para cualquier número de elementos, y se puede realizar la *multiplicación del patrón de radiación*, que significa que para obtener el patrón del arreglo final se multiplica el patrón del elemento por el factor de arreglo.

### 2.2.2. Arreglo de N elementos

El factor de arreglo de N elementos con distribución uniforme, y con desfase progresivo  $\beta$ , está dado por

$$\begin{aligned} \text{AF} &= 1 + e^{+j(kd \cos \theta + \beta)} + e^{+j2(kd \cos \theta + \beta)} + \dots + e^{+j(N-1)(kd \cos \theta + \beta)} \\ \text{AF} &= \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd \cos \theta + \beta)} \end{aligned} \quad (2.6)$$

el que puede ser escrito como

$$\text{AF} = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \quad (2.7a)$$

$$\text{donde } \psi = kd \cos \theta + \beta \quad (2.7b)$$

Si el elemento de referencia estuviera en el centro del arreglo, el factor de arreglo se puede expresar como

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

y para valores pequeños de  $\psi$ , se aproxima en

$$\text{AF} \approx \left[ \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{\psi}{2}} \right]$$

Normalizando ambas ecuaciones anteriores, se tiene

$$(\text{AF})_n = \frac{1}{N} \left[ \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (2.8a)$$

$$(\text{AF})_n \approx \left[ \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{N}{2}\psi} \right] \quad (2.8b)$$

El factor de arreglo representa el patrón de radiación del arreglo, cuando todos los elementos son isotrópicos, y la distribución es uniforme en amplitud y fase. Los nulos del patrón de radiación, o del factor de arreglo, se encuentran igualando la ecuación 2.8 con cero. La ecuación 2.8a entrega

$$\begin{aligned} \sin\left(\frac{N}{2}\psi\right) = 0 &\Rightarrow \frac{N}{2}\psi = \pm n\pi \Rightarrow \theta_n = \arccos\left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(-\beta \pm \frac{2n}{N}\pi\right)\right] \\ n &= 1, 2, 3, \dots \\ n &\neq N, 2N, 3N, \dots \end{aligned} \quad (2.9)$$

La forma de el factor en 2.8b va decayendo, con la forma  $\sin(x)/x$ , y tiene su máximo en

$$\theta_m = \arccos\left(\frac{\lambda\beta}{2\pi d}\right) \quad (2.10)$$

el cual ocurre cuando  $\psi = 0^\circ$ .

El valor de 3dB del factor 2.8b es cuando[37, p295]

$$\theta_h = \arccos \left[ \frac{\lambda}{2\pi d} \left( -\beta \pm \frac{2.782}{N} \right) \right] \quad (2.11)$$

Entonces, se puede calcular el ancho del haz del factor de arreglo con los dos ángulos anteriores

$$\Delta\theta_{3dB} = 2|\theta_m - \theta_h| \quad (2.12)$$

## 2.3. Distribución de Taylor

Desde un punto de vista analítico, se pueden analizar las características de aperturas continuas, y de arreglos de forma similar. Se han realizado muchos trabajos en la búsqueda de la distribución de amplitud en aperturas, que produzcan los patrones de radiación más óptimos, eficientes, o flexibles a ciertas exigencias. Se ha definido el patrón de radiación óptimo como el que produce el haz mas delgado para un valor estipulado de lóbulos laterales[49], que corresponde a una iluminación uniforme. Sin embargo, posee un bajo nivel de lóbulos laterales. Dolph [17] resolvió este problema para un arreglo lineal de elementos discretos usando polinomios de Chebyshev. Ésta distribución entrega una base útil para comparaciones con otras distribuciones, sin embargo se trata de una distribución ideal, que no es realizable físicamente. Esto debido a que sus lóbulos laterales tienen todos la misma amplitud, y para que ésto suceda, la distribución de amplitud debe tener una función impulso en ambos extremos de la apertura, resultando en una degradación de la eficiencia de apertura. Adicionalmente, su patrón de radiación sería muy sensible a errores en la amplitud de estos impulsos.

Taylor desarrolló un método para evitar estos problemas aproximándose a la distribución de Chebyshev con un patron de radiación físicamente realizable. Con ésto se logra alcanzar el requerimiento de lóbulos secundarios, pero con unos lóbulos laterales que van decayendo en amplitud.

Para ésto, se modifican la posición de los ceros en el diagrama de radiación. Una distribución uniforme, tiene un diagrama de radiación en el espacio  $k$ , con sus ceros ubicados en  $k = \pm n\pi$ , con  $n = 1, 2, 3, \dots$ . La distribución de Taylor de  $n$ -elementos en línea, a diferencia de una distribución uniforme, posee su diagrama de radiación en el espacio  $U$ , que reemplaza a  $k \sin \theta$  como [37]:

$$\frac{\sin \pi U}{\pi U}, \quad (2.13)$$

donde

$$U = (a/\lambda)(\sin \theta) \quad (2.14)$$

y  $a$  es el ancho de la apertura. Los ceros entonces, están localizados en valores enteros de  $U$ . La distribución de Taylor  $\bar{n}$ -elementos modifica la ubicación de los ceros más centrales -llamados también ceros independientes- en el patrón, para aproximarse al arreglo de Dolph-Chebyshev. El patrón de radiación resultante cumple los requerimientos de nivel de lóbulos laterales, y mantiene uniforme el nivel de los lóbulos laterales centrales, para disminuir en los ceros exteriores con una forma  $1/U$ .

El parámetro  $\bar{n}$  controla el nivel de aproximación a la distribución de Dolph-Chebyshev. A un  $\bar{n}$  mayor, mayor el número de ceros independientes, mayor el número de lóbulos laterales de amplitud uniforme, resultando en un ancho de haz más delgado, sin embargo resulta también en la formación de un delta-Dirac en los extremos. Además, sobre ciertos valores de  $\bar{n}$  el ancho de haz disminuye muy poco, y es mayor la degradación de la eficiencia de apertura por los impulsos. En la presencia de éstos impulsos se dice que la distribución no es monotónica. Debido a estos dos efectos contrastantes, existe un valor óptimo de  $\bar{n}$  que entrega la máxima eficiencia. La eficiencia puede calcularse fácilmente de

$$\eta = \frac{1}{1 + 2 \sum_{n=1}^{\bar{n}-1} F^2(n, A, \bar{n})} \quad (2.15)$$

La tabla 2.1 entrega éstos valores y su correspondiente eficiencia [36]. Nótese que éstos valores de máxima eficiencia por lo general requieren peaks de amplitud aún bastante altos, que dependiendo del sistema de distribución sean difíciles de satisfacer.

**Tabla 2.1:** Eficiencia de  $\bar{n}$ , distribución de Taylor

	Máxima eficiencia		$\bar{n}$ monotónico	
Max SLR	$\bar{n}$	$\eta$	$\bar{n}$	$\eta$
25	12	0.9252	5	0.9105
30	23	0.8787	7	0.8619
35	44	0.8326	9	0.8151
40	81	0.7899	11	0.7729

Se puede notar de la tabla 2.1, que la diferencia en la eficiencia en apertura entre el  $\bar{n}$  monotónico y el  $\bar{n}$  de máxima eficiencia, es poca, aproximadamente de un 1%. Por otro lado, la existencia de los peaks en los extremos entrega una gran inestabilidad, y no es fácil de implementar, por lo tanto no es deseable. Para un SLL=30dB (Side Lobe Level), entonces, lo mejor es elegir  $\bar{n} = 7$ . El nivel de lóbulos laterales en forma lineal es

$$b = 10^{SLL/20} \quad (2.16)$$

de aquí, se calcula el parámetro A

$$A = \frac{\cosh^{-1}(b)}{\pi} = 1.32 \quad (2.17)$$

La posición de los ceros en el espacio-U es[37]

$$U_N = \bar{n} \frac{\sqrt{A^2 + (N - 1/2)^2}}{\sqrt{A^2 + (\bar{n} - 1/2)^2}}, \quad N = 1, \dots, \bar{n} - 1 \quad (2.18)$$

Luego el patrón de radiación es

$$f(U) = B_0 \frac{\sin(\pi U)}{\pi U} + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{\bar{n}-1} B_i \left[ \frac{\sin[\pi(U - i)]}{\pi(U - i)} + \frac{\sin[\pi(U + i)]}{\pi(U + i)} \right] \quad (2.19)$$

donde los coeficientes  $B_m$  están dados por

$$B_0 = f(0) = 1 \quad (2.20)$$

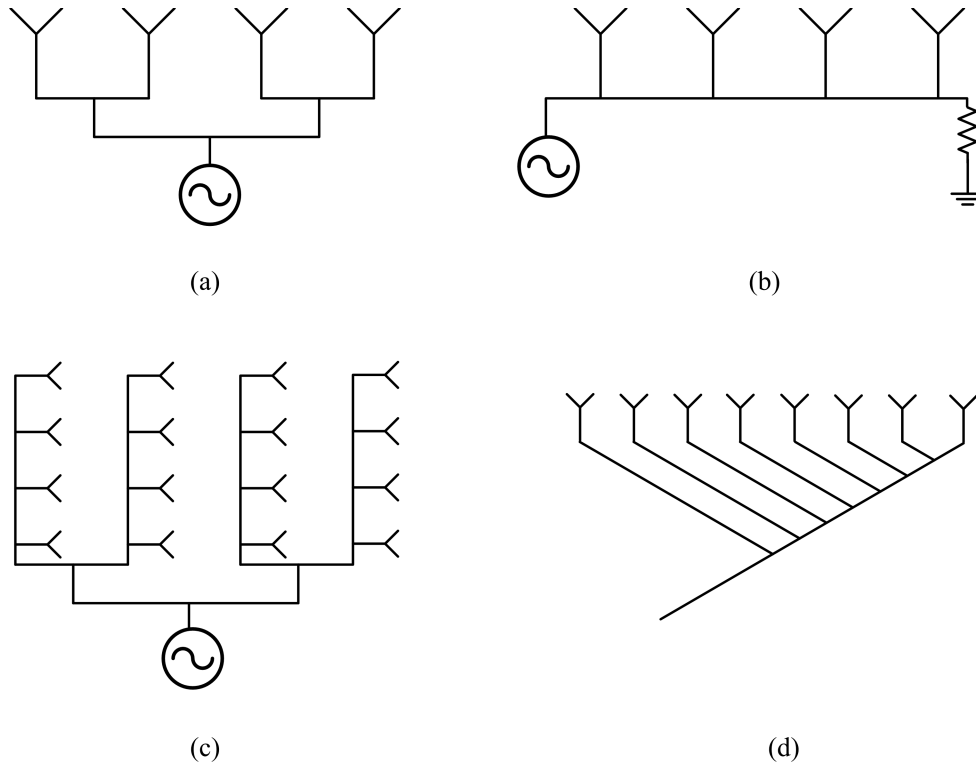
$$B_m = 2f(m) = \frac{(-1)^m \prod_{N=1}^{\bar{n}-1} (1 - m^2/U_N^2)}{-2 \prod_{N=1, N \neq m}^{\bar{n}-1} (1 - m^2/N^2)}, \quad m = 1, \dots, \bar{n} - 1 \quad (2.21)$$

Finalmente, la distribución de apertura está dada por [37]

$$E(x) = \sum_{m=0}^{\infty} B_m \cos(2\pi mx) \quad (2.22)$$

## 2.4. Squintless feed Technique

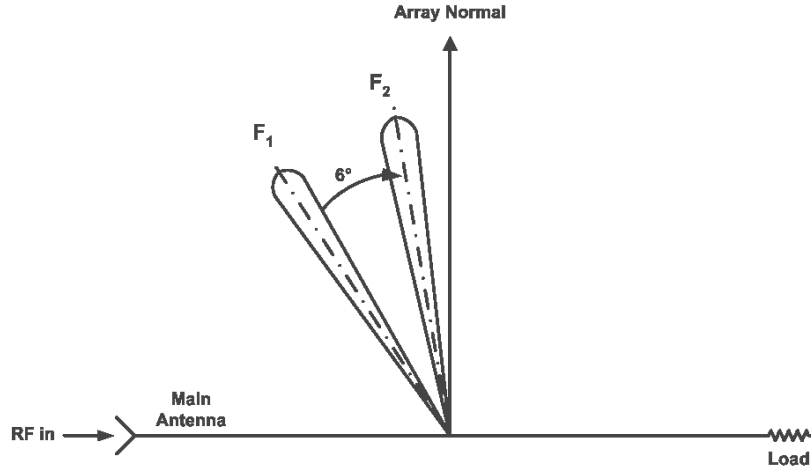
Existen distintas técnicas de alimentación de los elementos de un arreglo. Las más comunes se listan en la figura 2.3.



**Fig. 2.3:** Distintos tipos de redes de alimentación y distribución de potencia, en arreglos. (a) Divisor Paralelo. (b) Divisor en Serie. (c) Divisor Mixto Paralelo-Serie. (d) Divisor sin estrabismo.

En un arreglo plano de radiadores, con un alimentador como el de la figura 2.3b o 2.3c, existe un desfase entre los radiadores, dependiente de la distancia entre los elementos del arreglo y de la longitud de onda de la antena. Esto significa, que, al mantenerse invariante la distancia entre los elementos, los elementos del arreglo tendrán distinta fase en distintas frecuencias, y por lo tanto el patrón de radiación irá variando. Este efecto, da un ancho de banda muy bajo para la

antena en general, y patrones de radiación variantes, para el resto de las frecuencias. Éste efecto se conoce como *estrabismo* o *squinting*.



**Fig. 2.4:** Efecto estrabismo o *squinting* en un arreglo de antenas.

La técnica de Squintless feed technique, es una técnica desarrollada por A. Rogers [40] para la Empresa de Marconi Electronics Limited. Fue publicada por la revista *Marconi Review* en 1972. Es una técnica de alimentación de arreglos planos que tiene la capacidad de dotar de gran ancho de banda al arreglo. El divisor de la figura 2.3a, obtiene una uniformidad de fase entre los elementos, pero con muchas divisiones.

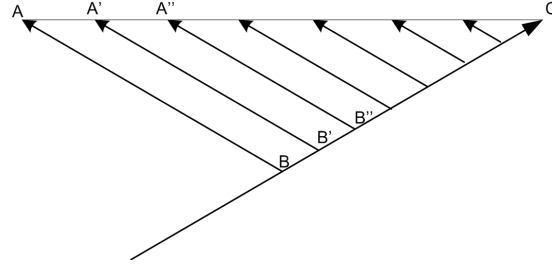
La técnica de no-estrabismo o *Squintless feed technique* consiste básicamente en la idea de que, a un arreglo, todos los elementos estén alimentados con la misma fase, sin importar el cambio en la longitud de onda. Para ésto, cada uno de los caminos en el distribuidor de potencia deben tener la misma longitud eléctrica. En un esquema geométrico, como se muestra en la figura 2.5, considérese los puntos A', A'', ..., C como distintos elementos de un arreglo plano. En la figura, se tienen las siguientes relaciones:

- $\angle BAC = \angle BCA$
- $\angle BAC = \angle B'A'C' = \angle B''A''C'' = \text{etc...}$

Entonces:

- $\overline{BA} = \overline{BC}$
- $\overline{B'A'} = \overline{B'C'}$ , etc...

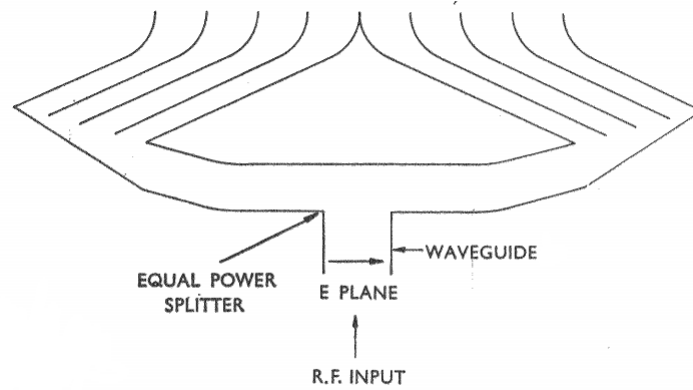
Entonces se puede ver de lo anterior, que la distancia desde B es igual para cada elemento del arreglo. Usando este principio, Rogers diseñó varios alimentadores squintless, en distintas bandas, L, S, C, X, en guía de ondas.



**Fig. 2.5:** Idea de las distancias iguales a los elementos de un arreglo

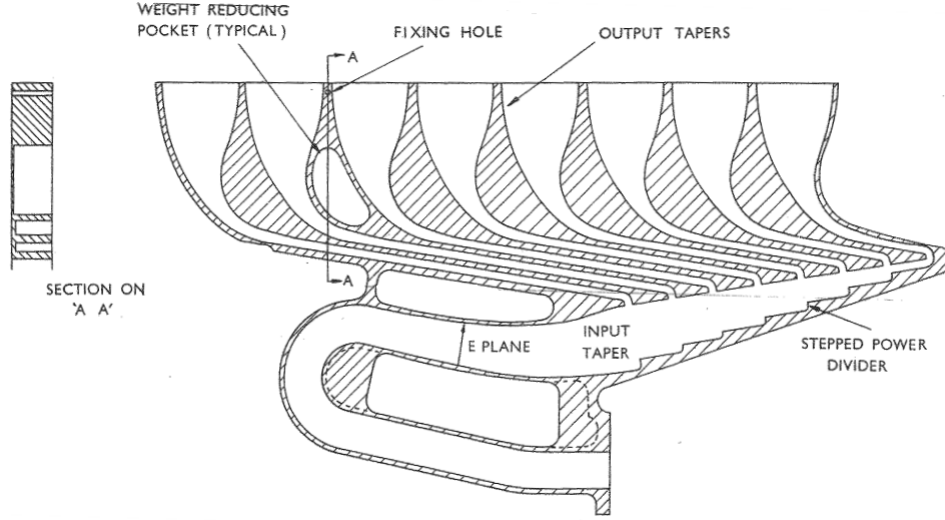
Se observa en la figura 2.3, que la alimentación sin estrabismo no es lo mismo que la alimentación en paralelo. La alimentación en paralelo también alimenta en fase todos los elementos, pero la cantidad de divisiones es mucho mayor a la de la técnica de squintless feeding, lo que implica mayores reflexiones, que aumentan en forma exponencial con el número de elementos.

Se utiliza normalmente para un arreglo con squintless feed un mínimo de 2 de estos divisores de potencia, así, en una guía de ondas, tendría una apariencia inicial como :



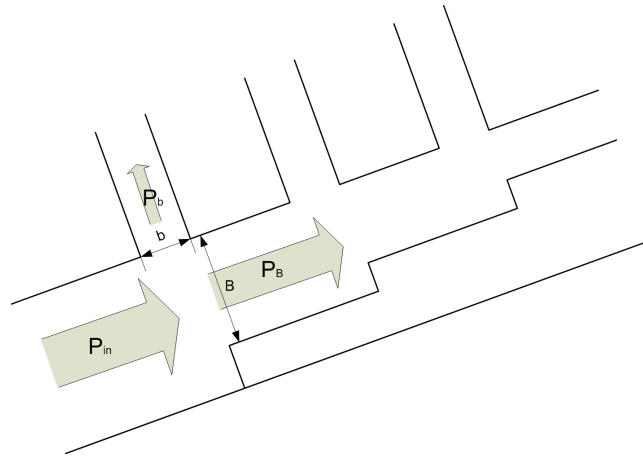
**Fig. 2.6:** Forma general de un divisor de potencia con una estructura de squintless feed

Un diseño de un arreglo lineal con squintless feed, ya considerando las adaptaciones de impedancia, y otros parámetros de diseño, para banda S, se muestra en la figura 2.7.



**Fig. 2.7:** Módulo de división en 8 elementos, con squintless feed

En este diseño, es muy importante el parámetro de altura de los steps divisores de potencia. En base a éstos se puede diseñar la distribución de iluminación de la apertura. En la figura 2.8 se muestra un detalle de los escalones divisores de potencia.



**Fig. 2.8:** Estructura básica de los divisores de potencia

De éstos, Rogers tomó una muy simple pero efectiva consideración, y es que la relación de potencias es acorde con la relación de amplitudes, esto es

$$\frac{P_B}{P_b} = \frac{B}{b} \quad (2.23)$$

Finalmente, la antena es capaz de entregar un gran ancho de banda, sin variar de manera significativa el ancho y dirección del haz. Los elementos del arreglo se encuentran en fase, independiente de la frecuencia.



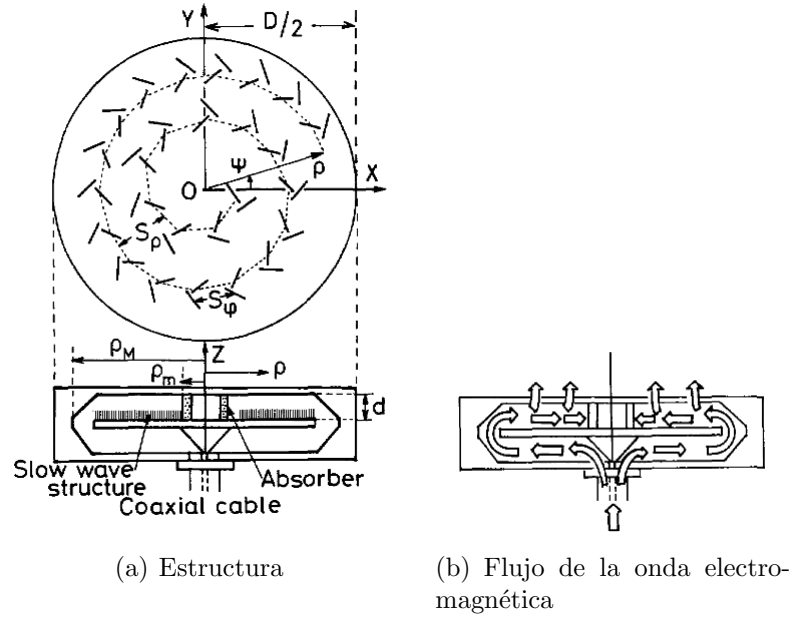
### 2.4.1. Estado del Arte

En la actualidad es una técnica muy comunmente utilizada para radares, y es un estándar de fue utilizado para los radares LW-08, presente en fragatas Australianas, Argentinas, Holandesas e Inglesas entre otros. Otros radares populares que ocupan ésta técnica son el SPS-55/Seahawk de defensa antiaérea, el AWS-6 utilizado por la Guardia Costera de USA, las series WM-20/M20, de radares de control de fuego, entre otros [22].

## 2.5. La Antena de Slots Guía de Onda Radial (Radial Line Slot Antenna)

Una antena Basada en la Guía de onda Radial fue inicialmente propuesta por N. Goto y M. Yamamoto en 1980 [23]. Sin embargo el desarrollo principal sobre esta antena fue publicado en 1985 [8] con M. Ando , K. Arimura y Y. Ito, entre otros. Se clasifica como un arreglo plano donde se propone una novedosa distribución de amplitud, que logra obtener eficiencia de no menos que un 70 %. La forma de distribución es tipo *traveling wave* o serie, que no posee característica tipo squintless.

La Radial Line Slot Antenna” (abreviada RLSA en adelante) propuesta originalmente consta de 3 placas paralelas (Figura 2.9(a)), describiendo 2 líneas radiales, la línea inferior es alimentada en el centro por una entrada coaxial donde la onda electromagnética avanza hacia afuera donde unos pliegues conectan con la línea radial superior, en donde la onda tiene sentido hacia adentro. En la guía superior se encuentra un arreglo de radiadores tipo slots, ordenados para optimizar su acoplamiento, distribución de amplitud y reflexiones de la antena. Opcionalmente, se propone la utilización de un material absorbente como carga para disminuir reflexiones, en el centro de la guía de onda superior. Además, incluye una estructura de onda lenta, para eliminar lóbulos de difracción. En la siguiente figura se muestra la estructura de una antena RLSA.



**Fig. 2.9:** Una antena Radial Line Slot Antenna, y sus parámetros de diseño.

Las placas paralelas se encuentran espaciadas a una distancia  $d$ . El sistema de coordenadas cilíndrico  $(\rho, \phi, z)$  se utilizará para los detalles sobre la apertura, mientras que las coordenadas esféricas  $r, \theta, \phi$  se utilizará para el diagrama de radiación. Como se observa en la figura 2.9(a), la guía de onda radial es alimentada por un cable coaxial en el centro de la estructura ( $\rho = 0$ ), y mediante un pequeño cono de  $45^\circ$ , el flujo es introducido en la antena. A la distancia de  $\rho_M$ , que es donde se pliega la antena y la onda se transmite hacia la guía superior. Los pliegues externos de la antena, están ubicados a  $45^\circ$ , de manera de minimizar las reflexiones. Finalmente, la carga absorbente se coloca en la guía superior, desde  $\rho_m$  hacia adentro.

Los slots en la guía superior están armados de a pares y con un desfase de  $90^\circ$  según la onda guiada, de manera de obtener una polarización circular. Los pares de slots están arreglados de una forma espiral, de manera de controlar la distancia entre elementos. La distancia entre las vueltas contiguas del espiral es  $S_\rho$ , mientras que la distancia entre dos elementos continuos, dentro de la espiral, es  $S_\phi$ . Para que los elementos dentro de las espiras continuas, separados por  $S_\rho$  tengan la misma distancia que la longitud de onda dentro de la antena, se utiliza la estructura de onda lenta de modo que quede  $S_\rho = \lambda_g = \zeta \lambda_0$ .

### Distribución en la Apertura

La ventaja excepcional de la antena RLSA es que maneja alta eficiencia de antena debido a una buena iluminación de apertura, mediante un contraste de dos efectos:

- La atenuación de la onda electromagnética conforme avanza dentro de la guía.
- El efecto el frente de onda ‘hacia dentro’ convergente.

Éstos ayudan a que al acoplar un arreglo de slots en la guía, la iluminación en la apertura se haga plana.

Lo anterior se explica, al hacer el análisis de la propagación dentro de la antena.

Cuando la distancia entre los discos es  $d < \lambda_g/2$ , sólo se presenta el modo TEM, y se tiene que la componente  $\phi$  del campo magnético para la guía de onda radial superior, en donde se presenta la onda guiada hacia dentro y la onda reflejada de la carga es:

$$H_\phi = H_1^{(1)}(k\rho) - \Gamma \frac{H_1^{(1)}(k\rho_m)}{H_1^{(2)}(k\rho)} H_1^{(2)}(k\rho) \quad (2.24)$$

Donde  $\Gamma$  es el coeficiente de reflexión del material absorbente en  $\rho = \rho_m$ .  $H_1^{(1,2)}$  es la función de Hankel del primero o segundo tipo de orden 1. Para  $k\rho \gg 1$ ,  $H_\phi$  se puede expresar como:

$$H_\phi \simeq \sqrt{\frac{2}{\pi k\rho}} e^{j(k\rho - \frac{3}{4}\pi)} - \Gamma \sqrt{\frac{2}{\pi k\rho}} e^{j(k\rho_m - \rho) - \frac{3}{4}\pi} \quad (2.25)$$

Es muy importante considerar que en el modo TEM y para ésta campo, las corrientes superficiales en el sentido radial son proporcionales a  $H_\phi$ . De acá se infiere que el coeficiente de excitación de los slots es proporcional al que se da en 2.25, y además si se mantiene una uniforme densidad de slots en la apertura, se puede concluir que 2.25 es también proporcional a la iluminación en la apertura.

Si no se consideran reflexiones en la línea radial superior, se observa que la amplitud decae con la forma  $\rho^{-1/2}$ , pero no se está considerando el acoplamiento de los slots del arreglo. Si se considera el factor de acoplamiento  $\alpha(m^{-1})$  de los slots dentro de la guía, la distribución de la potencia radiada resulta distinta. En este caso la distribución de iluminación sería:

$$F(\rho) = \sqrt{\frac{\alpha}{\rho}} e^{(jk+\alpha)\rho} - \Gamma \sqrt{\frac{\alpha}{\rho}} e^{(jk+\alpha)(2\rho_m-\rho)} \quad (2.26)$$

De la ecuación anterior, si se despreciara nuevamente las reflexiones, existe un decaimiento de la amplitud en la apertura con la velocidad  $\rho^{-0.5}$  en la onda hacia adentro que puede ser compensado con un coeficiente de acoplamiento  $\alpha (> 0)$ . Esta es la forma en que se obtiene una iluminación en la apertura plana. Variando los parámetros de los slots se puede modificar el factor de acoplamiento, de manera de mejorar la eficiencia. La figura 2.10 muestra la distribución en la apertura para distintos factores de acoplamiento. Se puede ver que un factor de acoplamiento de 5 mejora la eficiencia.

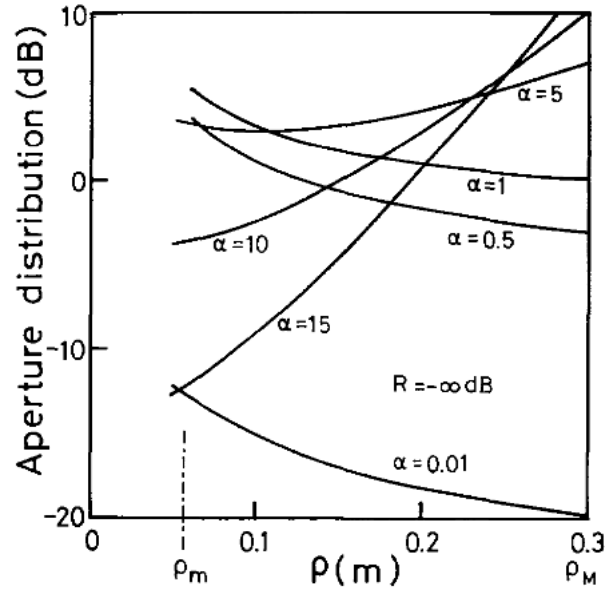


Fig. 2.10: Iluminación de la apertura para distintos factores de acoplamiento  $\alpha$

### 2.5.1. Estado del Arte de la Antena RLSA

Si bien la antena RLSA consigue una gran eficiencia, y una iluminación uniforme, desde su construcción en 1985[8], se han realizado muchas mejoras, estudios y análisis al diseño original. A continuación se muestran los hitos más importantes en el desarrollo de las antenas de línea radial

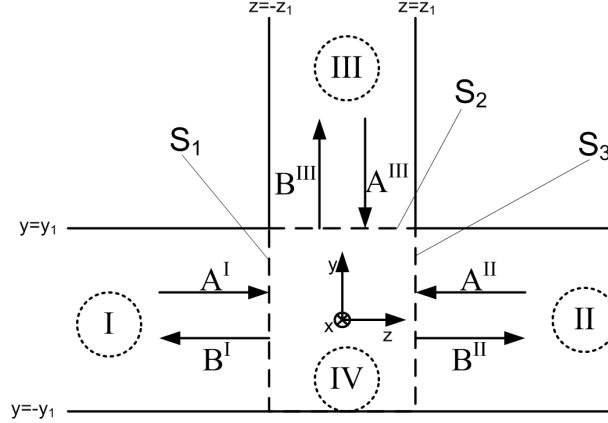
- En 1987 Makoto Ando et al. redujeron las reflexiones de la antena RLSA [34] realizando un ajuste en la forma de la adaptación del coaxial a la guía de onda radial, y una optimización de los pliegues E-Bend en los extremos de la antena, logrando obtener una reflexión de -15dB en una RLSA de 6 GHz.
- En 1988 se han publicado análisis más profundos sobre el acoplamiento mutuo[42] entre las ranuras de una RLSA, y además se diseña la primera antena de línea radial con polarización lineal (M. Ando et al.)[7]
- En 1990 se presenta la *Single Layered Radial Line Slot Antenna* (SL-RLSA)[4] que consiste en antenas de línea radial de una etapa, que abaratan los costos de fabricación, y controlan la iluminación de la apertura con una fuerte modificación al acoplamiento de los radiadores[5].
- En 1993 M. Takahashi, M. Ando et al. realizan una innovadora combinación de la antena RLSA de una etapa, SL-RLSA, con la de dos etapas, DL-RLSA, alimentadas por un mismo feed coaxial, para obtener una antena de polarización dual[43][45].
- En 1997, P.W. Davis, de la U. de Queensland propuso una técnica para reducir las reflexiones en las antenas RLSA, modificando la estructura de las ranuras, y sacrificando el estrabismo, o 'squint' del patrón de radiación con respecto a la frecuencia[38].

- En el 2001, T. Yamamoto junto a M. Ando utilizaron la antena RLSA para producción de plasma en Argón con presión de 30mTorr [54], a una frecuencia de 2.45GHz, con una potencia de 1.0-3.0kW.
- En el 2002, Y.Kim et al. diseñaron una antena SL-RLSA alimentada por guía de ondas, para una frecuencia de 60GHz[29]. La antena tiene un diámetro de 10cm.
- En el 2004, se utilizaron transiciones coaxiales de multiples mangas (multisleeves) para alimentar una antena de línea radial, consiguiendo mejoras en pérdidas de retorno, en un gran rango de frecuencias[48].
- En el 2008 M. Ando et al. realizaron una versión de peso liviano para el uso espacial de una antena RLSA, sin pliegues E-Bend, sino con una estructura de panal de abejas (Honeycomb structure)[47].

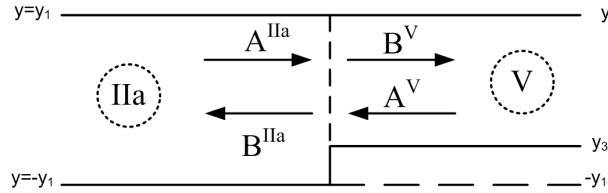
## 2.6. Algoritmo de Arndt

El propósito de el algoritmo de Arndt es utilizar el método de adaptación modal, o *mode matching*, para poder calcular el porcentaje de acoplamiento en divisores de potencia de juntas T plano-E no simétricas en serie, donde existen discontinuidades, como en un divisor squintless. El método de diseño de éste algoritmo está basado en la expansión en componentes incidentes y normales [11]. Para esto utiliza el principio de expansión de campos en cavidades [31, 30]. Finalmente, calcula la matriz de esparcimiento S, de la estructura, que incluye todos los efectos de las discontinuidades y acoplamientos mutuos. Además, indica una forma de poder calcular los parámetros del arreglo, a partir de los acoplamientos deseados, utilizando mínimos cuadrados. La estructura no necesita componentes adicionales de adaptación, y la distribución de potencia se logra diseñando las alturas de los segmentos, o steps, y las distancias entre los elementos. Se especifica que la técnica utilizada conserva la precisión numérica, y no requiere de simetría de puertos, o modos.

Primero, se analiza el caso de una sola junta T no-simétrica. Para abordar su análisis, se divide en 2 problemas: uno con la junta T simétrica, con altura  $2y_1$  en la guía principal, y altura  $2z_1$  en la guía vertical (Figura 2.11); y otro que consiste en la discontinuidad en la altura de la guía, como en la Figura 2.12.



**Fig. 2.11:** Junta T simétrica. Potencias de entrada en cada puerto  $A^{(v)}$ , potencias de salida,  $B^{(v)}$ . Zonas homogéneas I y II de altura  $2y_1$ , zona homogénea III de altura  $2z_1$



**Fig. 2.12:** Discontinuidad del step en guía de onda principal. Zona homogénea IIa de altura  $2y_1$ , zona homogénea V de altura  $y_2 - y_3$

La estructura se divide en una serie de regiones homogéneas I,II,III,IV (Fig. 2.11), IIa y V (Fig. 2.12). Los campos electromagnéticos en cada región homogénea, los campos eléctricos y magnéticos se pueden expresar como

$$\vec{E}^{(v)} = -j\omega\mu\nabla \times \vec{\Pi}_{hx}^{(v)} \quad ; \quad \vec{H}^{(v)} = \nabla \times \nabla \times \vec{\Pi}_{hx}^{(v)}$$

donde  $\vec{\Pi}_{hx}^{(v)}$  es la componente  $x$  del potencial vectorial Herziano, que se asume como una suma de funciones propias satisfaciendo sus condiciones de contorno.

$$\Pi_{hx}^{(v)} = \frac{2}{\sqrt{a(q_2 - q_1)^{(v)}}} \frac{1}{\sqrt{k^2 - k_x^2}} \sin(k_x x) \cdot \sum_{n=0}^N \left[ \frac{1}{\sqrt{Z_{Fn}^{(v)}}} \frac{1}{\beta_n^{(v)}} \frac{1}{\sqrt{1 + \delta_{0n}}} \cos\left(k_{qn}^{(v)} \left(t - q_1^{(v)}\right)\right) \right] \cdot [A_n^{(v)} e^{\mp j\beta_n^{(v)} s} - B_n^{(v)} e^{\pm j\beta_n^{(v)} s}]$$

En esta ecuación,  $a$  es el ancho de la guía de onda,  $(q_2 - q_1)^{(v)} = b^{(v)}$  es la altura de la guía, en la región  $(v)$ . Además, se consideran los siguientes parámetros electromagnéticos:

- El número de onda  $k^2\omega^2\mu\epsilon$
- El número de onda de corte es  $k_c = \sqrt{k_x^2 + k_{qn}^{(v)2}}$ 
  - $k_x = \pi/a$

- $k_{qn}^{(v)} = \frac{n\pi}{b^{(v)}}$
- Constante de Fase se define para dos casos:  $\beta_n^{(v)} = \begin{cases} \sqrt{k^2 - k_c^2} & ; \quad k^2 \geq k_c^2 \\ -j\sqrt{k_c^2 - k^2} & ; \quad k^2 \leq k_c^2 \end{cases}$
- Impedancia  $Z_{Fn}^{(v)} = \frac{\omega\mu}{\beta_n^{(v)}}$
- $\delta_{0n} = \text{Kronecker delta}$

La matriz de dispersión modal, para la juntura T simétrica, se obtiene utilizando la técnica de adaptación modal, y relacionando los campos de las zonas I,II,III y IV en los planos  $S1$ ,  $S2$ , y  $S3$ , cuando sólo se abre 1 puerto y los otros se cortocircuitan. Luego se utiliza el principio de superposición para combinar todas las soluciones, seguido de la propiedad ortogonal de los modos [15, 24]. Finalmente, se relacionan las ondas incidentes con las de salida, como

$$(B) = (S^T)(A) \quad (2.27)$$

donde los elementos de arreglo son

$$(S_T) = \begin{bmatrix} -(e_1)(Y_1) & (Y_1) & -(T_1)(Y_3) \\ (Y_1) & -(e_1)(Y_1) & (T_2)(Y_3) \\ -(T_3)(Y_1) & (T_4)(Y_1) & (e_3)(Y_3) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} (1/e_1)(Y_1) & -(Y_1) & (T_1)(Y_3) \\ -(Y_1) & (1/e_1)(Y_1) & -(T_2)(Y_3) \\ (T_3)(Y_1) & -(T_4)(Y_1) & (1/e_3)(Y_3) \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

y donde  $T_i$  representan los coeficientes de las matrices de acoplamiento.

$$T_{1np} = \frac{1}{\sqrt{y_1 z_1}} \frac{\sin(\beta_n^I 2z_1)}{\sin(\beta_p^{III} 2y_1)} \frac{\beta_n^I}{\beta_p^{III}} \frac{1}{\sqrt{1 + \delta_{0n}}} \frac{1}{\sqrt{1 + \delta_{0p}}} \\ * \int_{-y_1}^{y_1} \cos[\beta_p^{III}(-y + y_1)] \cos\left[\frac{n\pi}{2y_1}(y + y_1)\right] dy \quad (2.29a)$$

$$T_{2np} = (-1)^p T_{1np} \quad (2.29b)$$

$$T_{3np} = \frac{1}{\sqrt{y_1 z_1}} \frac{\sin(\beta_p^{III} 2y_1)}{\sin(\beta_n^I 2z_1)} \frac{\beta_p^{III}}{\beta_n^I} \frac{1}{\sqrt{1 + \delta_{0n}}} \frac{1}{\sqrt{1 + \delta_{0p}}} \\ * \int_{-z_1}^{z_1} \cos[\beta_n^I(-z + z_1)] \cos\left[\frac{p\pi}{2z_1}(z + z_1)\right] dz \quad (2.29c)$$

$$T_{4np} = (-1)^p T_{3np} \quad (2.29d)$$

Los elementos de las matrices diagonales  $(Y), (e)$  son:

$$Y_{1n} = \frac{1}{\sqrt{Z_{Fn}^I}} \quad ; \quad Y_{3p} = \frac{1}{\sqrt{Z_{Fp}^{III}}} \quad (2.30a)$$

$$e_{1n} = \exp j\beta_n^I 2z_1 \quad ; \quad e_{3p} = \exp j\beta_p^{III} 2y_1. \quad (2.30b)$$

$$(2.30c)$$

Luego, se busca la matriz de dispersión de la discontinuidad de la Figura 2.12. Se expresa como

$$(B) = (S^H)(A) \quad (2.31)$$

donde los elementos de  $S^H$  son

$$(S_{11}^H) = \left[ (\sqrt{Y_m})(1/\beta_m)[(K_{1nm})(\sqrt{Y_m})]^{-1}(\sqrt{Y_n}) + (K_{2mn})(1/\beta_n)(\sqrt{Y_n}) \right]^{-1} \cdot \left[ -(\sqrt{Y_m})(1/\beta_m)[(K_{1nm})(\sqrt{Y_m})]^{-1}(\sqrt{Y_n}) + (K_{2mn})(1/\beta_n)(\sqrt{Y_n}) \right] \quad (2.32a)$$

$$(S_{12}^H) = 2 \left[ (\sqrt{Y_m})(1/\beta_m)[(K_{1nm})(\sqrt{Y_m})]^{-1}(\sqrt{Y_n}) + (K_{2mn})(1/\beta_n)(\sqrt{Y_n}) \right]^{-1} \cdot (\sqrt{Y_m})(1/\beta_m) \quad (2.32b)$$

$$(S_{21}^H) = 2 \left[ (K_{1nm})(\sqrt{Y_m}) + (\sqrt{Y_n}) [(K_{2mn})(1/\beta_n)(\sqrt{Y_n})]^{-1} \cdot (\sqrt{Y_m})(1/\beta_m) \right]^{-1} (\sqrt{Y_n}) \quad (2.32c)$$

$$(S_{22}^H) = \left[ (K_{1nm})(\sqrt{Y_m}) + (\sqrt{Y_n}) [(K_{2mn})(1/\beta_n)(\sqrt{Y_n})]^{-1} \cdot (\sqrt{Y_m})(1/\beta_m) \right]^{-1} \cdot \left[ -(K_{1nm})(\sqrt{Y_m}) + (\sqrt{Y_n}) [(K_{2mn})(1/\beta_n)(\sqrt{Y_n})]^{-1} \cdot (\sqrt{Y_m})(1/\beta_m) \right] \quad (2.32d)$$

y los coeficientes de las matrices de acoplamiento ( $K$ )son:

$$(K_{1nm}) = \frac{1}{\sqrt{1 + \delta_{0m}}} \frac{1}{\sqrt{1 + \delta_{0n}}} \frac{2}{\sqrt{(y_1 - y_0)(y_2 - y_3)}} \cdot \int_{y_3}^{y_2} \cos \left[ \frac{m\pi}{(y_1 - y_0)}(y - y_0) \right] \cos \left[ \frac{n\pi}{(y_2 - y_3)}(y - y_3) \right] dy \quad (2.33a)$$

$$(K_{2mn}) = (K_{1nm})'. \quad (2.33b)$$

Los elementos de las matriz Diagonal ( $\sqrt{Y}$ ) son:

$$(\sqrt{Y_m})_m = \frac{1}{\sqrt{Z_{Fm}^V}} \quad ; \quad (\sqrt{Y_n})_n = \frac{1}{\sqrt{Z_{Fn}^{IIa}}}. \quad (2.34)$$

Finalmente, la matriz de dispersión modal, para la junta T no-simétrica se obtiene de la combinación de las dos matrices de dispersión anteriores. La expresión se encuentra como

$$(B) = (S^{UT})(A) \quad (2.35)$$

donde los elementos de  $S^{UT}$  son

$$(S_{11}^{UT}) = (S_{11}^T) + (S_{12}^T)(M_2)(S_{21}^T) \quad (2.36a)$$

$$(S_{12}^{UT}) = (S_{12}^T)(S_{12}^H) + (S_{12}^T)(M_2)(M_4) \quad (2.36b)$$

$$(S_{13}^{UT}) = (S_{13}^T) + (S_{12}^T)(M_2)(S_{23}^T) \quad (2.36c)$$

$$(S_{21}^{UT}) = (M_3)(S_{21}^T) \quad (2.36d)$$

$$(S_{22}^{UT}) = (S_{22}^H)(M_3)(M_4) \quad (2.36e)$$

$$(S_{23}^{UT}) = (M_3)(S_{23}^T) \quad (2.36f)$$

$$(S_{31}^{UT}) = (S_{31}^T) + (S_{32}^T)(M_2)(S_{21}^T) \quad (2.36g)$$

$$(S_{32}^{UT}) = (S_{32}^T)(S_{12}^H) + (S_{32}^T)(M_2)(M_4) \quad (2.36h)$$

$$(S_{33}^{UT}) = (S_{33}^T) + (S_{32}^T)(M_2)(S_{23}^T) \quad (2.36i)$$



con las abreviaciones

$$(M_1) = [(I) - (S_{22}^T)(S_{11}^H)]^{-1} \quad (2.37a)$$

$$(M_2) = (S_{11}^H)(M_1) \quad (2.37b)$$

$$(M_3) = (S_{21}^H)(M_1) \quad (2.37c)$$

$$(M_4) = (S_{22}^T)(S_{12}^H) \quad (2.37d)$$

$$\cdot \quad (2.37e)$$

$(I)$  es la Matriz Identidad.

Dentro de un arreglo de divisores T no-simétricos, debe considerarse las características eléctricas de la guía que conecta dos junturas T continuas, para determinar la Matriz de dispersión total del Arreglo.

# Capítulo 3

## Definición del Problema

### 3.1. Introducción

Los arreglos de antenas normalmente son de banda estrecha y tienen una gran dependencia con la frecuencia. Al tratarse su patrón de radiación de una suma en fase de los componentes del arreglo, al variar la frecuencia varía el desfase entre éstas, lo cual resulta en patrones de radiación distintos para distintas frecuencias. Existen sistemas de distribución para arreglos de antenas de banda ancha. Estos tienen aplicaciones en antenas de radar, entre otros, considerados de Ultra Banda Ancha. Estos sistemas son capaces de entregar una uniformidad en fase para los radiadores, independiente de la frecuencia, logrando evitar el efecto de estrabismo, o squinting.

Por otro lado, la gran mayoría de los arreglos planos de bajo costo no incluyen un sistema de distribución de potencia de banda ancha, sin que afecten en las pérdidas. Ejemplos de esto son las antenas que distribuyen potencia por un sistema de alimentación paralelo. Debe notarse que éste tipo de alimentación no es exactamente el mismo que squintless feed, ya que requiere más divisiones y por lo tanto presenta mas dificultades a la hora de diseñar el divisor para una cierta distribución de iluminación. Este sistema de alimentación es relativamente costoso dependiendo del medio en el que se construya.

La ITU (International Telecommunication Union) designa tres rangos de frecuencia de operación para recepción DBS, dependiendo de la Zona Geográfica. La Región ITU-1, que cubre Europa, Rusia y África opera en el rango 10.7GHz-12.75GHz, la ITU-2 cubre América, y el rango 12GHz.2-12.7GHz, y la ITU 3 opera en el rango 11.7GHz-12.2GHz, cubriendo Asia y Australia.

Entonces, la intención de este trabajo es diseñar un arreglo de antenas, para uso de broadcasting satelital, que tenga características de apertura, distribución y eficiencia y directividad óptimas para éste propósito, que además provea de un ancho de banda suficiente para cubrir todas las bandas que cubren las normas ITU, para DBS, aproximadamente un 20 % alrededor de la frecuencia central 12GHz.

En Base a lo expuesto anteriormente, se toman las siguientes consideraciones, que sientan la problemática y la razón del desarrollo de este trabajo:

- En la actualidad no hay una gran disponibilidad de divisores de potencia para arreglos planos, que provean características de bajas pérdidas, bajas reflexiones, gran respuesta en ancho de banda, y que brinde una iluminación eficiente de la apertura.

- Es importante diseñar un modelo medianamente económico de un divisor de potencia, para arreglos planos de antenas, ya sean circulares o rectangulares.
- Para este fin, el proyecto busca sacar provecho del alimentador tipo squintless, y crear una versión de este divisor, para arreglos planos.
- Por otro lado, una de las alternativas evaluadas, es utilizar las ventajas de una división de potencia en una guía de onda radial, para arreglos circulares, y otra técnicas como reflectores tipo pillbox para arreglos rectangulares.

## 3.2. Hipótesis de Trabajo

Se debe entonces:

- Diseñar y realizar un divisor de potencia en guía de ondas, para arreglos planos.
- Investigar técnicas de distribución de apertura.
- Implementar en forma correcta la distribución de apertura en el divisor de potencia.
- Incorporar la característica de alimentación squintless, para tener mayor ancho de banda en el divisor.
- Implementar técnicas de corrección y mejoramiento de las características del divisor.
- Diseñar elementos radiadores para el divisor, y diseñar el arreglo de antenas obtenido con ambos. Simular el comportamiento esta antena.
- Los resultados serán simulados utilizando el software HFSS [9].

## 3.3. Objetivos

## 3.4. Objetivo General

El divisor de potencia debe tener gran ancho de banda, y debe entregar una distribución de amplitud exigida. El divisor debe funcionar con una cantidad de elementos radiadores, de manera que se pueda simular el arreglo. El arreglo mismo debe responder también a las exigencias de patrón de radiación que se plantearon, y con los que se definió la distribución de amplitud.

## 3.5. Objetivos Específicos

El divisor de potencia debe tener las siguientes características:

- Buena característica de reflexión en frecuencia en Banda Ancha. Se pretende alcanzar un funcionamiento en un mínimo de ancho de banda de un 20 % sobre la frecuencia central. Sin embargo, se diseñará y medirá en un rango de 30 %.

- El diseño debe ser flexible para poder implementar una cierta distribución de amplitud controlando parámetros de la construcción.
- Debe presentar un nivel de lóbulos laterales de 30dB.
- Debe tener un ancho de haz muy delgado.
- Bajas pérdidas de retorno, y de inserción.
- Debe tener un costo de construcción económico.

### 3.6. Alcances y Limitaciones

- Dentro de las tecnologías de líneas de transmisión en microondas, el divisor de potencia estará implementado solamente en guía de ondas, así como la mayoría de los diseños en este trabajo.
- Si bien se diseñarán elementos adicionales para construir el arreglo, el trabajo se centra en el diseño detallado del divisor de potencia, y los otros elementos son demostrativos, o sirven para simular un arreglo utilizando el divisor.

### 3.7. Metodología

Las soluciones planteadas para el proyecto cursan por las siguientes etapas:

1. Investigación bibliográfica sobre las características básicas de cada tecnología incluída en la propuesta, incluídas el tipo de línea de transmisión, respuesta en frecuencia, pérdidas, costo, compatibilidad entre ellas, y la facilidad/costo de la implementación.
2. Investigación sobre la parametrización del diseño de cada una de las técnicas comprometidas en la propuesta, por separado, y luego en conjunto.
3. Diseño y simulación de las distintas etapas del sistema de alimentación propuesto, por separado. Sólo se simulará el sistema en conjunto si es tecnológicamente posible. Si no, el análisis de las etapas por separado basta para analizar si están sintonizados.
4. Comparación con las otras alternativas propuestas.

La etapa de simulación se desarrollará con el software mas adecuado considerado para cada implementación. Sin embargo, para la mayoría de los desarrollos será utilizado **Ansoft HFSS(TM)**, por la capacidad para trabajar con volúmenes, mediante el Método de Elementos Finitos (FEM), y su relativa velocidad de cálculo.

# Capítulo 4

## Desarrollo

### 4.1. Introducción

En base a los objetivos propuestos y explicados en la sección 3.3, en el trabajo se estudiaron distintas tecnologías de arreglos dentro de propuestas para cumplir los objetivos. Particularmente, se compararon dos posibilidades de implementación de un divisor de potencia para arreglos planos: una en arreglos circulares alimentados por una guía de onda radial o RLSA (*Radial Line Slot Antenna*)[8], y otra de un divisor de potencia en un arreglo rectangular. La forma del divisor de potencia es fundamental e influye completamente sobre la forma de la antena. Por esto, hablar de diseños distintos del divisor, se habla también de dos diseños de antena. Se incluye en éste capítulo la comparación de ambas propuestas, y se justifica la elección de uno de los tipos de arreglos.

Posteriormente se separa el diseño de la antena en distintos módulos. El primero consiste en elegir los parámetros generales de forma del arreglo, y es en donde se discutirán y considerarán las restricciones en la morfología de éste, para una fabricación más sencilla y económica. La segunda parte consiste en el estudio e implementación del divisor de potencia para obtener la distribución de apertura que brinde el mejor desempeño de la antena, de acuerdo a los objetivos planteados. Ésta parte del trabajo propone distintos algoritmos de diseño, basados en modelos equivalentes de divisores, y los contrasta junto con un algoritmo teórico electromagnético, que utiliza la técnica de ajuste modal o *mode matching*. En otro módulos, se diseñan otros elementos del arreglo de antenas, que son los elementos radiadores y el reflector pillbox. Además se considera la alimentación al arreglo. Éstos diseños se consideran accesorios, al desarrollo principal, que corresponde al divisor de potencia.

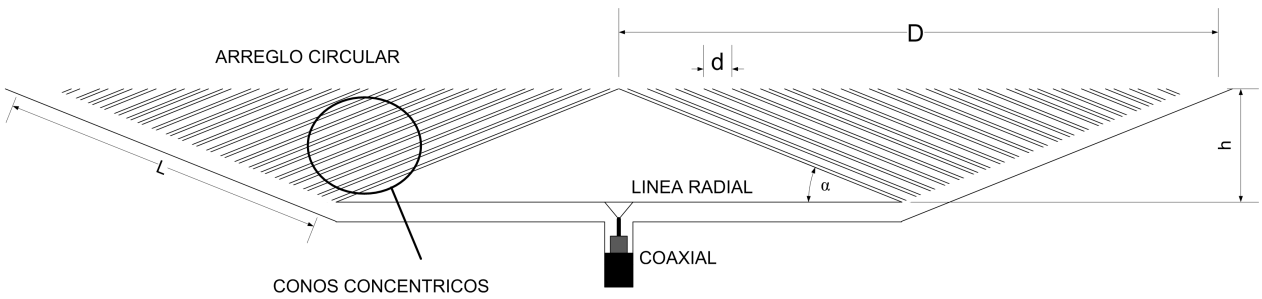
### 4.2. Comparación de Propuestas

#### 4.2.1. En RLSA

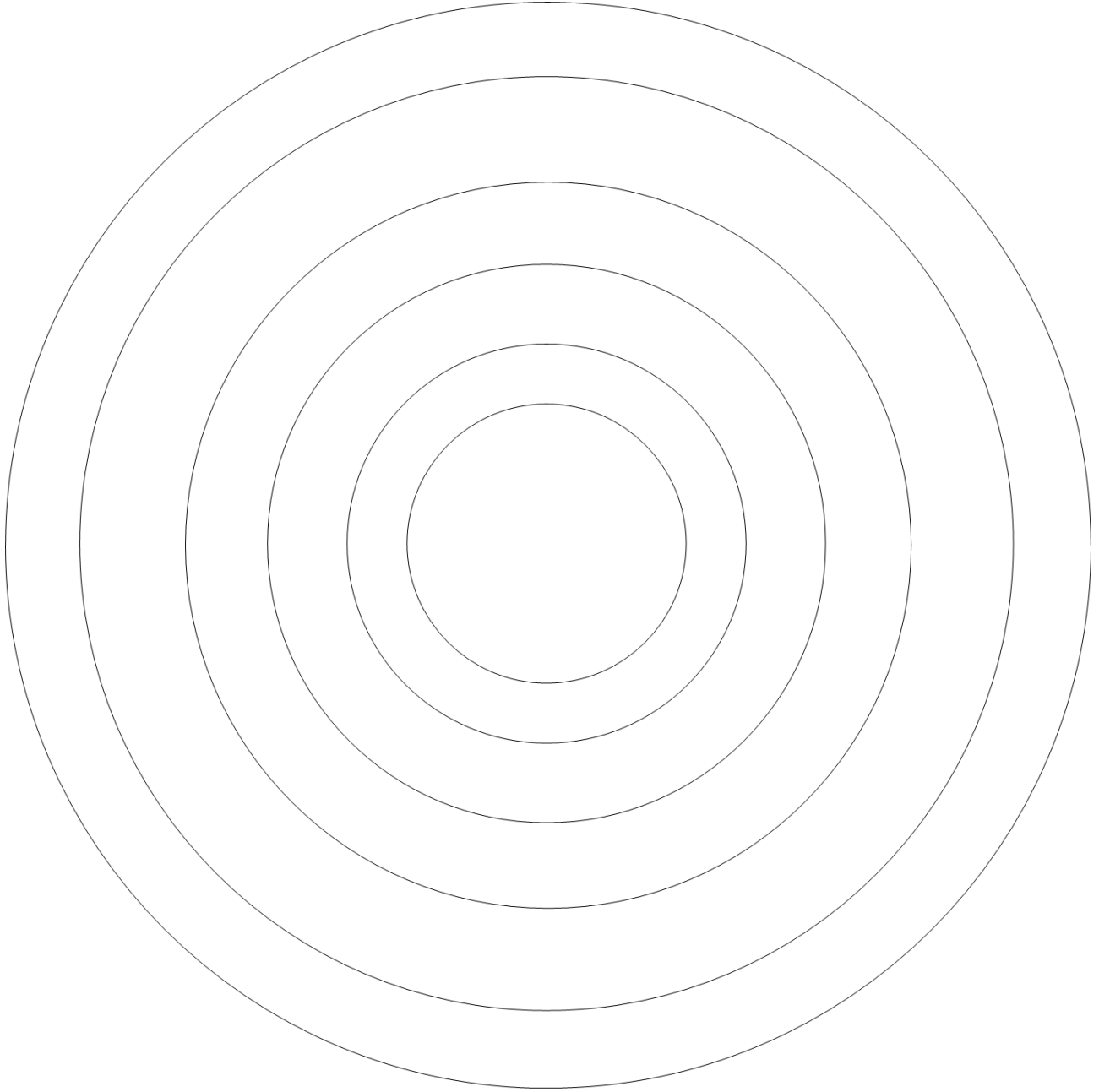
##### **Squintless feed en conos concéntricos**

Consiste básicamente en la idea de utilizar una guía de onda Radial, como la línea principal de distribución de la potencia, desde donde se extienden una serie de guías de onda con forma de conos concéntricos, dando la apariencia de un “arreglo lineal con alimentación squintless,

con una simetría de revolución a través de su eje axial”. La figura 4.2 muestra una propuesta de diseño para implementar una alimentación tipo squintless en una línea radial.



**Fig. 4.1:** Estructura General del Divisor de Potencia en una Apertura Circular.



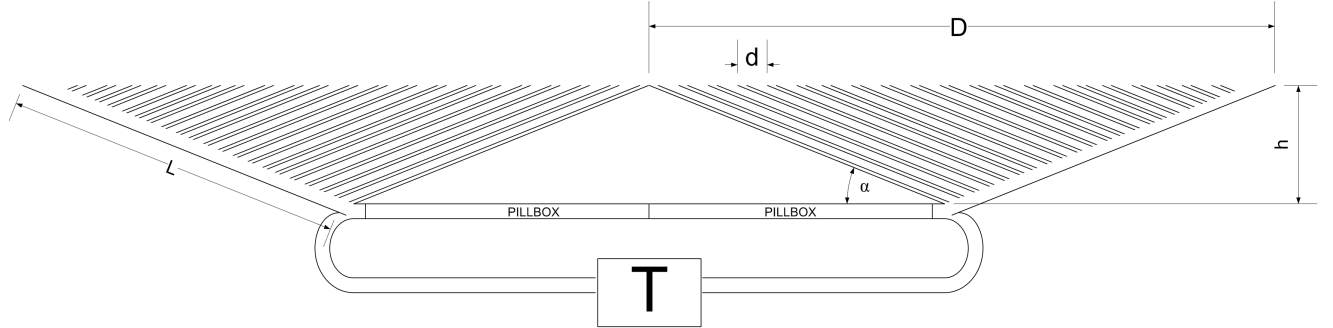
**Fig. 4.2:** Vista superior del Divisor de Potencia en una Apertura Circular.

La figura 4.2 muestra el corte transversal de la antena radial. La antena es alimentada por cable coaxial. Los conos concéntricos se disponen de tal forma que la guía de onda cónica que es alimentada primero, llegue al centro de la apertura. Ésto por que la alimentación en la primera guía de onda es mucho más estable a cambios de frecuencia que la última, y se requiere un mayor estabilidad en el centro de una apertura.

#### **4.2.2. En un Arreglo Rectangular**

Este modelo propone implementar la técnica de squintless feed, tal como se hace para las guías de onda en 2.4, pero con guías de onda muy anchas ( $a > b$ ), semejante a placas paralelas.

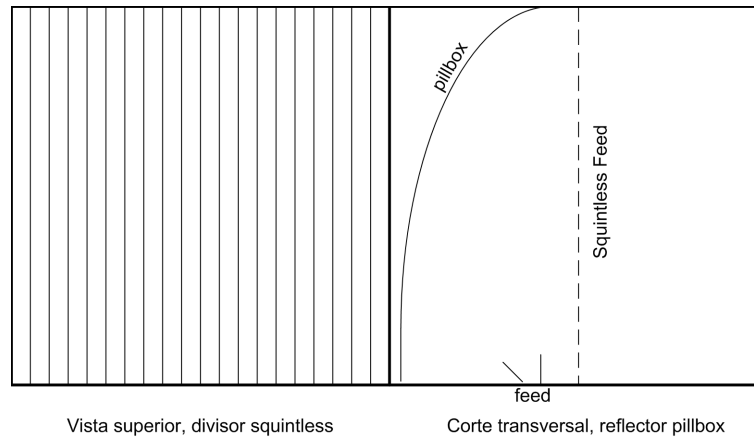
En la figura 4.3 se muestra un corte transversal del divisor, mostrando los divisores pillbox y su alimentación por un divisor T de entrada. Este divisor puede ser una T mágica, que puede sumar en fase o contrafase la alimentación de ambas mitades de arreglo.



**Fig. 4.3:** Corte Transversal de la Propuesta del Arreglo Rectangular

Los reflectores tipo pillbox, a su vez, son alimentados por un pequeño feed con forma semejante a una corneta, que provienen de un híbrido divisor de potencia, que en el caso del esquema es una T-junction para guía de onda rectangular. Una vista superior de la antena, con un corte transversal sobre el divisor derecho, se puede apreciar en la figura 4.4.

La antena tiene un ancho en la apertura de  $2D \times a$ , y su divisor de potencia tiene una altura  $h$ .



**Fig. 4.4:** Ubicación del reflector pillbox en la antena

### 4.2.3. Elección

Para elegir el diseño más conveniente, se consideraron las ventajas de cada propuesta, detallados en la Tabla 4.1. Se consideró continuar con el diseño de la antena rectangular. Sin embargo, sabiendo que era una desventaja en ambas propuestas, se debe cuidar mucho el peso logrado en el diseño final.



**Tabla 4.1:** Tabla comparativa de las propuestas de Arreglos

Antena RLSA Conos Concéntricos	
Distribución	Uniforme Circular
Ventajas	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Iluminación: Se pueden conseguir distribuciones uniformes sin gran dificultad, sólo usando la ventaja de la RLSA.</li> </ul>
Desventajas	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Eliminación de radiación en antifase: En dos extremos diametralmente opuestos de la apertura generada por una guía de onda cónica, llegan modos con la misma polarización, pero en sentido opuesto, que al ser irradiados con la misma fase, se cancelarán.</li> <li>■ Costo: La implementación de conos concéntricos implica que los elementos son poco estándares, y por lo tanto la construcción de estos conos será de alto costo, así como la de el soldado de los metales.</li> <li>■ Dificultad: Asociado al punto anterior, resulta difícil la construcción, armado y alineamiento de una antena con esta forma, lo que se traduce costos de producción.</li> <li>■ Volumen y peso: Requiere que la guía sea rellena por un dieléctrico para mantener su forma, lo que la hace más pesada. Pierde la ventaja del divisor de potencia liviano, que ofrecía la RLSA.</li> </ul>
Antena Rectangular	
Distribución	Distribución de Taylor en una dimensión. La distribución en el otro plano es determinada por el reflector Pillbox.
Ventajas	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Iluminación configurable: Usando el divisor de potencia de juntas T no-simétricas, se puede conseguir la iluminación de apertura deseada, en uno de los dos planos.</li> <li>■ Facilidad en Construcción: Al ser un arreglo cuadrado, sólo se trabaja con planchas o láminas planas, lo que facilita la labor de construcción.</li> <li>■ Costo: Por su facilidad y la disponibilidad de materiales, se cree que es la alternativa más económica.</li> <li>■ Mitades de Arreglo independientes: Ambas mitades pueden ser alimentadas en cualquier fase. Así, se puede mejorar el patrón de radiación para eliminar interferencias, corregir dirección de haz, y compensar defectos en la fabricación que impliquen que ambas mitades no son simétricas.</li> </ul>
Desventajas	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Volumen y Peso: Para trabajar con láminas muy delgadas, la antena será rellena con un dieléctrico, al igual que la antena circular, puede aumentar su peso.</li> </ul>

## 4.3. Diseño General

### 4.3.1. Consideraciones Prácticas

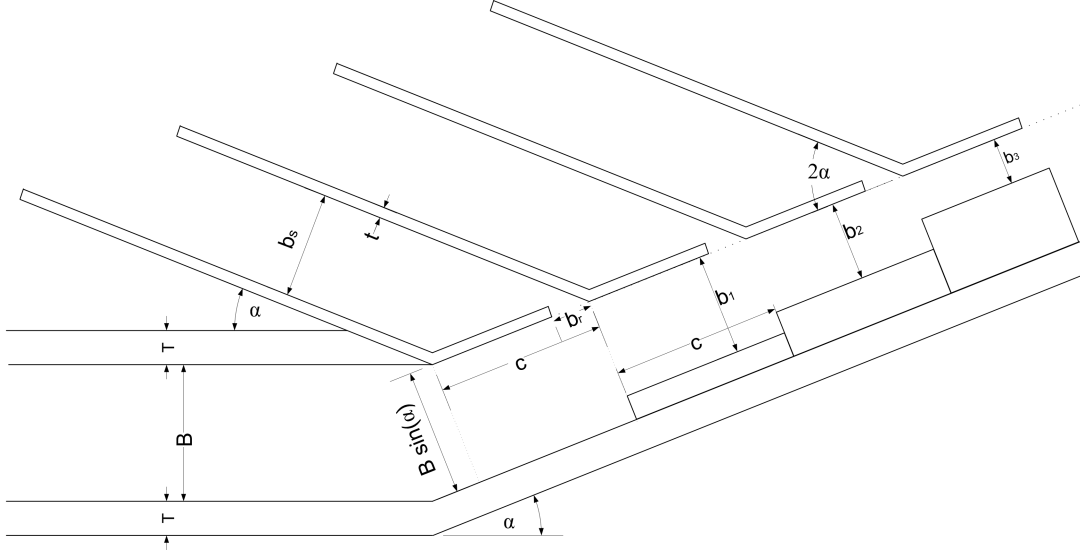
La estructura de la antena, al ser rectangular, puede ser manufacturada de manera mucho más fácil y económica que las otras alternativas, como fue citado anteriormente. Aquí se consideran las características de los materiales con que se propone la construcción.

**Láminas de cobre** El cobre es muy accesible y disponible en el mercado doméstico en láminas de cobre electrolítico. La lámina es de superficie lisa con espesores homogéneos, ampliamente utilizada en cubiertas, techumbres, fachadas, y muros en el ámbito de la construcción, del diseño y de la arquitectura. Se puede conseguir en láminas de grosor desde 0.07mm hasta 2cm [2, 33]. Un mayor grosor aumentaría la rigidez de la estructura, pero a costa del peso y la cantidad de guías que pueden incorporar como alimentadoras a los radiadores.

**Espuma dieléctrica** Se utilizará un dieléctrico en forma de espuma, para mantener la estructura interna del divisor de potencia. El diseño del divisor de potencia considerará en medio dieléctrico como vacío, asumiendo que el dieléctrico empleado será de una permitividad relativa muy baja y muy bajas pérdidas.

### 4.3.2. Dimensiones

En el divisor squintless, se fabrican las guías de onda que alimentan a los reflectores (conocidas en adelante como guías alimentadoras o divisoras), en base a delgadas láminas conductoras, para poder incorporar la máxima cantidad de guías alimentadoras posible. Para mantener un mejor control de la cantidad de potencia insertada a la guía, y controlar la adaptación de impedancias entre las guías, la entrada a cada guía divisora desde la guía principal es más pequeña, de ancho controlado. La solución mas económica es doblar la lámina metálica de las guías alimentadoras, quedando en forma de una solapa, dejando sólo una pequeña apertura que conecta las guías divisora y alimentadoras, de ancho  $b_p$ . Una vista detallada de los parámetros del divisor tipo squintless se muestra en la figura 4.5.



**Fig. 4.5:** Estructura detallada de los parámetros del Divisor Squintless en Apertura Rectangular

Donde:

$d$ : Distancia entre los elementos del arreglo, transversal a las guías de onda rectangulares anchas.

$\alpha$ : Ángulo de inclinación del divisor de potencia tipo squintless.

$B$ : Altura de la guía de onda, en el reflector pillbox y a la entrada de divisor squintless.

$c$ : Distancia entre los divisores de potencia. Corresponde también al largo de cada step divisor.

$b_p$ : Ventana de apertura para la inserción de potencia hacia las guías alimentadoras.

$b_s$ : Tamaño de la cavidad de la guía de onda alimentadora.

$b_i$ : Altura de guía principal (altura del escalón) después el  $i$ -ésimo divisor,  $i \in 1, \dots, n$ .

$t$ : Ancho de pared metálica entre guías alimentadoras.

$T$ : Ancho de pared metálica en guía de onda del reflector pillbox.

De la apertura, debe notarse que la distancia entre los elementos radiantes está limitada por el ancho de las guías alimentadoras, y por la inclinación de éstas. Entonces se tiene:

$$d = \frac{b_s + t}{\sin \alpha} \quad (4.1)$$

En un arreglo plano, para evitar los lóbulos de difracción, entre otros efectos, se recomienda tener los elementos del arreglo espaciados entre[12, p262]:

$$0.5\lambda \leq d \leq 0.8\lambda \quad (4.2)$$

Por otro lado, de la figura 4.5 se puede observar que la distancia entre los divisores también depende de el ancho de las guías alimentadoras, el ancho de lámina y el ángulo del divisor squintless.

$$c = \frac{b_s + t}{\sin 2\alpha} \quad (4.3)$$

### Análisis de Reflexiones

En el diseño de la antena, se pueden encontrar 2 tipos de reflexiones que resultará crítico resolver con la estructura.

**Reflexiones en los divisores** En cada guía divisora a lo largo de la guía principal, ocurrirán reflexiones producto de la no total adaptación en los divisores. Éstas reflexiones no pueden eliminarse, no son despreciables, ya que se obtienen al intentar regular la distribución de iluminación en la apertura. Para esto, se escoge separar los divisores a una distancia  $\lambda/4$ , para las cancelar todas reflexiones de manera caótica en la entrada del primer divisor. Entonces, una restricción muy importante para el diseño es:

$$c = \lambda/4 \quad (4.4)$$

Entonces, de las ecuaciones 4.3 y 4.1 se puede obtener el ángulo necesario para cumplir con las demandas impuestas en 4.4 y 4.2. Sea  $d = 0.75\lambda$ :

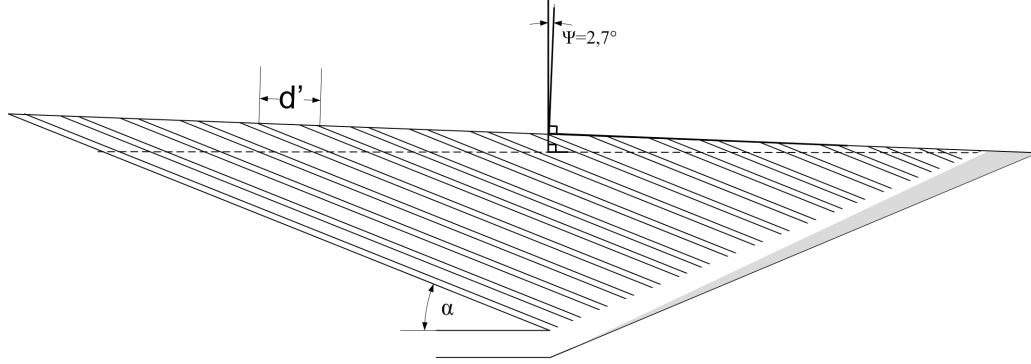
$$d \sin \alpha = c \sin 2\alpha \quad \Rightarrow \quad \cos \alpha = d/(2c) \quad (4.5)$$

Lo cual es imposible de conseguir, para cualquier  $\alpha$  realizable, aunque tiende a acercarse a menores valores de  $\alpha$ . Sin embargo, este problema puede ser compensado con la consideración del efecto normal.

**Efecto Normal** En el final de cada guía de alimentación, la entrada a los elementos radiadores presentarán una pequeña desadaptación y un porcentaje de potencia reflejada. Cuando todos los elementos del arreglo están a la misma distancia, la Razón de Onda estacionaria se incrementa al ser una suma en fase en la entrada de la guía principal. Este tipo de reflexión se conoce como *Efecto normal* [21], y sucede normalmente con la alimentación en radares. Una forma de eliminar éste problema es entonces desigualar la longitud eléctrica en la alimentación a todos los radiadores, a costa de ganar un poco de estrabismo.

Se propone entonces, elongar progresivamente las guías alimentadoras, como en la figura 4.6. El último elemento mantiene su longitud original, y los elementos hacia dentro con un pedazo de línea sucesivamente más largo, hasta llegar al último que tiene una longitud  $\Delta$ . Con esto se logra agregar un pequeño retraso en los distintos radiadores, para que sus reflexiones no se sumen en fase, combatiendo el efecto normal. Sin embargo, la utilización de esta técnica conlleva muchos peligros. Se debe considerar que al desigualar mucho la longitud eléctrica entre las guías, cada una de las mitades del arreglo inclinarán sus haces, de manera que el patrón de radiación completo aumentará rápidamente el ancho del haz, y los lóbulos secundarios se comenzarán a fusionar con el lóbulo principal. Por otro lado, se está perdiendo el efecto de “squintless” feed, para cada divisor, ya que los retrasos variarán con la frecuencia. Por esto, se optará por el

mínimo valor de inclinación. En la sección 4.3.4 se discutirá el efecto de la compensación del efecto normal, y se justificará el valor escogido para esta sección de diseño.



**Fig. 4.6:** Divisor de potencia, con retrasos en las guías alimentadoras. Ejemplo de inclinación de  $2,7^\circ$

Entonces, la nueva distancia entre los elementos del arreglo será:

$$d' = \frac{b_s + t}{\sin(\alpha - \psi)}, \quad (4.6)$$

luego,

$$d' \sin(\alpha - \psi) = c \sin 2\alpha \quad (4.7)$$

Con estas ecuaciones ya no se presenta la paradoja de la ecuación 4.5, pero por muy poco margen, al ser  $\psi$  pequeño.

### 4.3.3. Elección de parámetros

Las láminas divisorias de ancho  $t$  pueden ser muy delgadas, menor a  $1\text{mm}$ [2], pero deben ser soportadas por el relleno interior de la guía, el cual será de una espuma dieléctrica. Sin embargo, el diseño considerará una permitividad de vacío. Se puede elegir una espuma de baja permitividad relativa, o rediseñar a futuro con la permitividad del dieléctrico escogida.

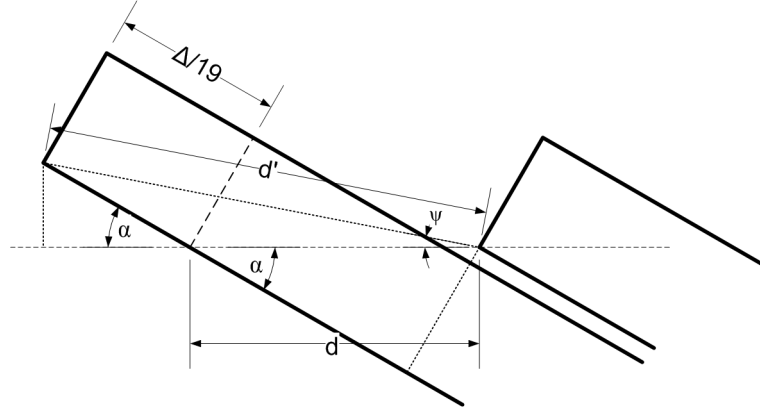
Como  $\psi$  será muy pequeño, aún debe tenerse un valor muy bajo de  $\alpha$  para satisfacer 4.2 y 4.4. De la ecuación 4.3 se desprende que, a mas pequeño  $\alpha$ , mas delgada la guía alimentadora, es decir,  $b_s + t$ . Por otro lado, el grosor de las placas metálicas firmes de la antena, pueden ser de  $3\text{mm}$ .

En una antena de frecuencia central  $f = 12\text{GHz}$ ,  $\lambda_0 = 2.5\text{mm}$ , se escogen  $b_s = 1.4\text{mm}$   $t = 0.3\text{mm}$  suficientemente delgados para que

$$\alpha = \frac{1}{2} \arcsin \left( \frac{b_s + t}{c} \right) = 7.89166^\circ \quad (4.8)$$

Después del desarrollo que se verá en la sección 4.3.4, se escoge  $\Delta = 0.1\lambda$  como el máximo valor de desfase aceptable. Para calcular  $\psi$ , de la figura 4.7 se desprende quedando

$$\psi = \arctan\left(\frac{\Delta \cdot \sin(\alpha)}{\Delta \cdot \cos(\alpha) + 20d}\right) = 0.078633^\circ \quad (4.9)$$



**Fig. 4.7:** Geometría de la inclinación en el arreglo. Ángulos, extensión de retraso progresivo y nueva distancia entre elementos.

Usando la ecuación 4.6, se tiene:

$$d' = \frac{b_s + t}{\sin(\alpha - \psi)} = 12.5054 \text{ mm} \quad (4.10)$$

Un resumen de todos los parámetros del diseño, se muestra en la tabla 4.2.

**Tabla 4.2:** Resumen de los parámetros de diseño de la estructura general del Arreglo.

Constante	Valor
$f$	12 GHz
$\lambda_0$	2.5 cm
$c$	6.25 mm
$T$	3 mm
$t$	0.3 mm
$b_s$	1.4 mm
$\alpha$	$7.89166^\circ$
$d$	12.3816 mm
$\Delta$	2.5 mm
$\psi$	$0.078633^\circ$
$d'$	12.5054 mm

Estos parámetros definen la estructura general de la antena. Faltan aún detallar muchos aspectos para el diseño completo. Uno de éstos, es el divisor de potencia.

#### 4.3.4. Iluminación de apertura

La Distribución de la iluminación de la apertura deseada, es la meta en el diseño del divisor de potencia.

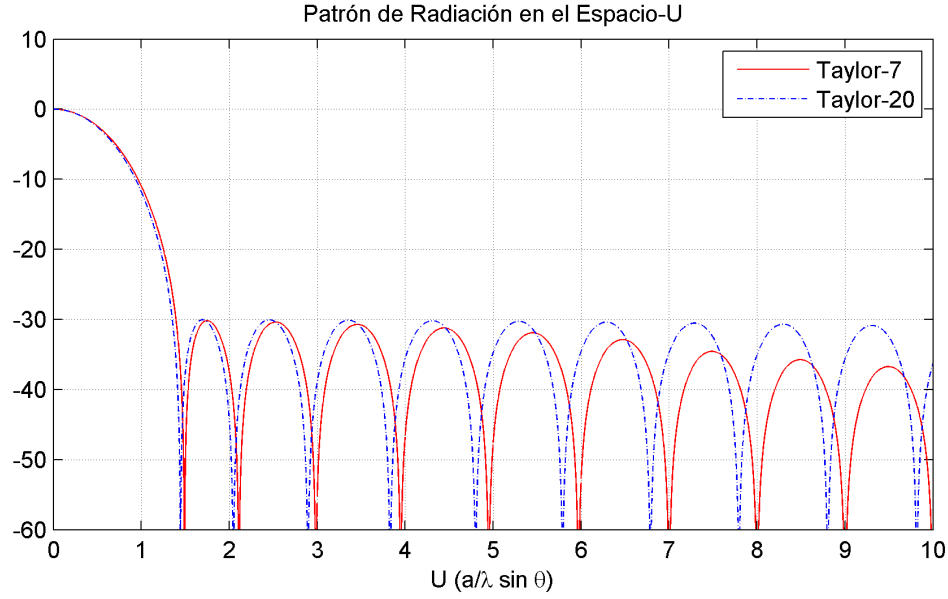
De la apertura de la antena dependen la eficiencia de apertura, características del patrón de radiación y el factor de array. La apertura del arreglo de antenas es una apertura plana rectangular, cuyas distribuciones son separables. Una de las distribuciones es producida por el reflector pillbox, y su alimentador tipo corneta. Estos dos no permiten manejar con mucha flexibilidad la forma de la distribución, aunque hay desarrollos que logran algunos resultados [26, 41]. La otra distribución, es la distribución de la apertura del arreglo, la cual es mas flexible. El diseño del divisor de potencia de el arreglo es el tema de estudio de ésta sección.

Los algoritmos obtenidos calculan la altura de los escalones o *steps* en el divisor. El diseño inicialmente se hará en un divisor rectangular sin considerar la diferencia en fase. Una vez conseguida la distribución de potencia, se aplican las técnicas de diseño al divisor en forma inclinada.

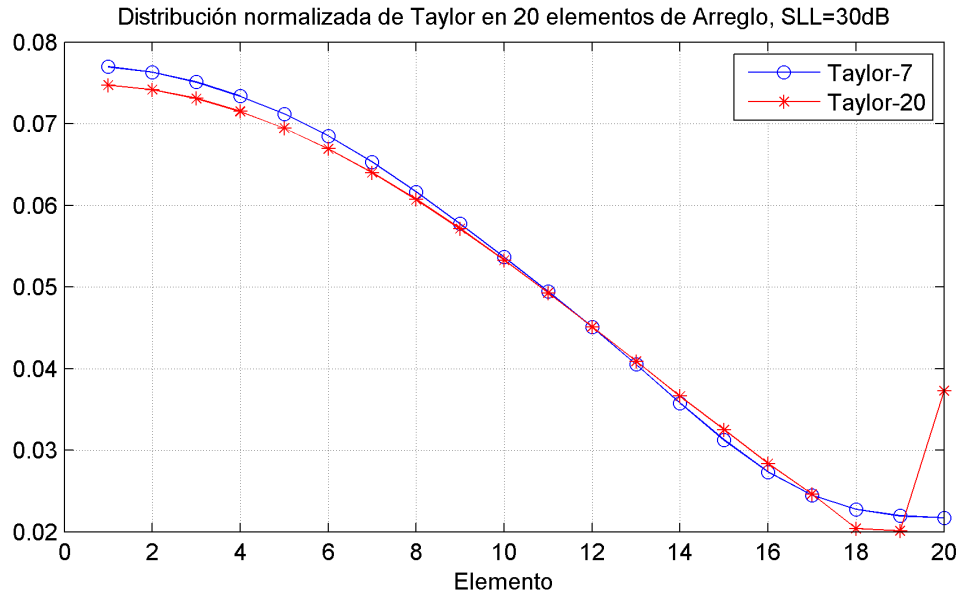
Se implementará la distribución de Taylor de iluminación de apertura. Se considera como objetivo, un nivel de lóbulos laterales de 30dB. De lo visto en la sección 2.3, se puede implementar una distribución con un  $\bar{n}$  alto, que entrega la máxima eficiencia, o con un  $\bar{n}$  mas bajo, que mantiene una distribución monotónica. Se compararán ambos casos y se tomará una elección.

#### Implementación en MATLAB

Se implementaron las ecuaciones de la sección 2.3, para obtener un patrón de radiación y una distribución de elementos del arreglo. La discretización de la distribución de apertura se realizó de una integración por tramos, en donde se reemplaza cada tramo por un radiador que irradie la potencia equivalente. Los resultados con éste método resultaron buenos, y fiables, aunque se sugiere también implementar según las indicaciones de Elliot[19]. En la figura 4.8 se observan los distintos diagramas de radiación para  $\bar{n} = 20$  y  $\bar{n} = 7$ , mientras que en la figura 4.9 se comparan las distribuciones de apertura.



**Fig. 4.8:** Patrón de Radiación para la Distribucion de Taylor, distintos valores de  $\bar{n}$ , SLL=30dB usando MATLAB



**Fig. 4.9:** Distribución de Taylor, distintos valores de  $\bar{n}$ , SLL=30dB usando MATLAB

Se observa en la figura 4.9 que el diagrama de radiación Taylor-20 mantiene un nivel mas o menos plano en lóbulos laterales, mientras que Taylor-7 que disminuye sus lóbulos gradualmente después del segundo.

El ancho de haz se expresa como el factor de ancho de haz, que el radio respecto al ancho de haz de la distribución uniforme (en el espacio U, es 0,4429[37]). Así, el factor de ancho de haz de la distribución Taylor-7 es  $HPBW = 1.2531$ , a diferencia de los 1.2192 de Taylor-20. Sin embargo, se ve en la figura 4.9, que en la distribución de amplitud, Taylor-20 ya necesita



un peak en los extremos, parecido a la distribución de Chebyshev, mientras que Taylor-7 tiene una curva mas suave, más fácil de realizar físicamente en el divisor. Finalmente, se utilizará la distribución de Taylor-7 para distribuir potencia.

Los ceros del diagrama de radiación de Taylor-7 son

UN =

1.4897    2.1087    2.9836    3.9478    4.9493    5.9694

mientras que de la distribución de amplitud obtenida, las amplitudes para cada elemento del arreglo son

A=

Columns 1 through 8

0.0770    0.0763    0.0751    0.0734    0.0712    0.0685    0.0653    0.0617

Columns 9 through 16

0.0577    0.0536    0.0494    0.0451    0.0405    0.0358    0.0312    0.0273

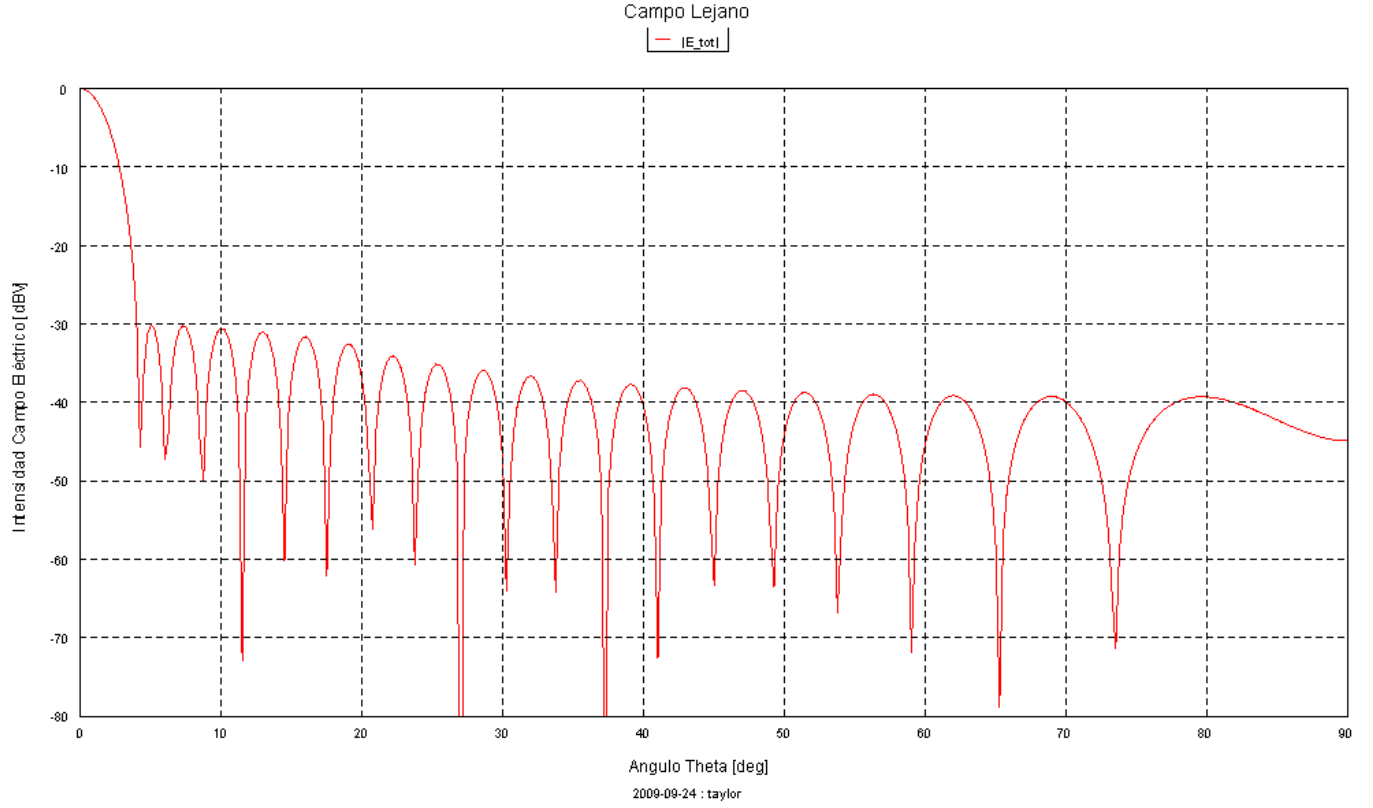
Columns 17 through 20

0.0245    0.0227    0.0220    0.0217 .

### Simulación en FEKO

Posterior a esto, se simula el arreglo lineal de 40 radiadores en FEKO, es decir la distribución completa. Dado el número de elementos del arreglo es par y simétrico, los elementos están en las posiciones  $d(0.5 + i)$ ,  $i = 1, \dots, 20$  para el lado positivo y en  $-d(0.5 + i)$ ,  $i = 1, \dots, 20$  para el lado negativo. Se modelan las fuentes como dipolos herzianos, con su plano de radiación omnidireccional en el sentido del arreglo, para simular antenas isotrópicas.

La configuración de la simulación se encuentra en un script de EDITFEKO *taylor.pre*. El patrón de radiación de campos lejanos obtenido se muestra en la figura 4.10.



**Fig. 4.10:** Patron de radiación del arreglo con distribución de Taylor, simulado en FEKO.  $f=12\text{GHz}$ ,  $d=12.3816\text{mm}$ . HPBW= $3.20^\circ$ , BWnull= $4.30^\circ$ , SLL= $-30.138\text{dB}$

Se observa que los patrones de las figuras 4.10 y 4.8 son casi iguales en comparación. En la simulación, se alcanza un nivel de lóbulos laterales de  $-30.138\text{dB}$ . El ancho de haz obtenido fue HPBW= $3.202556^\circ$ , que comparando con el ancho del arreglo uniforme, obtiene un factor de ancho de haz de [37, p141]

$$\text{HPBW factor} = \frac{3.202556^\circ}{\arcsin(0.4429 \cdot 2\lambda/a)} = 1.2497 \quad (4.11)$$

lo que coincide con el factor de ancho de haz para Taylor-7 calculado en la sección 4.3.4. El ancho de haz de nulos fue de  $4.30^\circ$ .

### Alimentación con desfases

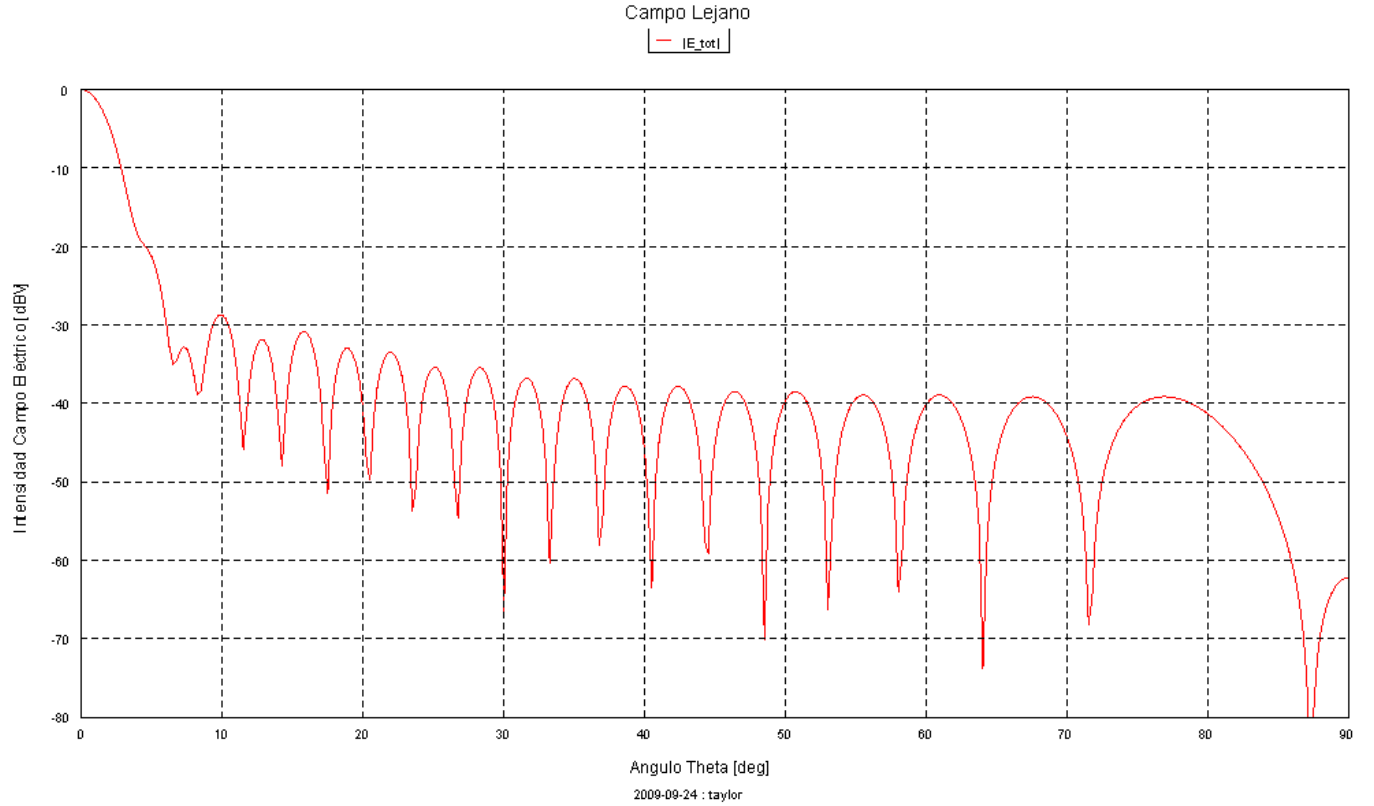
Para disminuir el efecto normal, se incluye un retardo incremental, desde el elemento mas externo, al elemento mas interior, como se ve en la figura. La distancia entre los radiadores cambia de  $d$  a  $d'$ , y la diferencia de fase entre el primer y último elemento es de  $k\Delta$ , donde  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ .

Buscando eliminar el efecto normal, pero al mismo tiempo minimizar el desfase entre elementos, para evitar el estrabismo o en inglés *squinting*, se eligió el valor  $\Delta = 0.1\lambda$ . Los resultados de la simulación de un arreglo de elementos puntuales con este desfase, se simuló en FEKO.

La configuración de la simulación se encuentra en el archivo *taylor\_squinting.pre*, y el patrón de radiación obtenido, es el de la figura 4.11. Se nota en la figura que los lóbulos laterales más

cercanos se fusionaron con el lóbulo principal, pasando a ser parte de él. El anteriormente lóbulo secundario, se asoma a los -20dB, logrando que el haz principal no aumente tanto su ancho en el peak, pero mucho más en sus parte baja. Ésto se nota en los anchos de haz, donde el ancho de potencia media es de  $3.08^\circ$ , mientras que el ancho de haz de nulos es  $8.37^\circ$ . El primer lóbulo que se considera como no inluído en el principal, tiene un nivel de -28.731dB.

Este aumento en el ancho del haz, se considera aceptable, y se considera compensar con la directividad de los elementos radiantes.



**Fig. 4.11:** Patrón de radiación del arreglo, con retrasos entre elementos.  $f=12\text{GHz}$ ,  $d'=12.5054\text{mm}$ . HPBW= $3.80^\circ$ , BWnull= $8.37^\circ$ , SLL=-28.731

Se nota entonces, que con un pequeño desfase progresivo entre los elementos, pueden cambiar las características del patrón de radiación del arreglo, de manera drástica. Sin embargo, con este pequeño desfase, de  $k\Delta$ , el desfase entre cada elemento es:

$$k\Delta/19 = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{0.1\lambda}{19} = 0.0331\text{rad} = 1.89^\circ \quad (4.12)$$

siendo el desfase acumulado entre hacia el último

$$1.89^\circ \cdot 19 = 36^\circ \quad (4.13)$$

Considerando que las reflexiones en la alimentación a cada radiador recorren este camino de ida y vuelta, el retraso de la reflexión entre el primer y último elemento es de  $72^\circ$ . Con esta diferencia de fase entre las reflexiones, es suficiente para disminuir el efecto normal. Estos resultados se compararán con los resultados obtenidos de la simulación del divisor, en HFSS.

## 4.4. Diseño del divisor de potencia

Muchas de las características más importantes para el arreglo de antenas recaen en el correcto diseño del divisor de potencia. Por ejemplo, la eficiencia de apertura del arreglo y el ancho de banda. Es por eso que esta sección requiere especial atención y representa gran parte del trabajo de este proyecto.

El tipo de divisor de potencia que se busca emplear en la antena es una serie de divisores T en el plano-E, en cascada, con una forma inclinada. Cada junta T tiene un escalón o *step* que disminuye el tamaño de la guía hacia el siguiente divisor. Esta forma de juntas T se llaman *juntas T no-simétricas*. La forma en que la potencia será distribuida a lo largo de cada guía divisora, dependerá de la altura de cada step en las juntas.

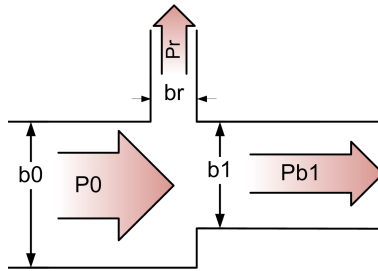
Para abordar el problema, inicialmente se considera el caso ideal, donde las juntas T son rectangulares y no inclinadas, y luego se aplican los modelos obtenidos sobre un divisor inclinado.

A continuación se desarrollan dos algoritmos basados en modelos equivalentes de circuitos simplificados, obtenidos de los avances de A. Rogers [40], cuyos resultados son corregidos con pruebas en software de simulación electromagnético. Además, se utiliza un algoritmo basado en el modelo teórico de ondas, publicado por F. Arndt [10] en 1987, que involucra la técnica de adaptación modal o *mode matching*.

Finalmente, se comparan los distintos resultados, para luego aplicarlos en un divisor inclinado.

### 4.4.1. Algoritmo de Razón de Potencias

Utilizando guías de ondas rectangulares muy anchas (plano magnético muy ancho), se define un divisor en T no-simétrico de plano-E, en donde no hay reflexiones ni pérdidas, como se muestra en la siguiente figura:



**Fig. 4.12:** Divisor de Potencia, basado en una junta T de plano-E no-simétrica.

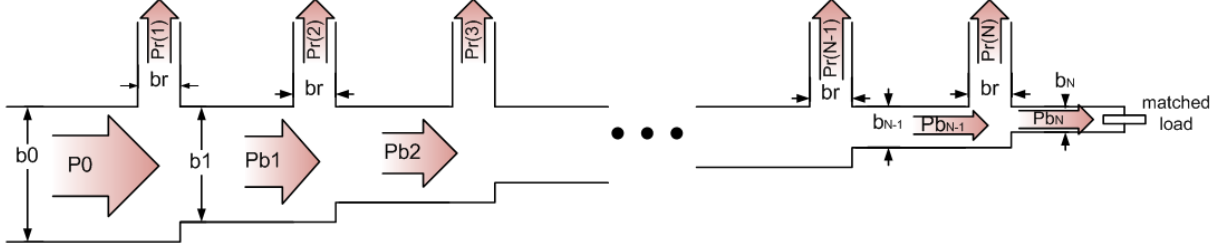
Donde no existen reflexiones, ni pérdidas, se cumple que:

$$P_0 = P_r + P_{b1} \quad (4.14)$$

Además, del trabajo realizado por A. Rogers [40], se asume que la razón entre las potencias  $P_{b1}$  y  $P_r$  es igual a la razón entre los tamaños de éstas,  $b_1$  y  $b_r$ .

$$\frac{P_{b1}}{P_r} = \frac{b_1}{b_r} \quad (4.15)$$

Entonces, se diseña un arreglo de divisores ideal (sin reflexiones, sin pérdidas), de  $N$  elementos, alimentado por una potencia total  $P_0$ . Cada divisor tiene un brazo de ancho constante  $b_r$  que alimenta un radiador, con una Potencia  $P_r(i)$ ,  $\forall i \in 1, \dots, N$ . El tamaño de la guía de onda va disminuyendo, en escalones, tomando valores  $b_i$ ,  $\forall i \in 1, \dots, N$ , como en el esquema 4.13. El arreglo está cargado al final de la guía con una carga adaptada, para absorber la potencia que no fue acoplada en las guías verticales.



**Fig. 4.13:** Arreglo de  $N$  divisores tipo junta T de plano-E no simétrica, ideal

De la figura 4.13, se tiene el siguiente esquema de  $N$  ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 \frac{P_r(1)}{P_{b1}} &= \frac{b_r}{b_1} \\
 \frac{P_r(2)}{P_{b2}} &= \frac{b_r}{b_2} \\
 &\vdots \\
 \frac{P_r(N-1)}{P_{bN-1}} &= \frac{b_r}{b_{N-1}} \\
 \frac{P_r(N)}{P_{bN}} &= \frac{b_r}{b_N}
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

Reagrupando, y relacionando las ecuaciones entre pares, se tiene el sistema de  $N - 1$  ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 \frac{P_{b2}}{P_{b1}} &= \frac{P_r(2) b_2}{P_r(1) b_1} \\
 \frac{P_{b3}}{P_{b2}} &= \frac{P_r(3) b_2}{P_r(2) b_1} \\
 &\vdots \\
 \frac{P_{bN}}{P_{bN-1}} &= \frac{P_r(N) b_N}{P_r(N-1) b_{N-1}}
 \end{aligned} \tag{4.17}$$

Por otro lado, considerando la ecuación 4.14 y la proporcionalidad entre las potencias según

4.15, se puede inferir que:

$$\begin{aligned}
 \frac{P_{b2}}{P_{b1}} &= \frac{b_2}{b_r + b_2} \\
 \frac{P_{b3}}{P_{b2}} &= \frac{b_3}{b_r + b_3} \\
 &\vdots \\
 \frac{P_{bN}}{P_{bN-1}} &= \frac{b_N}{b_r + b_N}
 \end{aligned} \tag{4.18}$$

Entonces, si se define  $b_r$ , la distribución de amplitud a lo largo de la apertura,  $P_r(i)$ ,  $\forall i \in 1, \dots, N$ , y la altura de la guía de entrada  $b_0$ , y la altura en el primer escalón,  $b_1$ , podemos calcular los parámetros  $b_2, \dots, b_N$  de acuerdo a:

$$\begin{aligned}
 b_2 &= \frac{P_r(1)}{P_r(2)} b_1 - b_r \\
 b_3 &= \frac{P_r(2)}{P_r(3)} b_2 - b_r \\
 &\vdots \\
 b_N &= \frac{P_r(N-1)}{P_r(N)} b_{N-1} - b_r
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

La elección de  $b_1$  esta sometida a ciertas restricciones.

- Una distribución ineficiente de la potencia distribuída entre los steps, puede hacer que la energía total sea insertada antes de llegar a los últimos elementos, siendo insuficiente en éstos, por lo que los cálculos entregarían valores negativos de  $b_i$ . Es importante entonces que el primer elemento tenga un acoplamiento máximo acotado por  $P_r(1)$  sobre  $P_0$ .

$$\begin{aligned}
 \frac{b_r}{b_r + b_1} &\leq \frac{P_r(1)}{P_0} \\
 b_1 &\geq \frac{P_0 - P_r(1)}{P_r(1)} b_r
 \end{aligned} \tag{4.20}$$

Cabe notar que cumpliendo esta condición no se asegura la existencia de una solución, ya que esto depende del tipo de distribución. Los valores que se utilizan son muy cercanos a éste límite mínimo.

#### 4.4.2. Algoritmo de Impedancias

Este algoritmo se basa en a idea de la adaptación de los tramos de guía entre divisores, que actúan como adaptadores de  $\lambda/4$ . Este algoritmo, explicado por el profesor, comienza el cálculo considerando los coeficientes de acoplamiento. De acuerdo a la figura 4.13, el acoplamiento a cada divisor se escribe  $S_n$ , se establece que la potencia total está normalizada ( $P_0 = 1$ ) y se asume que no existen pérdidas.

El coeficiente de acoplamiento de cada divisor, se puede expresar como:

$$S_n^2 = \frac{P_r(n)}{1 - \sum_{i=1}^{n-1} P_r(i)} \quad (4.21)$$

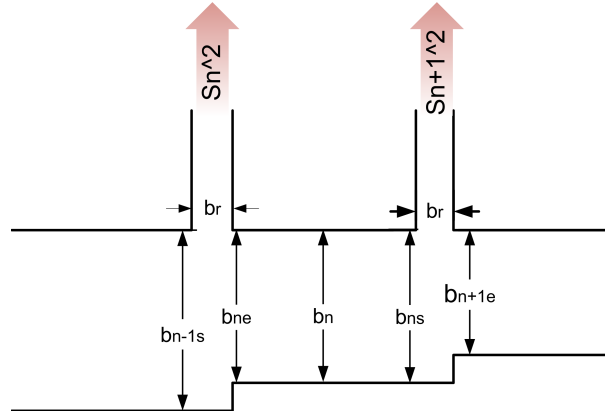
Además, la impedancia característica de una línea de transmisión es directamente proporcional a la altura de la línea:  $Z_i \propto b_i$ . Entonces, al considerar que la longitud de los divisores es de  $\lambda/4$ , la distancia entre cada puerta de acoplamiento actúa como un adaptador de  $\lambda/4$ , y su impedancia característica  $Z_n$  adapta su impedancia de carga  $Z_{ns}$  a su impedancia de entrada  $Z_{ne}$  de acuerdo a la fórmula:

$$Z_{ne} = \frac{Z_n^2}{Z_{ns}} \quad (4.22)$$

De lo anterior, la altura del transformador se calcula como:

$$b_n = \sqrt{b_{ne} b_{ns}} \quad (4.23)$$

donde  $b_{ne}$  y  $b_{ns}$  son alturas eléctricas equivalentes de la guía de onda (o transformador  $\lambda/4$ ), en su entrada y salida, como se muestra en la figura 4.14.



**Fig. 4.14:** Denominación de alturas eléctricas dentro del divisor de potencia.

Las condiciones de acoplamiento son:

$$S_n^2 = \frac{b_r}{b_{n-1s}} \quad (4.24)$$

$$S_{n+1}^2 = \frac{b_r}{b_{ns}} \quad (4.25)$$

$$b_{n-1s} = b_r + b_{ne} \quad (4.26)$$

De la ecuación 4.25:

$$b_{ns} = \frac{b_r}{S_{n+1}^2} \quad (4.27)$$

y de las ecuaciones 4.24 y 4.26:

$$b_{ne} = b_{n-1s} - b_r = \frac{b_r}{S_n^2} - b_r = b_r \left( \frac{1 - S_n^2}{S_n^2} \right) \quad (4.28)$$

Aplicando 4.27 y 4.28 para las condiciones en 4.23:

$$b_n = \frac{b_r}{S_n S_{n+1}} \sqrt{1 - S_n^2} \quad (4.29a)$$

$$b_0 = \frac{b_r}{S_1^2} \quad (4.29b)$$

Finalmente, con las fórmulas 4.29a y 4.21 se pueden realizar los cálculos para la altura de los steps. La implementación de estos algoritmos se encuentra en el script *powerdiv.m* en código MATLAB.

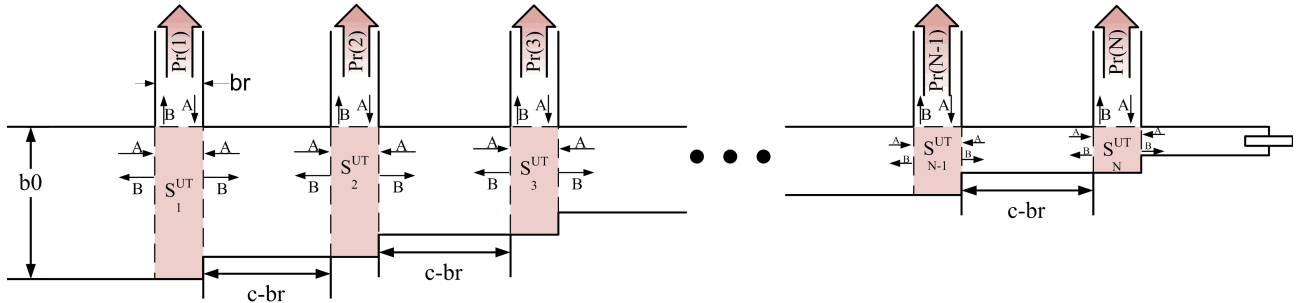
### 4.4.3. Modelo de Arndt

Fritz Arndt et al., proponen un algoritmo para calcular la matriz de dispersión del divisor de potencia, usando la técnica de adaptación modal. Para ésto los campos se descomponen en una suma de funciones propias, y se igualan estas sumatorias, en cada plano que presente una discontinuidad. Para más detalle puede referirse a la sección 2.6.

Para cada juntura T no-simétrica en el divisor completo, se calcula su matriz de dispersión  $S_i^{UT}$ ,  $i = 1, \dots, 20$ . Éstos divisores están separados por una distancia  $c - b_r$  uno de otro. A lo largo de éste trozo de guía la onda que viaja desde el divisor  $i$  hasta el divisor  $i + 1$  experimenta un desfase de

$$delay(i) = e^{j\beta_i(c-b_r)}. \quad (4.30)$$

Como se asume es un medio sin pérdidas y paredes conductoras perfectas, se descartan atenuaciones.



**Fig. 4.15:** Esquema del Divisor Completo, considerando las Matrices de Dispersión de cada juntura T no-simétrica.

Entonces, se describen los coeficientes de acoplamiento, de la matriz de dispersión de el divisor de 20 elementos, ( $S$ ), como sigue:

$$\begin{aligned} S_{(o1,in)} &= S_{1(31)}^{UT} \\ S_{(o2,in)} &= S_{1(21)}^{UT} \cdot delay(1) \cdot S_{2(31)}^{UT} \\ &\vdots \\ S_{(o20,in)} &= \prod_{i=1}^{19} [S_{i(21)}^{UT} \cdot delay(i)] \cdot S_{20(31)}^{UT} \end{aligned} \quad (4.31)$$



De manera análoga, las reflexiones se representan por:

$$S_{(in,in)} = S_{1(11)}^{UT} + \sum_{n=1}^{19} \left[ \prod_{i=1}^n [S_{i(21)}^{UT} \cdot \text{delay}(i)] \cdot S_{n+1(11)}^{UT} \cdot \prod_{i=1}^n [\text{delay}(i) \cdot S_{i(12)}^{UT}] \right] \quad (4.32)$$

Una vez con estos coeficientes calculados, se define una función de error que debe ser minimizada.

$$F(\bar{x}) = \sum_{j=1}^J \left( \frac{S_{(in,in)}(f_j)}{S_{(in,in)D}} \right)^2 + \left( \frac{S_{(o1,in)D}}{S_{(o1,in)}(f_j)} \right)^2 + \left( \frac{S_{(o2,in)D}}{S_{(o2,in)}(f_j)} \right)^2 + \dots + \left( \frac{S_{(o20,in)D}}{S_{(o20,in)}(f_j)} \right)^2 \quad (4.33)$$

En la ecuación 4.33,  $f_j$  son todos los puntos en frecuencia en donde se realiza la optimización;  $S_{(in,in)D}$  y  $S_{(op,in)D}$  son la reflexión de entrada deseada, y el coeficiente de acoplamiento al puerto  $p$ ,  $p = 1, \dots, 20$ .

#### 4.4.4. Comparación de algoritmos

Con el objetivo de obtener una distribución de Taylor, de SLL = 30dB, y  $\bar{n} = 7$ , se ponen a prueba cada uno de los algoritmos empleados para lograr la distribución obtenida en 4.3.4. La implementación del algoritmo de Arndt no ha logrado buenos resultados, y no se incluye en la comparación.

Suponiendo un divisor de potencia cuadrado, como el de la figura 4.13, con un ancho de cada guía alimentadora de  $b_r = 1\text{mm}$ . Los resultados de los algoritmos se muestran en la figura 4.16, y la distribución de iluminación de apertura obtenidas en el arreglo cuadrado, en la figura 4.17.

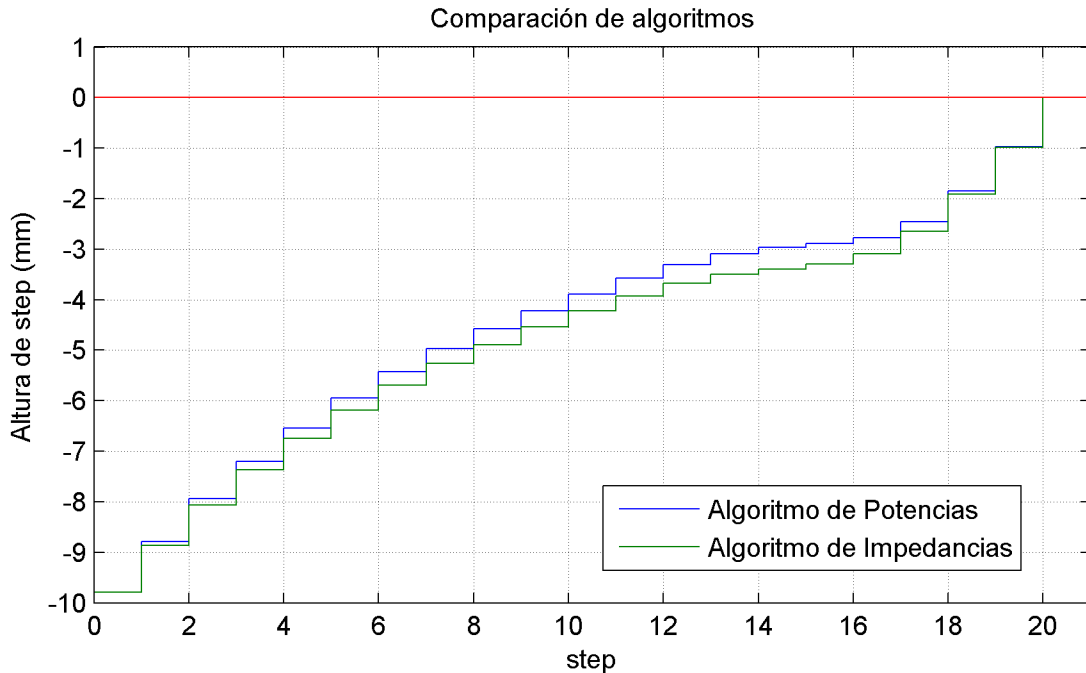
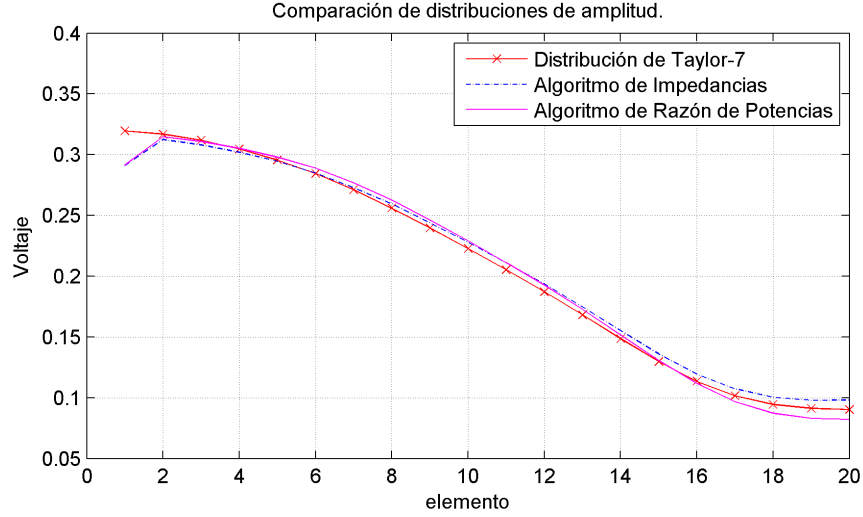


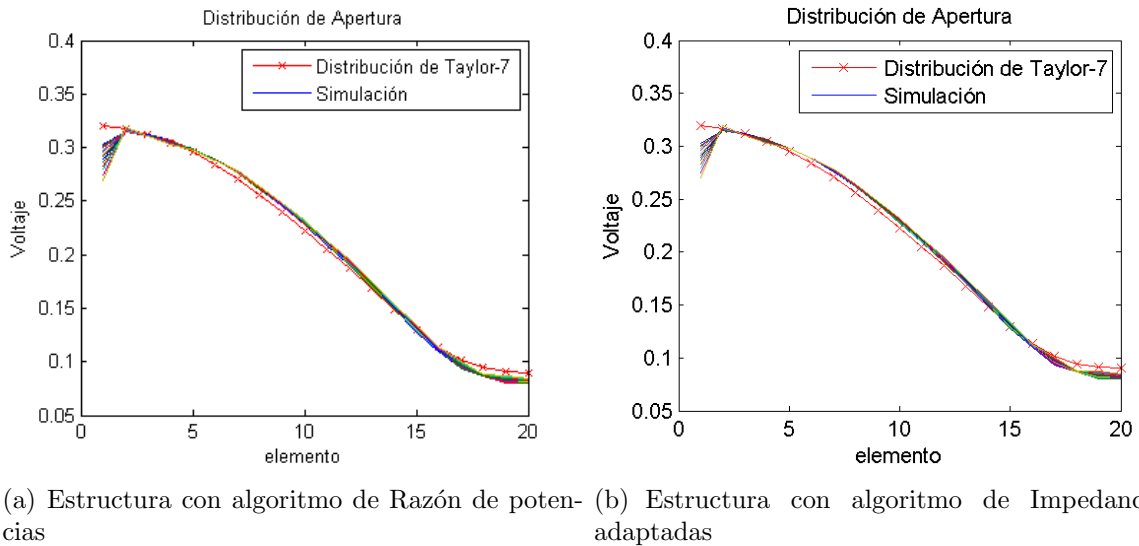
Fig. 4.16: Cálculos de alturas de steps en el divisor de potencia, comparando algoritmos.



**Fig. 4.17:** Distribución de la iluminación en un divisor cuadrado, usando ambos algoritmos de cálculo de steps.  $f=12\text{GHz}$

Las distribuciones obtenidas en la figura 4.17 se muestran muy similares. Ambas tienen un muy bajo acoplamiento en el primer elemento del arreglo. La caída de la apertura es muy parecida, ligeramente más inclinado en el algoritmo de razón de potencias.

Se quiere observar la respuesta en la frecuencia. La figura 4.18 muestra la forma de curva de distribución, para estas 2 estructuras, en el rango  $10.2\text{GHz}-13.8\text{GHz}$ .

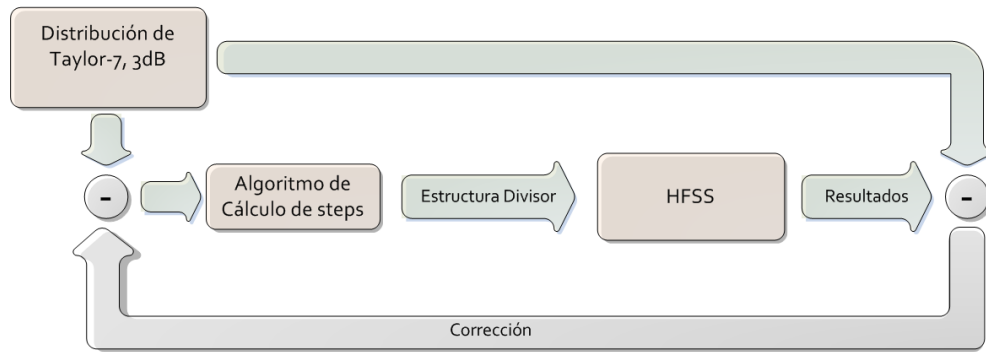


**Fig. 4.18:** Distribución de la Iluminación de Apertura, en frecuencias  $10.2\text{GHz}-13.8\text{GHz}$ . Una curva cada  $300\text{GHz}$ .

Ambas estructuras se comportan muy similares también en frecuencias, ambas con una diferencia muy grande en el acoplamiento del primer elemento, en todas las frecuencias. Es necesario realizar correcciones para mejorar el diseño del divisor, con ambos algoritmos.

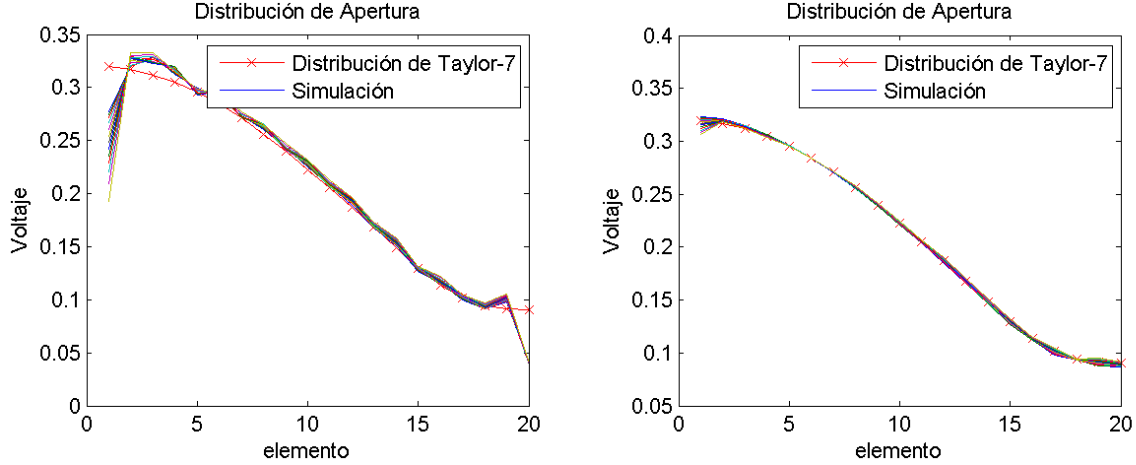
#### 4.4.5. Corrección retroalimentada

Con los resultados obtenidos de la distribución de iluminación, se aplica una sencilla técnica de retroalimentación para corregir el algoritmo, utilizando la diferencia con respecto a los resultados. Con ésto se busca compensar el error, y ajustar la curva de la distribución, en la frecuencia central, a la forma de la distribución de Taylor.



**Fig. 4.19:** Corrección de los resultados del algoritmo mediante retroalimentación.

Después de la tercera iteración, se observa una clara diferencia en la respuesta de los algoritmos al sistema retroalimentado. En la figura 4.20 se observan las curvas de distribución de apertura de ambas estructuras calculadas en la tercera iteración, en el rango 10.2GHz-13.8GHz.



(a) Estructura con algoritmo de Razón de potencias  
(b) Estructura con algoritmo de Impedancias adaptadas

**Fig. 4.20:** Distribución de la Iluminación de Apertura en estructuras corregidas en tercera iteración. Rango de frecuencias 10.2GHz-13.8GHz.

**Tabla 4.3:** Error Cuadrático medio de la distribución de apertura obtenida por los dos algoritmos, en el rango 10.2GHz-13.8GHz.

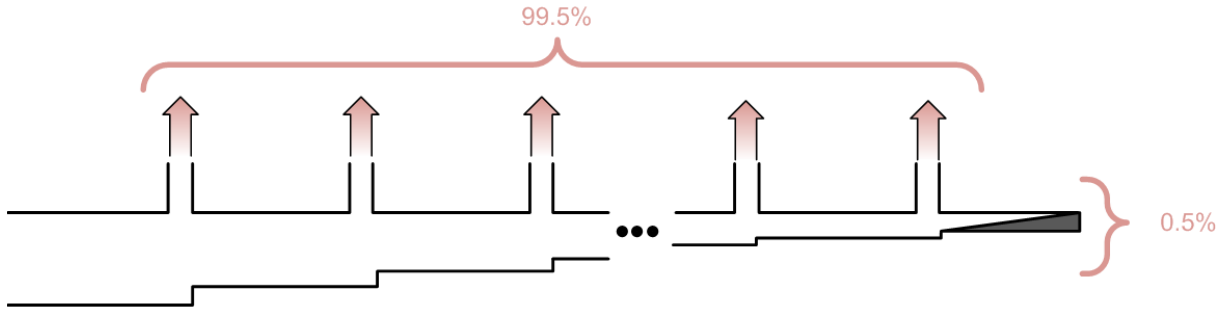
Iteración	ERROR CUADRÁTICO MEDIO	
	Algoritmo de Potencias	Algoritmo de Impedancias
1	0.008737	0.008912
2	0.008175	0.002844
3	0.022133	0.001979

La tabla 4.3 muestra el error medio cuadrado de las distribuciones de apertura obtenidas por ambos algoritmos, a medida que se iteran las correcciones. Se observa que el algoritmo de Impedancias adaptadas va convergiendo a la distribución de Taylor, y su error cuadrático medio va disminuyendo. Sin embargo, el algoritmo de razón de potencias diverge hacia la tercera iteración. Durante el desarrollo se observa que el algoritmo de potencias sobrecompensa el error retroalimentado, lo que provoca la divergencia. Consecuentemente, se utiliza el algoritmo de Impedancias adaptadas para continuar con el diseño.

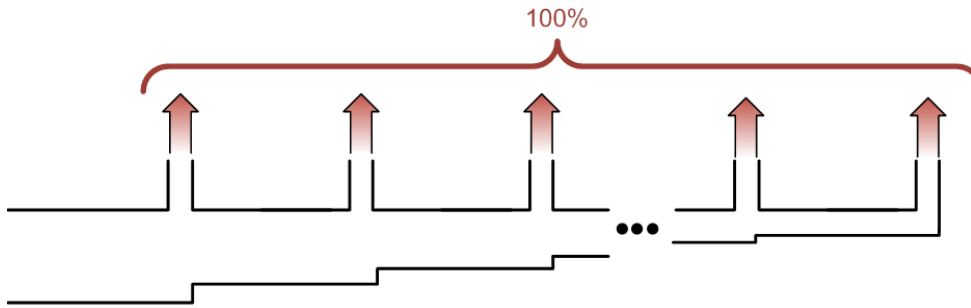
#### 4.4.6. Con carga adaptada

El diseño del divisor de potencias con los algoritmos anteriores, se realiza para la frecuencia central. Esto significa, que para las frecuencias cercanas, se producen distintos efectos de acoplamiento, ya la energía que no es acoplada, será reflejada en el último elemento, creando una onda estacionaria dentro de la guía principal. Por otro lado, y asumiendo un medio ideal sin pérdidas, los algoritmos se pueden diseñar para distribuir el 100 % de la potencia transmitida (esto es, la que no es reflejada), entre los radiadores, o puede dejar un pequeño remanente, que es absorbido por una carga adaptada. Esta carga se ubica detrás de la última junta T, como

se ve en la figura 4.21. El propósito de utilizar la carga adaptada, es disponer de una carga adaptada para absorber la potencia no acoplada, y evitar así las reflexiones.



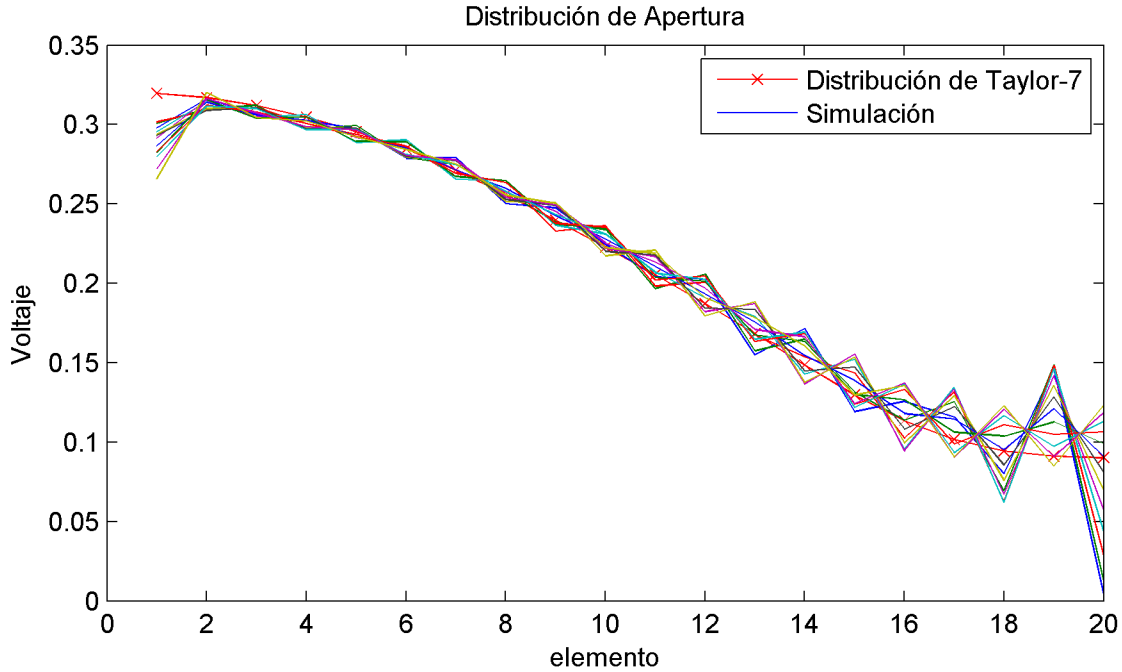
(a) Con absorbente, distribuye un 99.5 % de la potencia transmitida entre los radiadores.



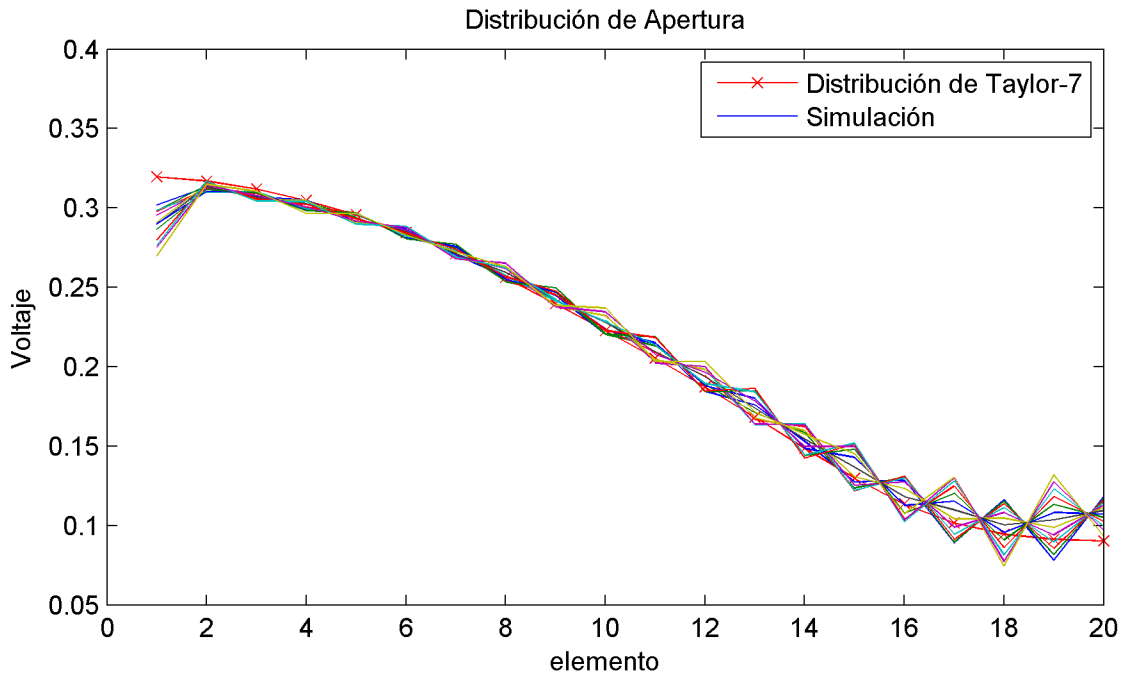
(b) Sin absorbente.

**Fig. 4.21:** Divisor de potencia rectangular.

Se simuló las distribuciones obtenidas para una estructura calculada con el algoritmo de Impedancias adaptadas. La figura 4.22 muestra los resultados usando poliestireno, y la figura 4.23 muestra los resultados obtenidos usando grafito como material absorbente.



**Fig. 4.22:** Distribución de Apertura de Divisor con absorbente de poliestireno. Frecuencias 10.2GHz-13.8GHz.



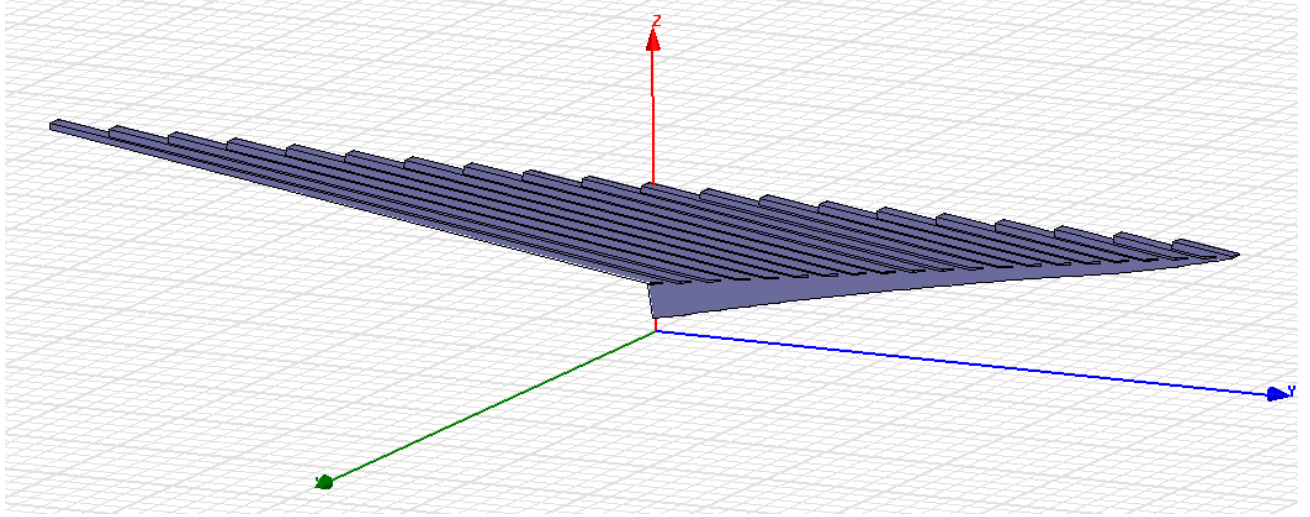
**Fig. 4.23:** Distribución de Apertura de Divisor con absorbente de grafito. Frecuencias 10.2GHz-13.8GHz.

Se obtiene un error cuadrático medio de 0.018245 con la carga de poliestireno, y de 0.012696 con la carga de grafito. Las cargas adaptadas no absorben toda la potencia, y aunque el absorbente de grafito funciona mejor, las reflexiones son extensivas y los resultados con una carga

adaptada no son utilizables. Considerando además, que las cargas adaptadas incurren en un esfuerzo y gasto adicional en el diseño, se concluye descartar la utilización de estas.

#### 4.4.7. Divisor inclinado

Una vez desarrolladas las técnicas en un divisor simplificado, de forma cuadrada, se procede a desarrollar el divisor de forma inclinada, que es el que se utilizará en el diseño final del arreglo. Este divisor, es “sin estrabismo”, en inglés se dice *squintless*, y se muestra en la figura 4.24.



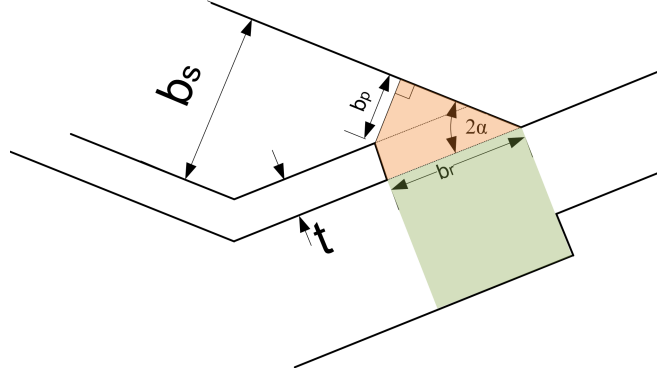
**Fig. 4.24:** Diseño de simulación del divisor inclinado, en HFSS.

El algoritmo se utilizará de la misma manera. Sin embargo, se debe reconsiderar el tamaño de la puerta de acoplamiento a cada guía alimentadora. Se puede ver en la figura 4.12, que en el divisor cuadrado el ancho de la guía es el mismo que el tamaño de puerta de acoplamiento a éste en el divisor, es decir  $b_r$ . Este no es el caso para el divisor inclinado de la figura 4.5. En el divisor inclinado, el ancho de la guía alimentadora  $b_s$  no es el mismo que el de la abertura de esta puerta. Sin embargo, debe considerarse aún otra abertura distinta de  $b_r$ .

Se puede ver en la figura 4.25 que  $b_p$  es la distancia más estrecha en la puerta de acoplamiento hacia cada guía alimentadora. De un análisis geométrico se ve que

$$b_p = b_r \sin 2\alpha - t \cos 2\alpha \quad (4.34)$$

La forma de cada juntura T en el divisor inclinado puede separarse en 2 partes. La primera, es la parte delimitada entre la línea de ancho  $b_r$  y el divisor principal, y se encuentra marcado en verde en la figura 4.25. Ésta parte tiene exactamente la misma forma del divisor rectangular. La otra parte es la zona naranja de la figura 4.25, que actúa como un E-bend afilada en uno de sus extremos. Dada que la forma es estrecha en  $b_p$ , se decide simplificar el problema asumiendo el divisor inclinado completo, como un divisor rectangular, con  $b_r = b_p$ . Las correcciones a esta simplificación se pueden obtener del diseño retroalimentado de errores.



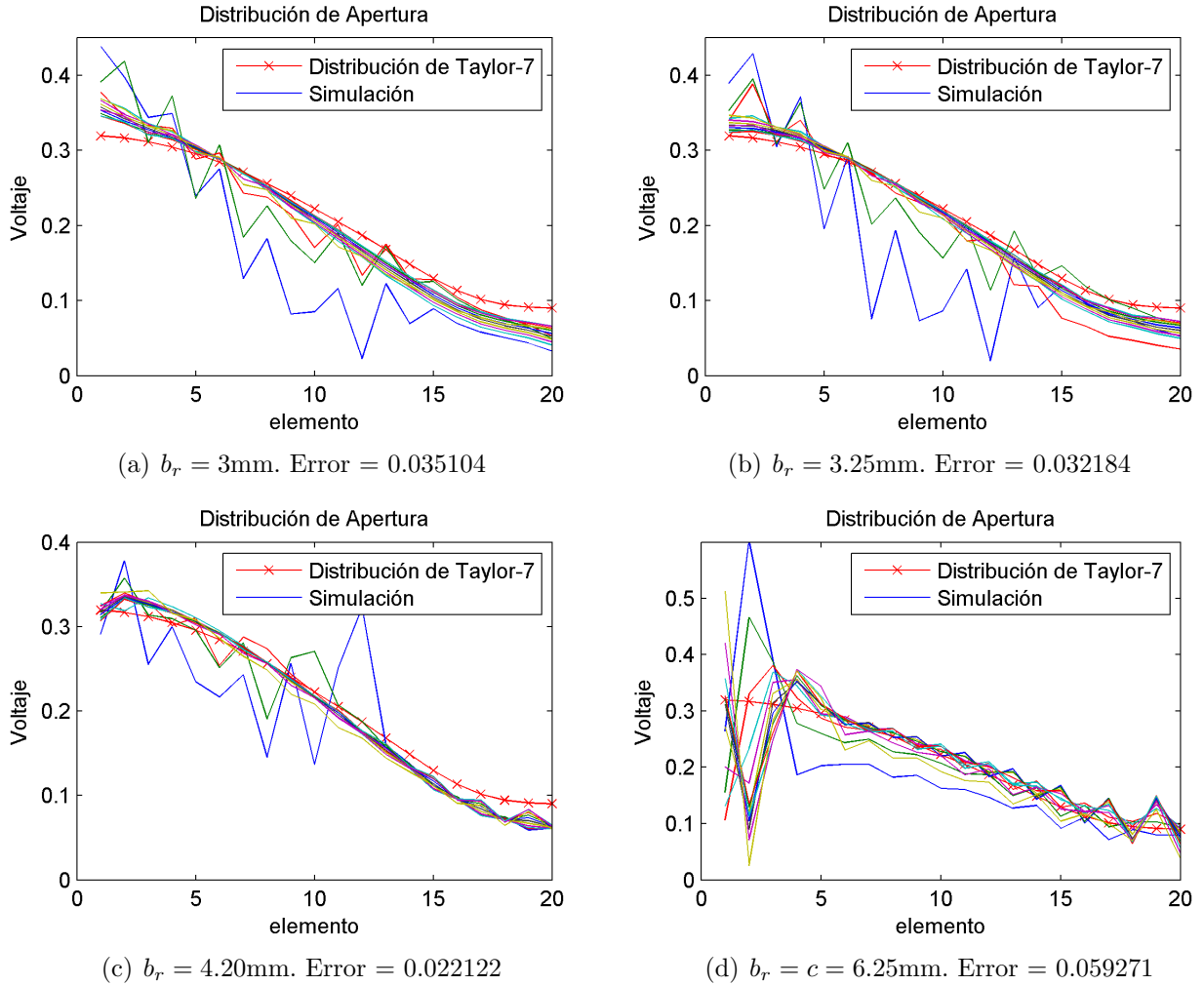
**Fig. 4.25:** Análisis de la forma de la abertura, para el divisor inclinado.

Se quiere conocer el comportamiento del divisor de potencia, a medida que varía el tamaño de la puerta de acoplamiento,  $b_r$  (y consecuentemente  $b_p$ ). Se sabe, de la sección 4.3 entre cada divisor debe haber una distancia de  $\lambda/4$  para cancelar la suma de reflexiones debido al acoplamiento. A medida que la puerta de acoplamiento es más grande, la distancia entre cada juntura es menor, y se consigue menos el efecto de cancelación. Se simula entonces, la estructura del divisor de potencia inclinado, para distintos tamaños de puerta de acoplamiento, incluyendo el caso en que no se cuenta con una solapa en la puerta, es decir, cuando  $b_r = c$ . Se incluye además, el error cuadrático medio de su distribución de amplitud con respecto de Taylor-7, en el rango 10.2GHz-13.8GHz.

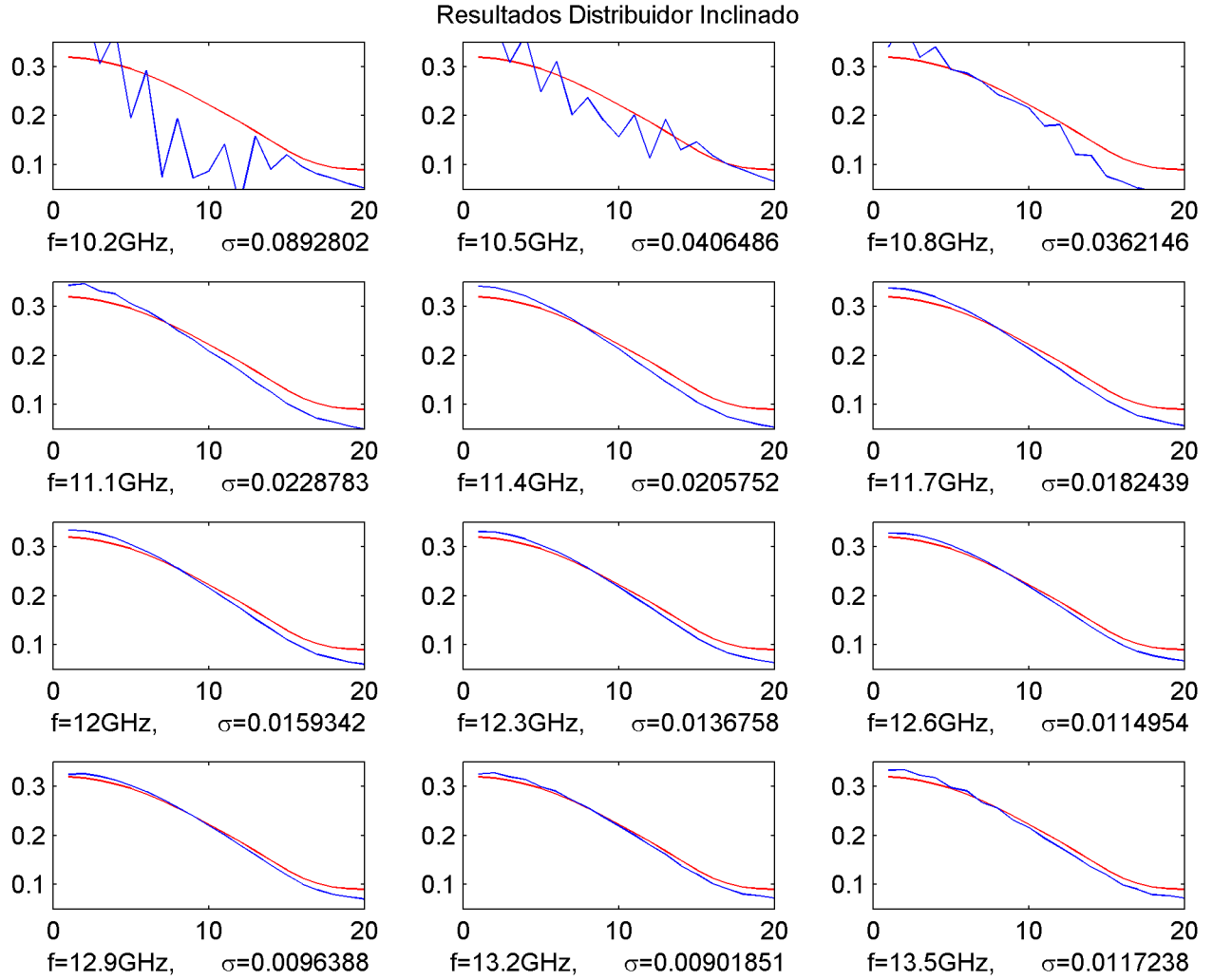
Es observable que mientras más grande el tamaño de la puerto de acoplamiento, mayores son las reflexiones. Sin embargo, la puerta no puede ser demasiado pequeña, ya que el acoplamiento sería cada vez menor, y habría que realizar un divisor con tamaños más pequeños y mas precisos. Se puede notar que en el divisor de  $b_r = 4.20\text{mm}$  las distribuciones toman una oscilación que evidencia una onda estacionaria. A pesar de que se notan mas reflexiones en  $b_r = 4.2\text{mm}$ , tiene un error cuadrático medio menor que  $b_r = 3.25\text{mm}$ . Esto se debe a que se están considerando componentes en frecuencia que están totalmente desadaptadas, y que alteran la media cuadrática total.

En la figura 4.27 se puede ver que en las frecuencias bajas la distribucion de amplitud del divisor esta altamente distorsionada. Se excluyen las componentes hasta 10.8GHz, que tienen un error cuadrático medio mayor a 0.03.



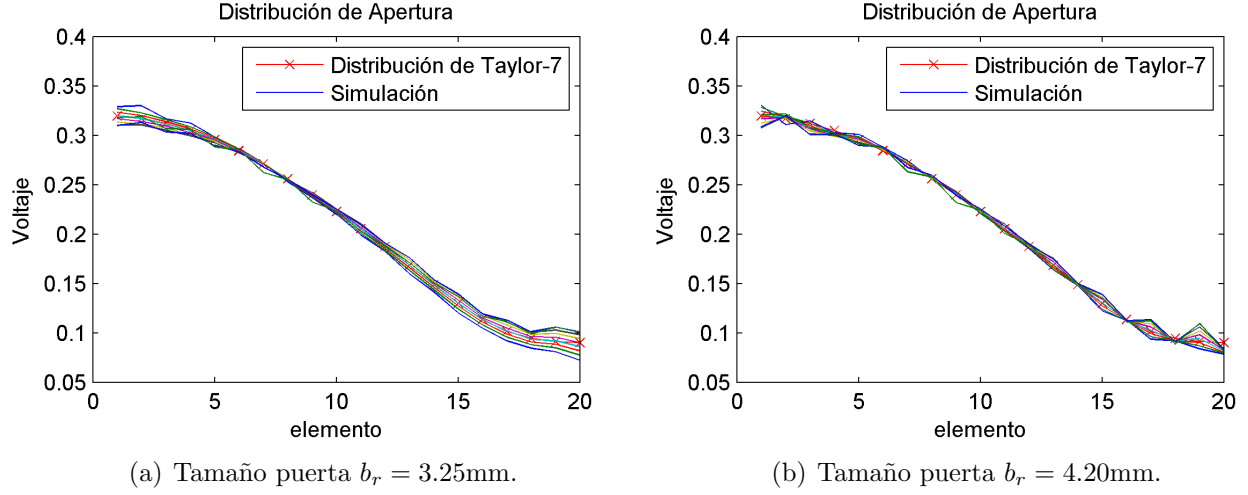


**Fig. 4.26:** Distribuciones de apertura, para el divisor inclinado, distintos tamaños de puerta de acoplamiento. Frecuencia 10.2GHz-13.8GHz.

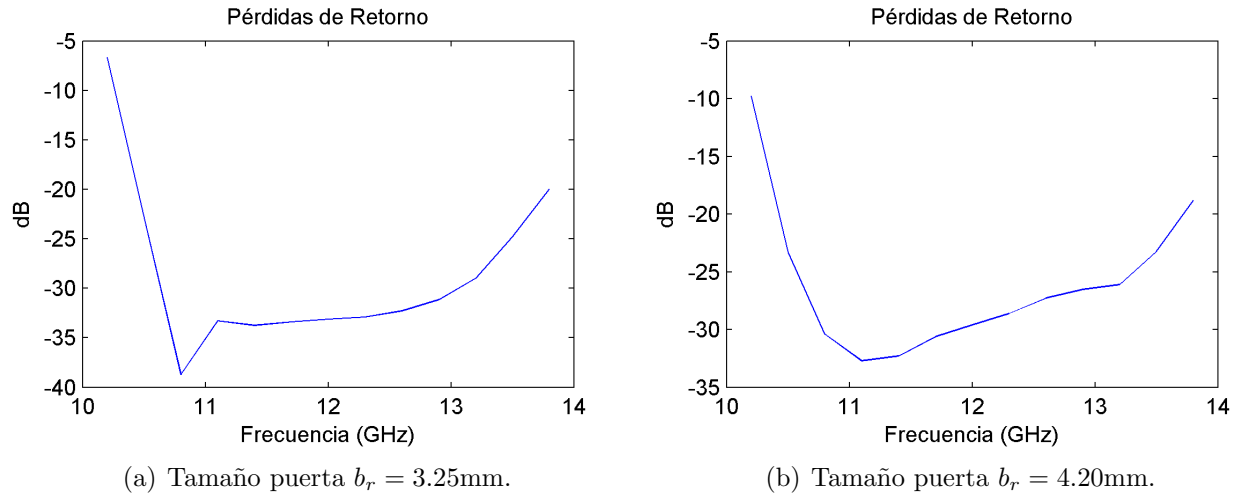


**Fig. 4.27:** Distribuciones de apertura, para el divisor inclinado, separadas en frecuencia desde 10.2GHz hasta 13.5GHz, incluyendo error cuadrático medio.

Además, se observa en la figura 4.29 que las pérdidas por reflexión son menores que 20dB para 13.8GHz para ambos arreglos. Entonces, se comparan los divisores con aperturas  $b_r = 3.25\text{mm}$  y  $b_r = 4.20\text{mm}$ , en el rango 11.1GHz -13.5GHz. Las estructuras se han corregido hasta su quinta iteración, siguiendo el esquema de la figura 4.19.



**Fig. 4.28:** Distribución de Apertura en rango 11.1GHz-13.5GHz, en los divisores con distintos tamaños de puerta de acoplamiento. Quinta iteración.



**Fig. 4.29:** Pérdidas de retorno en frecuencia, en los divisores con distintos tamaños de puerta de acoplamiento. Quinta iteración.

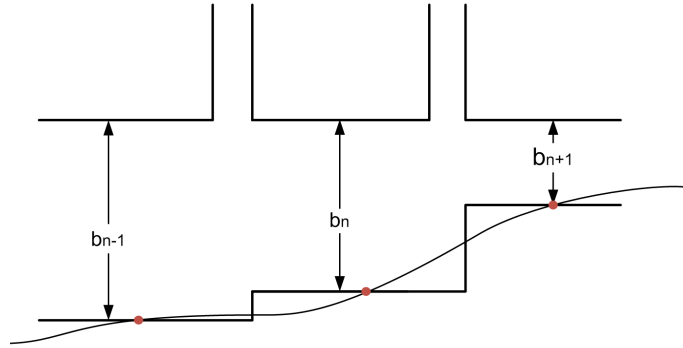
**Tabla 4.4:** Convergencia de las distribuciones de apertura de ambos divisores, con un sistema de correcciones realimentado

	ERROR CUADRÁTICO MEDIO	
Iteración	Tamaño puerta $b_r = 3.25\text{mm}$	Tamaño puerta $b_r = 4.20\text{mm}$
1	0.015508	0.014526
2	0.006143	0.006306
3	0.005361	0.005830
4	0.005389	0.005440
5	0.005328	0.005093

La tabla 4.4 muestra que la convergencia es muy similar entre ambos diseños, superando levemente el diseño con  $b_r = 4.20cm$ . Sin embargo, la figura 4.29 evidencia que al mismo tiempo una puerta de acoplamiento mas ancha produce más reflexiones. Las pérdidas de retorno superan los 30dB sólo en el rango 10.8GHz-12GHz, mientras que con la puerta mas angosta, se logra en un ancho de banda desde 10.8GHz hasta 13.2 GHz. Sin embargo, aun faltan técnicas de implementar, como para realizar una comparación definitiva en ambas estructuras.

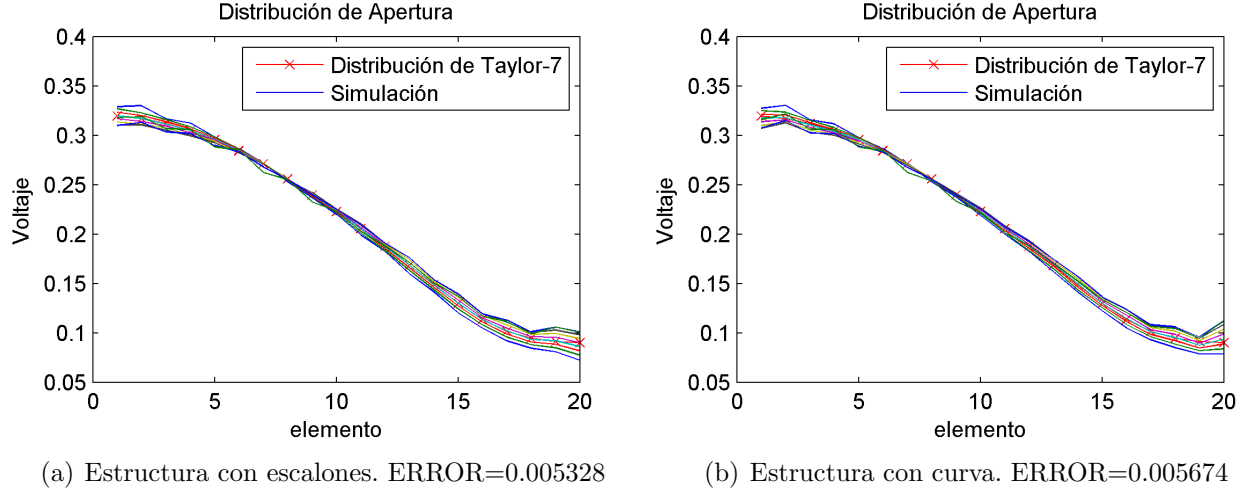
#### 4.4.8. Escalones suavizados

Los escalones del divisor de potencia tienen un tamaño muy pequeño, cuyas formas alcanzan resoluciones de décimas de milímetros. Para crear estos escalones se necesitaría maquinaria avanzada, como máquinas CNC de alta precisión, lo cual aumentaría el costo de producción. Se propone suavizar los escalones del divisor completo, dentro de una curva interpolada, para facilitar su fabricación, esperando los mismos resultados. La curva implementada es una spline cúbica, herramienta disponible en HFSS. La curva debe pasar por los puntos medios de cada escalón, como muestra la figura 4.30.

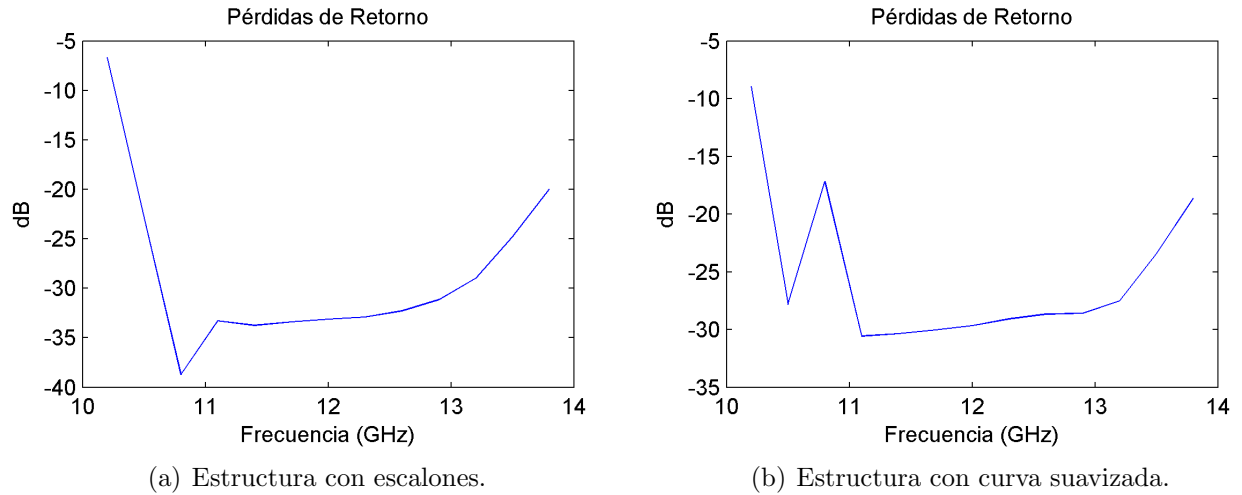


**Fig. 4.30:** Forma de suavizado de los escalones con interpolación spline.

Se comparan los resultados obtenidos de la simulación del divisor con curva suavizada, con el divisor son steps.



**Fig. 4.31:** Comparación de la Distribución de Apertura en rango 11.1GHz-13.5GHz, del divisor original, con el de escalones suavizados.



**Fig. 4.32:** Comparación de Pérdidas de retorno en frecuencia, del divisor con escalones suavizados, con el original.

Las características del divisor con la curva suavizada, son degradadas respecto a la estructura original. Las reflexiones cerca de los 10.8GHz aumentó considerablemente, y sólo se logran pérdidas de retorno sobre los 27° entre 11.1GHz y 13.2 GHz. La variación del error cuadrático medio se considera menor, aumentando de un 0.005328 a un 0.005674.

#### 4.4.9. Uniformidad de Fase

Antes de implementar el desfase progresivo entre los elementos de la antena, se analiza la uniformidad de fase, es decir, comprobar que el divisor de potencia sea efectivamente sin estrabismo. Para ésto, se analiza la fase en la salida, para un divisor con guía principal de escalones suavizada, cuyo resultado se muestra en la figura 4.33. Cada curva representa la fase

a lo largo de los elementos del arreglo, para una cierta frecuencia. El desfase progresivo en cada curva ha sido aproximado por líneas rectas, cuya pendiente determina el desfase medio. El desfase entre el primer y el último elemento de la recta ajustada se representa por  $\Delta\phi$ . Este número puede entregar información del desfase medio, para saber en qué medida implementar una corrección.

Para el arreglo anterior, el desfase promedio en cada curva es de  $95.93^\circ$  entre el primer y último elemento. Esto significa que el último elemento está adelantado en  $95.93^\circ$  en promedio, del último elemento. En la tabla 4.5 se muestra una forma del desfase promedio para distintas estructuras analizadas con anterioridad.

**Tabla 4.5:** Desfase promedio entre extremos del divisor. Distintos parámetros y estructuras.

	DESFASE PROMEDIO ENTRE EXTREMOS	
$b_r$	Divisor inclinado con escalones	Divisor Inclinado suavizado
3.25mm	$82.80^\circ$	$95.93^\circ$
4.20mm	$41.65^\circ$	$54.52^\circ$

En todos los casos se muestra que los últimos elementos son los que están adelantados en fase. Esta cantidad de desfase que se aprecia en todos los divisores es crítica, y más de lo que puede tolerar un sistema sin estrabismo. Por esto, se sugieren dos formas de corregir fase:

**modificar  $\Delta$**  : Es la alternativa más directa, ya que se ha diseñado el método de ejercer el desfase. Sin embargo, cuando se trata de agregar un retardo a los elementos más externos, ésta técnica disminuye la distancia entre los radiadores. Se puede ver de la tabla 4.2 que para el arreglo inclinado, sin desfase progresivo, la distancia  $d$  es menor aun que  $\lambda/2$ , y disminuirla aumenta el ancho de haz.

**modificar  $c$**  : El largo de cada escalón, es equivalente a la distancia entre dos entradas de acoplamiento, y tiene el valor  $c = \lambda/4$ . Este valor se mantiene con el fin de poder cancelar en forma caótica las reflexiones en cada step. Variar esta distancia lograría aumentar el retardo de los elementos más lejanos, y al mismo tiempo aumentaría la distancia entre los radiadores. Sin embargo, se espera tener una mayor reflexión en la estructura.

### Desfase Progresivo

Se quiere extender la distancia entre cada escalón,  $c$ . La extensión de el parámetro  $c$ , causa una mayor distancia entre los elementos, de acuerdo a la figura 4.34. La distancia que se debe agregar en  $c$  para compensar el desfase, con  $\Delta\phi = 41.65^\circ$  es

$$\Delta c = \frac{\Delta\phi/19}{360^\circ} \lambda = 0.152229\text{mm} \quad (4.35)$$

De cuerdo a la figura 4.34, la nueva distancia entre los elementos del arreglo será

$$d' = \text{sqrt}(d + \Delta c \cos(\alpha))^2 + (\Delta c \sin(\alpha))^2 = 1.253242\text{cm} \approx \lambda/2 \quad (4.36)$$

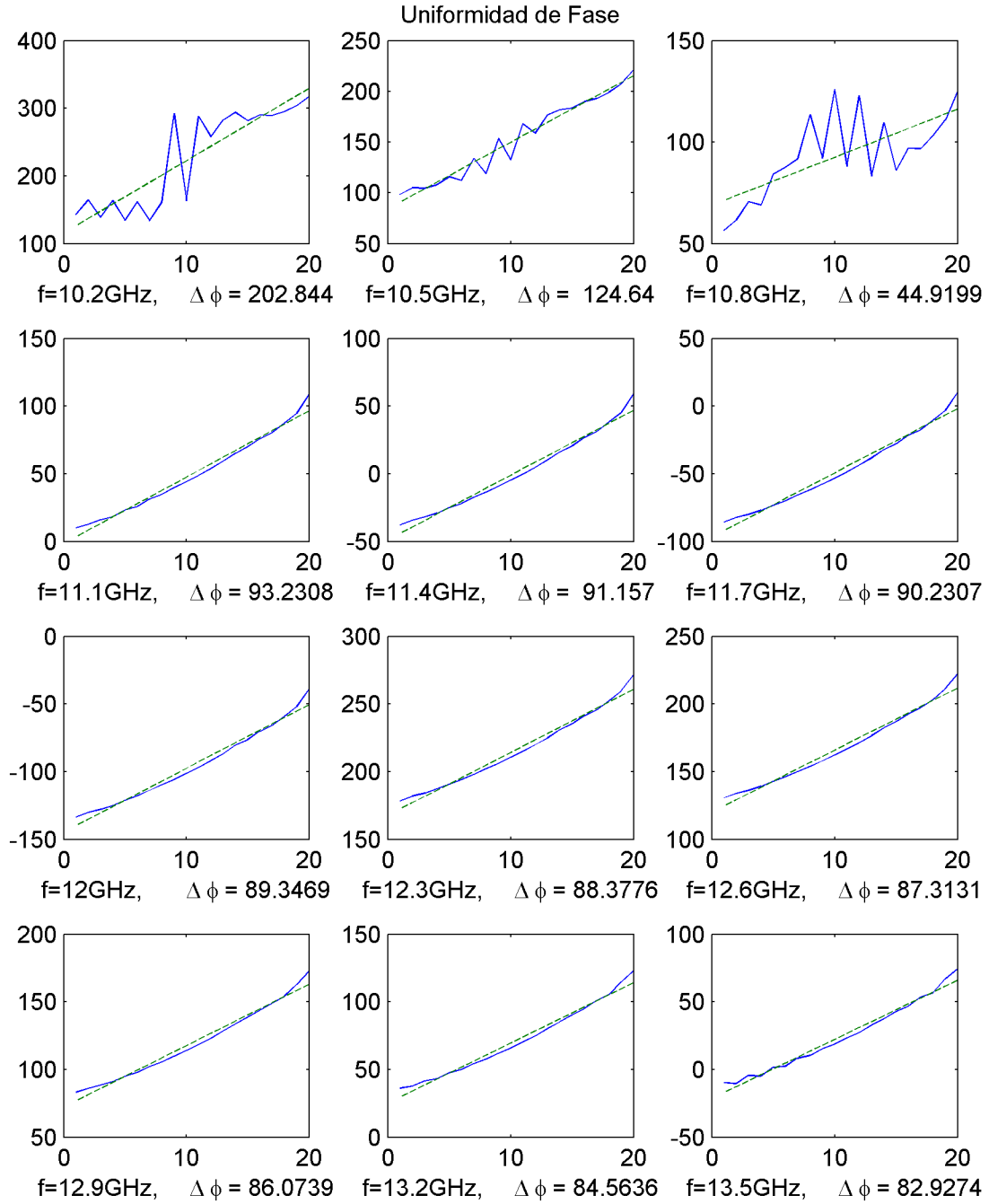
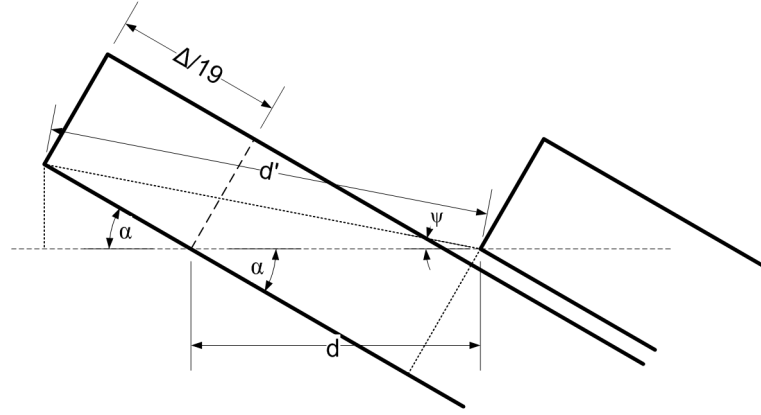
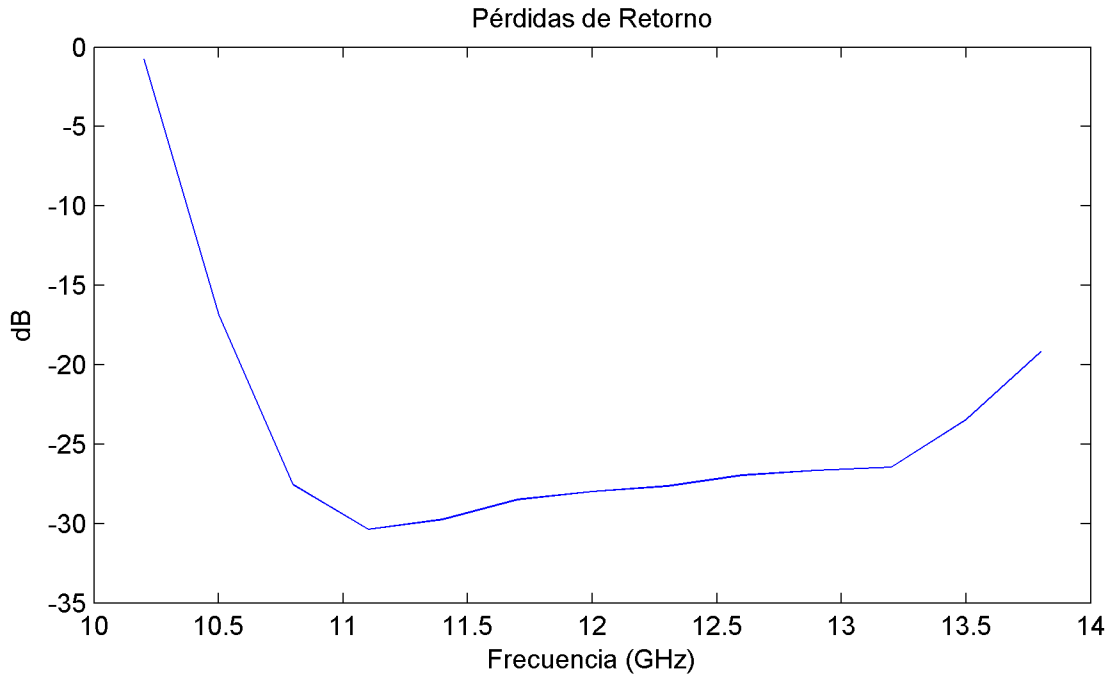


Fig. 4.33: Desfase entre los elementos del arreglo, con un divisor suavizado.



**Fig. 4.34:** Geometría del desfase progresivo, variando la longitud de  $c$ .

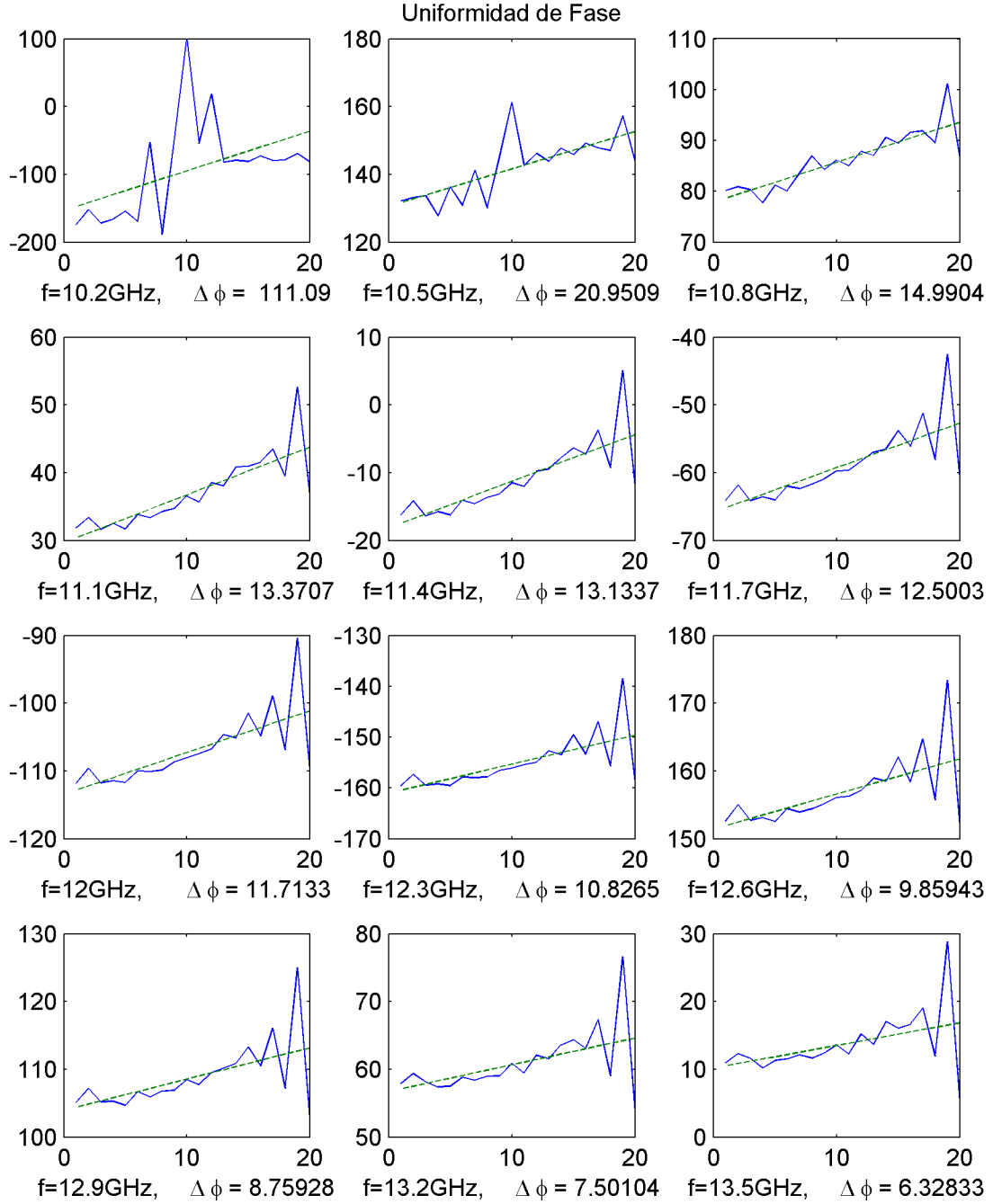
Poniendo a prueba la corrección, el modelo se simula, y los resultados se muestran en la figura 4.35. El desfase promedio entre los extremos de la apertura, a 12GHz, es de  $11.71^\circ$ , cifra mucho menor a la obtenida con los otros métodos.



**Fig. 4.36:** Pérdidas de retorno, en divisor de potencia, con variación de la longitud de  $c$ .

Por otro lado, las pérdidas por retorno, que se muestran en la figura 4.36, muestran pérdidas incluso sobre los 27dB en el rango 10.8GHz-13.2GHz, lo cual muestra una diferencia despreciable, con los resultados de la figura 4.32. Debe notarse que con este experimento, se muestran los resultados de las reflexiones en el acoplamiento a cada guía, y no consideran los del efecto normal. Para esto, debe primero diseñarse los radiadores, que son los que añadirán reflexiones en cada puerto, y modelarlos juntos con el divisor. Los resultados finales de la estructura, se mostrarán y analizarán en el capítulo 5.

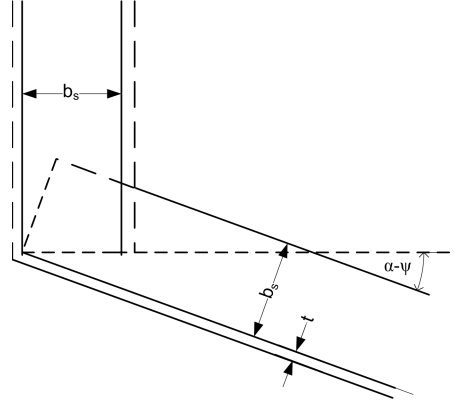




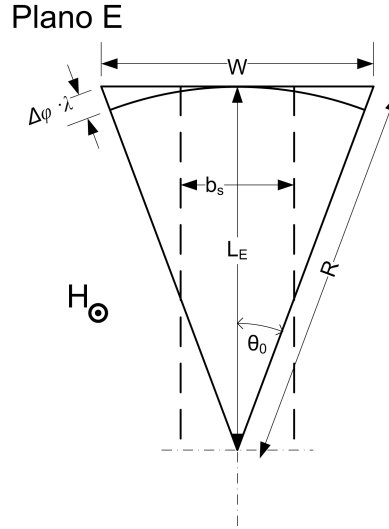
**Fig. 4.35:** Distribución de fase en el arreglo, con variación en la distancia entre escalones,  $c$ .

## 4.5. Radiador

Como radiador, se utilizarán Antenas Horn de plano-E. Cada antena estará conectada a un codo de plano E, o en inglés *E-bend*. Los radiadores deben apuntar en forma perpendicular a la línea del plano de apertura. Por esto, la inclinación del E-bend dependerá del ángulo  $\alpha$  y de  $\psi$ , como se muestra en la figura 4.37.



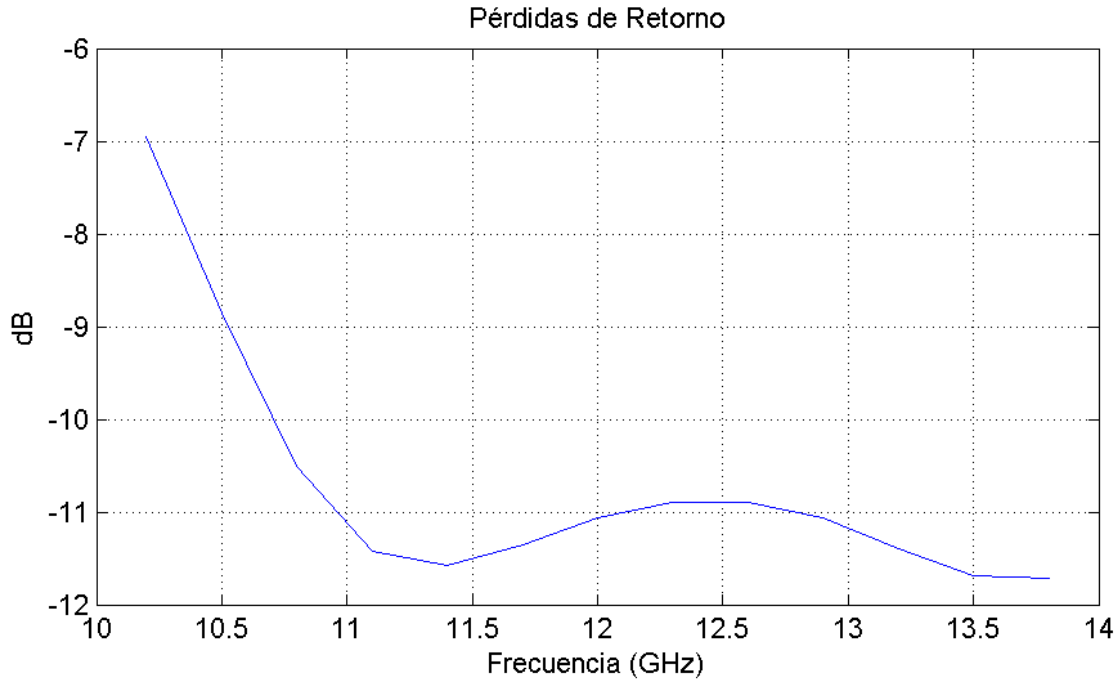
**Fig. 4.37:** E-Bend que conecta la guía alimentadora al radiador.



**Fig. 4.38:** Radiador Horn de plano E.

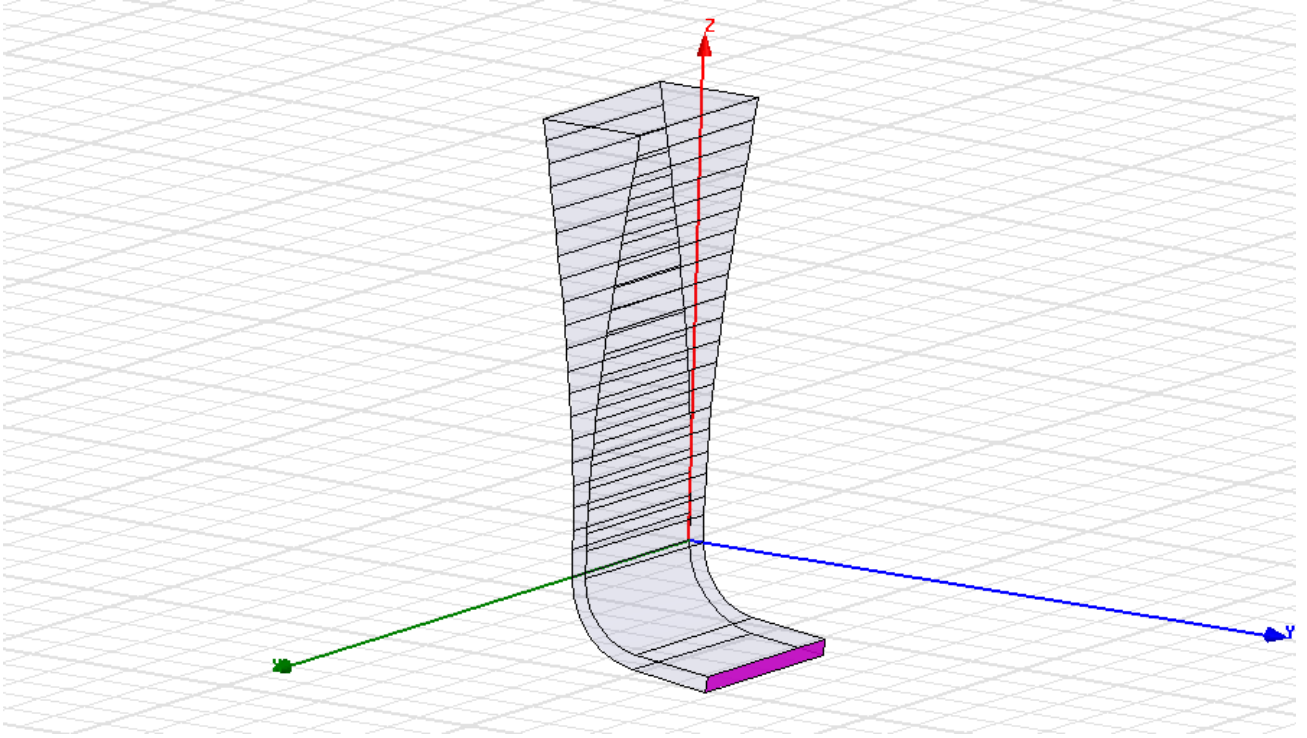
Las características de la antena Horn se describen en la figura 4.38. Para diseñar la antena, se consideran los parámetros externos. El ancho de las guías transmisoras es  $b_s = 1.4\text{mm}$ , y de la ecuación 4.36, se obtiene  $d' = 1.253242\text{cm}$ . El ancho de la apertura de la corneta,  $W$ , está limitado por esta distancia.

Se elige  $W = 1\text{cm}$ ,  $L_E = 2\text{cm}$  y se simula en HFSS, para obtener el nivel de reflexiones en HFSS. Las pérdidas por retorno, se muestran en la figura 4.39



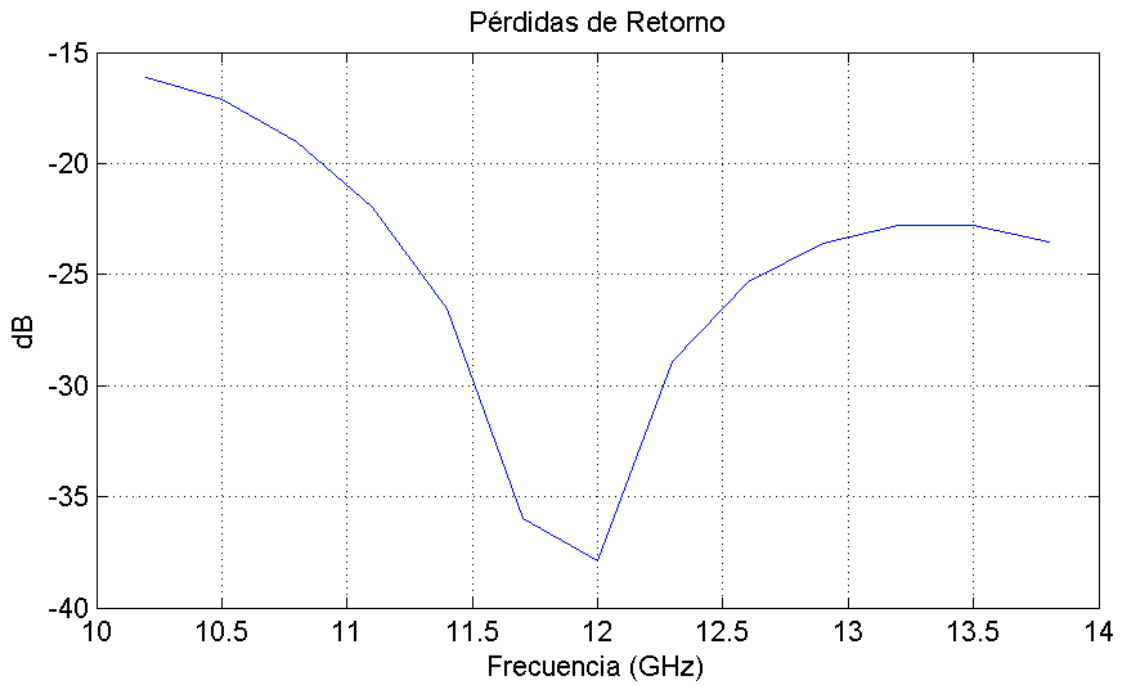
**Fig. 4.39:** Pérdidas de retorno en antena horn.  $W = 1\text{cm}$ ,  $L_E = 2\text{cm}$

Las reflexiones que se observan son demasiado altas, y están fuera del margen de tolerancia. Entonces, se rediseña la antena horn, haciendo su estructura suave en la E-Bend, y suavizando también el cuello de la bocina. Para disminuir las reflexiones, además, se aumentó  $L_E$  a 4cm, así la guía cambia de tamaño mas suavemente. La forma de la nueva antena, se muestra en la figura 4.40



**Fig. 4.40:** Radiador Horn de plano E. Forma suavizada.

Las pérdidas por radiación de el nuevo diseño de la antena, en la figura 4.41



**Fig. 4.41:** Pérdidas de retorno en anena horn, de forma suavizada.  $W = 1\text{cm}$ ,  $L_E = 4\text{cm}$

Se muestra una clara mejora en el nivel de reflexiones. Las pérdidas de retorno alcanza 37dB en los 12GHz, mientras que para el frecuencias superiores a 10.9GHz, superan los 20dB.

Para esta forma de la antena, el ancho del haz que se calcula es

$$\Delta\theta_{3dBE} = 50.6^\circ \frac{\lambda}{W} = 126.5^\circ \quad (4.37)$$

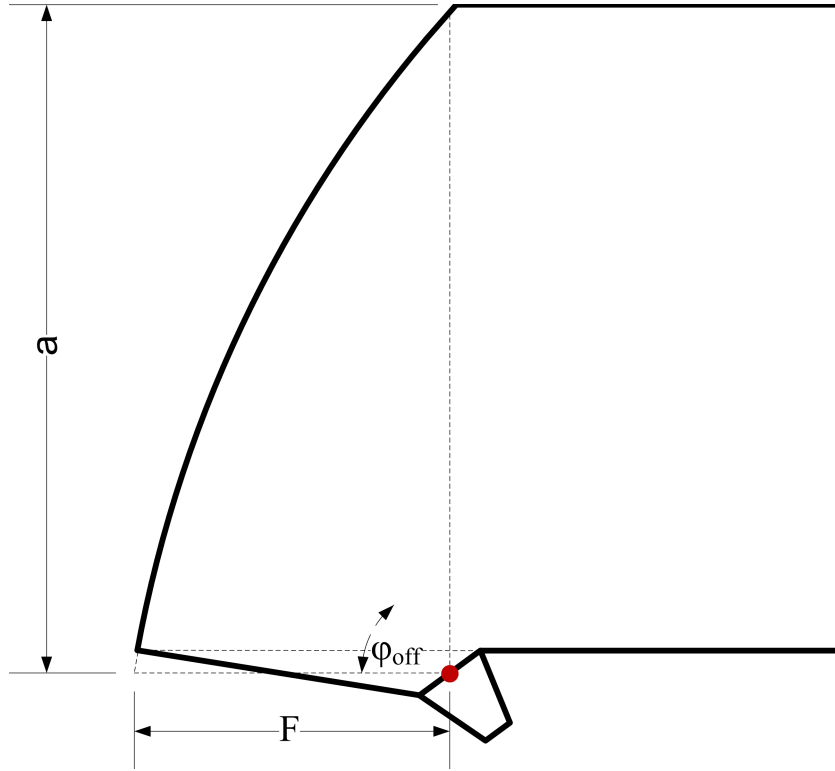
Mientras que el error de fase, se calcula como:

$$\Delta\phi_e = \frac{W^2}{8\lambda L_E} = 0.7162^\circ \quad (4.38)$$

Este reflector es el que se utilizará en forma definitiva.

## 4.6. Reflector Pillbox

El reflector Pillbox determinará la forma de la distribución de apertura en la otra dimensión del arreglo, perpendicular a la del divisor de potencia. El reflector pillbox consiste en un reflector, con un alimentador horn, ambos de plano H, cubiertos entre dos placas metálicas horizontales, como se muestra en la figura 4.42. La distribución lograda dependerá de la forma del reflector, y del alimentador, o *feed*. Se ha escogido que el reflector sea parabólico, de offset, y que abarque gran cantidad del haz del feed. Incluir gran parte del patron de radiación, significa reducir fuertemente la eficiencia de iluminación del reflector. Sin embargo, a diferencia de una antena en espaci libre, éste reflector está implementado dentro de una guía de ondas, por lo que mucha de la energía que se desborde del reflector, se traducirá en nivel de onda estacionaria.

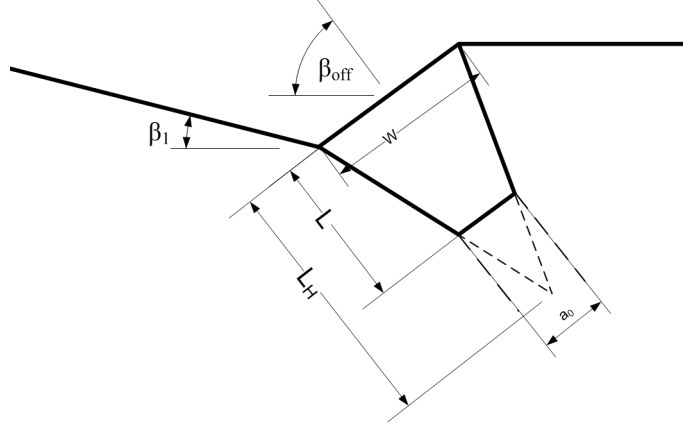


**Fig. 4.42:** Diseño del Reflector Pillbox.

### 4.6.1. Alimentador

Entonces, se diseña el alimentador o *feed horn*, con un ancho de su apertura de  $W=2.53\text{cm}$ , de acuerdo a la figura 4.43. Con ésto, su ancho de haz primario a nivel de 3 dB es:

$$\Delta\beta_{3\text{dB}} \approx 50.6^\circ \cdot \frac{\lambda}{W} \approx 49.41^\circ \quad (4.39)$$



**Fig. 4.43:** Diseño del Feed Horn para el reflector.

El ancho de la guía que conecta al feed se elige de acuerdo al estándar WR75 de la EIA[20, 18], con  $a = 1.905\text{cm}$ ,  $b = 0.9525\text{cm}$ . La altura de la guía de onda es la misma para todo el diseño del pillbox. Con  $L = 1.5\text{cm}$ , se tiene  $L_H = 5.862595\text{cm}$  y se calcula el error de fase en la apertura del feed.

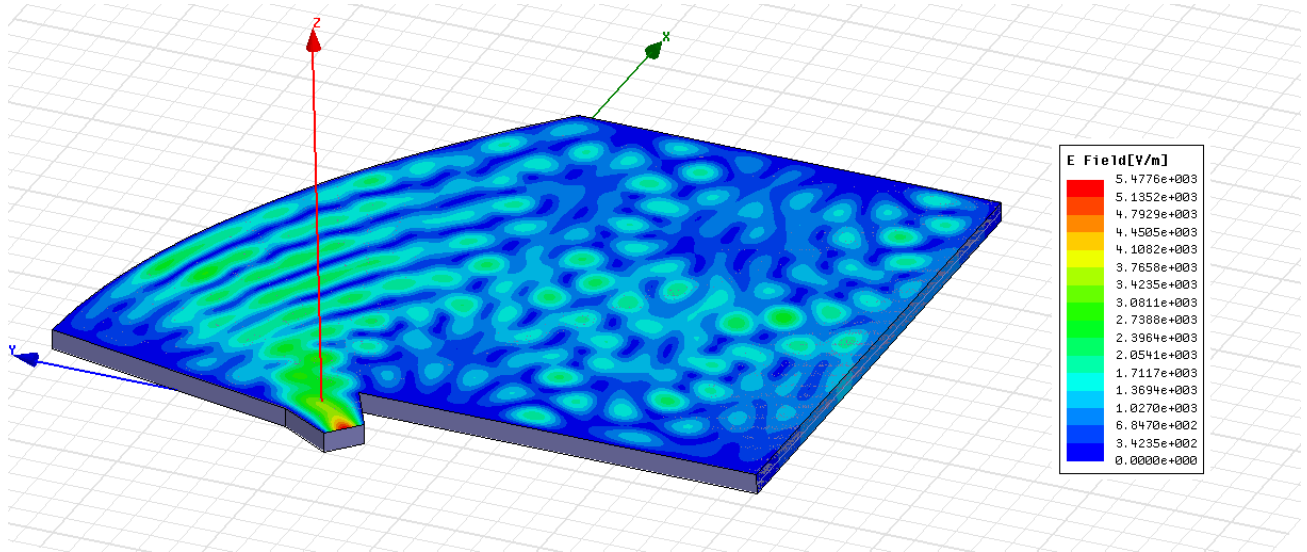
$$\Delta\phi_h \approx \frac{W^2}{8\lambda L_H} = 3.202^\circ \quad (4.40)$$

### 4.6.2. Reflector

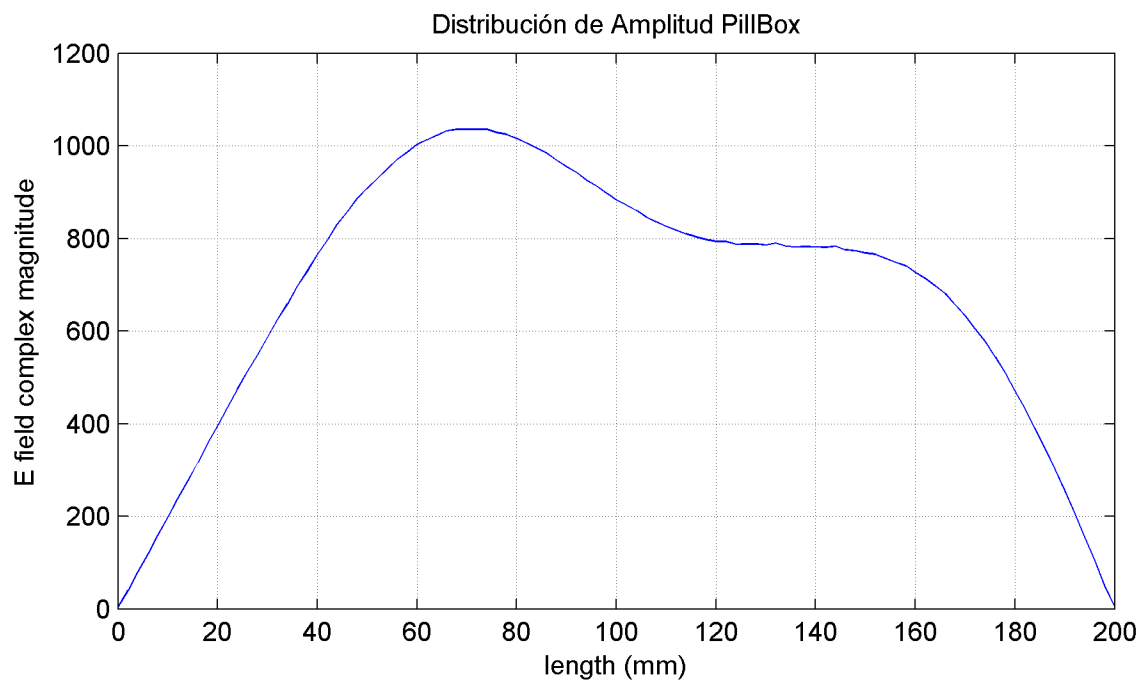
Una vez con la estructura del feed, se consideran los detalles del diseño del reflector. Se observa en la figura 4.42 que el ángulo de inclinación donde comienza la forma del reflector es en  $\beta_1$ , el cual coincide en altura con uno de los extremos del feed. La razón se hace esta consideración, para que el mismo feed no obstruya el recorrido de la onda reflejada, que de lo contrario se reflejaría de vuelta al alimentador. Para cubrir gran parte de la energía con que se alimenta, el reflector cubrirá cerca de  $90^\circ$  al feed horn, el cual estará inclinado a  $50^\circ$ , como se recomienda en la literatura[26]. Con  $a = 20\text{cm}$ , la diferencia con  $D/2$  es la altura con que bloquea el feed horn.

$$D/2 - A = W/2 \cdot \cos(50^\circ) = 8.227681\text{mm} \quad (4.41)$$

Se elige un número focal  $f/D = 1/4$ . Entonces  $f = D/4 = 10.004113\text{cm}$ . Entonces, el reflector pillbox es diseñado y simulado en HFSS.



**Fig. 4.44:** Construcción y simulación del reflector pillbox en HFSS, graficando la magnitud del campo eléctrico complejo, en la estructura.



**Fig. 4.45:** Distribución de amplitud en la apertura.

# Capítulo 5

## Evaluación

### 5.1. Introducción

Con la estructura ya definida, en este capítulo se resumen todas las mediciones y resultados significativos, y se utilizan además otras herramientas para observar las características del arreglo en forma integrada, para evaluar su desempeño general, y comparar con otras alternativas disponibles en el mercado.

Se analizarán en forma separada:

- Divisor de Potencia
- Radiadores Horn
- Arreglo Completo

Se debe tomar en cuenta que el diseño y simulación de el divisor de potencia y de sus radiadores se realiza para el plano perpendicular o plano E, ya que por razones de gasto computacional no se puede diseñar el volumen completo.

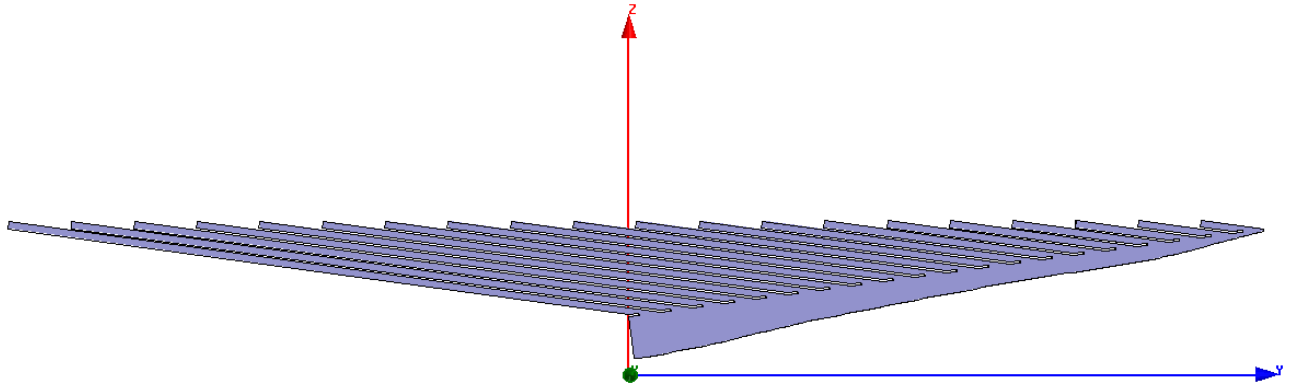
### 5.2. Divisor de Potencia

El divisor de potencia toma la forma de un divisor inclinado, para satisfacer una alimentación con fase uniforme, sin estrabismo. El diseño de los escalones de división de potencia se realizó utilizando el algoritmo de Adaptación de Impedancias, con correcciones retroalimentadas, en la Quinta iteración, para ajustarse a la distribución de Taylor. Posteriormente, se suaviza la guía con una interpolación spline, en los escalones, dando lugar a una curva suave. Se compensa el desfase resultante agregando un retardo progresivo, con una nueva distancia entre los escalones  $c' = c + \Delta c$ . La apertura, consecuentemente queda inclinada en un ángulo  $\psi$ . Los parámetros de diseño se resumen en la tabla. 5.1.

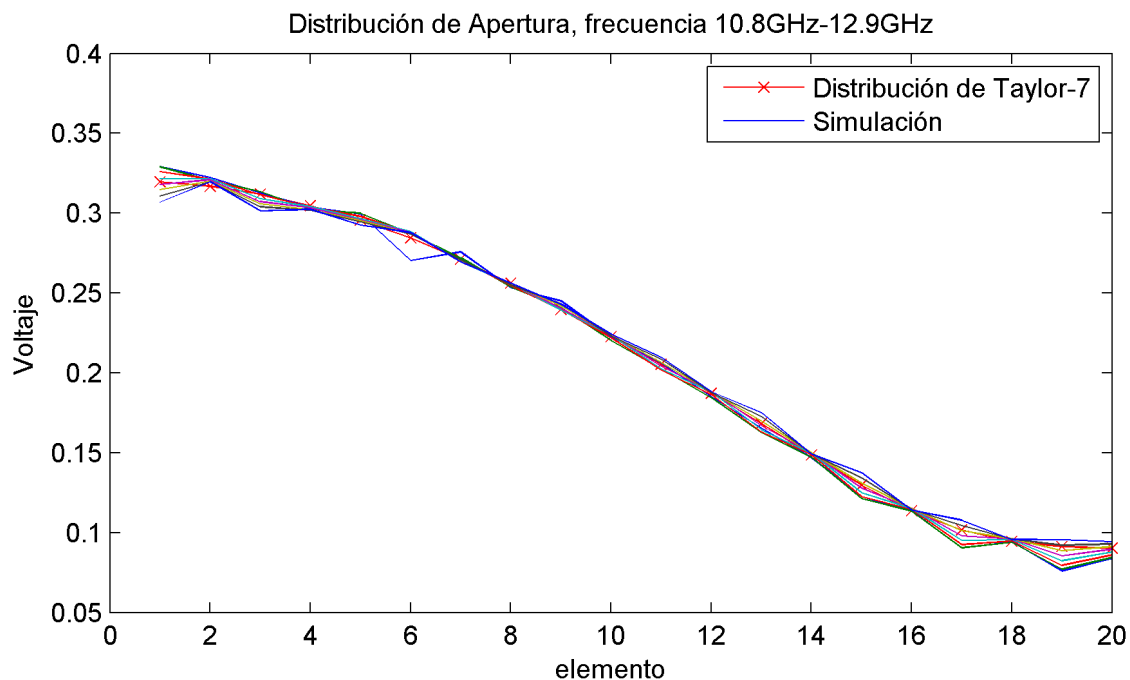


**Tabla 5.1:** Resumen de los parámetros de diseño de la estructura general del Arreglo.

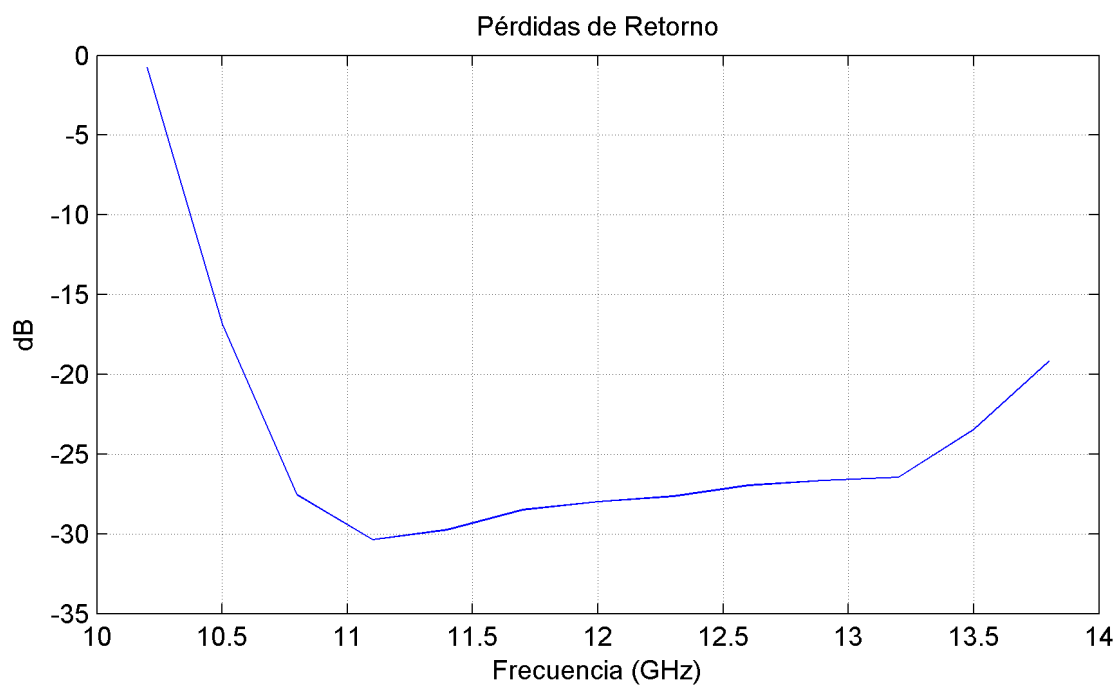
Parámetros de la estructura		Parámetros de los escalones			
Constante	Valor	Constante	Valor	Constante	Valor
$f$	12 GHz	$b_1$	8.13804mm	$b_{10}$	4.12175mm
$\lambda_0$	2.5 cm	$b_2$	7.76870mm	$b_{11}$	3.82378mm
$a$	20cm	$b_3$	7.11895mm	$b_{12}$	3.61933mm
$c$	6.25 mm	$b_4$	6.51254mm	$b_{13}$	3.44533mm
$\Delta c$	0.152229 mm	$b_5$	5.90736mm	$b_{14}$	3.37305mm
$c'$	6.402229 mm	$b_6$	5.52809mm	$b_{15}$	3.21629mm
$T$	3 mm	$b_7$	5.13607mm	$b_{16}$	2.96144mm
$t$	0.3 mm	$b_8$	4.75687mm	$b_{17}$	2.39498mm
$b_s$	1.4 mm	$b_9$	4.41385mm	$b_{18}$	1.57993mm
$\alpha$	7.891657°	$b_{10}$	4.12175mm	$b_{19}$	0.781314mm
$d$	12.381618mm	$B$	8.49587mm	$b_{20}$	0 mm
$\psi$	0.095556°				
$d'$	12.532423 mm				

**Fig. 5.1:** Diseño final del divisor de potencia, en HFSS.

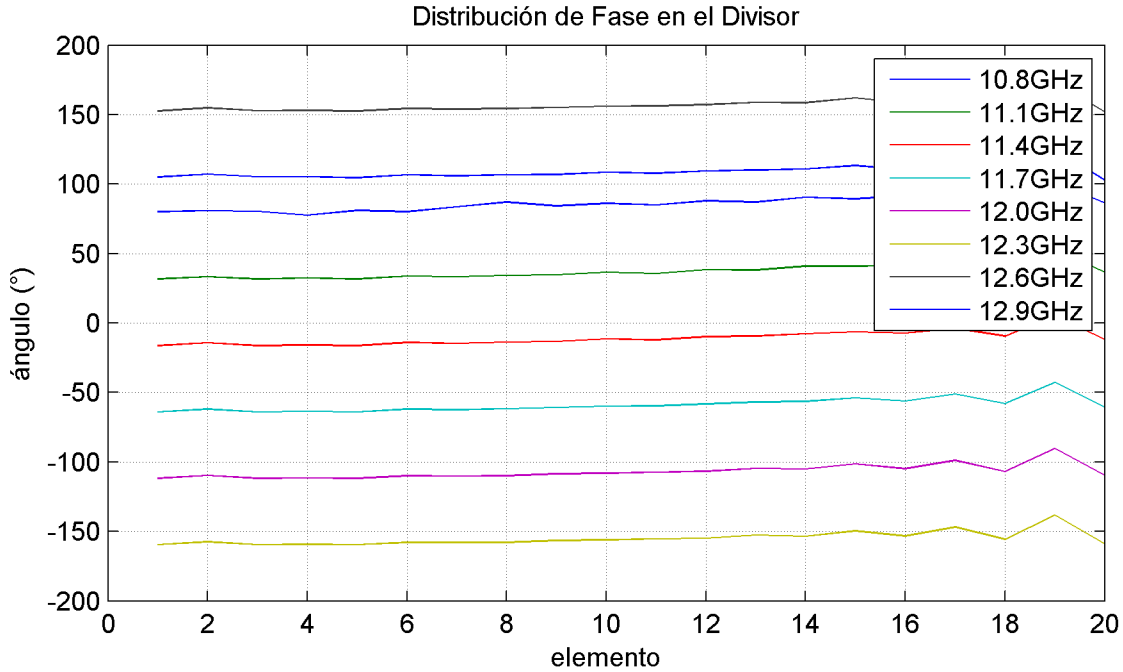
El arreglo para ser simulado, queda modelado como en la figura 5.1. Este diseño del divisor, junto con las otras alternativas propuestas, se almacenan en el archivo **TEM\_divider2.hfss**. Se obtienen los parámetros de la matriz de esparcimiento en el divisor, en la frecuencia, y se tabulan a continuación.



**Fig. 5.2:** Distribución de apertura entregada por el arreglo, en el Rango 10.8GHz-12.9GHz



**Fig. 5.3:** Pérdidas de Retorno del Divisor de Potencia.



**Fig. 5.4:** Distribución de Fase en los elementos del arreglo, en el rango 10.8GHz-12.9GHz.

Las curvas en el rango 10.8GHz-12.9GHz se mantienen bastante cerca de la distribución de Taylor-7. En algunas de las curvas se observa un pequeño rizado, de baja amplitud, que pueden señalar reflexiones, sin embargo, la figura 5.3 muestra que las reflexiones son las mínimas que se pudieron obtener. Lo anterior muestra que las reflexiones son canceladas antes de retornar a la entrada, lo que significa que la técnica de cancelación con  $c' \approx \lambda/4$  aun funciona, después de modificar la distancia entre escalones.

Las reflexiones se aprecian planas en una región del rango de frecuencia de interés. Las pérdidas de retorno alcanzan un peak de -30.37dB en 11.1GHz. La distribución de la fase se muestra bastante uniforme en la figura 5.4. El desfase entre el primer y último elemento del divisor, es en promedio 11.894191° para el rango de frecuencias de interés.

Se resumen los resultados obtenidos, en la Tabla 5.2.

**Tabla 5.2:** Resultados del Divisor de Potencia, en rango 10.8GHz-12.9GHz

Criterio	Valor
Error Cuadrático Medio respecto de Dist. Taylor	0.0044196
Pérdidas de Retorno mínimo	26.6dB
Pérdidas de Retorno máximo	30.37dB
Promedio de desfase entre extremos	11.894191°

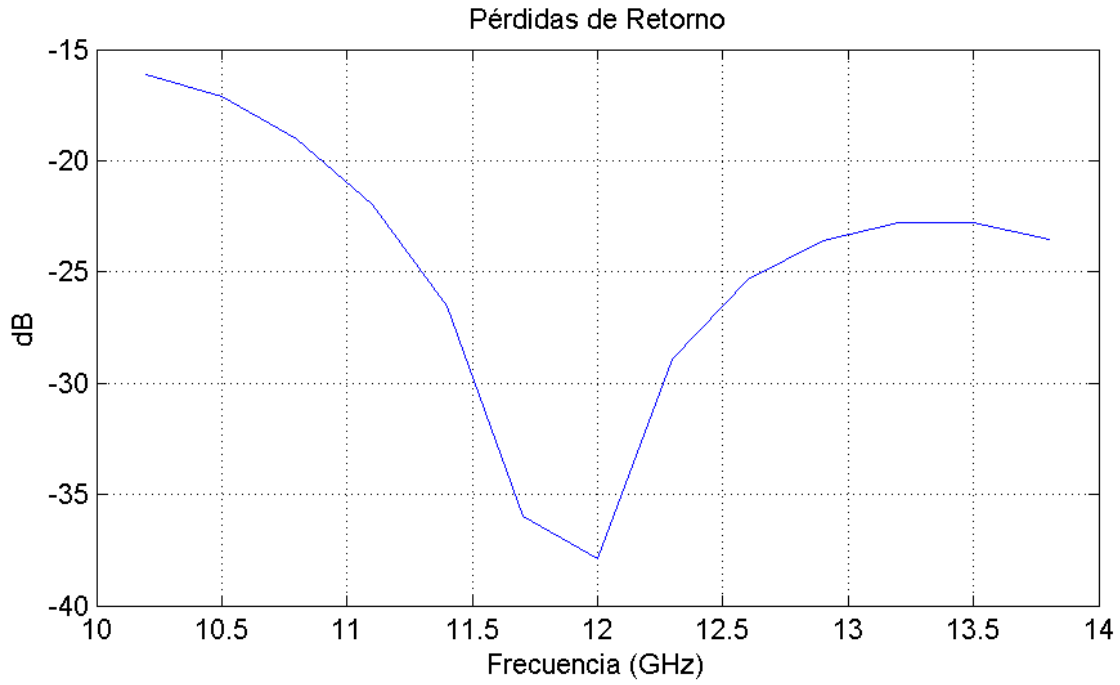
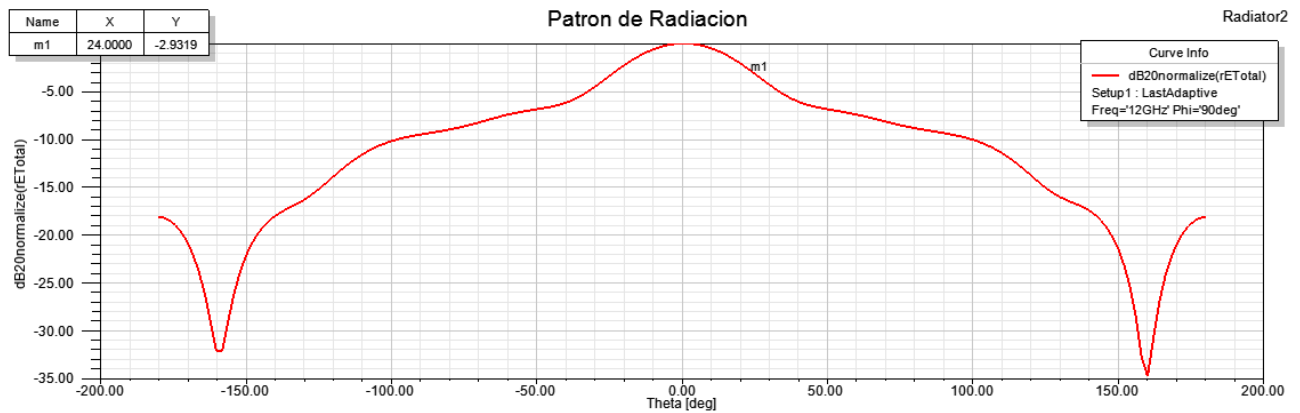
### 5.3. Radiador

De elemento radiador de la antena, se utiliza una antena horn, de plano E. El modelo de la antena para simulación se muestra en la figura 4.40 y sus parámetros de diseño se listan en la siguiente tabla.

**Tabla 5.3:** Parámetros de diseño del Radiador Horn.

Parámetro	Símbolo	Valor
Ancho de la apertura	$W$	1cm
Alto del cuello	$LE$	4cm
Ancho guía alimentadora	$bs$	1.4mm

Las pérdidas de retorno de la Antena Horn se muestran en la figura 5.5 y su patrón de radiación en 5.6.

**Fig. 5.5:** Pérdidas de retorno en anena horn.**Fig. 5.6:** Patrón de Radiación de la antena horn.

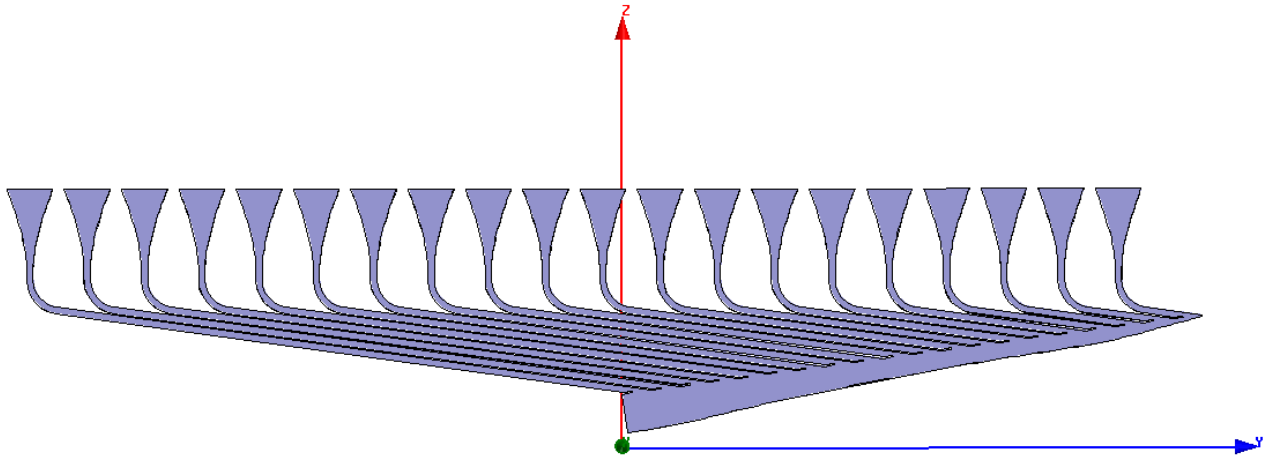
Las pérdidas de retorno en la antena alcanzan un máximo de 37dB en la frecuencia central, mientras que para el frecuencias superiores a 10.9GHz, superan apenas los 20dB. Las carac-

terísticas de reflexión de la antena no se consideran las óptimas. Existen otras técnicas para mejorarla, como la inclusión de bordes circulares [12]. Sin embargo, esto aumenta el costo de diseño de la antena de gran manera, por la cantidad de radiadores. y la complejidad.

El patrón de radiación de la antena en el plano E muestra que su ancho de haz de potencia media es de  $2 \times 24^\circ = 48^\circ$ , lo cual es mucho menor que el ancho de haz calculado en la ecuación 4.37. La razón puede atribuirse al diseño suavizado de la antena, que modifica la distribución de la apertura del radiador. El patrón de radiación de el elemento en particular ayuda a mejorar el patrón de radiación del arreglo completo.

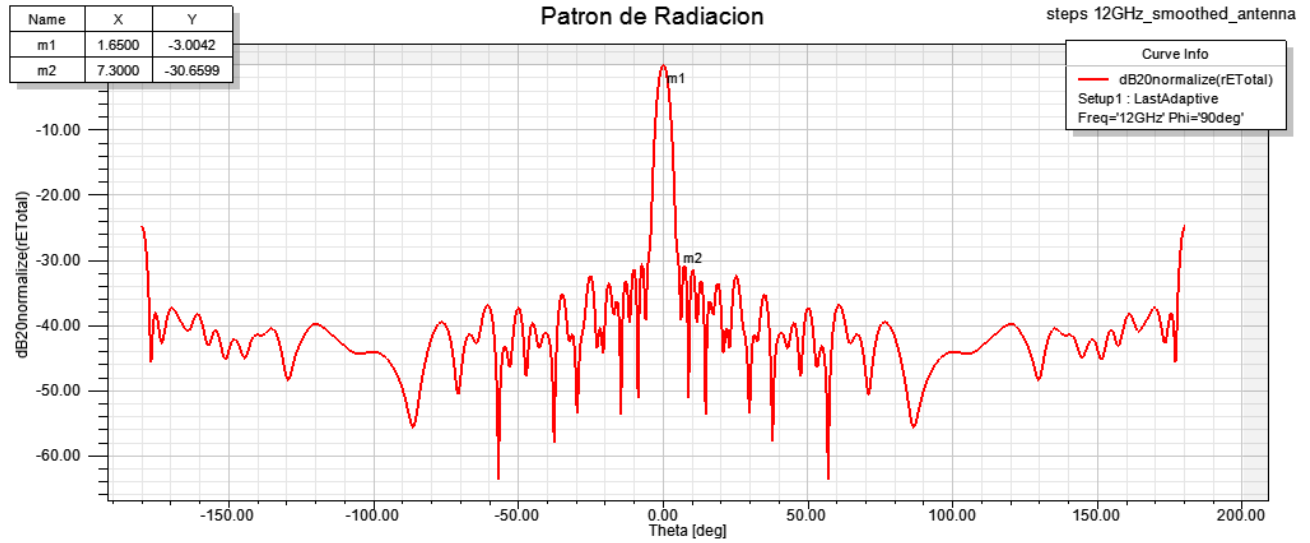
## 5.4. Arreglo Completo

Se simula el arreglo completo en HFSS, utilizando para esto el divisor de potencia y la antena horn final. Como se trata de la mitad de un arreglo, la simulación contiene un plano de simetría para simular el arreglo completo.

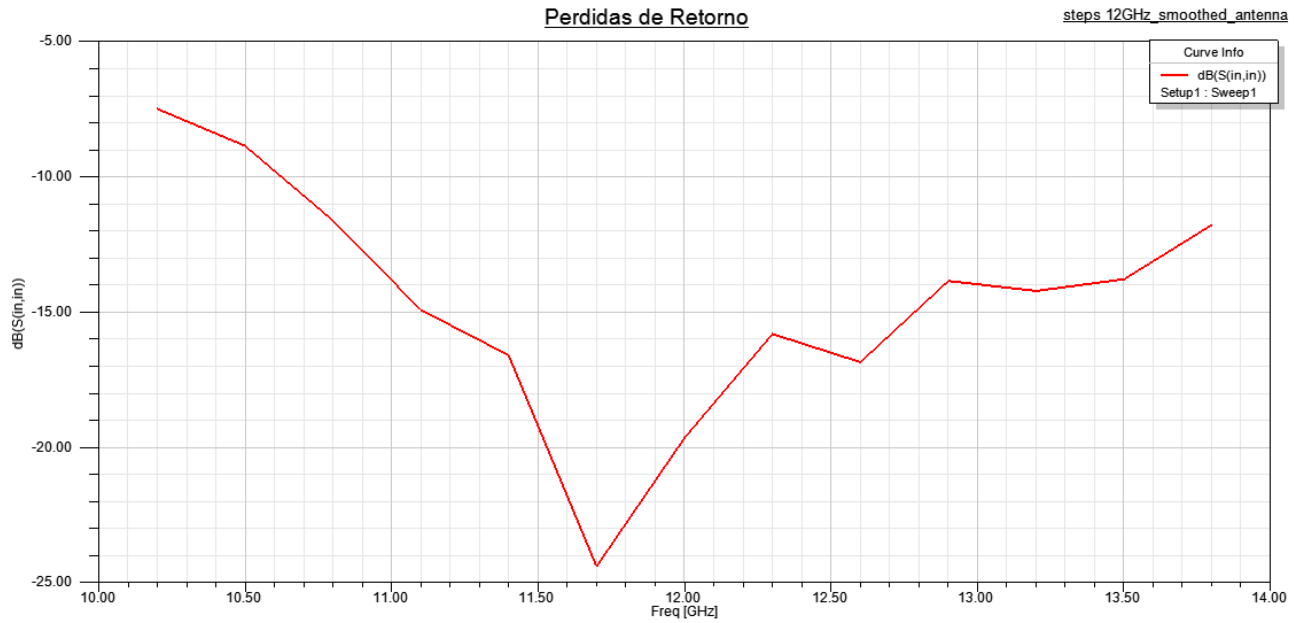


**Fig. 5.7:** Modelo en HFSS del Divisor simulado. Sólo un hemisferio visible.

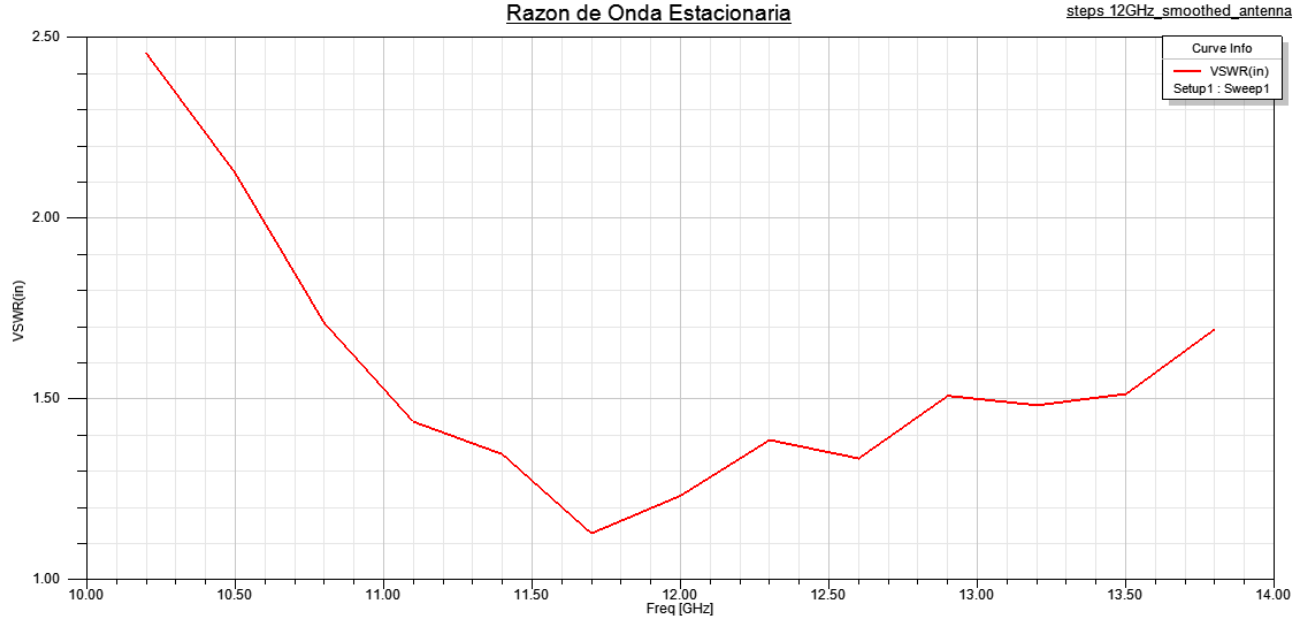
El patrón de Radiación de la antena resulta como en la figura 5.8, y las reflexiones están expresadas en la figura 5.9.



**Fig. 5.8:** Patron de Radiación del Arreglo Completo, en la frecuencia  $f=12\text{GHz}$ . m1 muestra el medio ancho de banda, m2 muestra el nivel de lóbulos laterales.



**Fig. 5.9:** Pérdidas de Retorno en el Arreglo Completo.



**Fig. 5.10:** Razon de onda estacionaria en la entrada del Arreglo.

Se muestra que el patrón de radiación del arreglo en la figura 5.8 presenta un nivel de lóbulos laterales de -30.66dB, superando al criterio requerido. El ancho de Haz, además es de  $3.3^\circ$ . Ambas características obtenidas satisfacen los criterios de los objetivos. Sin embargo, el nivel onda estacionaria es muy alto. En el rango de frecuencias de interés, las pérdidas de retorno logran superar los 12dB, alcanzando un máximo de 24.7 en los 11.7GHz. Por lo observado en los resultados anteriores, la reflexión se debe principalmente a los radiadores horn, que poseen una característica de reflexión muy alta. El arreglo tiene polarización lineal, con plano E en el sentido del divisor de potencia.

Una comparación de las características de la apertura diseñada, con la construída, y con la simulación de un arreglo de fuentes ideales isotrópicas descrito en 2.3, se muestra en la tabla 5.4.

**Tabla 5.4:** Comparativa del desempeño de apertura logrado, con lo propuesto.

Criterio	Distribución de Taylor-7 (apertura continua)	Simulación en FEKO (radiadores isotrópicos)	Arreglo de Antenas Final (antenas horn)
SLL	-30dB	-30.138dB	-30.66dB
(HPBW)	$3.2112^\circ$	$3.202556^\circ$	$3.3^\circ$

El rendimiento de el arreglo de antenas simulado se ajusta a los requerimientos de los objetivos. La distribución de taylor fue posible de implementar en la estructura propuesta de láminas delgadas. Sin embargo, el nivel de reflexiones no se cumple a cabalidad. Las reflexiones no se deben al divisor, sino a los radiadores que a pesar de ser suavizados, tienen pérdidas de retorno muy bajas, cerca de los -20dB cerca de 10.8GHz. Otra razón de este nivel de onda estacionaria se debe al efecto Normal.

# Capítulo 6

## Conclusiones

En este trabajo se diseñó un divisor de potencias de banda ancha para un arreglo de apertura plana, de recepción satelital. Se evaluaron dos posibilidades de diseño, una para arreglo rectangular, consistente en un divisor de potencia muy ancho, y uno para arreglo circular, basado en guías de onda radiales. Se optó por el arreglo rectangular. El divisor fue implementado en guía de ondas como línea de transmisión.

Con el divisor se obtuvo la distribución de apertura de Taylor-7, con un error cuadrático medio igual a 0.0044196 en el rango 10.8GHz-12.9GHz. Las pérdidas de retorno del divisor se mantienen entre los 26.60dB y 30.37dB. El divisor además sostiene un desfase progresivo de  $0.626^\circ$  entre elementos contiguos, lo que hace un desfase de  $11.894^\circ$  entre el primer y último elemento, siendo el último el más adelantado en fase.

Diseñando un arreglo de antenas de tipo corneta alimentadas por este divisor se obtuvo patron de radiación, de polarización lineal en el sentido del divisor, con un nivel de lóbulos secundarios de -30.66dB, y un ancho de haz de  $3.3^\circ$ , lo que se considera muy acertado a las exigencias propuestas, para el rango de frecuencias 10.8GHz-12.9GHz.

Dentro del divisor, para la corrección de la uniformidad de fase, los retardos aplicados no fueron los mismos que los originalmente propuestos, ya que el divisor mostraba un no previsto adelantamiento de fase en los elementos más externos. La forma de implementar un desfase modificando la distancia entre los escalones, funcionó eficazmente para reducir el retardo progresivo, y las reflexiones debida a los acoplamientos en cada escalón, no se mostró muy sensible a la pequeña variación de esta longitud. De paso, la misma solución logra aumentar la distancia entre elementos del arreglo, lo que mejora el ancho del haz.

El nivel de reflexiones alcanzado se considera aceptable, pero no óptimo. La razón de las reflexiones se debe principalmente a las antenas corneta, y al efecto normal. La antenna fue tratada con técnicas de suavizamiento, en donde se consiguieron aumentar las pérdidas de retorno, en 10dB aproximadamente. Existen técnicas adicionales para la disminución de las reflexiones en las cornetas, que tienen un mayor costo de implementación que las técnicas aquí utilizadas, y por lo tanto fueron descartadas. Otra forma de disminuir las reflexiones, era compensar aun mas el efecto normal por medio de un desfase mayor entre los elementos. Sin embargo, un desfase mayor afectaría enormemente al patrón de radiación, como se pudo comprobar en la sección 4.3.4.



La distribución de Taylor-7 teórica, cumple de manera exacta los requerimientos de ancho de haz y nivel de lóbulos laterales requerida. Su flexibilidad entrega una gran ventaja para el diseño de arreglos de antenas, para multipropósitos, en donde sólo debe cambiarse la etapa del divisor de potencias, para ser una antena completamente distinta.

Los resultados del algoritmo de Arndt para implementar la distribución de Taylor, no se incluyeron para el diseño del divisor, ya que no concordaron con la teoría. Se sospecha que el problema recae sobre la consideración en la cantidad de modos, y la forma de combinar las matrices modales. Sin embargo los algoritmos desarrollados en este trabajo funcionaron ambos bastante bien, y para aplicaciones prácticas, son mucho más sencillos de utilizar. El algoritmo de impedancias adaptadas funciona mejor ante la retroalimentación, y llevo a un error cuadrático de 0.0044196 con respecto a la distribución de Taylor-7, en el rango de frecuencias de interés.

El diseño del divisor está orientado al bajo costo, destinando láminas metálicas para las guías alimentadoras. A pesar de su forma económica, el divisor logró entregar un muy buen desempeño en frecuencia y distribución de iluminación. Otra ventaja económica del diseño del divisor es que la altura de los escalones puede ser suavizada sin desmedro a los resultados. Esto evita la vezesidad de usar una máquina CNC para escalones muy pequeños. Sin embargo, el diseño de la antena también presenta algunas ventajas económicas. Los costos de la antena pueden aumentar mucho durante su implementación, debido a que el diseño necesita precisiones submilimétricas para mantener la división de potencia de forma correcta. Esto quiere decir, que el diseño es muy sensible ante pequeñas variaciones de la altura de los escalones, las cuales deben ser muy bien controladas. Por lo tanto, se necesita un equipo para dar la forma a la espuma de relleno, de forma muy precisa.

Lo anterior también sugiere las limitaciones de construir el mismo divisor para frecuencias mayores, ya que su escalamiento puede exigir tamaños de materiales que no están disponibles en el mercado. Sin embargo, hacia frecuencias menores, el rediseño del divisor sería mucho más fácil. Durante el trabajo previo, se construyó el mismo divisor con 10GHz de frecuencia central, sin problemas.

Finalmente, se puede decir que de este trabajo se obtiene un divisor de potencias en guía de ondas, en plano E, que puede ser utilizado de manera económica, y que entrega una gran respuesta en frecuencia, entre 10.8GHz-12.9GHz, que equivale a un 20 % de ancho de banda, lo que significa una extraordinaria característica de ancho de banda, que puede utilizarse para la recepción satelital de DBS, en todas las regiones y todas las bandas ITU.

## **6.1. Posibilidades de Trabajo Futuro**

### **6.1.1. Otras propuestas de arreglos**

A pesar de que la propuesta de la implementación en la antena RLSA no fue elegida, la propuesta puede resultar en un interesante segundo trabajo, o un trabajo de continuación, ya que su forma de distribución de amplitud es muy económico.

### **6.1.2. Para la construcción de una antena de apertura rectangular**

Para construir la antena de forma completa, falta adentrarse en los detalles del reflector pillbox para poder dar una distribución mas uniforme en su salida, y asi aumentar la eficiencia total del arreglo. El diseño prsentado en este trabajo tiene solo la intencion demostrativa, de que es posible implementarlo apra un arreglo rectangular. Otra parte que es necesaria de diseñar, sería el alimentador híbrido en la entrada, que alimenta a ambos hemisferios del divisor.

# Bibliografía

- [1] *HFSS v11 Online Help*.
- [2] Procobre. [http://www.procobre.org/procobre/cobre\\_para\\_especialistas/para\\_especialistas.html](http://www.procobre.org/procobre/cobre_para_especialistas/para_especialistas.html).
- [3] Milton Abramowitz. *Handbook of mathematical functions : with formulas, graphs, and mathematical tables*. Dover Publications, New York, 1970.
- [4] M. Ando, M. Takahashi, M. Natori, J. Takada, and N. Goto. A single-layered radial line slot antenna for dbs reception. *unpublished*, 1990.
- [5] M. Ando, M. Takahashi, J. Takada, and N. Goto. A slot design for uniform aperture field distribution in single-layered radial line slot antennas. *unpublished*, 1990.
- [6] Makoto Ando and Naohisa Goto. Characteristics of a radial line slot antenna for 12ghz band satellite tv reception. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-34(10):1269–1272, 1986.
- [7] Makoto Ando, Tomoyuki Numata, Jun-Ichi Takada, and Naohisa Goto. A linearly polarized radial line slot antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 36(12):1675–1680, 1988.
- [8] Makoto Ando, Kimio Sakurai, Naohisa Goto, Kunitaka Arimura, and Yoshiharu Ito. A radial line slot antenna for 12 ghz satellite tv reception. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-33(12):1347–1353, 1985.
- [9] Ansoft. HFSS. 3d full-wave electromagnetic field simulation. <http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/>.
- [10] F. Arndt, I. Ahrens, U. Papziner, U. Wiechmann, and R. Wilkeit. Optimized E-Plane T-Junction series power dividers. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 35(11):1052–1059, 1987.
- [11] F. Arndt, U. Tucholke, and T. Wriedt. Computer-optimized multisection transformers between rectangular waveguides of adjacent frequency bands. <http://adsabs.harvard.edu/abs/1984ITMTT..32.1479A>, November 1984.
- [12] Constantine A. Balanis. *Antenna Theory: Analysis and Design, 2nd Edition*. Wiley, 2 edition, May 1996.
- [13] Rajeev Bansal. *Fundamentals of engineering electromagnetics*. CRC Press, 2006.

- [14] Vladimir Chitchebakov. Tipos de líneas de transmisión en microondas.
- [15] Robert E. Collin. *Field Theory of Guided Waves*. Wiley-IEEE Press, 2 edition, December 1990.
- [16] G. G Cox. An analysis of the waveguide squintless feed. In *Marconi Review*, vol. 44, 3rd Quarter, 1981, p. 180-200., volume 44, pages 180–200, September 1981.
- [17] C. L. Dolph. A current distribution for broadside arrays which optimizes the relationship between beam width and side-lobe level. *Proceedings of the IRE*, 34(2):335–348.
- [18] Electronic Industries Alliance (EIA). Electronic industries alliance (EIA). <http://www.eia.org/>.
- [19] R. S Elliott. On discretizing continuous aperture distributions. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 25:617–621, September 1977.
- [20] Penn Engineering. Waveguide tubing. <http://www.pennengineering.com/waveguide.php>.
- [21] G.A. Evstropov, V.A. Rogulyev, S.D. Saprykin, V.P. Sosulnikov, and E.A. Starostenkov. Experience of antenna complexes creation for the radars of distant detecting and space area monitoring. In *Antenna Theory and Techniques, 2003. 4th International Conference on*, volume 1, pages 47–51 vol.1, 2003.
- [22] Norman Friedman. *The Naval Institute guide to world naval weapons systems, 1997-1998*. Naval Institute Press, May 1997.
- [23] N. Goto and M. Yamamoto. Circularly polarized radial-line slot antennas. *IECE Japan, Tech. Rep.*, APSO-57, 1980.
- [24] Roger F. Harrington. *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*. Wiley-IEEE Press, 2nd edition, August 2001.
- [25] Ralph Holland. *delcyl.pdf*.
- [26] E.L. Holzman. Pillbox antenna design for millimeter-wave base-station applications. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 45(1):27–37, 2003.
- [27] Richard C. Johnson and Henry Jasik. *Antenna engineering handbook*. McGraw-Hill Professional, 1993.
- [28] Nam Koo Kang, Seong Cheol Kim, and Sang Wook Nam. Reflection coefficient calculation of a feeder structure in a RLSA. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE*, volume 3, pages 538–541 vol.3, 2002.
- [29] Y. Kim, J. Lee, H. Chae, and J. Park et al. 60ghz band radial line slot array antenna fed by rectangular waveguide. *unpublished*, 2002.
- [30] E KUEHN. A mode-matching method for solving field problems in waveguide and resonator circuits. *Archiv fuer Elektronik und Uebertragungstechnik.*, 27:511–518, December 1973.

- [31] K. Kurokawa. The expansions of electromagnetic fields in cavities. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 6(2):178–187, 1958.
- [32] P. I Lizorkin. [[Encyclopaedia of mathematics]]. In *Bessel functions*. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [33] Imalpa Ltda. Imalpa ltda. láminas electrolíticas de cobre LEC. <http://www.imalpa.cl/productop.htm>.
- [34] S. Ito M.Ando, k. Sakurai, and N. Goto. Suppression of reflection in a radial line slot antenna for 12ghz band satellite tv reception. *unpublished*, AP22-2, 1987.
- [35] Nathan Marcuvitz and Institution of Electrical Engineers. *Waveguide handbook*. IET, 1986.
- [36] Wendy Middleton and Mac E. Van Valkenburg. *Reference Data for Engineers*. Newnes, 2002.
- [37] Thomas A. Milligan. *Modern antenna design*. John Wiley and Sons, 2005.
- [38] P.W.Davis and M.E.Bialkowski. Comparing beam squinting and reflection cancelling slot methods for return loss improvement in rlsa antennas. *unpublished*, 1997.
- [39] Simon Ramo, John R. Whinnery, and Theodore Van Duzer. *Fields and Waves in Communication Electronics*. Wiley, 3 edition, February 1994.
- [40] A. Rogers. Wideband squintless linear arrays. *The Marconi Review*, XXXV(187):221–243, 1972.
- [41] Alan W. Rudge. *The Handbook of antenna design*. IET, June 1983.
- [42] Hideo Sasazawa, Yasuhide Oshima, Kimio Sakurai, Makoto Ando, and Naohisa Goto. Slot coupling in a radial line slot antenna for 12-ghz band satellite tv reception. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 36(9):1221–1226, 1988.
- [43] M. Takahashi, K. Yamamoto, M. Ando, and N. Goto et al. Dual circular polarized radial line slot antennas. *unpublished*, 1993.
- [44] Masaharu Takahashi. Radial line slot antenna. <http://www.tms.chiba-u.jp/takahashi/rlsa.html>.
- [45] Masaharu Takahashi, Makoto Ando, Naohisa Goto, Yuji Numano, Masanori Suzuki, Yasuhiro Okazaki, , and Takashi Yoshimoto. Dual circularly polarized radial line slot antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 43(8):874–876, 1995.
- [46] T. T. Taylor. Design of Line-Source antennas for narrow beamwidth and low sidelobes. *IRE Trans.*, Vol. AP-3:p. 16–28, 1955.
- [47] Hideki Ueda, Jiro Hirokawa, Makoto Ando, Osamu Amano, and Yukio Kamata. A light-weight radial line slot antenna with honeycomb structure for space use. *IEICE Trans. Commun.*, vol.E91B(nro3), March 2008.

- [48] Valero-Nogueira, A. Herranz, J.I. Antonino, E. Cabedo-Fabres, and M. Linearly polarized radial line slot array antenna with wideband return loss performance using a multisleeve coaxial transition. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, nro3:348– 350, 2004.
- [49] John Leonidas Volakis. *Antenna engineering handbook*. McGraw-Hill Professional, 2007.
- [50] Eric W Weisstein. Bessel function of the first kind – from wolfram MathWorld. <http://mathworld.wolfram.com/BesselFunctionoftheFirstKind.html>.
- [51] Eric W Weisstein. Bessel function of the second kind – from wolfram MathWorld. <http://mathworld.wolfram.com/BesselFunctionoftheSecondKind.html>.
- [52] Eric W Weisstein. Cylindrical coordinates. <http://mathworld.wolfram.com/CylindricalCoordinates.html>.
- [53] Eric W Weisstein. Hankel function – from wolfram MathWorld. <http://mathworld.wolfram.com/HankelFunction.html>.
- [54] Tetsuya Yamamoto, Mitsuhiro Ono, Masaharu Takahashi, Makoto Ando, Naohisa Goto, Yasuyoshi Yasaka, and Nobuo Ishi. Large-area and uniform plasma production by rotating mode radial line slot antennas with densely arrayed slots. *unpublished*, 2001.

# Apéndice A

## Maxwell en guías de Onda

### A.1. Ecuaciones de Maxwell

Las guías de onda son uno de las líneas de transmisión con menores pérdidas en microondas. Los fenómenos electromagnéticos pueden describirse por las Ecuaciones de Maxwell de la siguiente forma [14]:

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{E} &= -j\omega\mu\mathbf{H} \\ \nabla \times \mathbf{H} &= j\omega\varepsilon_a\mathbf{E} \\ \nabla \cdot \mathbf{E} &= 0 \\ \nabla \cdot \mathbf{H} &= 0\end{aligned}\tag{A.1}$$

Las condiciones de contorno en la superficie de un conductor metálico ideal[13], imponen las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}\hat{n} \times (\varepsilon_2\mathbf{E}_2 - \varepsilon_1\mathbf{E}_1) &= 0 \\ \hat{n} \cdot (\mu_2\mathbf{H}_2 - \mu_1\mathbf{H}_1) &= 0\end{aligned}\tag{A.2}$$

Si se aplica el operador  $\nabla \times [\cdot]$  sobre las primeras dos ecuaciones de A.1, y se usan las siguientes identidades vectoriales[13]:

$$\begin{aligned}\nabla \cdot (\nabla \times \mathbf{A}) &= 0 \\ \nabla \cdot \nabla \Psi &= 0 \\ \nabla \times \nabla \times \mathbf{A} &= \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A}\end{aligned}\tag{A.3}$$

Finalmente, se obtienen las ecuaciones de Helmholtz:

$$\begin{aligned}\nabla^2 \mathbf{E} + k^2 \mathbf{E} &= 0 \\ \nabla^2 \mathbf{H} + k^2 \mathbf{H} &= 0\end{aligned}\tag{A.4}$$

donde:  $\mathbf{E}$  y  $\mathbf{H}$  son los fasores asociados a los vectores de intensidad de campo eléctrico y magnético, respectivamente;  $k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon_a}$  es el número de onda;

$$\varepsilon_a = \varepsilon_0\varepsilon_r \left(1 - j\frac{\sigma^e}{\omega\varepsilon_0\varepsilon_r}\right) = \varepsilon(1 - j\tan\delta)$$

es la permitividad eléctrica compleja, que en el espacio libre tomá el valor  $\varepsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12} F/m$ ;

$\mu_a = \mu_0 \mu_r$  es la permeabilidad magnética, que en el espacio libre toma el valor de  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} H/m$ ;

$\varepsilon_r, \mu_r$  son los valores relativos de la permitividad y permeabilidad;

$\sigma^e$  es la conductividad eléctrica del medio,  $Sm/m$ ;

$\tan \delta = \frac{\sigma^e}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r}$  es la tangente del ángulo de pérdidas eléctricas;

$\nabla$  es el operador diferencial “curl” y  $\nabla^2$  es el operador laplaciano.

Se pueden modelar los campos en la guía de ondas separándolos en las componentes transversales a la dirección de propagación de la guía de ondas ( $\hat{u}, \hat{v}$ ), y las componentes en el sentido de propagación, considerándose como  $\hat{z}$ . Además, separando la dependencia de las componentes transversales, y longitudinal:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(u, v, z) &= [\mathbf{E}_t(u, v) + \hat{\mathbf{z}} \cdot E_z(u, v)] \cdot e^{\mp \gamma z} \\ \mathbf{H}(u, v, z) &= [\mathbf{H}_t(u, v) + \hat{\mathbf{z}} \cdot H_z(u, v)] \cdot e^{\mp \gamma z} \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

Los signos de la exponente representan la dirección de propagación del campo eléctrico, negativo es en el sentido positivo del eje  $z$ , y viceversa.

Por otro lado, se puede descomponer el operador laplaciano en las componentes transversales y axiales, obteniendo:

$$\nabla^2 = \nabla_t^2 + \nabla_z^2 = \nabla_t^2 + \frac{\partial^2(\cdot)}{\partial z^2} \quad (\text{A.6})$$

Entonces, el sistema de ecuaciones queda:

$$\begin{aligned} \nabla^2 E_z(u, v) + (\gamma^2 + k^2) E_z(u, v) &= 0 \\ \nabla^2 H_z(u, v) + (\gamma^2 + k^2) H_z(u, v) &= 0 \\ \nabla^2 \mathbf{E}_t(u, v) + (\gamma^2 + k^2) \mathbf{E}_t(u, v) &= 0 \\ \nabla^2 \mathbf{H}_t(u, v) + (\gamma^2 + k^2) \mathbf{H}_t(u, v) &= 0 \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

El sistema de ecuaciones anterior se puede solucionar, primero por las ecuaciones diferenciales escalares de  $E_z$  y  $H_z$ , sujeto a condiciones de contorno, y después obtener los campos transversales como sigue:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_t(u, v) &= \frac{1}{k^2 + \gamma^2} [j\omega \varepsilon_a (\nabla_t \times \hat{\mathbf{z}} E_z) \mp \gamma \nabla_t H_z] \\ \mathbf{E}_t(u, v) &= \frac{1}{k^2 + \gamma^2} [-j\omega \mu (\nabla_t \times \hat{\mathbf{z}} H_z) \mp \gamma \nabla_t E_z] \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

Entonces en ondas guiadas, se pueden resolver las ecuaciones de Maxwell para distintos modos de propagación. Existen 3 familias de modos de propagación, llamadas modos TEM, modos TE y modos TM. Las tres familias de modos se pueden obtener imponiendo distintas restricciones las componentes axiales de campos electromagnéticos, es decir  $E_z$  y  $H_z$ .



## A.2. En una Guía de onda rectangular

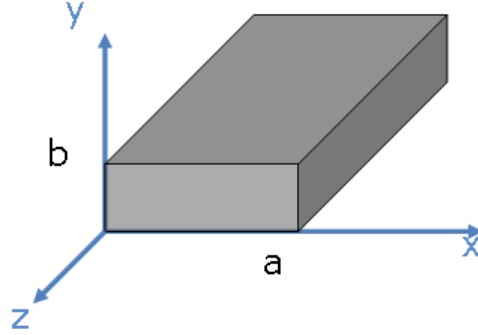


Fig. A.1: Estructura básica de una guía de onda rectangular

En una guía de onda rectangular, de dimensiones internas  $a$ ,  $b$ , con  $a > b$ . Al estar completamente rodeada por paredes metálicas, sólo soporta los modos TE y TM, pero no el TEM, debido a las condiciones de contorno no lo permiten.

Tanto para TE como para TM, se trata de resolver las mismas ecuaciones de onda para campos transversales de A.7, es decir una de las dos últimas. Entonces se tiene la ecuación diferencial:

$$\nabla^2 F_z(u, v) + k_c^2 F_z(u, v) = 0 \quad (\text{A.9})$$

Donde  $F_z$  puede ser  $E_z$  o  $H_z$ , dependiendo del caso, y  $k_c^2 = \gamma^2 + k^2$  es conocida como el **número de onda de corte**. Entonces, debido a la forma rectangular de la guía de onda, se adoptan coordenadas cartesianas  $(x, y)$  para las componentes transversales y se pretende entonces resolver la ecuación:

$$\frac{\partial^2 F_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 F_z}{\partial y^2} + k_c^2 F_z(x, y) = 0 \quad (\text{A.10})$$

Si se aplica el método de separación de variables, haciendo  $F_z(x, y) = X(x) \cdot Y(y)$ , la ecuación A.10 queda:

$$\frac{X''(x)}{X(x)} + \frac{Y''(y)}{Y(y)} + k_c^2 = 0 \quad (\text{A.11})$$

La constante  $k_c$  puede descomponerse en las dos componentes ortogonales:

$$k_c^2 = k_x^2 + k_y^2 \quad (\text{A.12})$$

resultando las ecuaciones:

$$\begin{aligned} \frac{X''(x)}{X(x)} &= -k_x^2; \\ \frac{Y''(y)}{Y(y)} &= -k_y^2 \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$

Finalmente, las soluciones de ambas ecuaciones de A.13 tienen la forma:

$$\begin{aligned} X(x) &= A \cos(k_x x) + B \sin(k_x x) \\ Y(y) &= C \cos(k_y y) + D \sin(k_y y) \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

Con  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$  constantes por determinar, en las soluciones modales.

### A.2.1. Modos TE

Los Modos TE suceden cuando la componente eléctrica del campo no tiene componentes axiales, es decir es *puramente transversal*. Esto significa que  $E_z = 0$ . Con esta condición en las ecuaciones A.8, se obtiene:

$$\mathbf{H}_t(u, v) = -\frac{\gamma}{k_c^2} \nabla_t H_z \quad (\text{A.15a})$$

$$\mathbf{E}_t(u, v) = -\frac{j\omega\mu}{k_c^2} (\nabla_t H_z \times \hat{\mathbf{z}} = Z_{TE}(\mathbf{H}_t \times \hat{\mathbf{z}})) \quad (\text{A.15b})$$

con  $Z_{TE} = \frac{j\omega\mu}{\gamma}$ . Nótese las componentes transversales son ortogonales entre sí, es decir  $\mathbf{E}_t \perp \mathbf{H}_t \perp \hat{\mathbf{z}}$ .

Por otro lado, de las condiciones de contorno se obtiene que  $\mathbf{H}_t$  es continua en las paredes del conductor (contorno) en su componente normal a éste. Aplicando esto en las dimensiones de la guía de onda rectangular, se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{\partial H_z}{\partial x}(x=0, y) &= 0, \quad \forall y \Rightarrow B = 0 \\ \frac{\partial H_z}{\partial x}(x=a, y) &= 0, \quad \forall y \Rightarrow \sin k_x a = 0 \Rightarrow k_x = \frac{m\pi}{a}, \quad m = 1, 2, \dots \\ \frac{\partial H_z}{\partial y}(x, y=0) &= 0, \quad \forall x \Rightarrow D = 0 \\ \frac{\partial H_z}{\partial y}(x, y=b) &= 0, \quad \forall x \Rightarrow \sin k_y b = 0 \Rightarrow k_y = \frac{n\pi}{b}, \quad n = 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

Entonces, la componente axial del campo magnético es:

$$H_z(x, y) = A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right), \quad (\text{A.17})$$

y acudiendo a la ecuación A.15a, se tiene el campo magnético transversal:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_x(x, y) &= j \frac{\beta}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} A_{mn} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \\ \mathbf{H}_y(x, y) &= j \frac{\beta}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \end{aligned} \quad (\text{A.18})$$

Usando estos resultados sobre A.15b, se tiene:

$$\begin{aligned}\mathbf{E}_x(x, y) &= j \frac{\omega \mu}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \\ \mathbf{E}_y(x, y) &= -j \frac{\omega \mu}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} A_{mn} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right)\end{aligned}\quad (\text{A.19})$$

Entonces se definen los números de onda de corte para cada modo TE dentro de una guía de onda rectangular, como:

$$k_{cmn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, \quad m, n = 0, 1, 2, \dots \quad (\text{A.20})$$

Finalmente se pueden determinar distintos parámetros para la guía de onda rectangular, como frecuencia de corte, impedancia del modo, etc. El modo fundamental, para la guía de onda rectangular es el modo TE<sub>10</sub>.

$$f_c|_{TE_{10}} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (\text{A.21})$$

$$f_c|_{TE_{mn}} = f_c|_{TE_{10}} \sqrt{m^2 + \left(\frac{na^2}{b}\right)} \quad (\text{A.22})$$

La impedancia en cada modo TE está dada por:

$$Z_{TE} = \frac{j\omega\mu}{\gamma} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (\text{A.23})$$

### A.2.2. Modos TM

Los Modos TM suceden cuando la componente magnética del campo no tiene componentes axiales al contrario del modo TE, es decir es *la componente magnética es puramente transversal*. Esto significa que  $H_z = 0$ . Con esta condición en las ecuaciones A.8, se obtiene:

$$\mathbf{E}_t(u, v) = -\frac{\gamma}{k_c^2} \nabla_t E_z \quad (\text{A.24a})$$

$$\mathbf{H}_t(u, v) = \frac{j\omega\epsilon_a}{k_c^2} (\nabla_t E_z \times \hat{\mathbf{z}} = \frac{1}{Z_{TM}} (\hat{\mathbf{z}} \times \mathbf{E}_t) \quad (\text{A.24b})$$

$$\text{con } Z_{TM} = \frac{\gamma}{j\omega\epsilon_a}$$

Nótese nuevamente que las componentes transversales son ortogonales entre sí, es decir  $\mathbf{E}_t \perp \mathbf{H}_t \perp \hat{\mathbf{z}}$ .

Por otro lado, de las condiciones de contorno se obtiene que la componente tangencial al contorno del campo eléctrico, si el contorno se trata de una pared metálica perfecta, es 0. Esto es  $E_z = 0$  en las paredes del conductor. Aplicando esto en las dimensiones de la guía de onda rectangular, se obtiene:

$$\begin{aligned}
 E_z(x=0, y) &= 0, \quad \forall y \Rightarrow A = 0 \\
 E_z(x=a, y) &= 0, \quad \forall y \Rightarrow \sin k_x a = 0 \Rightarrow k_x = \frac{m\pi}{a}, \quad m = 1, 2, \dots \\
 E_z(x, y=0) &= 0, \quad \forall x \Rightarrow C = 0 \\
 E_z(x, y=b) &= 0, \quad \forall x \Rightarrow \sin k_y b = 0 \Rightarrow k_y = \frac{n\pi}{b}, \quad n = 1, 2, \dots
 \end{aligned} \tag{A.25}$$

Entonces, la componente axial del campo magnético es:

$$E_z(x, y) = B_{mn} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right), \tag{A.26}$$

y acudiendo a la ecuación A.24a, se tiene el campo eléctrico transversal:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{E}_x(x, y) &= -j \frac{\beta}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} B_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \\
 \mathbf{E}_y(x, y) &= -j \frac{\beta}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} B_{mn} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right)
 \end{aligned} \tag{A.27}$$

Usando estos resultados sobre A.24b, se tiene:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{H}_x(x, y) &= j \frac{\omega\varepsilon}{k_c^2} \frac{n\pi}{b} B_{mn} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \\
 \mathbf{H}_y(x, y) &= -j \frac{\omega\varepsilon}{k_c^2} \frac{m\pi}{a} B_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right)
 \end{aligned} \tag{A.28}$$

Entonces se definen los números de onda de corte para cada modo TM dentro de una guía de onda rectangular, como:

$$k_{cmn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, \quad m, n = 0, 1, 2, \dots \tag{A.29}$$

Como se puede observar, los números de onda de corte son los mismos para modos TM y TE, sin embargo la familia de modos TE contiene modos con el índice 0, sin embargo, como se observa en la ecuación A.26, esto no es posible en modos TM.