



UNIVERSIDAD NACIONAL
AVENIDA DE
MÉXICO

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA



ESTUDIO DE ANTENAS RECONFIGURABLES

TESIS

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

P R E S E N T A:

JESÚS CASTELÁN MARTÍNEZ

DIRECTOR DE TESIS: DR. OLEKSANDR MARTYNYUK

MÉXICO, D. F.

MAYO/2013

Mi más sincero agradecimiento

a mis Padres:

Jesús Castelán

María Elena Martínez

***Por su educación, apoyo y motivación
que me han venido brindando.***

Mi agradecimiento a mi

hermana por su motivación:

María Elena

Mi agradecimiento

a mis Tíos (as)

por su motivación.

Mi Agradecimiento y Respeto

a mi Maestro Asesor:

Dr. Oleksandr Martynyuk

De quien tuve el honor que me

asesorara en el presente trabajo

de investigación.

Mi Agradecimiento

a todos mis Maestros ... de

esta Facultad de Ingeniería

U.N.A.M.

***Investigación Realizada Gracias al
"Programa de Apoyo a Proyectos de
Investigación e Innovación Tecnológica"
(PAPIIT) de la UNAM. Proyectos
IN114911. y IN116112
"Antenas de Lente Reconfigurables para la Banda
de Extremadamente alta Frecuencia basadas en
principio de conversión de modos de
propagación." y " Desplazadores de fase MEMS
del tipo reflectivo para la banda de súper alta
frecuencia" Respectivamente
Agradezco a la DGAPA-UNAM la beca recibida.***

ÍNDICE

Capítulo 1	6
CONCEPTOS BÁSICOS DE LAS ANTENAS RECONFIGURABLES.	6
1.1 PARÁMETROS DE LAS ANTENAS.....	7
1.1.1 PATRÓN DE RADIACIÓN	7
1.1.2 TEOREMA DE POYNTING	12
1.1.3 DENSIDAD DE POTENCIA DE RADIACIÓN	14
1.1.4 INTENSIDAD DE RADIACIÓN	14
1.1.5 GANANCIA DE ANTENA DIRIGIDA (DIRECTIVIDAD)	15
1.1.6 GANANCIA DE UNA ANTENA	15
1.1.7 POLARIZACIÓN.....	16
1.1.8 BANDA DE FRECUENCIAS DE TRABAJO	20
1.2 CONMUTADOR ELECTRÓNICO	20
1.2.1 CONMUTADOR MEMS (MICROELECTROMECHANICAL SYSTEMS).....	20
1.2.2 DIODO PIN	22
1.2.3 DIODO VARACTOR	23
1.3 REVISIÓN DE ESTADO DE ARTE EN ANTENAS RECONFIGURABLES.....	25
1.3.1 ANTENAS CON CAMBIO DE PATRÓN DE RADIACIÓN.....	26
1.3.2 ANTENAS CON CAMBIO DE FRECUENCIA DE OPERACIÓN	36
1.3.3 ANTENAS CON CAMBIO DE POLARIZACIÓN	47
1.3.4 ANTENAS CON POSIBILIDAD DE CAMBIAR EL PATRÓN DE RADIACIÓN Y/O CAMBIO DE FRECUENCIA DE OPERACIÓN Y/O CAMBIO DE POLARIZACIÓN.....	54
1.4 CRÍTICA DE DISEÑOS EXISTENTES	57
1.5 CONCLUSIONES.	59
REFERENCIAS.	59
Capítulo 2	62
PROPUESTA DE DISEÑO.	62
2.1 LA TEORÍA DEL SISTEMA RADIADOR LINEAL.	62
2.2 PROPUESTA DE DISEÑO.	68
2.3 CONCLUSIONES.	71
REFERENCIAS.	71

Capítulo 3	72
CÁLCULO DE LOS PARÁMETROS DE LAS ANTENAS RECONFIGURABLES PROPUESTAS.	72
3.1 PRIMERA APROXIMACIÓN: GUÍA DE ONDA RECTANGULAR.....	74
3.2 SEGUNDA APROXIMACIÓN: GUÍA DE ONDA H.....	80
3.3 TERCERA APROXIMACIÓN: GUÍA DE ONDA RECTANGULAR CON RANURA.	86
3.4 CUARTA APROXIMACIÓN: GUÍA DE ONDA H CON RANURA.	93
3.5 QUINTA APROXIMACIÓN: GUÍA DE ONDA H CON CAPACITORES.	97
3.6 SEXTA APROXIMACIÓN: GUÍA DE ONDA H CON RANURA Y CARGADA PERIÓDICAMENTE DE CAPACITORES.....	103
3.7 CONCLUSIONES.	107
REFERENCIAS.	108
Capítulo 4	109
ANTENA RECONFIGURABLE	109
4.1 PATRÓN DE RADIACIÓN RECONFIGURABLE.....	109
4.2 ACOPLAMIENTO DE PUERTOS.....	117
4.3 CONCLUSIONES.	125
Conclusiones Generales.	127

Capítulo 1

CONCEPTOS BÁSICOS DE LAS ANTENAS RECONFIGURABLES.

El objetivo fundamental de un Sistema de Radiocomunicaciones, es transferir la información desde una fuente a un destino a través del espacio libre.

Por lo general, la información de la fuente no está en forma adecuada para tener la capacidad de viajar a una distancia considerable a través de un medio de transmisión, por tal razón se utiliza un elemento llamado transmisor en el extremo de la fuente y un receptor en el otro extremo del destino.

La información ya convertida en una señal eléctrica, es alimentada al transmisor, cuyos componentes más sobresalientes son el generador de alta frecuencia, el modulador y la antena transmisora, que sirven para procesar dicha señal en una forma adecuada para transmitirse a través del espacio libre. Dicha información es captada por el receptor, cuyos componentes más sobresalientes son la antena receptora y el demodulador, que sirven para captar parte de la potencia emitida por el transmisor al espacio libre y procesarla para que el dispositivo de salida pueda reproducir la información enviada por el transmisor.

En este último proceso se capta ruido¹ en el espacio libre y en el receptor, este se suele medir a través de la relación señal a ruido, (S/N) que es la razón de la potencia de la señal y la del ruido en un punto dado de un sistema. También se presenta la atenuación² de la señal al propagarse por el espacio libre.



Fig. 1.1- Esquema convencional de un Sistema de Radiocomunicaciones.

Parte importante de un transmisor es el modulador, el cual permite superponer la señal de información a transmitir sobre una señal portadora de alta frecuencia, generando de este modo una onda modulada. La señal portadora es originada por un generador de alta frecuencia. La contraparte del modulador es el demodulador que forma parte importante del receptor, el cual permite recuperar la señal de información.

Un Sistema de Radiocomunicaciones se caracteriza por el uso de antenas. Una antena puede ser definida como un dispositivo de transición que se encuentra entre el espacio libre y un dispositivo de guía de onda, el cual permite radiar o recibir las ondas electromagnéticas (conocidas también como ondas de radio). El principio básico de funcionamiento de cualquier antena se basa en la producción de ondas electromagnéticas, las cuales son generadas por cargas aceleradas (o desaceleradas), y corrientes cambiantes en el tiempo; este principio de funcionamiento de la antena se conoce con el nombre de radiación. Si no hubiera una antena con una buena eficiencia no sería posible la transmisión inalámbrica de información a grandes distancias a través de ondas electromagnéticas radiadas en el medio.

¹ **Ruido:** es el término general aplicado a cualquier fenómeno que degrada o interfiere la señal de información transmitida.

² **Atenuación:** se define como la pérdida gradual de potencia de una señal que sufre al propagarse a través de un medio de transmisión.

1.1 PARÁMETROS DE LAS ANTENAS

Las antenas son componentes necesarios y críticos de los Sistemas de Radiocomunicaciones, pero a veces su incapacidad para adaptarse a nuevos escenarios de operación puede limitar el rendimiento del sistema. Por ello, las antenas reconfigurables permiten adaptar su comportamiento a las necesidades cambiantes del sistema o de las condiciones ambientales, mejorando o eliminando estas restricciones y proporcionando niveles adicionales de funcionalidad de cualquier sistema.

La reconfiguración de una antena se puede lograr a través de una redistribución intencional de las corrientes o, su equivalente, los campos electromagnéticos de la apertura efectiva de la antena, dando lugar a cambios reversibles en las propiedades de radiación. Por ejemplo, las antenas reconfigurables en dispositivos portátiles inalámbricos pueden ayudar a mejorar la relación S/N o redirigir la potencia transmitida.

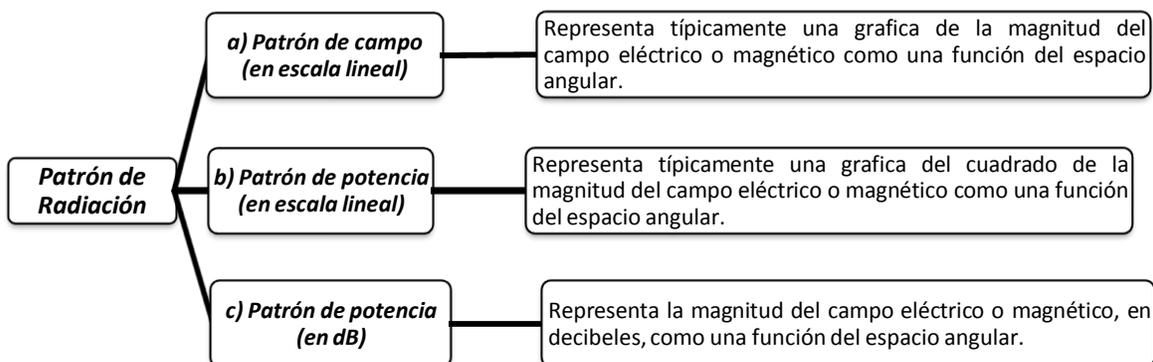
En los grandes arreglos de fase, las antenas reconfigurables podrían ser utilizadas para proporcionar capacidades adicionales que pueden resultar de banda ancha de frecuencias instantáneas mayores, los volúmenes de escaneo más amplios, y los patrones de radiación con una distribución de los lóbulos laterales más deseables. Es por ello que a continuación estudiaremos los parámetros principales de las antenas.

En la teoría de antenas existen diferentes parámetros, los cuales permiten caracterizar a las antenas y compararlas entre sí [1].

1.1.1 PATRÓN DE RADIACIÓN

Ninguna antena física radia de manera uniforme en todas las direcciones del espacio.

La gráfica que describe la intensidad del campo lejano en función de la dirección a una distancia fija de una antena se denomina Patrón de Radiación. El Patrón de Radiación de una antena es definido como una función matemática o una representación gráfica de las propiedades de la antena como una función del espacio angular de coordenadas θ, ϕ . En muchos casos, este es determinado en la región de campo lejano y es representado como una función de las coordenadas direccionales. Las Propiedades de Radiación incluyen la Densidad de Flujo de Potencia, Intensidad de Radiación, la Fuerza del Campo, la Directividad, Fase o Polarización. Este se puede determinar de diferentes formas:



REGIONES DE RADIACIÓN DE UNA ANTENA

Las Regiones de Radiación se definen en el espacio que rodea a una antena, se dividen en 3 regiones: Región de Campo Cercano Reactivo, Región de Campo Cercano Radiante, Región de Campo Lejano como se muestra en la Fig. 1.2.

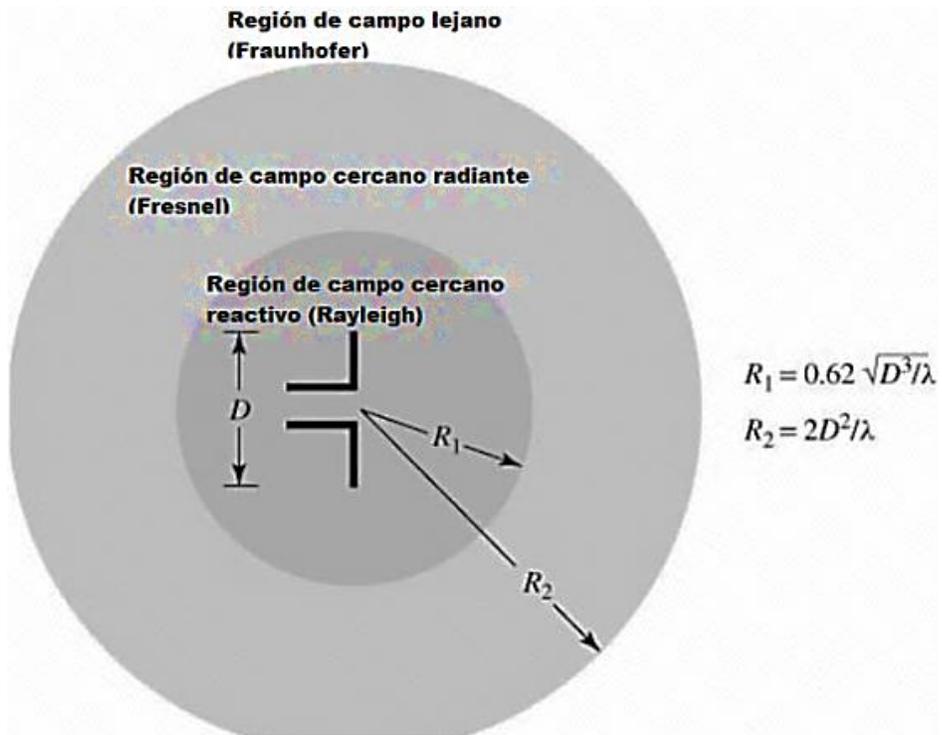


Fig. 1.2- Regiones de Campo de una antena.

- a) **Región de Campo Cercano Reactivo (Rayleigh):** es definido como esa porción de la región de campo cercano que rodea inmediatamente a la antena donde el campo reactivo es predominante. Se caracteriza esta región porque las fases del campo eléctrico y el campo magnético están a menudo cerca de la cuadratura; así la impedancia de onda es muy reactiva y el alto contenido de la energía almacenada no propagada cerca de la antena.

- b) **Región de Campo Cercano Radiante (Fresnel):** es definido como esa región del campo de una antena entre la región de campo cercano reactivo y la región de campo lejano donde los campos de radiación son predominantes y donde la distribución de campo angular es dependiente a la distancia desde la antena. Se caracteriza esta región porque:
 - Los campos están predominantemente en fase.
 - Los campos no muestran aún un frente de onda esférico; así el patrón varia con la distancia.
 - Es la región donde las medidas del campo cercano son hechas.

c) **Región de Campo Lejano (Fraunhofer):** es definido como esa región del campo de una antena donde la distribución de campo angular es esencialmente independiente de la distancia desde la antena. Esta región se caracteriza porque:

- Los campos exhiben frente de onda esférico (e^{-jkr}/r); así el patrón, idealmente, no varía con la distancia.
- El campo eléctrico y el campo magnético están en fase.
- La impedancia de onda es, idealmente, real.
- La potencia predominante es real; propagándose la energía.

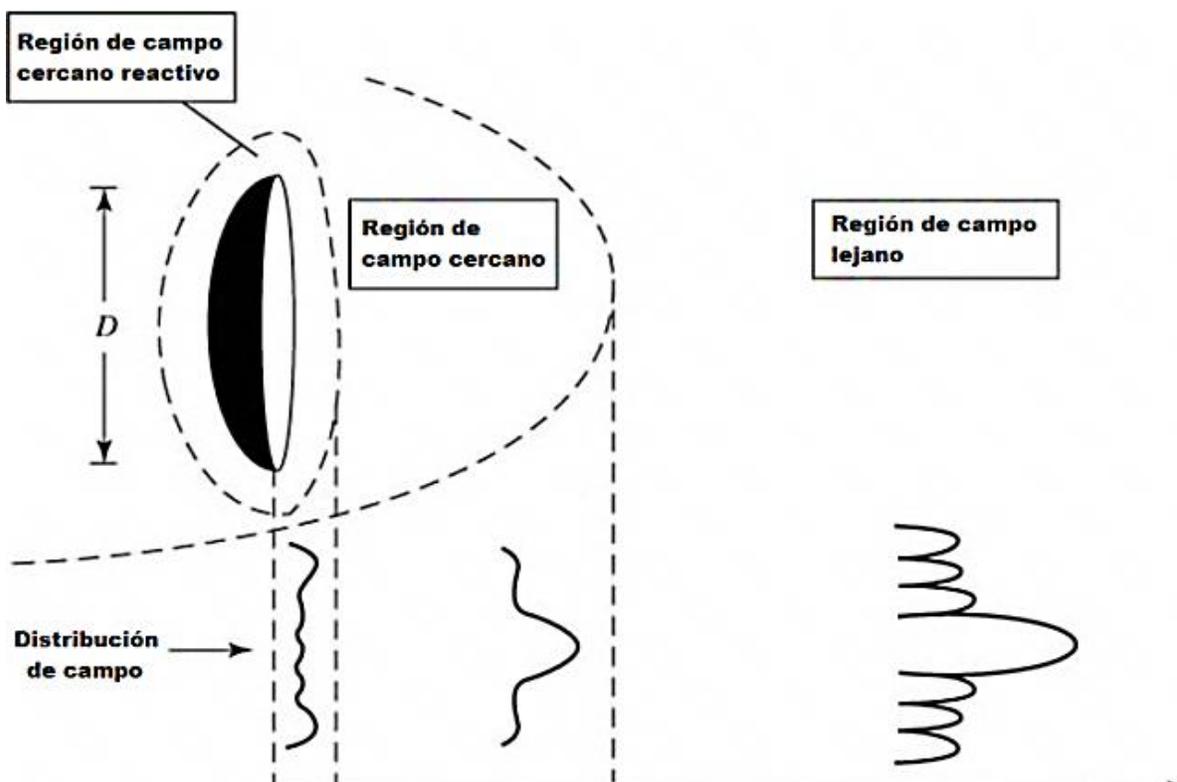


Fig. 1.3- Típicos cambios de la amplitud del Patrón de Radiación de la antena desde el Campo Cercano Reactivo hacia el Campo Lejano.

LÓBULOS DE PATRÓN DE RADIACIÓN

Varias partes de un Patrón de Radiación son referidas como lóbulos, que pueden ser divididos en [2]:

- Lóbulo principal:** Se suele definir como aquel lóbulo que contiene la dirección de potencia de radiación máxima, como se muestra en la Fig.1.4.
- Lóbulos secundarios:** Se suele definir como todos aquellos distintos lóbulos que son diferentes al lóbulo principal, como se muestra en la Fig.1.4.
- Lóbulo posterior:** Se suele definir como aquel lóbulo que se encuentra en la dirección opuesta al lóbulo principal, como se muestra en la Fig.1.4.

ANCHO DE HAZ

Se suele definir como aquel ángulo de apertura del lóbulo principal del Patrón de Radiación que usualmente se determina al nivel de la mitad de la potencia (es decir, 0.707 por campo eléctrico, o bien -3 dB por potencia) con respecto al máximo principal de radiación. En cuanto más estrecho es el haz mayor es la Directividad de la antena. Este se puede determinar de diferentes formas:

- **HPBW, Half-Power Beamwidth.** Ancho de Haz a la Mitad de Potencia: se suele definir como el ángulo entre 2 puntos del haz máximo en donde la Intensidad de Radiación es la mitad del valor del haz máximo, como se muestra en la *Fig.1.4*.
- **FNBW, First-Null Beamwidth.** Ancho de Haz Entre los Primeros Nulos: se suele definir como el ángulo de separación entre los primeros nulos del Patrón de Radiación. En otras palabras, es el ancho del lóbulo principal completo, como se muestra en la *Fig.1.4*.
- **Ancho de Haz de -10 dB desde el máximo.**

NIVEL DE LÓBULO PRINCIPAL A SECUNDARIO

Se suele definir como la relación en dB entre el lóbulo principal y el mayor de los lóbulos secundarios, como se muestra en la *Fig.1.4*.

$$NPLS = 10 \log \left(\frac{P_{rad_{principal}}}{P_{rad_{secundario}}} \right) \quad (1.1)$$

Donde **NPLS** es el Nivel de Lóbulo Principal a Secundario, $P_{rad_{principal}}$ es la Potencia de Radiación del Lóbulo Principal y $P_{rad_{secundario}}$ es la Potencia de Radiación del Mayor de los Lóbulos Secundarios.

Los lóbulos secundarios deben mantenerse lo más bajo posible para que la mayor parte de la Potencia Radiada se concentre en la dirección del Haz principal y no se desvíe a las regiones de los lóbulos laterales. Una forma de reducir el nivel de los lóbulos laterales en el diagrama de radiación de un sistema lineal es disminuir progresivamente la distribución de corriente en los elementos del sistema; es decir, hacer las amplitudes de excitación en los elementos en la parte central del sistema sean mayores que la de los elementos en los extremos finales.

RELACIÓN DELANTE/ATRÁS

Se suele definir como la relación en dB entre la Potencia Radiada del Lóbulo Principal y la Potencia Radiada del Lóbulo Posterior, como se muestra en la Fig.1.4.

$$F/B = 10 \log \left(\frac{P_{rad_F}}{P_{rad_B}} \right) \quad (1.2)$$

Donde F/B es la Relación Delante/Atrás, P_{rad_F} es el Nivel de Potencia de Radiación del Lóbulo Principal y P_{rad_B} es la Potencia de Radiación del Lóbulo Opuesto. Obviamente, la relación de F/B debe de tener un valor grande ya que esto implica que la mayor parte de la Potencia de Radiación se está concentrando en el lóbulo principal.

Como una observación adicional, tenemos que si $NPLS$ y F/B tienen valores grandes esto implica que los lóbulos secundarios de la antena casi no contribuyen a generar interferencias.

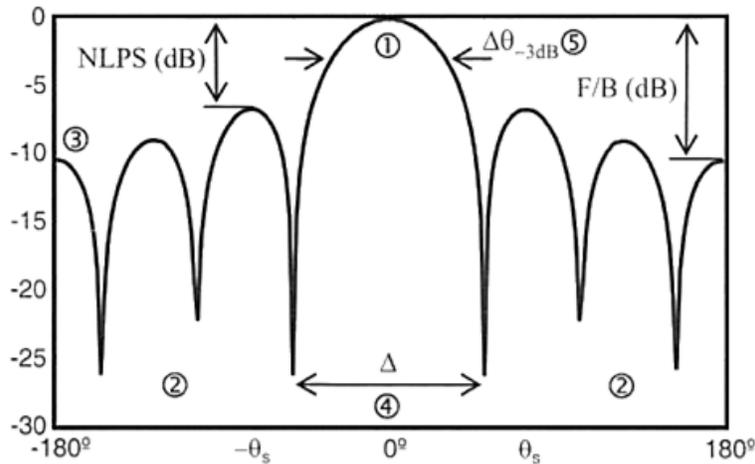


Fig.1.4- Diagrama de Radiación.

1. Lóbulo Principal.
 2. Lóbulos Secundarios.
 3. Lóbulo Posterior.
 4. Ancho de Haz Entre los Primeros Nulos.
 5. Ancho de Haz a -3 dB.
- NPLS, Nivel de Lóbulo Principal a Secundario.
F/B, Relación Delante/Atrás.

1.1.2 TEOREMA DE POYNTING

El Teorema de Poynting establece que dentro de un volumen v , la potencia suministrada es igual a la potencia de salida más la potencia disipada dentro de ese volumen más la rapidez de cambio de la energía eléctrica y magnética almacenada en el mismo volumen [3]. Este teorema fue formulado por John Henry Poynting (1852-1914). De aquí es importante destacar que las leyes de conservación de energía y momento son importantes resultados establecidos para el campo electromagnético. Nosotros iniciaremos por considerar la conservación de energía, a menudo llamado Teorema de Poynting. El Vector de Poynting lo podemos hallar de la siguiente forma:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad \text{Ley de Faraday (1.3)}$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} + \vec{J} \quad \text{Ley de Ampere con corrección de Maxwell (1.4)}$$

$$\vec{H}^* \cdot \nabla \times \vec{E} = -\vec{H}^* \cdot \vec{H} j\omega\mu = -|\vec{H}|^2 j\omega\mu \quad (1.5)$$

$$\vec{E} \cdot \nabla \times \vec{H}^* = \vec{E} \cdot (j\omega\epsilon\vec{E} + \vec{J})^* \quad (1.6)$$

Si recordamos que la Densidad de Corriente (\vec{J}) es igual a la Densidad de Corriente Eléctrica Impresionada (\vec{J}_i) más la Densidad de Corriente Eléctrica de Conducción ($\vec{J}_c = \sigma\vec{E}$), es decir:

$$\vec{J} = \vec{J}_i + \sigma\vec{E} \quad (1.7)$$

Sustituyendo tenemos:

$$\vec{E} \cdot \nabla \times \vec{H}^* = -j\omega\epsilon|\vec{E}|^2 + \sigma|\vec{E}|^2 + \vec{E} \cdot \vec{J}_i^* \quad (1.8)$$

Usando la identidad del vector:

$$\nabla \cdot (\vec{A} \times \vec{B}) = \vec{B} \cdot (\nabla \times \vec{A}) - \vec{A} \cdot (\nabla \times \vec{B}) \quad (1.9)$$

Entonces tenemos:

$$\nabla \cdot (\vec{E} \times \vec{H}^*) = \vec{H}^* \cdot (\nabla \times \vec{E}) - \vec{E} \cdot (\nabla \times \vec{H}^*) \quad (1.10)$$

$$\nabla \cdot (\vec{E} \times \vec{H}^*) = -|\vec{H}|^2 j\omega\mu + j\omega\epsilon|\vec{E}|^2 - \sigma|\vec{E}|^2 - \vec{E} \cdot \vec{J}_i^* \quad (1.11)$$

Esta es la Forma Diferencial de la Conservación de Energía que es aplicada a los campos electromagnéticos.

Usando el Teorema de la Divergencia:

$$\int_V (\nabla \cdot \vec{A}) dV = \oint_S \vec{A} \cdot d\vec{a} \quad (1.12)$$

$$\int_V (\nabla \cdot (\vec{E} \times \vec{H}^*)) dV = \oint_S (\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot d\vec{s} = \oint_S (\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot \vec{n} da \quad (1.13)$$

El Vector de Poynting (\vec{W}) especifica tanto la dirección como la magnitud del Flujo de Energía:

$$\vec{W} = \vec{E} \times \vec{H}^* \quad (1.14)$$

La cantidad usada para describir la potencia asociada con una onda electromagnética es el Vector de Poynting. Se ve que la energía fluye en la dirección en que viaja la onda.

TEOREMA DE POYNTING PARA CAMPOS ARMÓNICOS.

Juntando conceptos de circuitos tales como la resistencia y la reactancia de una red lineal de dos terminales que ocurre en muchas aplicaciones, incluso en circunstancias en donde el tamaño del sistema es comparable a la longitud de onda en el espacio libre, por ejemplo, para una antena resonante resulta útil, por lo tanto, tener una definición general basada en los conceptos de campo [4]. Esto se deduce desde de la consideración del Teorema de Poynting para la variación armónica en tiempo de los campos. En donde nosotros asumimos que el campo eléctrico (\vec{E}), el campo magnético (\vec{H}) y todas las fuentes tienen un tiempo de dependencia $e^{j\omega t}$, de modo que nosotros escribimos:

$$\vec{E}(x, y, z; t) = \text{Re}(\vec{E}(x, y, z)e^{j\omega t}) = \frac{1}{2}(\vec{E}e^{j\omega t} + \vec{E}^*e^{-j\omega t}) \quad (1.15)$$

$$\vec{H}(x, y, z; t) = \text{Re}(\vec{H}(x, y, z)e^{j\omega t}) = \frac{1}{2}(\vec{H}e^{j\omega t} + \vec{H}^*e^{-j\omega t}) \quad (1.16)$$

Donde el asterisco (*) indica complejo conjugado. Entonces tenemos:

$$\vec{\mathcal{W}} = \vec{E} \times \vec{H}^* = \frac{1}{2}(\vec{E}e^{j\omega t} + \vec{E}^*e^{-j\omega t}) \times \frac{1}{2}(\vec{H}^*e^{-j\omega t} + \vec{H}e^{j\omega t}) \quad (1.17)$$

$$\vec{\mathcal{W}} = \vec{E} \times \vec{H}^* = \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{2}(\vec{E} \times \vec{H}^* + \vec{E}^* \times \vec{H} + \vec{E} \times \vec{H} \cdot e^{j2\omega t} + \vec{E}^* \times \vec{H}^* \cdot e^{-j2\omega t}) \right\} \quad (1.18)$$

$$\vec{\mathcal{W}} = \vec{E} \times \vec{H}^* = \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{2}(\vec{E} \times \vec{H}^* + (\vec{E} \times \vec{H}^*)^* + \vec{E} \times \vec{H} \cdot e^{j2\omega t} + (\vec{E} \times \vec{H} \cdot e^{j2\omega t})^*) \right\} \quad (1.19)$$

$$\vec{\mathcal{W}} = \vec{E} \times \vec{H}^* = \frac{1}{2} \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) + \frac{1}{2} \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H} \cdot e^{j2\omega t}) \quad (1.20)$$

El primer término notamos que no es función de tiempo, y las variaciones de tiempo del segundo son 2 veces la frecuencia dada.

El Vector de Poynting Promedio de Tiempo (la Densidad de Potencia Promedio) puede escribirse como:

$$\vec{W}_{av}(x, y, z) = [\vec{\mathcal{W}}(x, y, z; t)]_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \quad (1.21)$$

Este representa la parte real de la Densidad de Potencia Promedio. El flujo neto de energía en la onda electromagnética está dado por el promedio temporal del Vector de Poynting. El factor 1/2 aparece en la ecuación porque los campos \vec{E} y \vec{H} representan valores pico, y estos pueden ser omitidos para valores RMS.

1.1.3 DENSIDAD DE POTENCIA DE RADIACIÓN

La Densidad de Potencia de Radiación, \overline{W}_{rad} , da una medida de la Potencia de Radiación Promedio para una antena en una dirección particular y es obtenida por el Vector de Poynting de Tiempo Promedio. Basados en la definición del Vector de Poynting de Tiempo Promedio, la Potencia de Radiación Promedio para una antena puede ser escrita como:

$$P_{rad} = P_{av} = \oint_S \overline{W}_{rad} \cdot d\vec{s} = \oint_S \overline{W}_{av} \cdot \vec{n} da = \frac{1}{2} \oint_S \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot d\vec{s} \quad (1.22)$$

Esto porque la Densidad de Potencia asociada con el campo electromagnético de una antena ubicada en campo lejano es predominantemente real y puede ser referida como Densidad de Radiación.

Si consideramos una antena isotrópica, la cual se caracteriza por radiar igual en todas las direcciones, lo cual implica que en coordenadas esféricas no depende de θ, ϕ . En adición esta puede solo tener una componente radial. Entonces la Potencia Radiada Total para esta antena es dada por:

$$P_{rad} = P_{av} = \oint_S \overline{W}_0 \cdot d\vec{s} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [\vec{a}_r W_0(r)] \cdot [\vec{a}_r r^2 \text{sen}\theta d\theta d\phi] = 4\pi r^2 W_0 \quad (1.23)$$

Y la Densidad de Potencia:

$$\overline{W}_0 = W_0 \vec{a}_r = \frac{P_{rad}}{4\pi r^2} \vec{a}_r \quad (1.24)$$

Que esta uniformemente distribuida sobre la superficie de una esfera de radio r .

1.1.4 INTENSIDAD DE RADIACIÓN

La Intensidad de Radiación en una dirección dada se define como la Potencia Radiada desde una antena por unidad de ángulo sólido. Esta es dada por el producto de la Densidad de Radiación y el cuadrado de la distancia r :

$$U = r^2 W_{rad} \quad (1.25)$$

Donde U es la Intensidad de Radiación, r es la distancia a la que se encuentra la antena y W_{rad} es la Densidad de Potencia de Radiación. La Intensidad de Radiación es independiente de la distancia a la que se encuentre la antena.

La Intensidad de Radiación de una fuente isotrópica es:

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (1.26)$$

Una fuente isotrópica es aquella cuya radiación es idéntica en todas direcciones, es decir, no depende de r, θ y ϕ .

1.1.5 GANANCIA DE ANTENA DIRIGIDA (DIRECTIVIDAD)

En una definición matemática, la Directividad se define como la razón de la Intensidad de Radiación en una dirección dada desde la antena con el promedio de Intensidad de Radiación sobre todas las direcciones. El promedio de Intensidad de Radiación es igual al Total de Potencia Radiada por la antena dividida por 4π , entonces:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (1.27)$$

Si la dirección no está especificada, la dirección de la máxima Intensidad de Radiación esta ya implícita, entonces:

$$D_{max} = D_0 = \frac{U_{/max}}{U_0} = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (1.28)$$

Otra definición de la Directividad es el grado de concentración de la Potencia Radiada en una dirección dada se estima por la Ganancia de Antena Dirigida [5]. Existe también otra definición de la Ganancia de Antena Dirigida completamente equivalente a la anterior. De acuerdo con esta definición la Ganancia de Antena Dirigida de una antena indica cuantas veces debe ser aumentada la Potencia Radiada al sustituir una antena direccional por una antena isotrópica absolutamente omnidireccional hipotética, con la condición de mantener constante la magnitud del módulo del Vector de Poynting en el punto de recepción. Por consiguiente, aquí se resalta el hecho de que el aumento de la Ganancia de la Antena Dirigida es equivalente aparentemente al crecimiento de la potencia del transmisor.

1.1.6 GANANCIA DE UNA ANTENA

La Ganancia de una Antena se define como la relación de la Intensidad, en una dirección dada, a la Intensidad de Radiación que se obtendría si la potencia aceptada por la antena fuera radiada isotrópicamente. La Intensidad de la Radiación correspondiente a la potencia isotrópica radiada es igual a la potencia aceptada en la entrada por la antena dividida por 4π , entonces:

$$G = 4\pi \frac{U}{P_{in}} \quad (1.29)$$

Donde G es la Ganancia de la Antena, U es la Intensidad de Radiación y P_{in} es la Potencia Total aceptada en la entrada. Pero si nosotros podemos escribir que la Potencia Total Radiada está relacionada a la Potencia Total de entrada por:

$$P_{rad} = e_{cd} P_{in} \quad (1.30)$$

Donde e_{cd} es la Eficiencia de Radiación de la Antena, P_{rad} es la Potencia Total Radiada. Entonces:

$$G = e_{cd} D \quad (1.31)$$

De aquí concluimos que si la antena es sin pérdidas, su Ganancia es igual a la Directividad. Sin embargo, si la antena no es 100% eficiente, la Ganancia es menor que la Directividad.

Entonces, podemos decir que la Ganancia indica cuantas veces debe ser aumentada la potencia de entrada al sustituir una antena dirigida real con pérdidas por una antena hipotética absolutamente no direccional sin pérdidas con la condición de mantener constante la magnitud del módulo del Vector de Poynting en el punto de observación.

1.1.7 POLARIZACIÓN

La Polarización de una onda radiada es definida como aquella propiedad de una onda electromagnética radiada que describe una dirección variable en el tiempo y relativa a una magnitud del vector del campo eléctrico; específicamente, la figura trazada como una función del tiempo por la extremidad del vector en una ubicación fija en espacio, y el sentido en que esta es trazada, como se observa a lo largo de la dirección de propagación [6]. En otras palabras, la Polarización es la curva trazada, en un punto de observación dada como una función del tiempo, por el punto final de la flecha representa el campo eléctrico instantáneo. El campo debe ser observado a lo largo de la dirección de propagación. Un típico trazo como una función de tiempo es mostrado en la Fig.1.5.

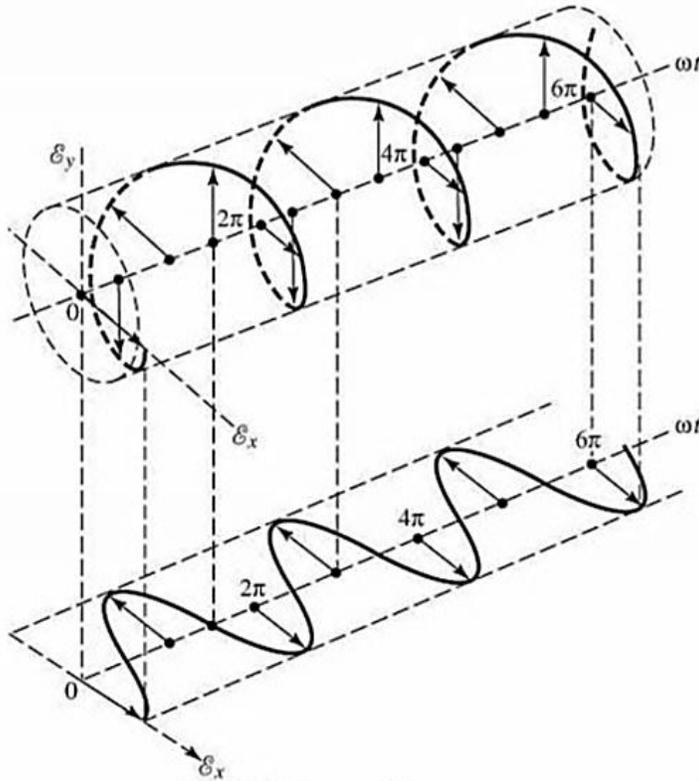


Fig.1.5- Rotación de una onda electromagnética plana en $z=0$ como una función de tiempo.

La Polarización puede ser clasificada en 3 categorías: Lineal, Circular y Elíptica.

Si el campo eléctrico total puede ser escrito como:

$$\vec{E} = (E_x^+ \hat{x} + E_y^+ \hat{y}) \cdot e^{-jk_0 z} \quad (1.32)$$

En la forma dominio del tiempo este campo es:

$$\vec{E}(z, t) = \text{Re}\{\vec{E} \cdot e^{j\omega t}\} = \text{Re}\{(E_x^+ \hat{x} + E_y^+ \hat{y}) \cdot e^{-jk_0 z} \cdot e^{j\omega t}\} \quad (1.33)$$

$$\vec{E}(z, t) = E_{x0}^+ \cdot \cos(\omega t - k_0 z + \phi_x) \hat{x} + E_{y0}^+ \cdot \cos(\omega t - k_0 z + \phi_y) \hat{y} \quad (1.34)$$

Donde E_x^+, E_y^+ son complejos y E_{x0}^+, E_{y0}^+ son reales.

A) POLARIZACIÓN LINEAL

Una onda se dice que está Polarizada Linealmente en un punto dado en el espacio si el vector del campo eléctrico en ese punto es siempre orientado a lo largo de la misma línea recta en cada instante de tiempo.

Un número de posibilidades ahora surgen. Si $E_{x0}^+ \neq 0$ y $E_{y0}^+ = 0$, nosotros tenemos una Polarización Lineal de onda plana en la dirección \hat{x} . Similarmente, si $E_{y0}^+ \neq 0$ y $E_{x0}^+ = 0$, nosotros tenemos una Polarización Lineal de onda plana en la dirección \hat{y} . Si E_{x0}^+ y E_{y0}^+ son parte real y no cero, nosotros tenemos una Polarización Lineal de onda plana a un ángulo:

$$\phi = \tan^{-1} \frac{E_{y0}^+}{E_{x0}^+} \quad (1.35)$$

Por ejemplo, si $E_y^+ = E_x^+ = E_0$, nosotros tenemos:

$$\vec{E} = E_0 \cdot (\hat{x} + \hat{y}) \cdot e^{-jk_0z} \quad (1.36)$$

Que representa un vector de campo eléctrico a un ángulo de 45° con respecto al eje x.

En la Fig.1.6 se muestra la Polarización Lineal a un ángulo ϕ con respecto al eje x.

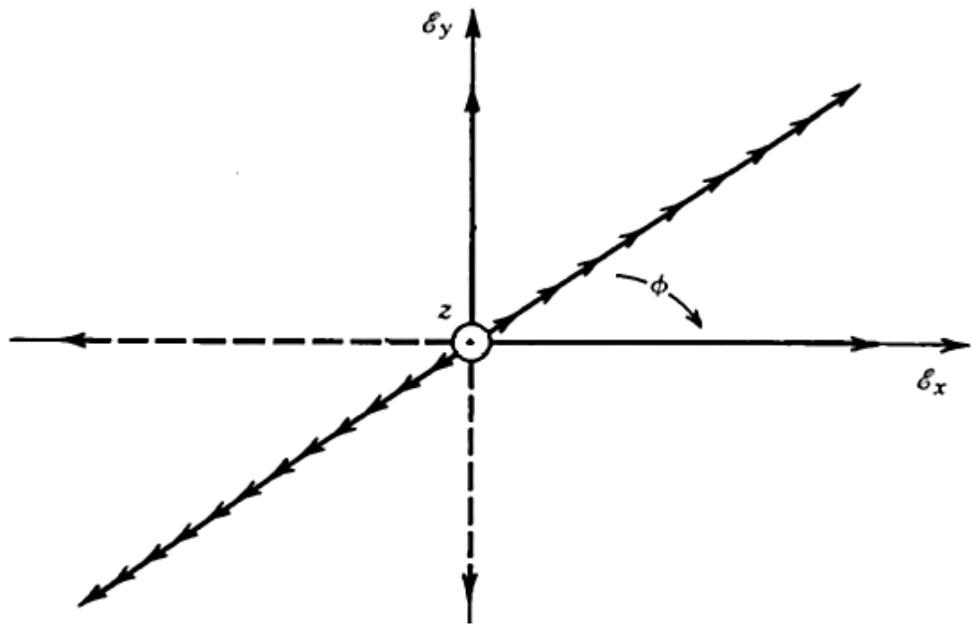


Fig.1.6- Polarizacion Lineal del campo eléctrico a un ángulo ϕ con respecto al eje x.

B) POLARIZACIÓN CIRCULAR

Una onda se dice que tiene Polarización Circular si la punta del vector de campo eléctrico traza un lugar geométrico circular en el espacio. En esos instantes variables del tiempo, la intensidad de campo eléctrico de tal onda siempre tiene la misma amplitud y la orientación en el espacio del vector de campo eléctrico cambia continuamente con el tiempo de tal manera como si este describiera un lugar geométrico circular.

Si consideramos el caso en que $E_x^+ = jE_y^+ = E_0$, donde E_0 es real, así que:

$$\vec{E} = E_0 \cdot (\hat{x} - j\hat{y}) \cdot e^{-jk_0z} \quad (1.37)$$

En la forma dominio del tiempo este campo es:

$$\vec{E}(z, t) = Re\{\vec{E} \cdot e^{j\omega t}\} = Re\{E_0 \cdot (\hat{x} + e^{-\frac{j\pi}{2}}\hat{y}) \cdot e^{-jk_0z} \cdot e^{j\omega t}\} \quad (1.38)$$

$$\vec{E}(z, t) = E_0 \cdot \left\{ \hat{x} \cos(\omega t - k_0z) + \hat{y} \cos\left(\omega t - k_0z - \frac{\pi}{2}\right) \right\} \quad (1.39)$$

$$\vec{E}(z, t) = E_0 \cdot \left\{ \hat{x} \cos(\omega t - k_0z) + \hat{y} \sin(\omega t - k_0z) \right\} \quad (1.40)$$

Este tipo de onda es referida como una Polarización Circular de Mano Derecha, RHCP.

Si consideramos el caso en que $E_x^+ = -jE_y^+ = E_0$, donde E_0 es real, así que:

$$\vec{E} = E_0 \cdot (\hat{x} + j\hat{y}) \cdot e^{-jk_0z} \quad (1.41)$$

En la forma dominio del tiempo este campo es:

$$\vec{E}(z, t) = Re\{\vec{E} \cdot e^{j\omega t}\} = Re\{E_0(\hat{x} - e^{-\frac{j\pi}{2}}\hat{y}) \cdot e^{-jk_0z} \cdot e^{j\omega t}\} \quad (1.42)$$

$$\vec{E}(z, t) = E_0 \cdot \left\{ \hat{x} \cos(\omega t - k_0z) - \hat{y} \cos\left(\omega t - k_0z - \frac{\pi}{2}\right) \right\} \quad (1.43)$$

$$\vec{E}(z, t) = E_0 \cdot \left\{ \hat{x} \cos(\omega t - k_0z) - \hat{y} \sin(\omega t - k_0z) \right\} \quad (1.44)$$

Este tipo de onda es referida como una Polarización Circular de Mano Izquierda, LHCP.

En la Fig.1.7 se muestra la Polarización RHCP y LHCP.

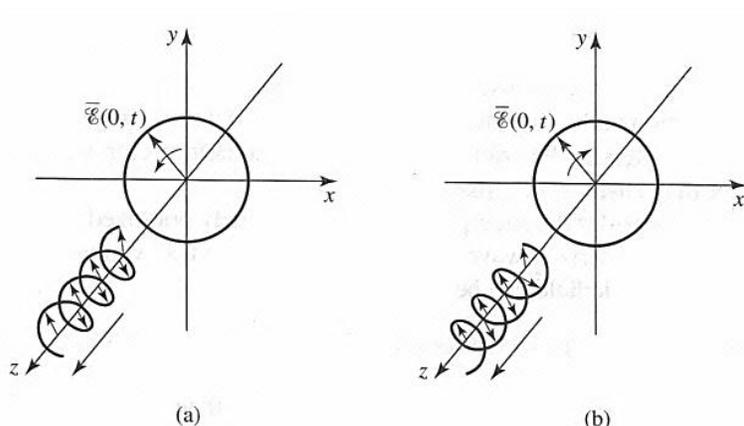


Fig.1.7- Polarización del campo eléctrico para (a) RHCP y (b) LHCP.

C) POLARIZACIÓN ELÍPTICA

Una onda se dice que esta Polarizada Elípticamente si la punta del vector de campo eléctrico traza un lugar geométrico elíptico en el espacio. En varios instantes de tiempo el vector de campo cambia continuamente con el tiempo de tal manera como si este describiera un lugar geométrico elíptico.

Si consideramos el caso en que $\phi_x = \frac{\pi}{2}, \phi_y = 0, E_{x0}^+ = (E_R + E_L)$ y $E_{y0}^+ = (E_R - E_L)$, así que:

$$\vec{E}(z, t) = (E_R + E_L) \cdot \cos\left(\omega t - k_0 z + \frac{\pi}{2}\right) \hat{x} + (E_R - E_L) \cdot \cos(\omega t - k_0 z + 0) \hat{y} \quad (1.45)$$

$$\vec{E}(z, t) = -(E_R + E_L) \cdot \text{sen}(\omega t - k_0 z) \hat{x} + (E_R - E_L) \cdot \cos(\omega t - k_0 z) \hat{y} \quad (1.46)$$

Si consideramos el caso en que $\phi_x = \frac{\pi}{2}, \phi_y = 0, E_{x0}^+ = (E_R - E_L)$ y $E_{y0}^+ = (E_R + E_L)$, así que:

$$\vec{E}(z, t) = (E_R - E_L) \cdot \cos\left(\omega t - k_0 z + \frac{\pi}{2}\right) \hat{x} + (E_R + E_L) \cdot \cos(\omega t - k_0 z + 0) \hat{y} \quad (1.47)$$

$$\vec{E}(z, t) = -(E_R - E_L) \cdot \text{sen}(\omega t - k_0 z) \hat{x} + (E_R + E_L) \cdot \cos(\omega t - k_0 z) \hat{y} \quad (1.48)$$

Para una orientación más general de una Polarización Elíptica, tenemos:

$$\Delta\phi = \phi_x - \phi_y \neq \frac{n\pi}{2} \quad n = 0, 2, 4 \dots \quad (1.49)$$

$$E_{x0}^+ = (E_R + E_L) \quad (1.50)$$

$$E_{y0}^+ = (E_R - E_L) \quad (1.51)$$

Entonces:

$$\vec{E}(z, t) = (E_R + E_L) \cdot \cos(\omega t - k_0 z + \phi_x) \hat{x} + (E_R - E_L) \cdot \cos(\omega t - k_0 z + \phi_y) \hat{y} \quad (1.52)$$

En la Fig.1.8 se muestra la Polarización Elíptica.

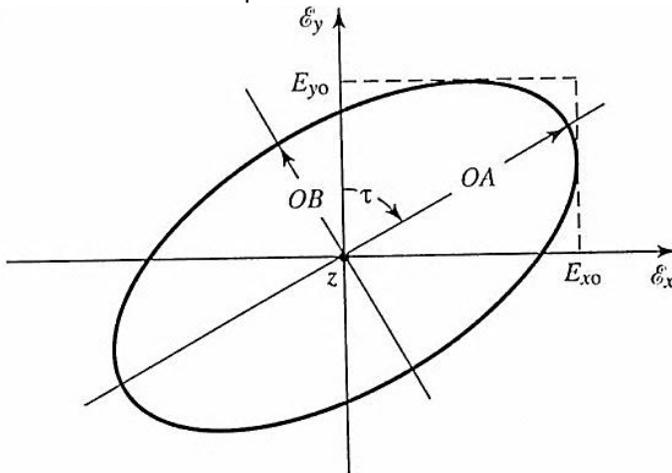


Fig.1.8- Polarización Elíptica del campo eléctrico.

La Razón Axial se define como la razón entre el eje mayor y el eje menor, es igual a:

$$AR = \frac{\text{Eje mayor}}{\text{Eje menor}} = \frac{|OA|}{|OB|}, 1 \leq AR \leq \infty \quad (1.53)$$

A continuación se muestra en la tabla una clasificación del tipo de Polarización de la onda de acuerdo a la Razón Axial.

Polarización	Razón Axial
Lineal	$AR = \infty$
Circular	$AR = 1$
Elíptica	$1 < AR < \infty$

1.1.8 BANDA DE FRECUENCIAS DE TRABAJO

El Ancho de Banda de una antena se define como el margen de frecuencias de trabajo, en donde sus propiedades se mantienen dentro de unos ciertos requisitos técnicos [7]. Dichos requisitos técnicos son los que limitan la Banda de Frecuencias de Trabajo que se determinan por el empeoramiento de la adaptación de entrada de la antena. En otros casos la limitación de la Banda de Frecuencias de Trabajo puede tener lugar a causa de la variación de la posición del máximo del diagrama direccional, el ensanchamiento del haz y el decrecimiento de la directividad, el aumento del nivel de los lóbulos laterales, entre otras causas.

Existe una clasificación para las antenas de acuerdo con su Banda de Frecuencia de Trabajo:

- Antenas de Bandas Estrechas: son aquellas que tienen una Banda de Frecuencia de Trabajo menor del 10% de la frecuencia nominal.
- Antenas de Banda Ancha: son aquellas que pueden tener una Banda de Frecuencias de Trabajo desde el 10 hasta el 50%.
- Antenas de Sintonización Múltiple: son aquellas que tienen la Banda de Frecuencias más anchas del orden de una o varias octavas.
- Antenas de Frecuencia Independiente: son aquellas que los límites superior e inferior de la Banda de Frecuencias de trabajo llega a ser de 5:1 y más.

1.2 CONMUTADOR ELECTRÓNICO

Las antenas reconfigurables tienen como base una antena convencional con parámetros fijos. Agregando a esa antena un conmutador electrónico (MEMS o Diodo PIN) o Varactor podemos obtener antena reconfigurable. Por ello a continuación se explica el principio de funcionamiento de los conmutadores electrónicos.

1.2.1 CONMUTADOR MEMS (MICROELECTROMECHANICAL SYSTEMS)

Los conmutadores MEMS son dispositivos que usan el movimiento mecánico para lograr un cortocircuito o un circuito abierto en la línea de transmisión de RF [8]. Los conmutadores MEMS de RF son conmutadores micromecánicos que son diseñados para operar en frecuencias de 0.1 a 100 GHz. Un conmutador MEMS puede ser hecho en varias configuraciones diferentes, según el camino de la señal (capacitivo o contacto directo), el mecanismo de actuación (electrostática, magnetostática, piezoeléctrica, o térmica), el mecanismo de retorno (resorte o activo) y el tipo de estructura (voladizo, puente, brazo de palanca o rotativo).

Una configuración popular para conmutadores de microondas es la mostrada a continuación, donde la capacitancia de la ruta de señal es conmutada entre un estado de capacitancia baja y un estado de capacitancia alta moviendo una membrana conductora flexible a través de la aplicación de un voltaje de control DC.

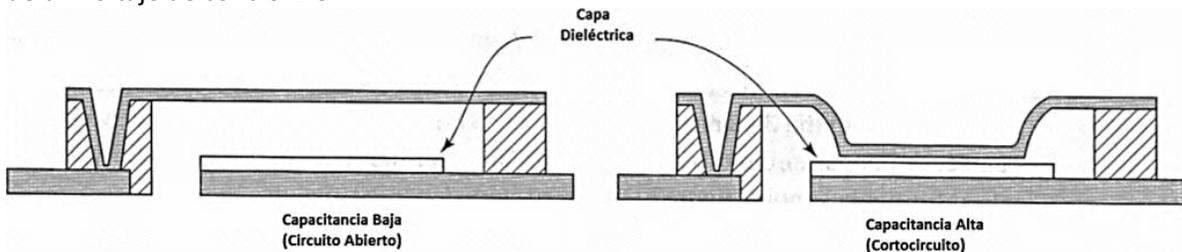


Fig.1.9- Configuración de un conmutador de microondas.

Cuando un voltaje es aplicado entre una viga de puente o viga de voladizo y el electrodo para bajar, se induce una fuerza electrostática en la viga. Dicha fuerza es la que existe entre las placas de un capacitor bajo un voltaje aplicado. A fin de aproximarse a esta fuerza, la viga sobre el electrodo es modelada como un capacitor de placas paralelas.

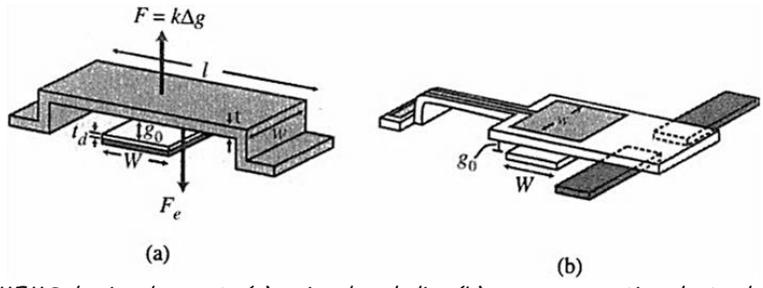


Fig. 1.10- MEMS de viga de puente (a) y viga de voladizo (b) con su respectivo electrodo para bajar.

Dado que el ancho de la viga es w y el ancho del electrodo es W ($A = Ww$), la capacitancia de placas paralelas es:

$$C = \frac{\epsilon_0 A}{g} = \frac{\epsilon_0 Ww}{g} \quad (1.54)$$

Donde g es la altura de la viga por encima del electrodo. La fuerza electrostática aplicada a la viga considerando la potencia entregada a una capacitancia dependiente del tiempo está dada por:

$$F_e = \frac{1}{2} V^2 \frac{dC(g)}{dg} = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 Ww V^2}{g^2} \quad (1.55)$$

Donde V es el voltaje aplicado entre la viga y el electrodo. Notamos que la fuerza es independiente de la polaridad del voltaje. Por otro lado, como se ilustra en la Fig.1.10 (a), se presenta la fuerza electrostática aplicada y la fuerza de restauración mecánica gracias a la rigidez de la viga ($F = kx$), las cuales llegan a equilibrio cuando ambas fuerzas son iguales, entonces:

$$\frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 Ww V^2}{g^2} = k(g_0 - g) \quad (1.56)$$

Donde g_0 es la altura del puente cuando el voltaje de polarización es cero. Resolviendo esta ecuación para el voltaje tenemos:

$$V = \sqrt{\frac{2k}{\epsilon_0 Ww} g^2 (g_0 - g)} \quad (1.57)$$

Sin embargo, este resultado empieza a ser inestable cuando es $2 \cdot g_0/3$, en donde la fuerza electrostática es tan grande que el incremento de la fuerza de restauración, resulta en el comienzo de inestabilidad de la posición de la viga y colapsa la viga a la posición de estado bajo. El voltaje que causa este colapso es llamado voltaje de derribe y es:

$$V_p = V\left(\frac{2g_0}{3}\right) = \sqrt{\frac{8k}{27\epsilon_0 Ww} g_0^3} \quad (1.58)$$

Por otro lado, los conmutadores MEMS tienen muy buenas características de pérdida, muy bajo consumo de potencia, amplio ancho de banda, y no expone prácticamente ninguna distorsión de intermodulación u otros efectos no lineales.

Probablemente los inconvenientes más importantes de los conmutadores MEMS de RF son el tiempo de conmutación relativamente bajo y las limitaciones potenciales de tiempo de vida; ambos son resultado de la naturaleza mecánica del dispositivo.

1.2.2 DIODO PIN

El diodo PIN es un diodo de unión especial con una capa de un material semiconductor Intrínseco (caracterizado porque a temperatura ambiente actúa como un aislante porque solo tiene unos pocos electrones libres y huecos producidos por el efecto de la energía térmica) colocado entre un material semiconductor de tipo P (caracterizado porque la cantidad de huecos supera a la de electrones libres) y un material semiconductor de tipo N (caracterizado porque la cantidad de electrones libres supera al de huecos), lo que da lugar a que este diodo tenga una capacitancia muy pequeña [9]. Como consecuencia de ello, su impedancia tiene una sensibilidad muy baja con respecto a la frecuencia.

Para un valor relativamente alto del voltaje de polarización directa, la resistencia de la región I es reducida notablemente. Cuando el conmutador está en el estado de polarización de voltaje inversa se puede aprovechar la no conducción o su alta resistencia y cuando está en el estado de polarizado directa se puede aprovechar la buena conducción o la baja resistencia. A medida que se incrementa la polarización inversa del diodo, la zona de carga espacial aumenta, dando lugar a una disminución de la capacitancia. Cuando el diodo esta polarizado por un voltaje en inversa, aparece como un capacitor de placas paralelas, entonces:

$$C_j = \epsilon A/W \quad (1.59)$$

Dónde: ϵ es la permitividad de la región I, A es el área de la unión y W es el ancho de la región I.

Cuando el diodo se polariza en directa, su modelo equivalente es el de una resistencia R_f muy baja, del orden de 1 Ohm. La cantidad de carga almacenada, Q , depende del tiempo de recombinación, τ (tiempo de vida del portador), y la corriente del voltaje de polarización directa, I_F , como se muestra a continuación: $Q = I_F \tau$ La resistencia de la región I bajo el voltaje de polarización directa, R_f es inversamente proporcional a Q y se puede expresar como a continuación:

$$R_f = W^2 / ((\mu_N + \mu_P)Q) = W^2 / ((\mu_N + \mu_P)I_F \tau) \quad (1.60)$$

Dónde: W es el ancho de la región I, μ_N movilidad del electrón y μ_P movilidad del hueco.

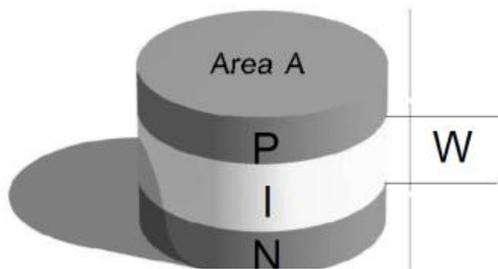


Fig.1.11- Esquema del diodo PIN.

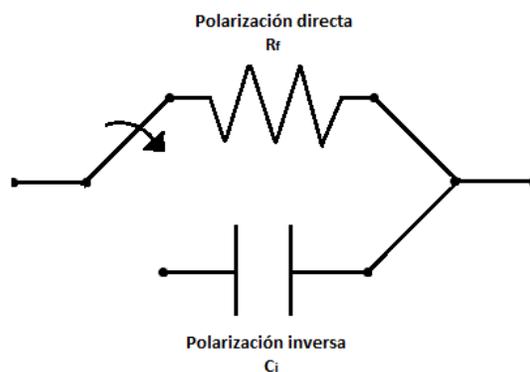


Fig.1.12- Circuito equivalente de polarización del diodo PIN.

En resumen, cuando el diodo PIN esta polarizado en inversa, nos representa una gran resistencia en paralelo con una capacitancia pequeña que no cambia, como se puede observar en la Fig.1.13.

Pero cuando este es polarizado en directa, su comportamiento cambia, ya que se produce una resistencia variable que es controlada por la corriente, como se puede observar en la Fig.1.14.

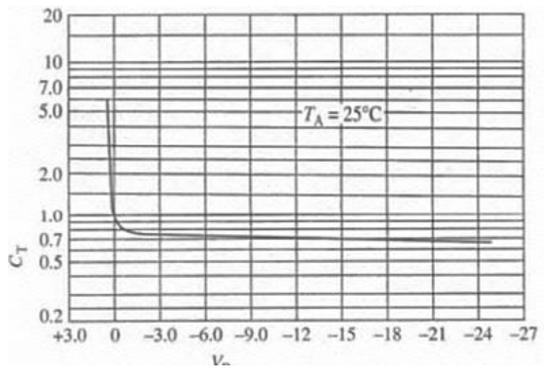


Fig.1.13- Capacitancia contra el voltaje de polarización en inversa.

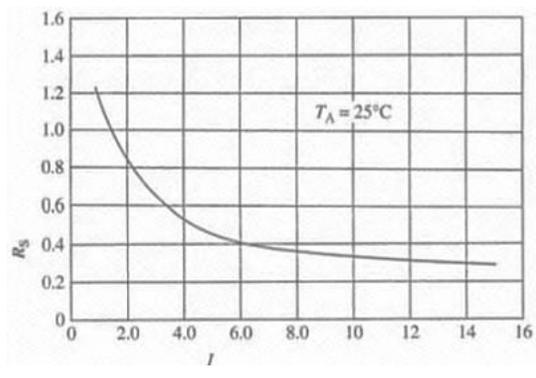


Fig.1.14- Resistencia en serie contra la corriente de polarización en directa.

El diodo PIN suele ser empleado como un conmutador en circuitos de microondas por su rápido cambio de voltaje de polarización el cual es controlado por la corriente directa. Además de la aplicación anterior, se puede emplear como desfasador de microondas ya que tienen la ventaja de tener un tamaño pequeño, compatibilidad con circuitos impresos y su rápido cambio de polarización. Y también suele ser empleado como moduladores de amplitud, ya que aprovecha su característica de resistencia variable.

1.2.3 DIODO VARACTOR

El Varactor o Diodo de Capacitancia Variable es un dispositivo semiconductor de Silicio o de Arseniuro de Galio caracterizado por una capacitancia variable que depende del voltaje aplicado [10]. Este consiste de una zona de deflexión que se encuentra entre la región P y la región N, como se muestra a continuación.

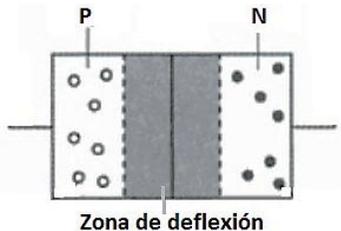


Fig.1.15- Esquema del Diodo Varactor.

Las regiones P y N son como placas de un capacitor y la zona de deflexión es como el dieléctrico. A medida que se incrementa el voltaje de polarización en inversa, el ancho de la zona de deflexión se incrementa, lo cual a su vez reduce la capacitancia. Esto entonces se puede expresar como:

$$C_j = \frac{A\epsilon}{d} \quad (1.61)$$

Donde C_j es la capacitancia del Diodo Varactor, A es el área de la unión P-N, d es el espesor de la zona de deflexión y ϵ es la permitividad de la zona de deflexión, como se muestra a continuación.

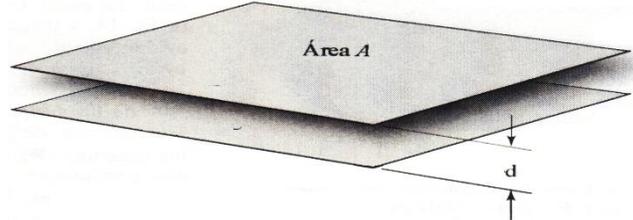


Fig.1.16- Esquema equivalente del Diodo Varactor en la región de polarización en inversa.

La capacitancia del Diodo Varactor suele ser expresada en función de la capacitancia en la condición de polarización cero C_0 y también de la magnitud del voltaje de polarización en inversa aplicado V :

$$C_j(V) = \frac{C_0}{(1 - V/V_0)^\gamma} \quad (1.62)$$

Donde C_0 y V_0 son constantes, γ es un exponente que varía entre 1/3 y 5, dependiendo en el perfil de dopaje del semiconductor utilizado en el diodo. Una constante del perfil de dopaje resulta en $\gamma = 1/2$.

A continuación se muestra el circuito equivalente simplificado para el Diodo Varactor polarizado en inversa.

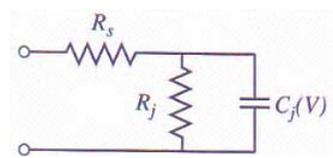


Fig.1.17- Circuito equivalente del Diodo Varactor en la región de polarización en inversa.

R_j es la resistencia de la unión, que en polarización inversa es de una magnitud muy grande y se puede ignorar. R_s es la resistencia unión y contacto, típicamente en el orden de pocos ohms.

El comportamiento del voltaje de polarización en inversa contra la capacitancia del Diodo Varactor y el voltaje de polarización en inversa contra el factor Q, como se muestra en la Fig.1.18 [11].

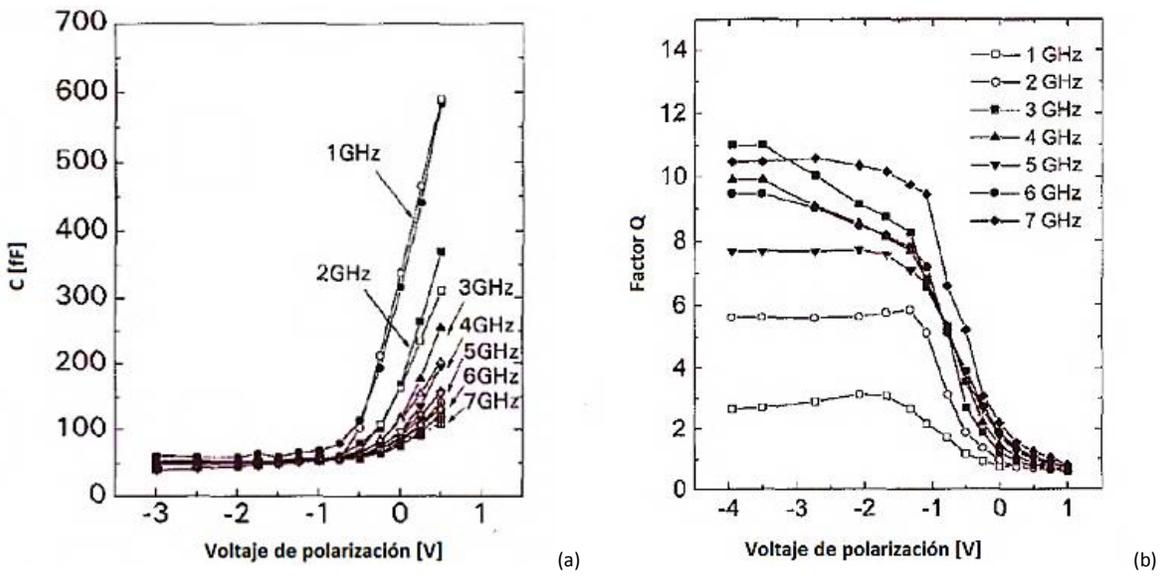


Fig.1.18- Capacitancia contra el voltaje de polarización en inversa (a) y factor Q contra el voltaje de polarización en inversa (b).

1.3 REVISIÓN DE ESTADO DE ARTE EN ANTENAS RECONFIGURABLES

Las antenas que pueden cambiar intencionalmente la distribución de sus campos electromagnéticos, dando lugar a cambios reversibles en las propiedades de radiación se dice que son reconfigurables.

En términos generales las antenas reconfigurables permiten adaptar su comportamiento a las necesidades cambiantes del sistema o de las condiciones ambientales, mejorando o eliminando estas restricciones y proporcionando niveles adicionales de funcionalidad de cualquier sistema.

Así pues, las antenas reconfigurables se caracterizan por tener la capacidad de cambiar las características fundamentales de operación de una antena convencional con parámetros fijos a través de medios eléctricos, mecánicos, o de otro tipo. Como medios eléctricos tenemos el uso del conmutador electrónico (MEMS o Diodo PIN) o varactor que permiten cambiar las características de operación de una antena convencional.

Idealmente, las antenas reconfigurables deben de ser capaces de alterar las frecuencias de operación, el tipo de polarización de onda radiada, y el patrón de radiación [12]; para así poderse adaptar a los cambiantes requisitos de funcionamiento. Típicamente, el objetivo es cambiar uno o más de estas características independientemente de las otras.

En términos generales, existen diferentes tipos de antenas reconfigurables, las cuales podemos clasificar como:

- a) *Antenas con cambio de patrón de radiación.*
- b) *Antenas con cambio de frecuencia de operación.*
- c) *Antenas con cambio de polarización.*

Las áreas de aplicación que impulsan el desarrollo de las antenas reconfigurables incluyen los sistemas de radares militares, automovilísticos y de aeronaves; así como las redes de comunicaciones inalámbricas y satelitales de banda ancha, la radio cognitiva, los sistemas de múltiple entrada múltiple salida (MIMO), los sistemas de banda ultra ancha (UWB), los sistemas de comunicación que requieren eliminar las interferencias electromagnéticas y los sistemas de comunicaciones seguras [13].

Las antenas reconfigurables pueden ser utilizadas en dispositivos portátiles inalámbricos con el objetivo de ayudar a mejorar la relación S/N o redirigir la potencia transmitida, permitiendo así el mejorar el BER (la Tasa de Error de Bit), el aumento en el rendimiento del sistema, y reduciendo el consumo de energía en redes de telefonía móvil.

Los diferentes tipos de polarización y la diversidad de patrones de radiación son de enorme importancia para estas aplicaciones, por ello las antenas reconfigurables tienen la característica de poseer la capacidad de poder alterar sus propiedades espaciales y mantener su adaptación de impedancia. Mientras que las antenas de parámetros fijos tienen patrones de radiación bien definidos que son prevalentes, las antenas de parámetros reconfigurables tienen la capacidad de reconfigurar los patrones de radiación de elementos individuales con el fin de proporcionar beneficios adicionales de rendimiento en entornos complejos de comunicación, permitiendo mantener así el número de antenas usadas en el sistema de comunicación, otorgando la posibilidad de realizar una optimización del enlace, proporcionar una manera de reducir las interferencias y desvanecimiento por multitraectoria.

En los grandes arreglos de fase, las antenas reconfigurables podrían ser utilizadas para proporcionar capacidades adicionales que pueden resultar en anchos de banda de frecuencias instantáneas mayores, los volúmenes de escaneo más amplios, y los patrones de radiación con una distribución de los lóbulos laterales más deseables.

1.3.1 ANTENAS CON CAMBIO DE PATRÓN DE RADIACIÓN

Las antenas que son capaces de cambiar algún aspecto de su comportamiento de radiación manteniendo la frecuencia de operación y el tipo de polarización, se pueden llamar antenas reconfigurables de patrón de radiación. Este tipo de antenas permiten reducir las interferencias provocadas por fuentes de ruido o interferencia procedentes de una dirección conocida mediante la reorientación de la posición de los nulos del patrón de radiación de la antena a la dirección de la fuente del ruido. También permiten mejorar la relación S/N o bien proporcionar mayor cobertura mediante la reorientación del lóbulo principal. Además, tiene la capacidad de reducir los desvanecimientos por multitrayectoria.

En el caso de grandes arreglos de fase, las antenas reconfigurables permitirían volúmenes de escaneo más amplios y patrones de radiación con una distribución de los lóbulos laterales más deseables.

Existen diferentes tipos de diseños que permiten llevar a cabo la reconfiguración del patrón de radiación de una antena con la finalidad de que se pueda adaptar a los cambiantes requisitos de funcionamiento. A continuación explicaremos algunas de estas alternativas.

ANTENA MICROMECAÁNICA EN FORMA DE V.

La antena de patrón reconfigurable en forma de V, representa una antena estructuralmente reconfigurable basado en el uso de la tecnología MEMS [17]. La antena de estructura planar puede ser reconfigurado dinámicamente para dirigir el haz de radiación o cambiar la forma del haz utilizando microactuadores para controlar eléctricamente la antena.

Los brazos de la antena en forma de V se pueden mover mediante los actuadores que permiten ya sea empujar o jalar estos. Una bisagra de rotación está unida al sustrato, esta sostiene un extremo del brazo de la antena. Esto permite que el brazo de la antena pueda rotar con la bisagra como el centro de un círculo. Los brazos de la antena son empujados o jalados por las barras de soporte conectados a los actuadores con bisagras de rotación movibles en ambos extremos. Los brazos de la antena y las barras de soporte están conectados físicamente pero eléctricamente separadas por un material dieléctrico. Estos brazos están conectados al ponerse en contacto con las almohadillas a través de las bisagras de rotación fijas, y cada uno puede ser controlado de manera independientemente.

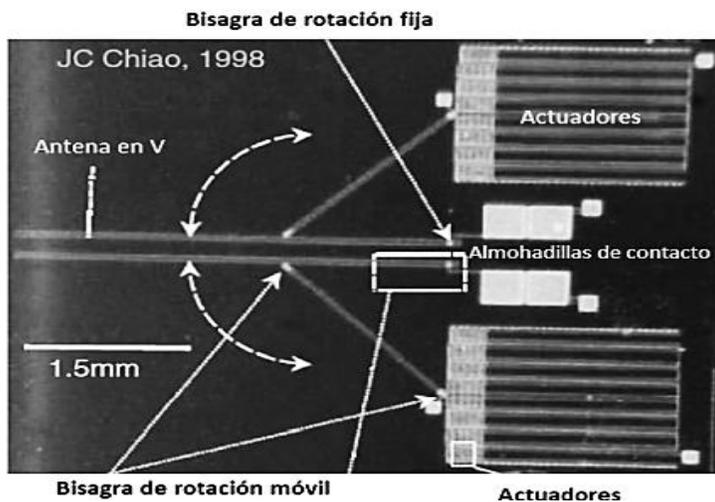


Fig.1.19- Estructura de la antena reconfigurable en forma de V.

Cuando ambos brazos de la antena se mueven en la misma dirección con un ángulo fijo en V, la antena se puede usar para dirigir el haz de radiación. En adición, cuando el ángulo en V cambia, la forma del haz radiado se puede ajustar.

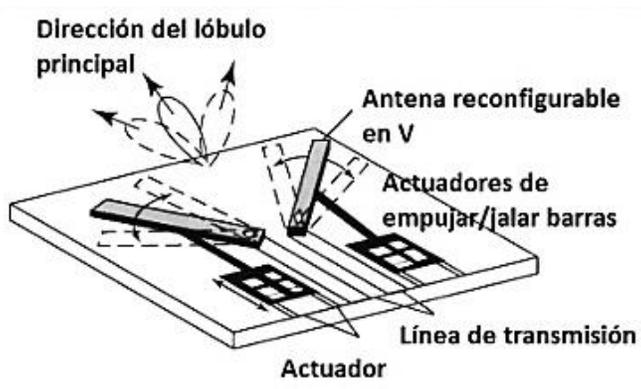


Fig.1.20- Esquema ilustrativo del funcionamiento de la antena reconfigurable en forma de V.

La antena fabricada esquemáticamente se muestra en la Fig.1.20, y los resultados de dirección del haz se muestra en la Fig.1.21, que ha demostrado una orientación del haz total de 45°.

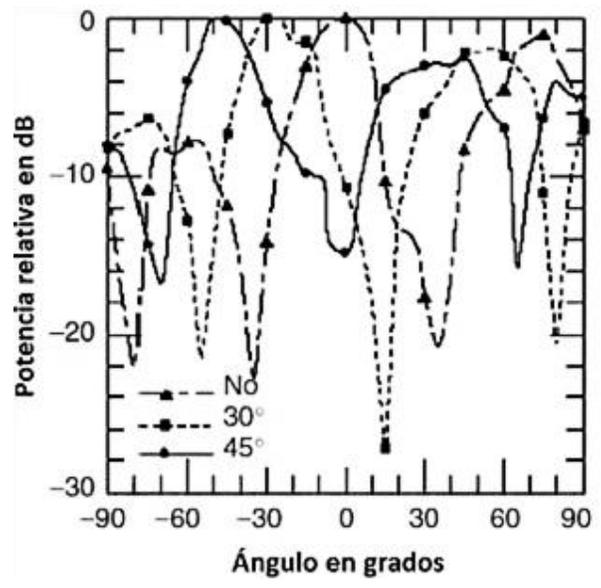


Fig.1.21- Diferentes orientaciones del patrón de radiación de la antena reconfigurable en forma de V.

ANTENA DE PATRÓN RECONFIGURABLE BASADA EN LA ESTRUCTURA DE GUÍA DE ONDA COPLANAR.

Una antena de patrón reconfigurable basada en la estructura de guía de onda coplanar (CPW) en ondas milimétricas como se muestra en la Fig.1.22 [14], [15] y [16]. Ciento veinte y cinco pares de aberturas están grabados encima de la tierra simétricamente desde el origen, O . En cada abertura de perturbación, un conmutador MEMS o diodo PIN esta instala y cerrado a las ranuras de CPW.

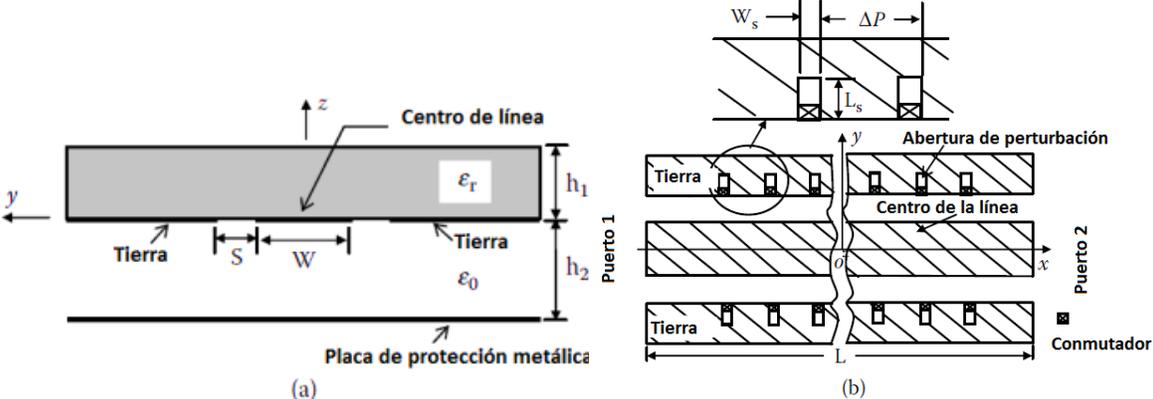


Fig. 1.22- Configuración de la antena de patrón reconfigurable CPW: (a) Vista de lado y (b) Vista de arriba.

Un período de $P = p \times \Delta P$ (p es un entero positivo) puede obtenerse haciendo cada p conmutar en abierto y los otros cerrados. Así este es fácil de controlar P por el ajuste de los estados de los conmutadores instalados en las aberturas. El paso mínimo del período reconfigurable es ΔP . La dirección de máxima radiación de esta antena de onda de fuga de estructura periódica puede ser determinada por:

$$\theta_m = \arcsen(\lambda_0/\lambda_g + m\lambda_0P) \quad (1.63)$$

Donde λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre, λ_g es la longitud de onda guiada dentro de la CPW sin perturbar y m es un entero negativo y denota el orden armónico de la onda rápida en el espacio.

La frecuencia de operación de la antena es de 35 GHz. El orden armónico en el espacio $m = -1$ es elegido para formar un único lóbulo principal. La antena radia su lóbulo principal en una dirección hacia atrás. Cuando el puerto 1 es el puerto de alimentación, el único lóbulo principal pueden ser escaneado desde $\theta_m = -90^\circ$ a 0° por medio del ajuste de los estados de conmutación. Pero la antena no puede escanear un haz con un pequeño paso de ángulo por ΔP fijo.

Los estados reconfigurables con las estructuras de periodo reconfigurable se presentan para reducir el paso del ángulo de exploración. La estructura de período reconfigurable se construye por la cascada de células compuestas. Las células compuestas están formados por una conexión en serie entre M células con un período de P_1 y N células con un período de P_2 . El período equivalente de la estructura de periodo reconfigurable se puede calcular por:

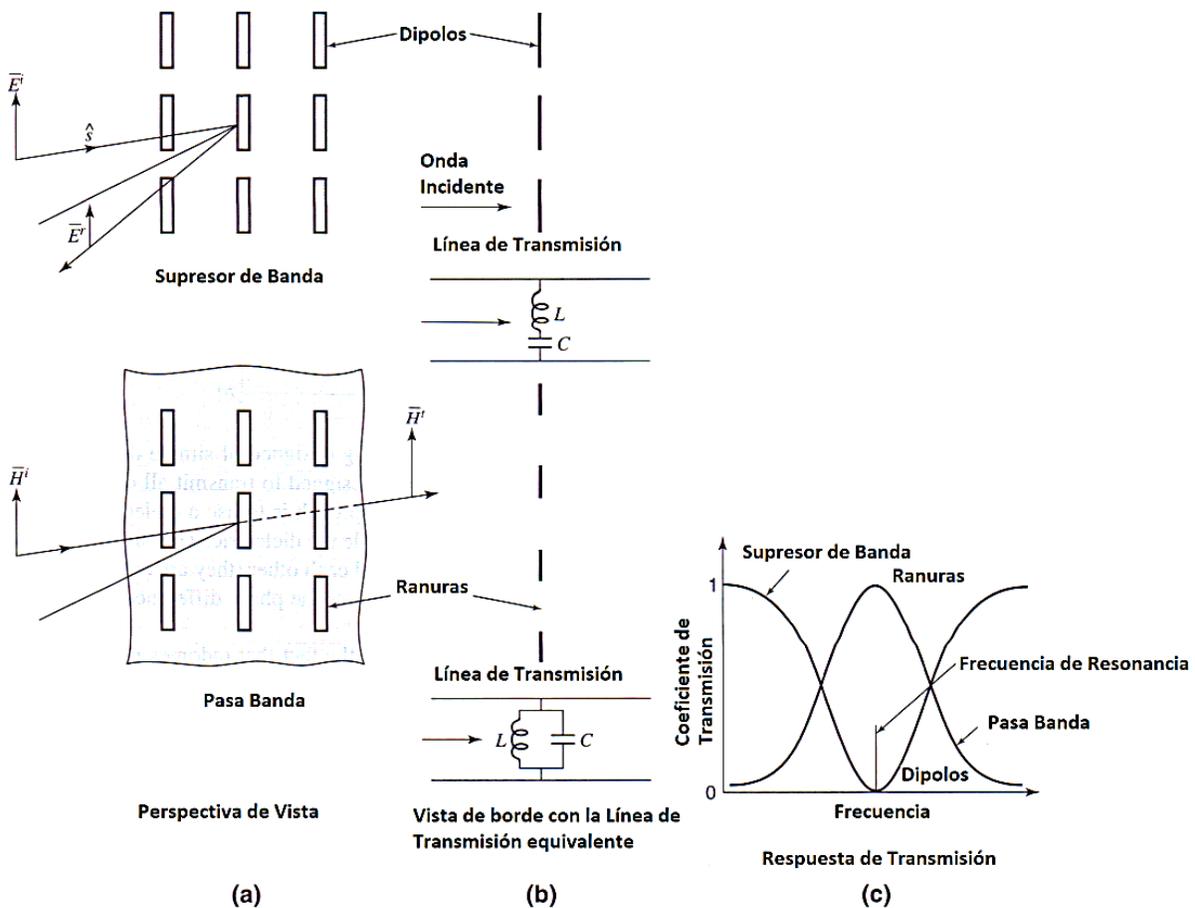
$$P_{eff} = \frac{MP_1 + NP_2}{M + N} \quad (1.64)$$

El diseño resultante indica que la antena puede escanear el haz desde $\theta_m = -90^\circ$ a 0° con 10 estados (4 estados uniformes y 6 estados de periodos reconfigurables). Debido a la simetría, el único lóbulo principal puede ser escaneado desde $\theta_m = 0^\circ$ a 90° por usar el puerto 2 como el puerto de alimentación.

ANTENA SECTORIAL RECONFIGURABLE USANDO ESTRUCTURA FSS.

Empezaremos primero por definir que una Superficie Selectiva de Frecuencia (FSS, por sus siglas en inglés) es una superficie que exhibe diferentes propiedades de reflexión y/o transmisión en función de la frecuencia, como se ilustra en la Fig.1.23 [18].

Una red de dipolos en frecuencia de resonancia puede reflejar una onda incidente de manera tan completa como una hoja conductora sólida, esto se puede ver como un circuito en el que podemos observar que actúa como un filtro supresor de banda. Por el contrario, una red de ranuras en una hoja conductora a frecuencia de resonancia puede hacer la hoja por completo transparente, esto se puede ver como un circuito en el que podemos observar que actúa como un filtro paso banda.



La antena sectorial reconfigurable se basa en el uso de una estructura FSS, que en este caso permita lograr que en la frecuencia de resonancia se logre reflejar una onda incidente, para ello se emplea la idea de usar una red de dipolos [19]. Por lo que se propone usar un arreglo de tiras discontinuas que son interconectadas mediante el uso de diodos PIN y todo este arreglo se pone dispuesto como un cilindro que esta alrededor de una antena omnidireccional.

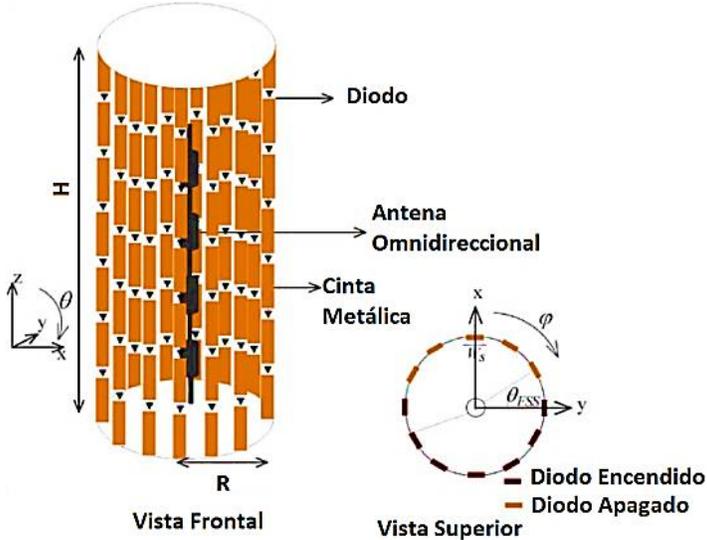


Fig.1.24- Antena sectorial reconfigurable usando estructura FSS.

Para lograr realizar la reconfiguración del patrón de radiación, la estructura cilíndrica es dividida en 2 sectores semicilindros. En el semicilindro donde los diodos están encendidos, las tiras se vuelven continuas con lo cual se produce una alta reflexión en la frecuencia de resonancia y en el otro semicilindro en donde los diodos están apagados, las tiras siguen siendo discontinuas con lo cual se permite la transmisión de las ondas electromagnéticas incidentes. Con base a lo anterior, podemos concluir que la estructura FSS permite convertir el patrón de radiación de una antena omnidireccional a un patrón de una antena directiva, y además, esta estructura permite logra un escaneo de 360°.

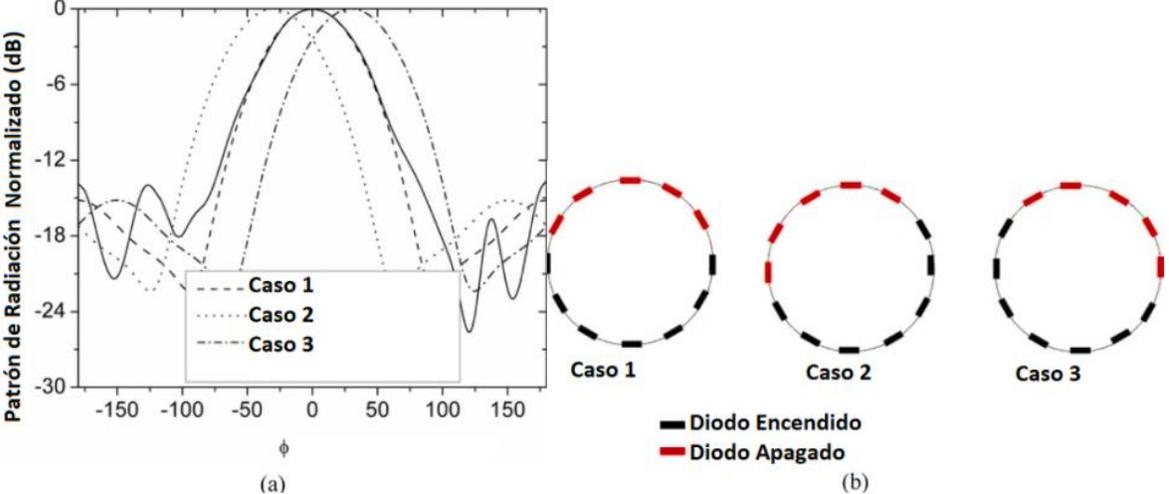


Fig.1.25- Antena sectorial reconfigurable usando estructura FSS: (a) Patrón de Radiación Normalizado, (b) Configuración de la Estructura FSS.

ARREGLO RECONFIGURABLE DE ANTENAS DIRECTIVAS.

Iniciaremos primero por explicar la antena Yagi-Uda, esta antena consiste de un número de elementos de dipolo lineal, como se muestra en la figura, solo uno de los elementos es activo ya que es directamente alimentado por una línea de transmisión mientras que los otros elementos son pasivos ya que actúan como elementos parásitos cuyas corrientes son inducidas por acoplamiento mutuo.

Un elemento comúnmente empleado como elemento activo para una antena Yagi-Uda es un dipolo doblado. Este radiador es exclusivamente diseñado para operar como un arreglo end-fire, y este es logrado por tener los elementos parásitos en la parte delantera que actúa como directores que permiten concentrar el campo radiado en una dirección dada y en la parte trasera del elemento activo actúan como reflectores que permiten reflejar el campo radiado. Para que un dipolo pasivo sea reflector, su reactancia debe ser inductiva. Por eso la longitud del reflector se toma algo mayor que $\lambda/2$. El dipolo pasivo se hace director cuando su reactancia es capacitiva. Por eso la longitud de los directores se toma algo menor que $\lambda/2$.

En la práctica solo se utiliza un elemento reflector, puesto que los sucesivos reflectores se excitan débilmente y no ejercen una influencia notable sobre la radiación. La cantidad de directores puede ser grande, puesto que la radiación de la antena se dirige hacia los directores, y debido a esto, se excitan sucesivamente con bastante intensidad. La distancia entre el dipolo activo y el reflector se toma entre los límites de $(0.15 - 0.25)\lambda$, y entre el dipolo activo y el primer director así como en los directores contiguos, en los límites de $(0.1 - 0.35)\lambda$.

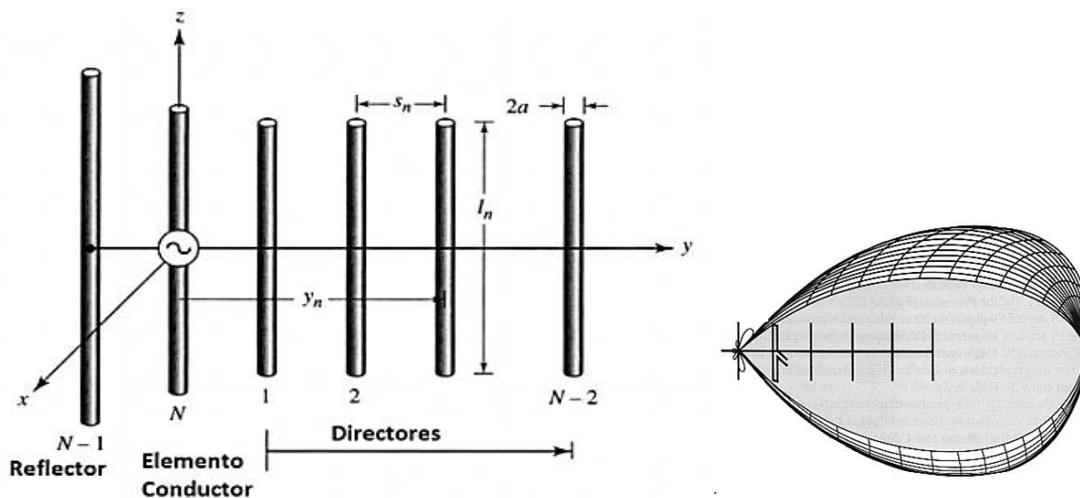


Fig.1.26- Antena Yagi-Uda y Patrón de Radiación.

Una modificación de la antena Yagi-Uda es el arreglo de dipolos en forma de Landstorfer, que ha demostrado tener una mayor ganancia la cual fue obtenida por ampliar y dar forma a los conductores de una antena Yagi-Uda de espacio cerrado de 3 elementos.

Para lograr su desarrollo primero se consideró que en el centro del alimentador de un dipolo $3\lambda/2$ es alimentada una señal sinusoidal tal como se muestra en la Fig.1.27 (a), con un patrón de radiación correspondiente al mostrado en Fig.1.27 (b), en este patrón de radiación notamos que hay pequeños lóbulos laterales y también grandes lóbulos en ángulo. Pero después se modificó de tal forma que el centro fuera en $\lambda/2$, lo cual implica que es doblado un trozo $\lambda/4$ como se muestra en Fig.1.27 (c), la antena se reduce a un dipolo λ en fase con un patrón de radiación bidireccional de lóbulos laterales como se muestra en Fig.1.27 (d). A continuación se propuso que los dos brazos del dipolo pudieran ser ampliados y curvados; y además de ello se añadieran el director y el

reflector de tal forma que fueran arreglos de forma similar al dipolo, con ello se obtuvo la configuración hecha por Landstorfer como el que se muestra en Fig.1.27 (e), con el patrón unidireccional como se muestra en Fig.1.27 (f). Este arreglo tiene en promedio de longitud es 1.3λ con una ganancia reportada de alrededor de 11.5 dBi mientras que un arreglo de dipolos $\lambda/2$ de 3 elementos de espacio cerrado con una ganancia reportada de alrededor de 8.5 dBi.

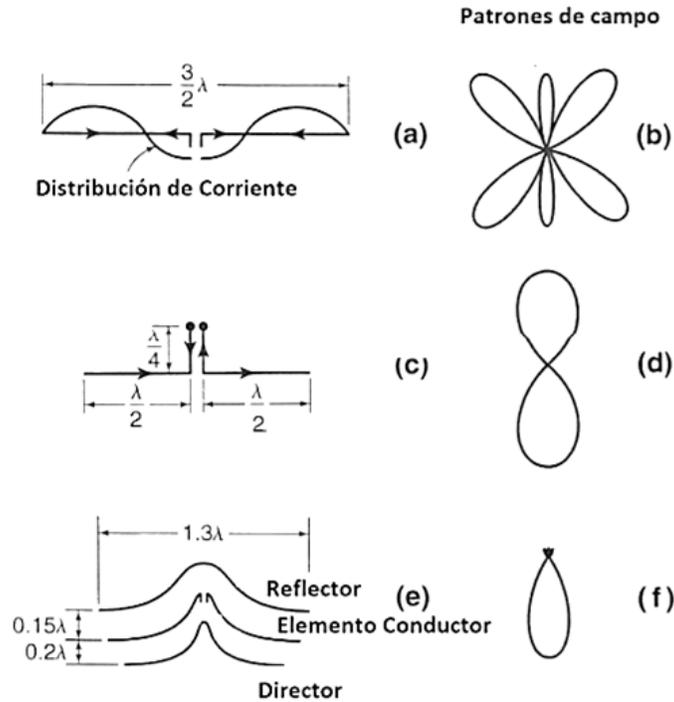


Fig.1.27 - Arreglo de dipolos en forma de Landstorfer: (a) Dipolo de $3\lambda/2$, (b) Patrón de Radiación del dipolo de $3\lambda/2$, (c) Dipolo de λ , (d) Patrón de Radiación del dipolo de λ , (e) Arreglo Landstorfer y (f) Patrón de Radiación del Arreglo de Landstorfer.

El arreglo reconfigurable de antenas directivas permite cambiar el patrón de radiación para los 360°, gracias a la conmutación electrónica que existe permitiendo así seleccionar cada antena directiva del arreglo con el fin de así lograr un escaneo completo. Las de antenas directivas pueden ser antenas Yagi-Uda y/o Arreglos Landstorfer e inclusive cualquier otro tipo de antenas directivas [20].

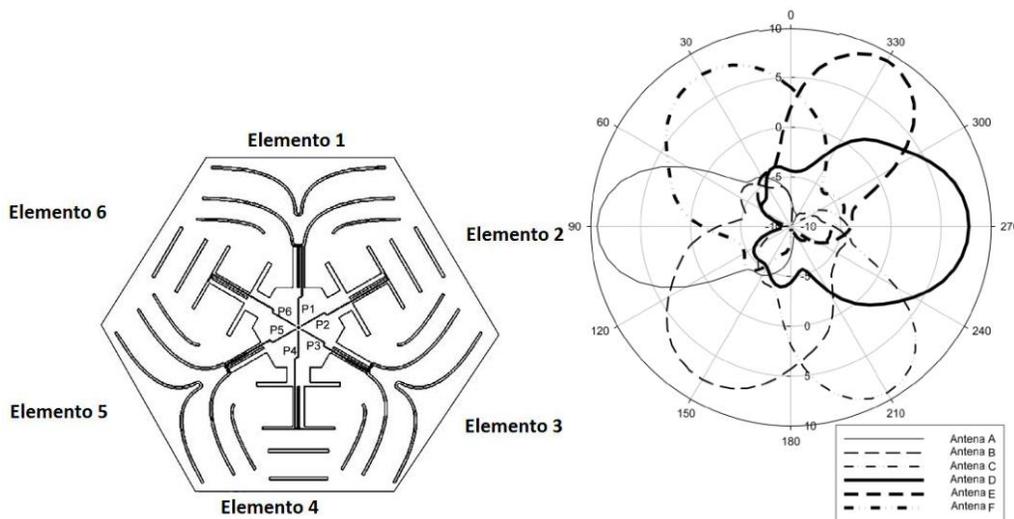


Fig.1.28 - Arreglo reconfigurable de antenas directivas y su Patrón de Radiación.

ANTENA DE PATRÓN RECONFIGURABLE BASADA EN ESTRUCTURAS PERIÓDICAS.

Las antenas basadas en las estructuras periódicas brindan la posibilidad de poder cambiar la dirección del haz principal, es decir, realizar un escaneo. En muchos ejemplos de este tipo de antenas, el escaneo se realiza al estar cambiando la frecuencia de operación. En cambio, en algunos otros ejemplos dicho escaneo se realiza con la frecuencia de operación fija, y lo que se hace es reconfigurar el periodo de la estructura. Como consecuencia de esto, se puede realizar un escaneo dentro de un intervalo más grande.

Como ejemplo de una antena de patrón reconfigurable que se realiza con la frecuencia de operación fija tenemos: la antena de onda progresiva basada en el uso de una estructura de guía de onda. Este tipo de antena permite realizar un escaneo del haz principal con la frecuencia de operación fija, que normalmente se realiza mediante el ajuste de esta. La guía de onda proporciona la base de diseño para esta antena como se muestra en la Fig.1.29, en dicha figura se puede ver la sección transversal de la estructura, el campo eléctrico del modo de onda progresiva, y el campo eléctrico del modo de fuga [21]. El lado abierto de la antena representa la apertura efectiva y los parámetros críticos (incluyendo el campo asociado en la guía) son los que facilitan la radiación reconfigurable.

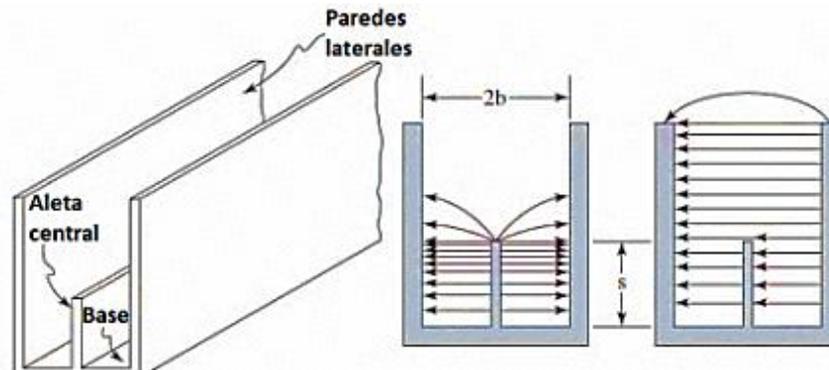


Fig. 1.29- Antena basada en guía de onda: en la izquierda se muestra la estructura, en el centro se muestra el campo eléctrico del modo de onda progresiva, y en la derecha se muestra el campo eléctrico del modo de fuga.

La estructura radia cuando los dos canales son asimétricos en la dimensión transversal, por perturbar asimétricamente la estructura del campo del modo de onda progresiva, una parte de la energía de la onda progresiva se convierte en un modo vagamente vinculado. Cuando la perturbación (o asimetría entre los dos canales) permanece fija a lo largo de la dirección longitudinal, el haz principal apunta en la dirección θ (del ángulo) y escanea en el plano definido por la dirección normal a la dimensión abierta y el eje longitudinal de la guía (es decir, dirección de la onda). El ángulo de escaneo θ se puede determinar mediante la siguiente ecuación:

$$\text{sen}\theta = \frac{\lambda_0}{\lambda_g} \quad (1.65)$$

Un arreglo lineal de onda progresiva puede ser creado desde esta estructura por perturbar periódicamente (de periodo $2a$, longitud de perturbación a) la onda progresiva en una forma antípoda³ sobre la aleta central. La siguiente ecuación nos muestra la relación entre θ , a , λ_g , y λ_0 que resulta de estas perturbaciones, creando efectivamente un mecanismo secundario que influye en el ángulo de escaneo del haz principal. Con este mecanismo en su lugar, la longitud de

³ **Antípoda:** de acuerdo a la RAE se define como el lugar o posición radicalmente opuesta o contraria.

perturbación y su periodicidad, junto con la longitud de onda guiada, representan los parámetros críticos que operan en los campos de la abertura efectiva, resultando en la radiación reconfigurable.

$$\text{sen}\theta = \frac{\lambda_0}{\lambda_g} - \frac{\lambda_g}{2a} \quad (1.66)$$

Hay tres métodos diferentes que se presentan a continuación, que demuestran la capacidad de reconfigurar la longitud de onda guiada desde una amplia variedad de perturbaciones de longitud fija [22]. Estos son: (1) girar simultáneamente dos barras de espuma de constante dieléctrica baja implantados con una rejilla paralela de pequeños filamentos metálicos para crear un dieléctrico artificial en ambos canales, (2) variando mecánicamente una aleta central dentada, y (3) el accionamiento de bloques metálicos de longitud fija en la base de la guía. Todos estos métodos efectivamente reconfiguran los campos electromagnéticos en la apertura. Las Fig.1.30 y Fig.1.31 muestran los otros dos mecanismos de reconfiguración y el efecto de la altura del bloque en la longitud de onda guiada, respectivamente.

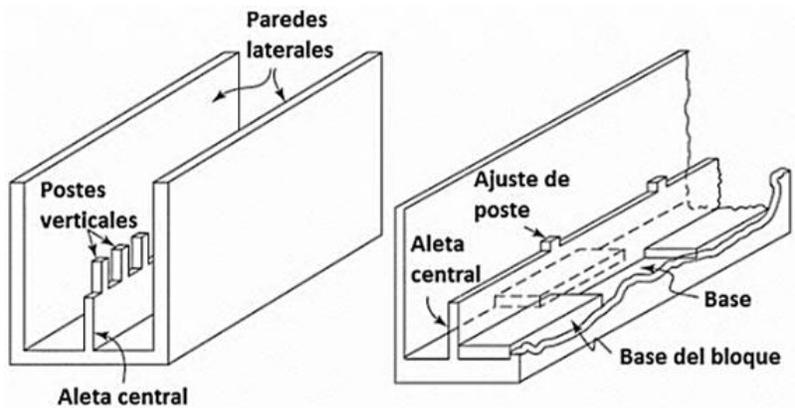


Fig.1.30-El accionamiento mecánico de la aleta central dentada (en la figura izquierda) y el accionamiento de bloques metálicos en la base de la guía (en la figura derecha).

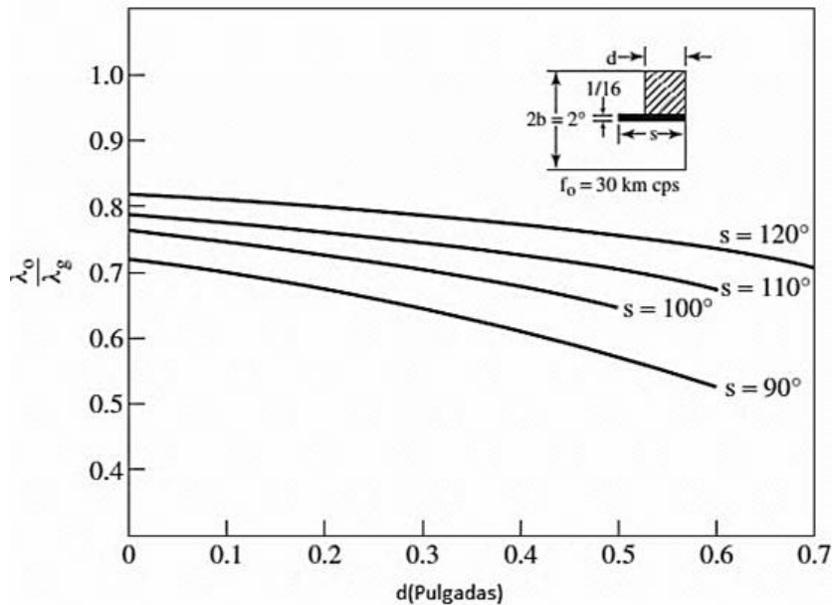


Fig.1.31-El efecto de la reconfiguración de la altura del bloque d contra el cociente de la longitud de onda del espacio libre entre la longitud de onda guiada que determina el ángulo θ .

En la Fig.1.32 se muestra los diagramas de radiación reconfigurables para varias alturas de bloques diferentes (recordar el método (3)), accionados por una leva y engranajes para ajustar la altura del bloque y alterar la longitud de onda guiada.

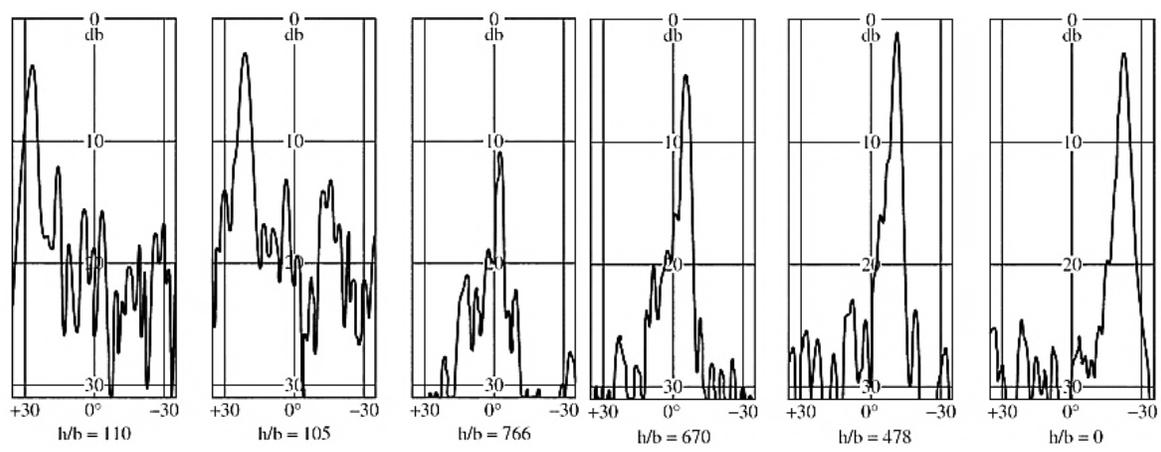


Fig.1.32- Patrón de radiación azimutal para diferentes alturas de bloque h (b es el ancho de canal).

Como otro ejemplo de una antena de periodo reconfigurable tenemos la antena de onda progresiva de rejilla periódica. En la antena de rejilla periódica usamos dispositivos de estado sólidos que nos permita alterar la estructura eléctrica. Los diodos PIN de Silicio alargados que están colocados a lo largo de la pared lateral de esta antena nos permiten llevar a cabo la reconfiguración del patrón de radiación, como se observa en la Fig.1.33 [23], que se producen cuando la corriente se hace pasar a través de los diodos para excitar a los electrones de valencia en el Silicio a la banda de conducción. El cambio resultante en la conductividad crea un efecto similar a la colocación de una pared móvil metálica. A través del confinamiento del campo, se realizan cambios en el periodo de la estructura permitiendo reconfigurar el patrón de radiación. La antena resultante demostró un haz conmutado de 9.5° (22.5° a 32.0°) por aplicar una corriente de 300 mA. La Fig.1.33 muestra la antena y el campo resultante de la polarización del diodo.

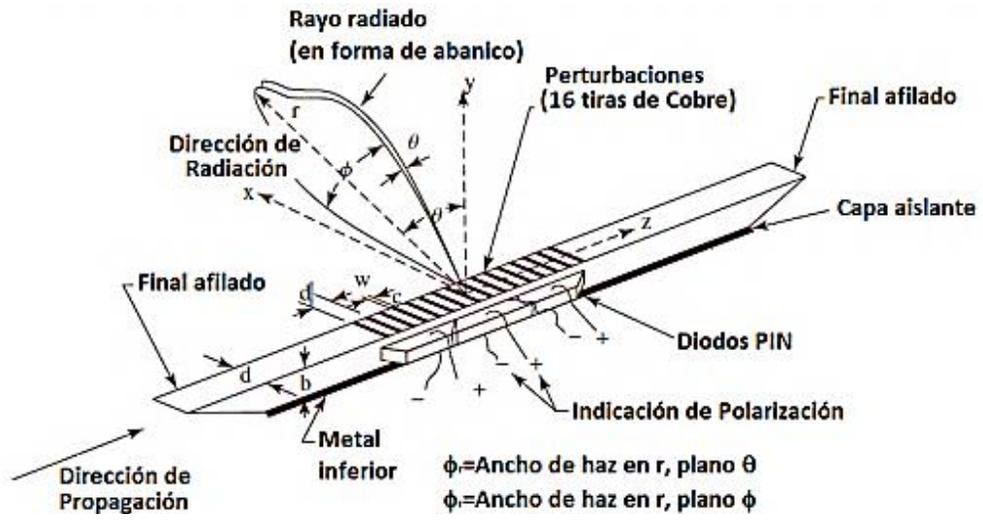


Fig.1.33- Antena de rejilla periódica.

1.3.2 ANTENAS CON CAMBIO DE FRECUENCIA DE OPERACIÓN

Este tipo de antenas reconfigurables pueden ser utilizadas en los sistemas que requieran de frecuencias ágiles o multifrecuencias. Una característica importante de este tipo de antenas es que el patrón de radiación y el tipo de polarización permanece prácticamente igual con respecto al cambio de frecuencia de trabajo.

Una clara aplicación de este tipo de antenas es la posibilidad de reducir interferencias entre las antenas de diferentes sistemas que utilizan la misma frecuencia de operación, tan solo realizando un cambio a otras frecuencias de operación que se encuentren disponibles entre las antenas que conforman un mismo sistema.

Las antenas de frecuencia ágil, que permiten escanear el espectro en un modo de banda ancha y seleccionar un modo de banda estrecha, proporcionan una importante solución para la radió cognitiva.

Las antenas de multibanda reconfigurables son atractivas para muchas aplicaciones militares y comerciales, donde está, es requerida para tener una sola antena que pueda ser dinámicamente reconfigurada para transmitir o recibir en múltiples bandas de frecuencia.

ANTENA DE FRECUENCIA RECONFIGURABLE BASADA EN LA ANTENA BOW-TIE.

La antena Bow-Tie de ranura que se muestra en la Fig.1.34 es un ejemplo de una antena de frecuencia reconfigurable basada en el uso de diodos PIN [24].

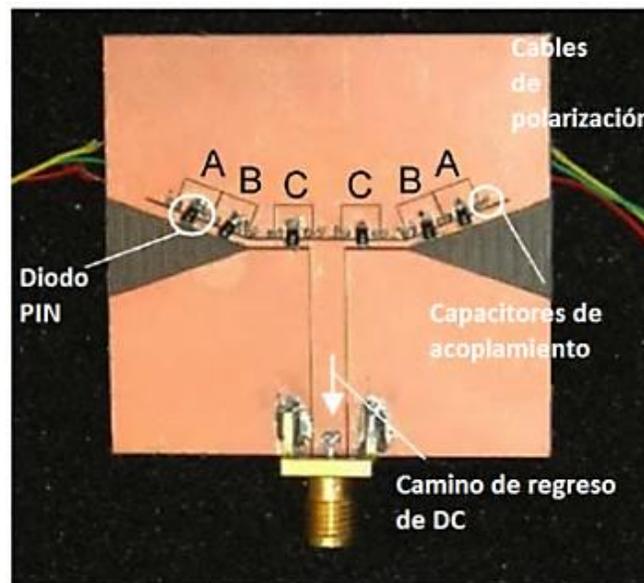


Fig.1.34- Antena reconfigurable basada en la antena Bow-Tie de ranura.

Esta estructura permite ir seleccionando la frecuencia de operación mediante la introducción de algún dispositivo que tenga la capacidad de ir seleccionando la frecuencia de operación y rechazar el resto de la banda dentro del ancho de banda inherente a la estructura. El rechazo de frecuencia se lleva a cabo en este diseño a través de una serie de ranuras simétricas que se integran en un brazo de la estructura Bow-Tie para crear una estructura de línea de transmisión de alta impedancia, que actúa como un mecanismo de filtrado dentro de la antena. La longitud total de estas ranuras debe ser determinada para obtener su banda de frecuencia de supresión. Los diodos PIN se colocan a lo largo de la ranura para activar las características de la banda de supresión por lo que cambia la longitud de la línea.

El número de pares de diodos PIN (que son usados por simetría) y sus posiciones en última instancia, determinan el número y localización de las frecuencias de rechazo disponibles. La impedancia acoplada y el pico de ganancia de varias configuraciones se muestran en la Fig.1.35. Estas ilustran la eficiencia y la pérdida asociada con la integración de los diodos encima del ancho de banda de la estructura.

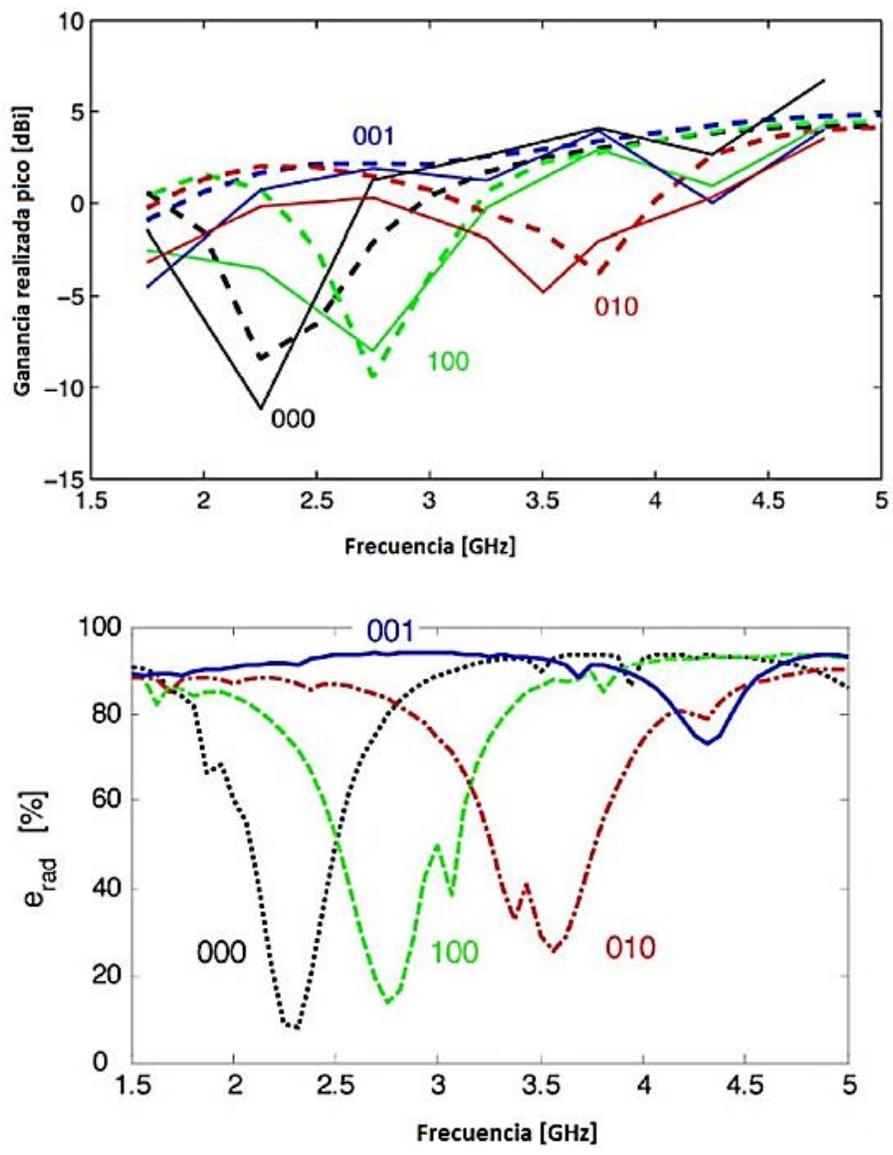
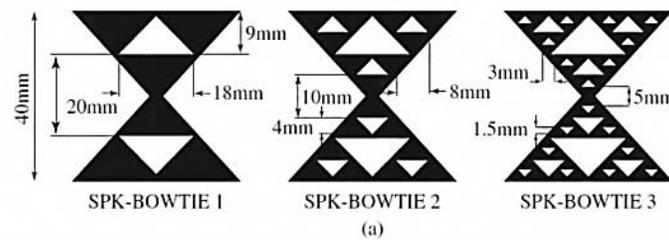


Fig.1.35- Ganancia en los 4 estados de la antena reconfigurable (arriba) y eficiencia de radiación en los 4 estados de la antena reconfigurable (abajo).

ANTENA DE FRECUENCIA RECONFIGURABLE BASADA EN LA ESTRUCTURA FRACTAL DE SIERPINSKI.

Iniciaremos primero por explicar la estructura fractal de Sierpinski o Antena fractal Bow-Tie [25] y [26]. Las geometrías fractales han sido usadas para diferentes tipos de antenas. Los fractales son geometrías compuestas que repiten en si mismos y son auto-similares. La repetición podría ser una combinación con rotaciones y traslaciones.

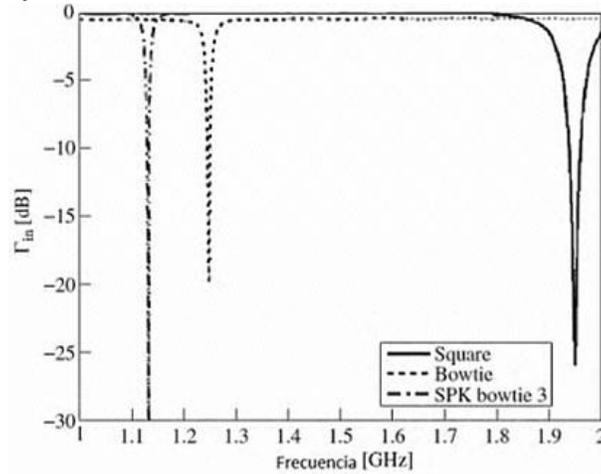
Una antena fractal Bow-Tie es formada por usar parches triangulares. Si los números infinitos de repeticiones son aplicadas a cada mano de la antena Bow-Tie (un triángulo) la antena resultante es llamada triangulo de Sierpinski. En la Fig.1.36 se muestra 3 primeras repeticiones de esta fractal microcinta de antena Bow-Tie en términos de frecuencia de resonancia, tamaño eléctrico, y directividad. Aplicando esta perturbación reduce el tamaño eléctrico de la antena y incrementa la directividad, mientras que decrece la frecuencia de resonancia. Esto significa que por aplicar triángulos fractales, uno puede miniaturizar les antena microcintas.



Antena Simulada	Bow-Tie	Bow-Tie 1	Bow-Tie 2	Bow-Tie 3
Frec. en resonancia [GHz]	4.684	4.216	4.071	3.866
Tamaño eléctrico [λ]	0.624	0.562	0.542	0.515
Directividad [dB]	8.2	11.0	11.1	10.9

Fig. 1.36 - Geometrías de las antenas fractales de Sierpinski (a) y cuadro comparativo de dichas antenas (b).

En la Fig.1.37 se muestra los efectos claros de la miniaturización. Por aplicar 3 repeticiones de ranuras, el tamaño es reducido a 33% de un parche cuadrado, pero la frecuencia de ancho de banda es también se redujo desde 1.12% a 0.4%.



Antena	Cuadro	Bow-Tie	Bow-Tie 3
Frec. de resonancia [GHz]	1.947	1.247	1.128
BW [%, SWR=2]	1.12	0.44	0.40
Tamaño eléctrico [λ]	0.259	0.166	0.150
Área de reducción [A/ACUADRO]	1	0.4	0.33

Fig. 1.37 - Comparacion con pérdidas por retorno (a) y cuadro comparativo (b).

Una antena fractal ofrece muchas oportunidades para crear antenas reconfigurables. La antena que se muestra en la Fig.1.38 utiliza una antena fractal de Sierpinski de una sola repetición, con control de la estructura como se ve en la Fig.1.39.

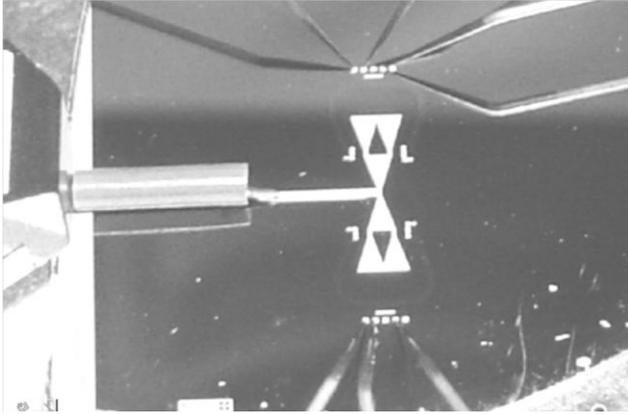


Fig.1.38- Antena fractal de Sierpinski.

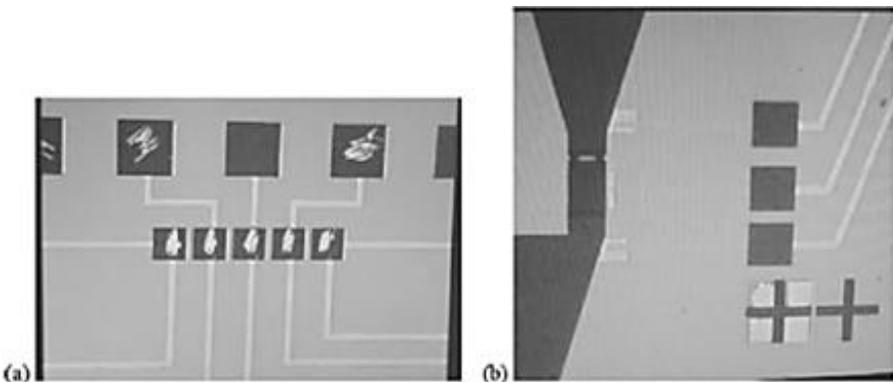


Fig.1.39- Control de la estructura: (a) control de polarización para los conmutadores y (b) interfaz con el conmutador.

Entre los parches triangulares adyacentes se conectan 4 conmutadores MEMS de RF de contacto en voladizo en serie para lograr obtener la frecuencia reconfigurable deseada como se muestra en la Fig.1.40. La introducción de esos actuadores electrostáticos permite la conexión y desconexión física de las partes conductoras de la antena al cambiar la longitud efectiva de la antena.

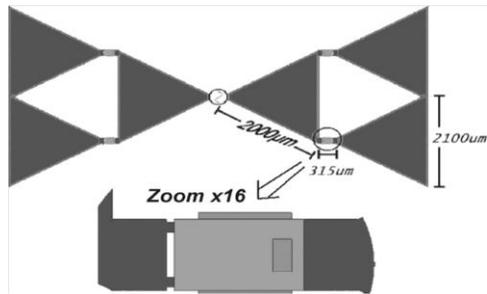


Fig.1.40- Conmutadores MEMS de actuación electrostática en la estructura de la antena Fractal de Sierpinski.

Un modo de operación Bow-Tie es creado cuando todos los conmutadores están en una posición de apagada. Un modo habilitado de MEMS de operación es obtenido cuando todos los conmutadores están en estado de encendido. El conmutar entre todas las configuraciones de encendido y apagado puede reconfigurar la frecuencia de operación como se puede observar en la Fig.1.41.

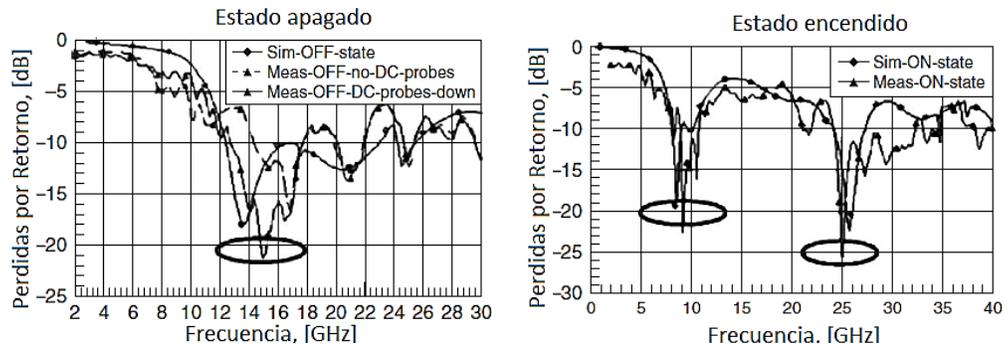


Fig.1.41 - Gráficas de la reconfiguración de operación de la antena Fractal de Sierpinski.

Otro ejemplo de una antena reconfigurable basada en la estructura fractal de Sierpinski de tres repeticiones que utiliza también conmutadores MEMS que han sido diseñados para funcionar con diferentes voltajes de accionamiento.

En este dispositivo, el simple voltaje de polarización de DC y la señal de RF se aplica tanto a la antena y los conmutadores a través del conductor central de la línea de alimentación de la guía de onda coplanar. La reconfigurabilidad es lograda a través de la colocación de conmutadores con accionamiento de voltajes aplicados a la estructura de la antena que incrementa en sucesión a medida que se colocan más lejos de la alimentación. En la Fig.1.42 se muestra el diseño básico de la antena con ubicaciones de los conmutadores y los cuatro estados diferentes que pueden lograrse.

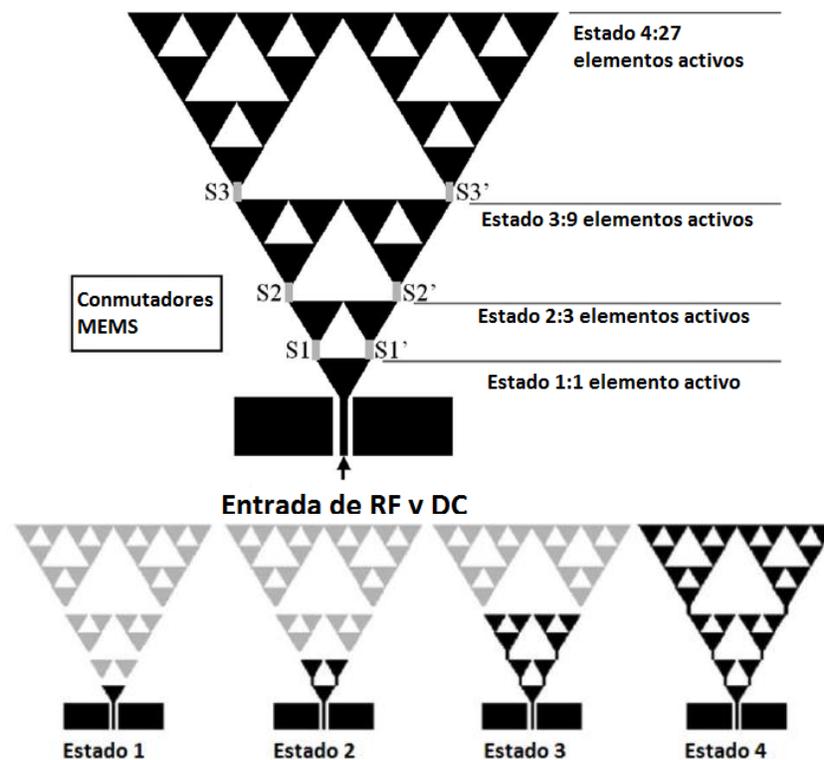


Fig.1.42- Antena basada en la estructura fractal de Sierpinski: la estructura de la antena (izquierda) y los cuatro estados diferentes (derecha).

Esta operación incrementa efectivamente el tamaño eléctrico como el voltaje de polarización se incrementa ya que activa más la estructura conductiva fractal, así que reduciendo la frecuencia de operación como el voltaje de polarización se incrementa. En la Fig.1.43 se muestra la antena fabricada y los resultados medidos para los 4 estados.

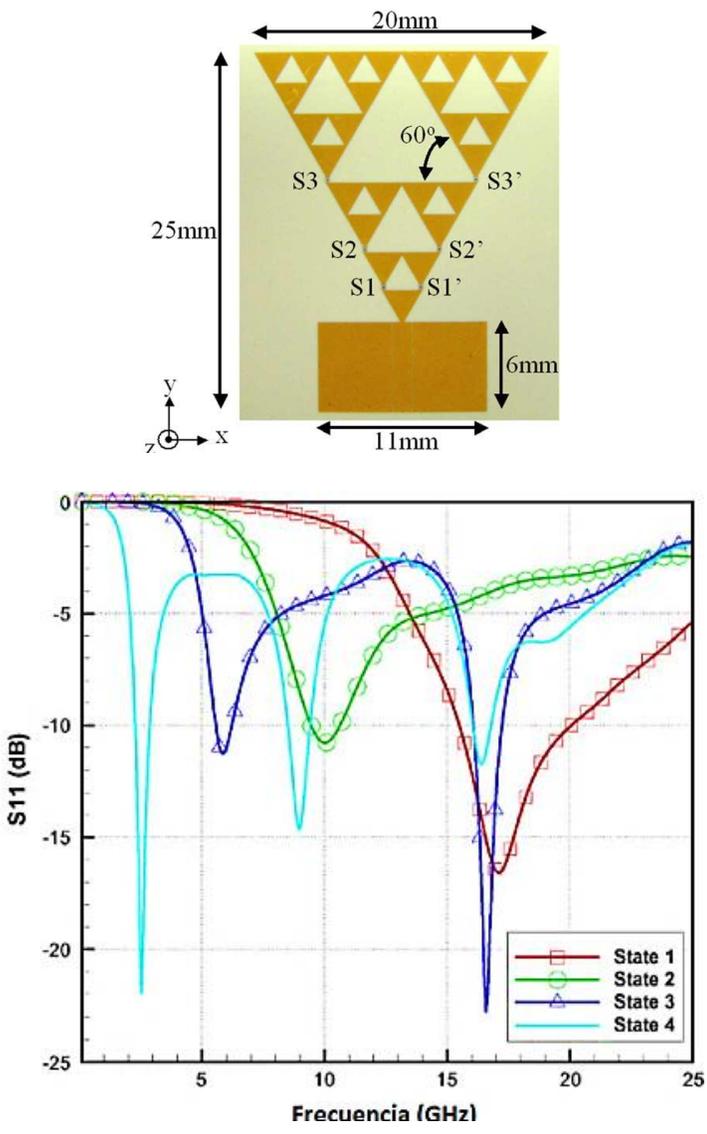


Fig.1.43- Antena basada en la estructura fractal de Sierpinski: antena fabricada (arriba) y pérdidas por retorno para los 4 estados (abajo).

Los conmutadores de MEMS de RF que fueron diseñados para operar en diferentes voltajes de polarización son también mostrados en una fila en la parte inferior.

ANTENA DE FRECUENCIA RECONFIGURABLE DE RANURA ANULAR.

La antena de frecuencia reconfigurable de ranura anular utiliza 2 tipos diferentes de membrana MEMS accionada electrostáticamente como mecanismos de reconfiguración [27]. La reconfiguración se logra a través de un simple y doble brazo de los actuadores de MEMS contacto DC, que están ubicados estratégicamente dentro de la geometría de la antena y la línea de alimentación de microcinta.

El diseño base de la antena consiste en 2 ranuras circulares concéntricas que pueden ser excitados independientemente para reconfigurar la frecuencia de operación. La excitación independiente se logra usando un simple brazo voladizo de accionamiento de tipo MEMS para crear una longitud variable de la línea de alimentación microcinta en la parte posterior del sustrato. Dos actuadores MEMS de tipo voladizo de doble brazo se colocan dentro de la ranura exterior para que pueda ser cortocircuitado a la tierra de RF cuando la ranura interior se alimenta. Este diseño aísla el funcionamiento de las ranuras interior y exterior.

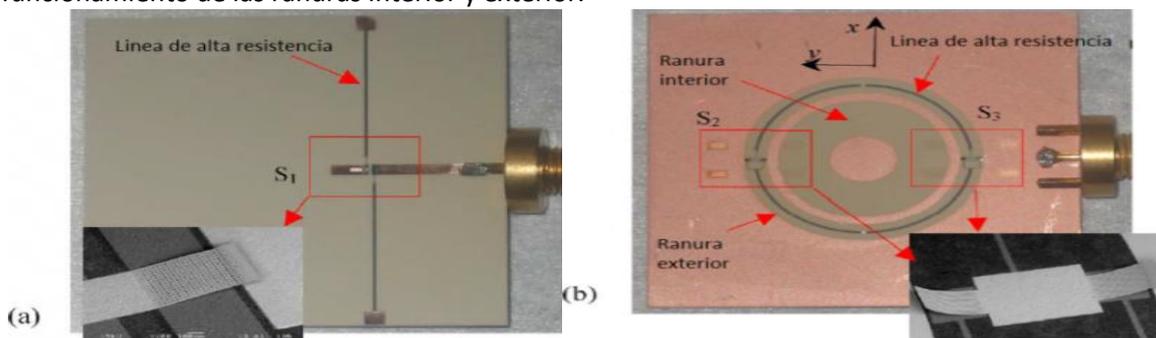


Fig.1.44- Antena reconfigurable de ranura anular: (a) línea de alimentación microcinta integrado con un actuador MEMS de un solo brazo y (b) ranura anular integrada con 2 actuadores MEMS de doble brazo.

Los voltajes de polarización se aplican a los actuadores MEMS a través de varias líneas metálicas de alta resistividad. La alta resistividad y la geometría de las líneas de polarización proporcionan un enfoque único para proporcionar la polarización a los conmutadores mientras que los mantiene aislados de interferir con su funcionamiento. Ellos además tienen un impacto nominal sobre la operación de la antena en términos de su eficiencia.

El comportamiento de frecuencia reconfigurable de esta antena y su distribución de corriente es mostrado en la Fig.1.45, para ilustrar el mínimo impacto estas estructuras de polarización tienen sobre la operación de la antena.

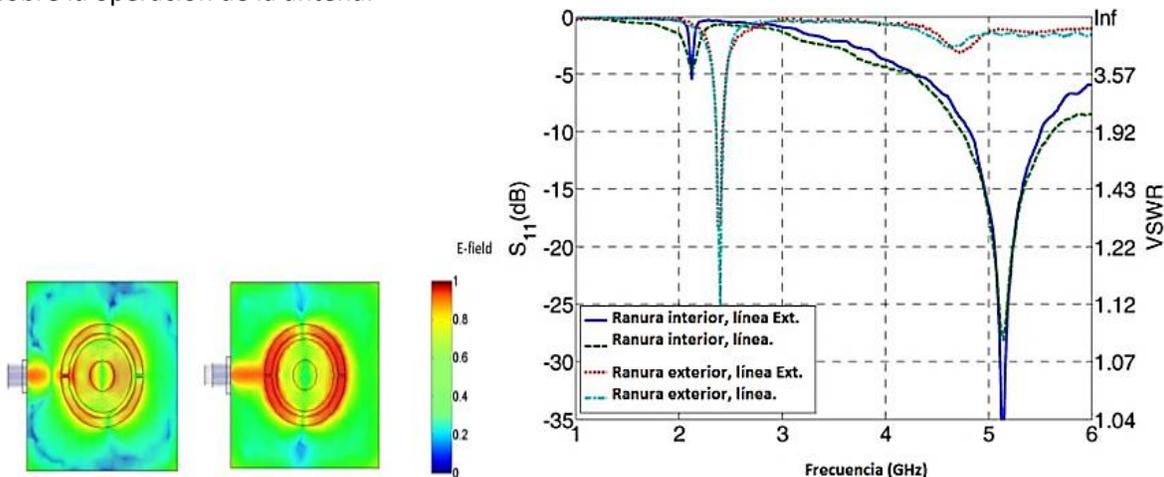


Fig.1.45- Distribuciones de campo eléctrico en la antena reconfigurable de ranura anular para la frecuencia alta (izquierda) y la frecuencia baja (centro), y coeficientes de reflexión con y sin las líneas de polarización (derecha).

ANTENA DE RANURA DOBLADA DE DOBLE BANDA.

La antena reconfigurable de doble banda de frecuencia utiliza 2 varactores [28]. Estos son utilizados para sintonizar de forma independiente 2 bandas con impedancia acoplada de una antena ranurada. La frecuencia de una de las bandas puede ser fija a voluntad y la frecuencia de la otra banda puede ser sintonizada continuamente sobre un amplio rango de frecuencia. Además, si se desea, las frecuencias de ambas bandas pueden ser sintonizadas simultáneamente sobre un amplio rango de frecuencias por el cambio de los voltajes de polarización a través los varactores.

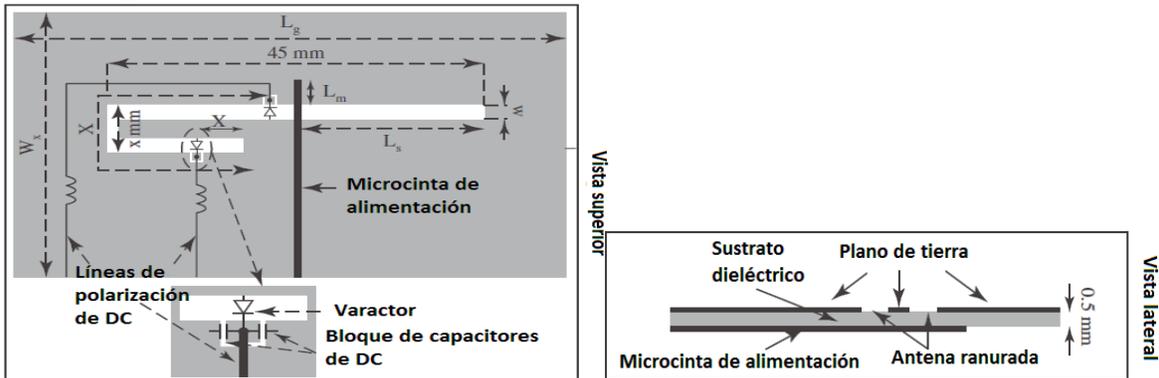


Fig. 1.46 - Esquema de la antena de ranura doblada de doble banda: Vista superior y Vista lateral.

Un circuito equivalente de la antena se muestra en la Fig.1.47, ha sido usada para determinar la colocación de los varactores para lograr el óptimo rango sintonizable para un determinado rango de capacitancia.

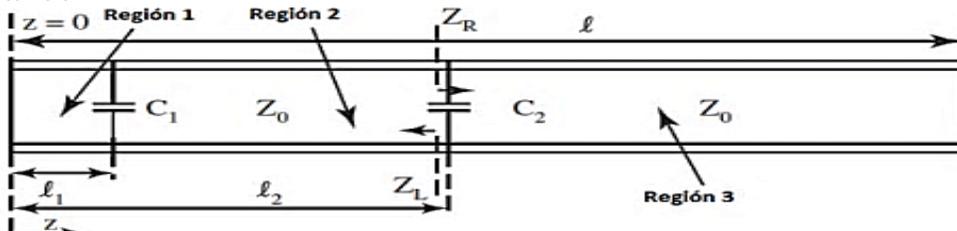


Fig. 1.47 - Circuito equivalente de la antena de ranura doblada de doble banda.

Por el ajustar la polarización de los 2 varactores, la antena es capaz de sintonizar cada banda independientemente o simultáneamente, como se ve en la Fig.1.48.

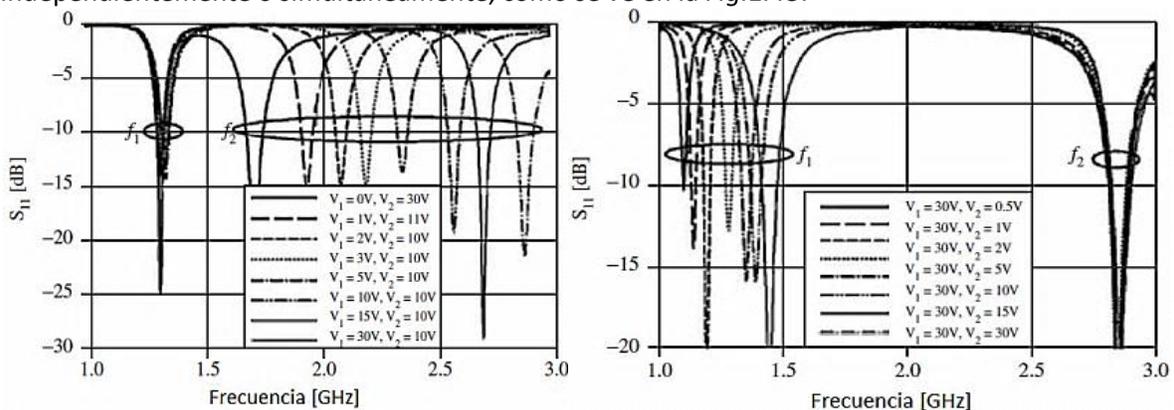


Fig. 1.48 - Gráfica de la frecuencia reconfigurable de la antena ranurada con reconfiguración de la banda superior (izquierda) y de la banda inferior (derecha).

La antena usa una simple estructura de alimentación y una red de adaptación para lograr simultáneamente una impedancia acoplada en ambas frecuencias de operación y sobre todo su rango de sintonización. Además, la antena muestra un patrón de radiación similar y polarización en ambas bandas y sobre sintonización, con bajos niveles de radiación cruzada.

ANTENA RECONFIGURABLE DE BANDA ANCHA A BANDA ESTRECHA.

Iniciaremos primero por explicar la antena Vivaldi mejor conocida como antena de línea ranura endfire o antena de forma de muesca abocinada, la cual pertenece a la clase de antena ranurada cónica de onda progresiva que se caracteriza por su desempeño de banda ancha. Al igual que ocurre con los dipolos, las ranuras delgadas poseen anchos de banda pequeños, pero si se agrandan, por ejemplo mediante una especie de abocinamiento, se logran grandes anchos de banda. Una estructura de este tipo construida sobre un sustrato dieléctrico viene conformando a la antena Vivaldi como se muestra en la Fig.1.49. Este tipo de antena incorpora un balun⁴ en su estructura básica, haciéndolo compatible con la tecnología de circuitos impresos.

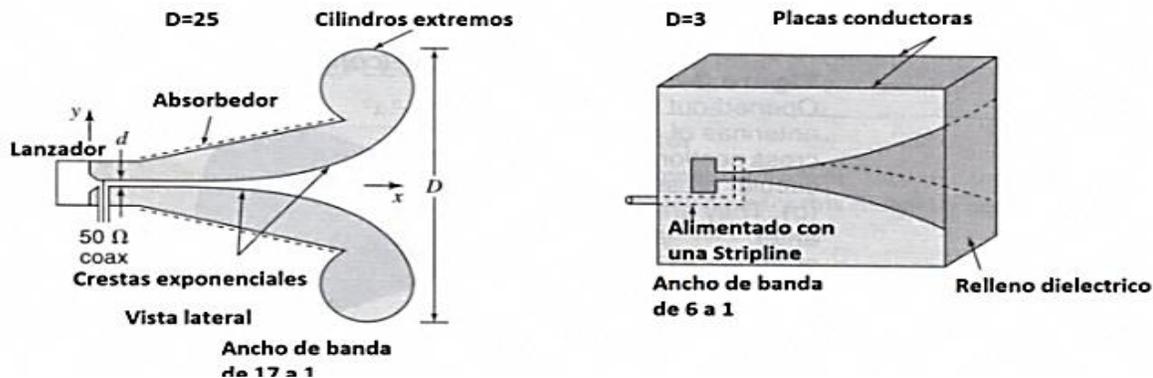


Fig.1.49- Variaciones de la antena Vivaldi (D, hace referencia a la directividad).

En la Fig.1.50 se muestra los parámetros de diseño de la antena Vivaldi.

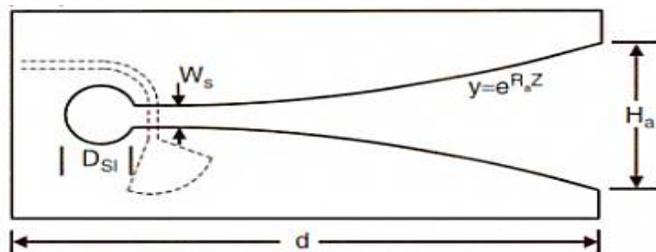


Fig.1.50- Parametros de diseño de una antena Vivaldi.

Las frecuencias de funcionamiento inferiores están limitadas por la resistencia de entrada baja, por otro lado en las frecuencias bajas existe una gran variación de la reactancia desde la capacitiva a un pico inductivo, todo esto debe ser controlado para tener una buena adaptación de impedancia a bajas frecuencias.

Un parámetro importante es la cavidad, D_{sl} , si se proponen tamaños más grandes de la cavidad aumentan la resistencia de la antena en las frecuencias más bajas, pero cavidades excesivamente grandes producen un rebasamiento indeseable, como que la resistencia se eleve a frecuencias bajas y también causa una reactancia grande.

Por otro lado, los sustratos de permitividad mayor usualmente resultan en bajas frecuencias de funcionamiento, pero pueden afectar negativamente el rendimiento a alta frecuencia.

⁴ **Balun** o **"balance and unbalance"**: Es un dispositivo que conecta una línea de dos conductores balanceado a una línea coaxial desbalanceada, físicamente lo que hace es balancear los sistemas inherentemente desequilibrados, por cancelar o imposibilitar la corriente exterior. Este dispositivo suele realizar además la transformación de impedancias necesaria para adaptar.

Otro parámetro importante es la abertura exponencial de la ranura de la antena Vivaldi que está definida por $y = C_1 e^{R_a Z} + C_2$. Para la mayor velocidad de apertura, R_a , se mejora la resistencia de baja frecuencia pero incrementa las variaciones de la resistencia y reactancia a lo largo de la banda de operación. Por lo tanto, hay que tener cuidado cuando se elige D_{sl} y R_a , ya que son variables de diseño necesarias para obtener una banda de operación amplia.

La antena reconfigurable de banda ancha a banda estrecha basada en la estructura de una antena Vivaldi nos permite realizar una reconfiguración en la frecuencia de operación [29]. En términos generales, lo que se hace es que un solo par de resonadores de ranura de anillo están situados en la antena Vivaldi para realizar reconfiguración de frecuencia manteniendo el tamaño original sin cambio. La antena propuesta es capaz de conmutar en 6 diferentes bandas de paso estrecho dentro de una banda ancha que ofrece funcionalidad añadida prefiltrado. Los conmutadores de diodo PIN se emplean en lugares específicos en el resonador para cambiar su longitud eléctrica efectiva, por lo tanto, abren la posibilidad de diferentes configuraciones del filtro (ver la Fig.1.51).

En un principio, la distorsión de la distribución de corriente a lo largo de su camino puede cambiar las propiedades de radiación. La antena Vivaldi tiene corrientes que se propagan cerca del borde de la ranura cónica como se ve en la Fig.1.52.



Fig.1.51 - Antena reconfigurable basada en la estructura de una antena Vivaldi.

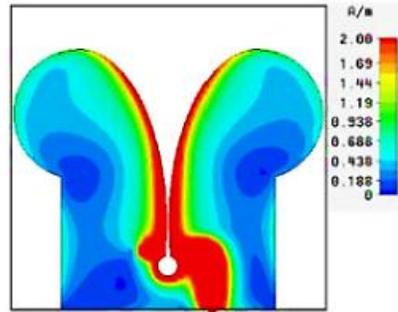


Fig.1.52 - Distribución de corriente superficial.

El final más estrecho está actuando como una región de transmisión mientras que el final más ancho está actuando como una región de radiación. Es así apropiado localizar el filtro en el final más estrecho. Un resonador de ranura de anillo como se muestra en la Fig.1.53 es elegido para esto. El anillo de ranura está actuando como un stub de circuito abierto donde este representa un circuito abierto a la ranura de acoplamiento en el borde.

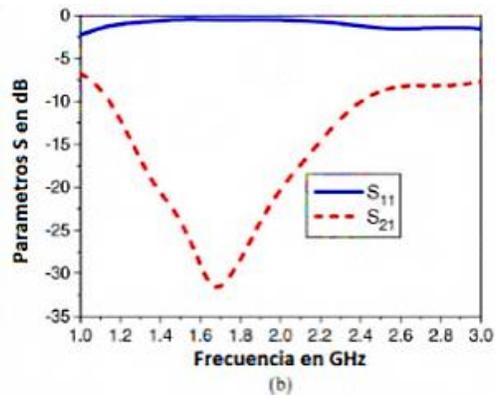
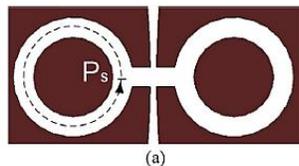


Fig.1.53 - Simple filtro supresor de banda: (a) la configuración (P_s es la longitud de la ranura, indicada por líneas punteadas) y (b) las respuestas.

Si la ranura es ahora algún puente en algún punto, entonces esto se puede ver como 2 stubs cortocircuitados que son creados para que puedan ser usados para formar un filtro de paso banda.

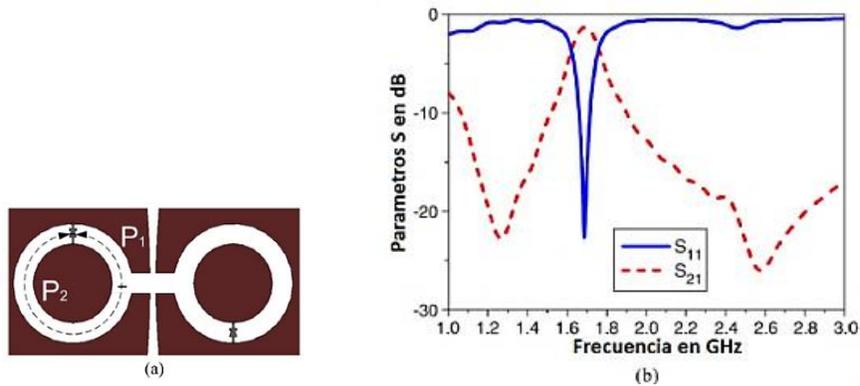


Fig.1.54- Filtro pasa banda: (a) la configuración (P_1 y P_2 son longitudes de la ranura, indicada por líneas punteadas) y (b) las respuestas.

En lugar de actuar como un simple stub de circuito abierto, la ranura ahora tiene 2 stubs cortocircuitados que tiene diferentes longitudes, P_1 y P_2 , cada uno da una respuesta de banda de supresión. Para conmutar a una banda diferente, los puentes son movidos para otras posiciones específicas, cambiando la longitud eléctrica P_1 y P_2 . Alternativamente un puente extra puede ser añadido.

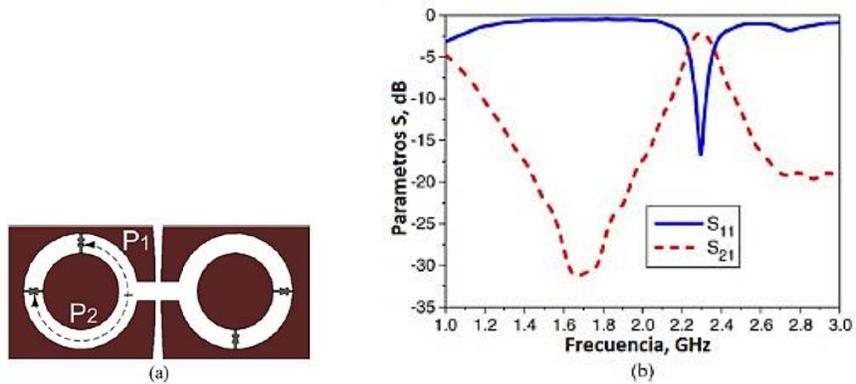


Fig.1.55- Filtro pasa banda: (a) la configuración y (b) las respuestas.

Las diferentes configuraciones de paso banda, en función de la posición del puente son presentados a continuación:

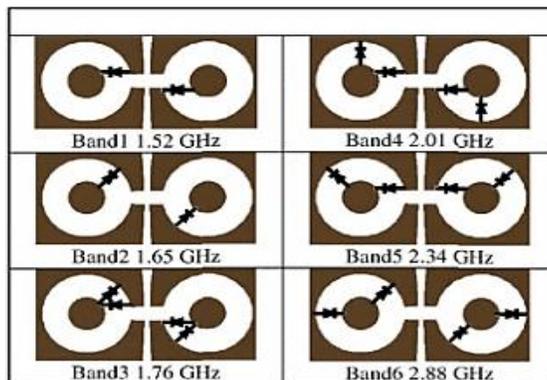


Fig.1.56- Posición de puente para diferentes frecuencias centrales pasa banda.

1.3.3 ANTENAS CON CAMBIO DE POLARIZACIÓN

Las antenas con cambio de polarización pueden ofrecer diferentes tipos de polarizaciones manteniendo la misma frecuencia de operación y el patrón de radiación, este tipo de antenas ha recibido una considerable atención por los sistemas de comunicaciones inalámbricas y los sistemas de comunicaciones MIMO.

Por ejemplo, el conmutar la polarización de la antena puede ser usado para mitigar el desvanecimiento de la señal en entornos de propagación multitrayectoria, también puede ayudar a proporcionar inmunidad a las señales de la interferencia en diferentes ambientes y además, puede ser usado para realizar la reutilización de frecuencias, debido a su útil esquema de modulación de polarización. Esta última propiedad se aplicó en los sistemas de microondas de etiquetado activo de lectura/escritura.

En otras aplicaciones, tal como los sistemas de comunicaciones satelitales, se suele usar una antena microcinta que genere una polarización circular, ya que este tipo de polarización es más adecuado debido a su falta de sensibilidad a la orientación del transmisor y el receptor. Dichas antenas se utilizan también en el radar para reducir el desorden de los objetos de simetría esférica, como las gotas de lluvia o granizo.

ANTENA DE POLARIZACIÓN RECONFIGURABLE BASADA EN UNA ANTENA PARCHE CON RANURA EN FORMA DE X.

Una antena parche con ranura en forma de X tiene la capacidad de conmutar de polarización circular a polarización lineal, como se presenta en la Fig.1.57 [30].

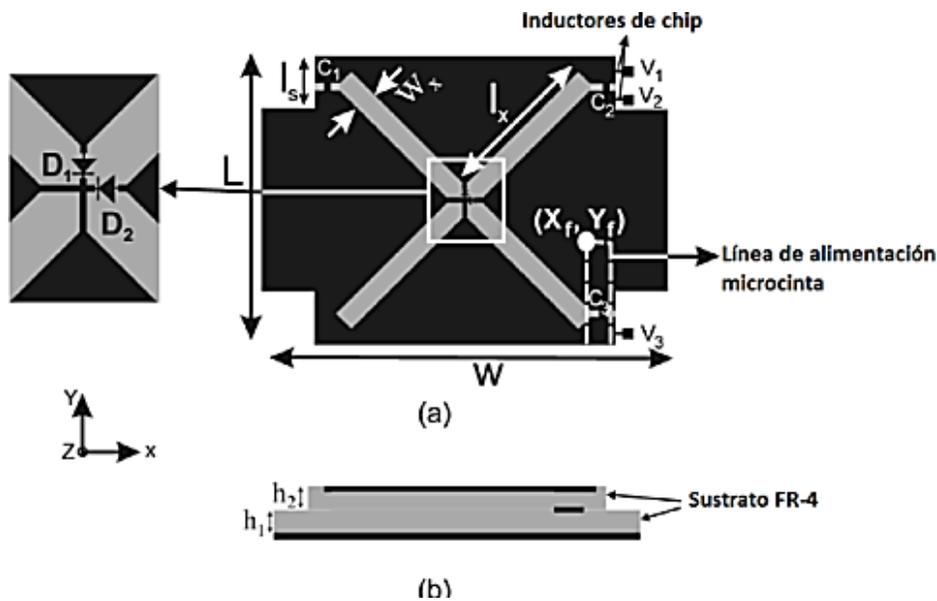


Fig. 1.57 - Geometría de la antena propuesta: (a) vista superior y (b) vista lateral.

En el centro de la ranura X de la antena parche se colocaron 2 diodos PIN, el primer diodo D_1 esta orientado paralelamente a la línea de alimentación y el otro diodo D_2 está orientado perpendicularmente a la línea de alimentación como se observa en la Fig.1.57.

Mediante el control del voltaje de polarización de los 2 diodos PIN, la polarización de la antena se puede cambiar entre 3 estados: 2 estados para la polarización lineal (horizontal y vertical) y un estado para la polarización circular (RHCP). Para radiar ondas polarizadas linealmente, ambos diodos PIN en el parche deben estar en el estado de encendido (ver la antena 1 que tiene una polarización lineal horizontal) o en el estado de apagado (ver la antena 2 que tiene una polarización lineal vertical). Para radiar ondas polarizadas circularmente, el diodo en el parche D_1 debe estar en el estado de encendido, mientras el otro debe estar en el estado apagado (ver la antena 3). Un buen acoplamiento de impedancia para todos los estados de polarización se observa sin ningún tipo de redes de adaptación.

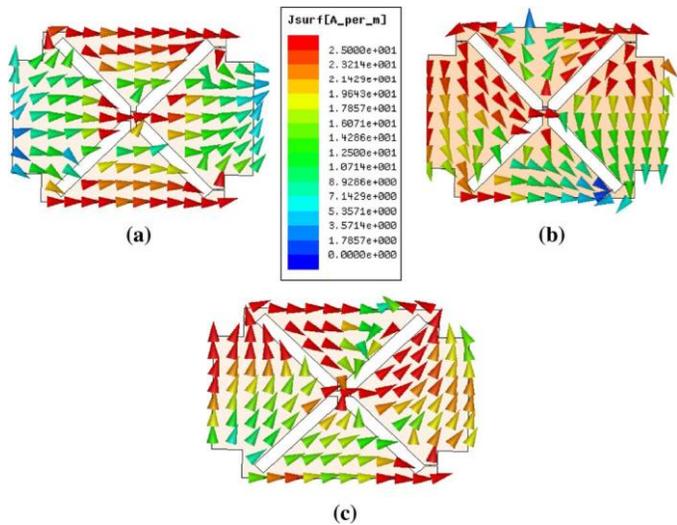


Fig.1.58 - Distribucion de la corriente superficial: (a) antena 1, (b) antena 2 y (c) antena 3.

ANTENA DE POLARIZACIÓN RECONFIGURABLE BASADA EN LA ANTENA PARCHE CASI CUADRADA.

Una antena parche casi cuadrada con conmutadores MEMS es mostrada en la Fig.1.59 [31].

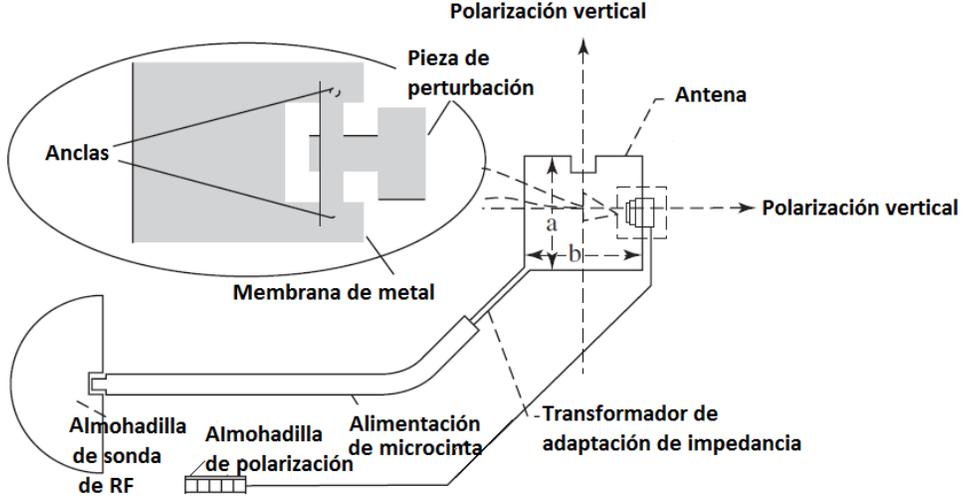


Fig.1.59 - Antena parche de polarización reconfigurable con conmutadores MEMS.

El conmutador consiste de un puente aéreo suspendido sobre un stub de metal. El paso a desnivel se apoya en ambos extremos por vías metalizadas, que están conectadas eléctricamente a la antena parche casi cuadrada. El puente de metal es accionado por una fuerza electrostática de atracción creada por un voltaje aplicado entre el paso a desnivel y el stub de metal. Una película dieléctrica depositada sobre el stub de metal evita la fricción en las superficies en contacto. La antena parche casi cuadrada con muescas ilustradas en la Fig.1.59 está diseñado para soportar 2 modos ortogonales degenerados cuando están excitados.

Cuando el actuador MEMS está en el estado apagado, la perturbación de los modos es insignificante y por lo tanto el parche radia una onda polarizada circularmente.

Cuando una fuerza electrostática es resultado de la aplicación de un voltaje de polarización entre el electrodo y el puente voladizo, el actuador MEMS está en el estado encendido. Esta acción perturba la relación de fase entre los 2 modos que causan al parche a radiar dos ondas polarizadas linealmente.

En la medición, el parche está bien acoplado a la línea de alimentación de 50 Ω y resuena a una frecuencia de 26.7 GHz. Los diagramas de radiación medidos a lo largo de dos planos ortogonales se muestran en la Fig.1.60. La relación axial medida en eje de puntería es aproximadamente 2.0 dB. En el estado encendido el parche también está bien acoplado a la línea de alimentación de 50 Ω y resuena a una frecuencia de 26.625 GHz. En el estado de encendido, el parche radia 2 ondas de polarización lineal. La medición del patrón de radiación del plano E y H para la polarización vertical son mostrados en la Fig.1.60. Los patrones de radiación similares se observan para la polarización horizontal.

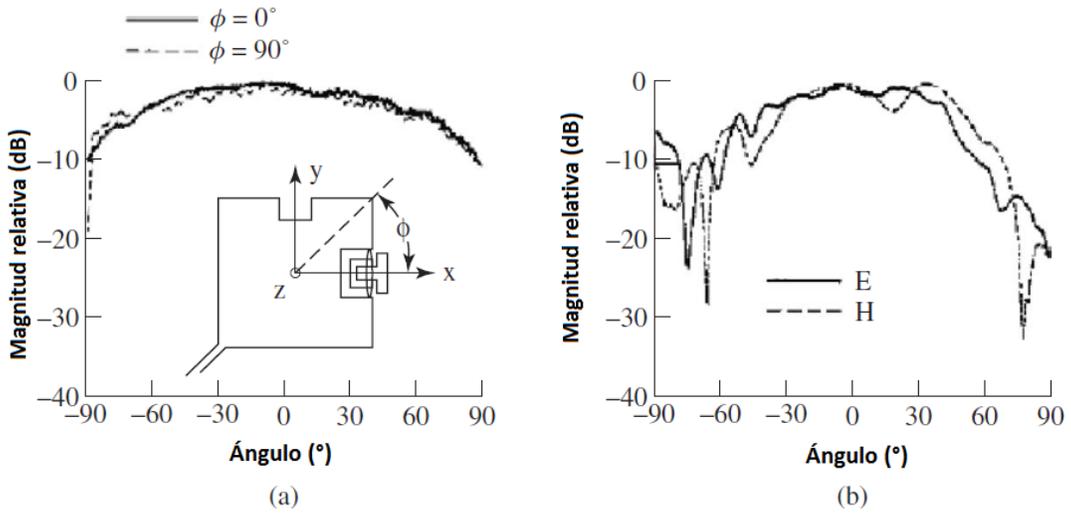


Fig. 1.60-(a) Medición de los patrones de radiación de la polarización circular y (b) medición de los patrones de radiación de la polarización lineal para la polarización vertical.

ANTENA ORIOL.

La antena propuesta es una antena reconfigurable de doble polarización lineal de 2 puertos [32]. A esta antena se le conoce también como la antena de elemento octagonal reconfigurable aislado ortogonal (ORIOL). La antena ORIOL consiste de un solo parche de forma octagonal como se muestra en la Fig.1.61 en la que sus 2 puertos siempre excitan 2 polarizaciones ortogonales (doble polarización) del campo eléctrico radiado.

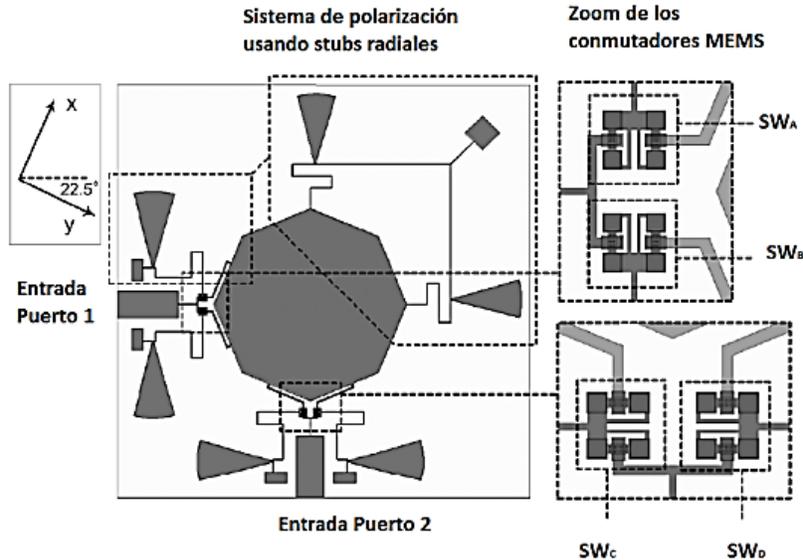


Fig.1.61 - Esquema de la antena ORIOL.

Esto se logra por excitar el parche desde 2 puntos localizados en lados perpendiculares del parche octagonal. Estas 2 polarizaciones son como la base de polarización. Por otra parte, la antena tiene la capacidad para reconfigurar/rotar su polarización base en 2 diferentes estados de radiación, es decir, de ser vertical/horizontal, a inclinarse $\pm 45^\circ$. La antena se implementó en un sustrato de Cuarzo, y utiliza conmutadores MEMS integrados monolíticamente para seleccionar entre las dos bases de polarización mencionadas. Un esquema detallado de la antena ORIOL con sus dimensiones básicas se muestra en la Fig.1.62.

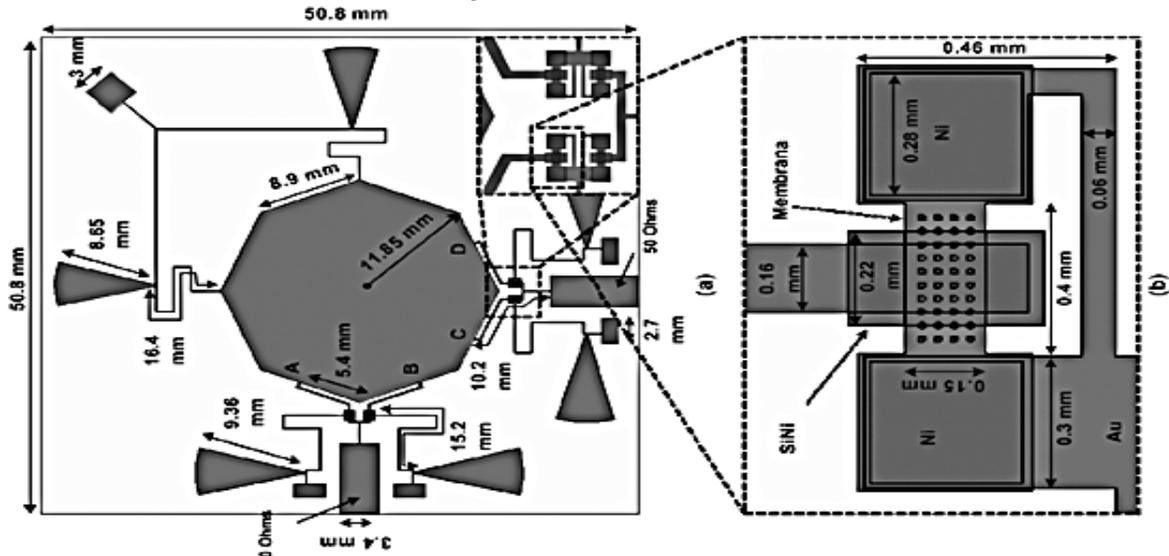


Fig.1.62 - En (a) las dimensiones básicas de la antena ORIOL (b) representa un zoom del sistema de alimentación y la estructura de conmutación en serie MEMS.

La mayor parte de la complejidad del diseño en la antena ORIOL reside en la estructura de alimentación. Nótese que cada puerto de línea de alimentación de 50Ω se conecta a un transformador de un cuarto de onda a través de una línea de alta impedancia que, después de unos pocos milímetros, se divide en dos líneas de alta impedancia que se conectan al parche octogonal en dos lados adyacentes. El propósito de estas líneas de alta impedancia es transformar la antena de alta impedancia de entrada de valor visto en los bordes del parche octogonal en un valor de impedancia 50Ω . En cada lugar donde el transformador de alta impedancia de un cuarto de onda se divide en dos líneas, se han localizado cuatro conmutadores.

Cuando los conmutadores SW_A y SW_C están encendidos y los conmutadores SW_B y SW_D están apagados es posible obtener una polarización vertical cuando se utiliza el puerto 1 y una polarización horizontal cuando se utiliza el puerto 2. Cuando los conmutadores SW_B y SW_D están encendidos y los conmutadores SW_A y SW_C están apagados es posible obtener una polarización inclinada a 45° cuando se utiliza el puerto 1 y una polarización inclinada a -45° cuando se utiliza el puerto 2.

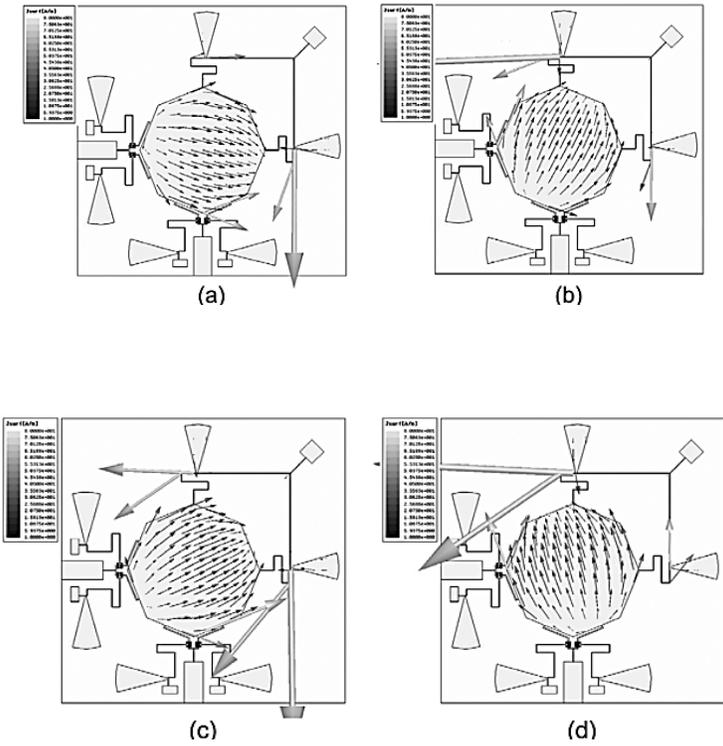


Fig.1.63- En (a) polarización vertical, (b) polarización horizontal (c) polarización a 45° y (d) polarización a -45° .

ANTENA DE POLARIZACIÓN RECONFIGURABLE BASADA EN LA ESTRUCTURA DE UN TRIANGULO EQUILÁTERO CON ESQUINAS TRUNCADAS.

Una antena microcinta con forma de triángulo equilátero de un solo alimentador se diseñó con esquinas truncadas para radiar diversos tipos de polarizaciones [33].

La antena presenta la polarización lineal (LP), polarización circular de la mano izquierda (LHCP), o polarización circular de la mano derecha (RHCP), dependiendo de si las tres esquinas de tamaño idéntico p del parche triangular se cortan.

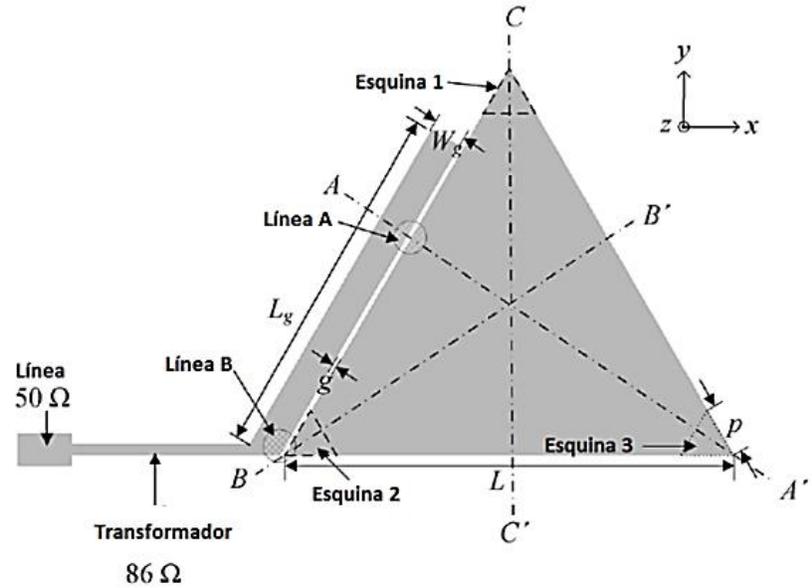


Fig.1.64- Geometría de la antena microcinta con forma de triángulo de un solo alimentador.

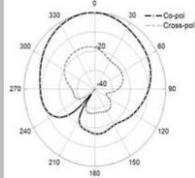
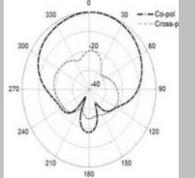
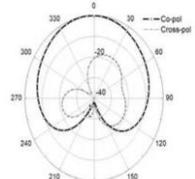
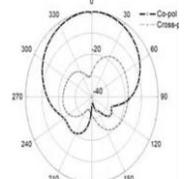
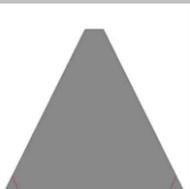
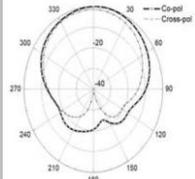
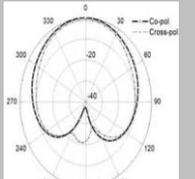
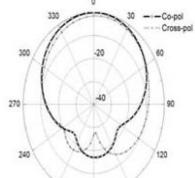
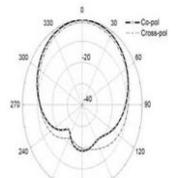
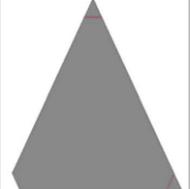
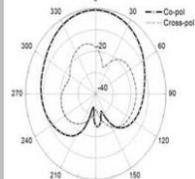
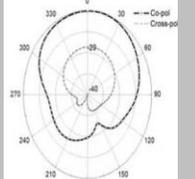
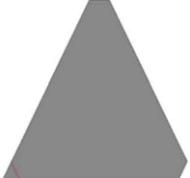
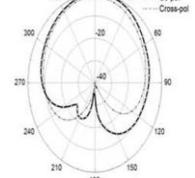
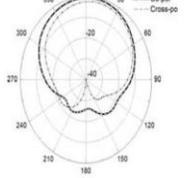
La antena de forma de triángulo equilátero que tiene una longitud de lado L es alimentada por una línea microcinta colocada en paralelo al lado oblicuo de este parche triangular, donde la distancia entre la antena y la línea de alimentación es denotada por la letra g , esta estructura de alimentación pose dimensiones $L_g \times W_g$, que es acompañada de un transformador de cuarto de onda que se usa como circuito de acoplamiento.

En esta antena la mayor parte de la potencia de RF en el punto de acoplamiento A en el lado oblicuo izquierdo está acoplado desde la estructura de alimentación en elemento radiante de la antena; una pequeña cantidad de potencia de RF se acopla en el punto B. Puesto que la radiación de polarización circular del diseño parche triangular equilátero se consigue mediante la introducción adecuada asimetría en el elemento radiante, ambos ejes AA' y BB' basados en puntos de acoplamiento A y B, respectivamente, deben ser considerados en el diseño de la estructura si es que están tendrán características de polarización circular. Como el eje CC' no tiene punto de acoplamiento, las características de polarización circular no se producen incluso cuando los dos lados a lo largo de este eje son asimétricos.

El circuito de polarización de DC en una antena microcinta reconfigurable es complicado, y el tamaño de la antena se hace más grande conforme el número de PIN diodos aumenta. Además, un mayor número de diodos puede conducir a más pérdidas en el circuito o un aumento en el consumo de corriente, posiblemente socava el rendimiento de la antena. Esta es la razón por la que en esta antena reconfigurable solo se trabaja con solo un diodo PIN para reconfigurar la radiación del parche, y mediante el control del estado del diodo, el sentido de polarización de la antena puede ser conmutado entre polarización lineal y polarización circular.

Las antenas parche de forma de triángulo equilátero tienen diversas características de polarización que dependen de la combinación de los cortes de las esquinas.

Tabla de las diferentes combinaciones de los cortes de las esquinas para obtener diversas características de polarización.

Antena	Geometría	Tipo de polarización	fr [GHz]	BW [%]	Patrón de radiación en el plano xz	Patrón de radiación en el plano yz	Ganancia [dBi]
1		LP	2.38	2.1			3.35
2		LP	2.27	2.6			2.9
3		LHCP	2.33	4.8			3.07
4		RHCP	2.36	4.9			2.93
5		LP	2.3	3.7			3.03
6		LHCP	2.31	3.2			2.87

1.3.4 ANTENAS CON POSIBILIDAD DE CAMBIAR EL PATRÓN DE RADIACIÓN Y/O CAMBIO DE FRECUENCIA DE OPERACIÓN Y/O CAMBIO DE POLARIZACIÓN.

Las antenas reconfigurables trabajan basadas en el principio que por alterar la geometría física de la antena, la distribución de corriente en la antena puede ser controlada en una manera deseable y por lo tanto su radiación y características eléctricas pueden ser cambiadas. En orden a cambiar la configuración física de la antena, uno puede usar conmutadores que estratégicamente interconecten diferentes partes metálicas de la antena. A través de usar conmutadores, la antena puede reconfigurar su patrón de radiación, polarización y frecuencia de operación. A este tipo de antena se le conoce con el nombre de antena multifuncional.

El propósito de esta antena puede funcionar como una antena multimodo para sistemas que requieren diversos tipos de patrón de radiación/polarización, como una antena de frecuencia variable para ser usada en sistemas de comunicaciones inalámbricas multibanda, y como una antena de polarización ágil para ser usada en aplicaciones de polarización sensible.

ANTENA DE PÍXELES.

Las antenas microcinta son utilizadas no solo como elementos individuales sino también son muy populares en arreglos. Los arreglos son muy versátiles y son usados, entre otras cosas, para sintetizar un patrón requerido que no puede ser logrado con un solo elemento. En adición, estos pueden ser usados para escanear el lóbulo de un sistema de antena, incrementando la directividad, y mejorando varias otras funciones que pueden ser difíciles con cualquier elemento individual.

La Antena de Píxeles se basa en el diseño de un arreglo rectangular conmutable de parches metálicos pequeños, como se puede observar en la Fig.1.65. Cada parche metálico del arreglo rectangular tiene una conexión conmutada, y cada uno de los conmutadores puede ser abierto o cerrado en un determinado régimen que permita reconfigurar el patrón de radiación en una banda muy amplia.

Esta antena de hecho puede ser reconfigurada para realizar múltiples funciones, tales como: ajuste de la frecuencia de operación, la diversidad de patrones de radiación, y la adaptación de polarización [34] y [35].

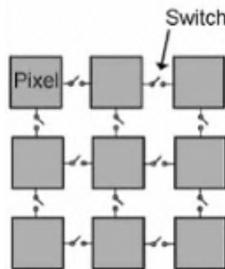


Fig.1.65- Esquema ilustrativo de la Antena de Píxeles.

Esta estructura en particular permite alcanzar diferentes estados de reconfiguración, pero la forma de conmutación de los parches para obtener el patrón de radiación deseado debe de ser predeterminado con anterioridad. Esto se debe a que la apertura reconfigurable tiene distribuciones de campo muy complejas que comparten la necesidad de realizar ajustes de configuración predeterminadas para lograr los resultados deseados.

Una forma que existe para predeterminar la configuración de la antena es mediante el empleo de un algoritmo genético.⁵

Aunque este enfoque flexible puede ofrecer una gama de estructuras con un rendimiento nuevo e inesperado, esto también tiene algunas limitaciones. En general, las configuraciones de banda ancha han logrado una ganancia menor que las configuraciones de banda estrecha porque las configuraciones de banda ancha implementan radiadores de menos eficiencia en la apertura.

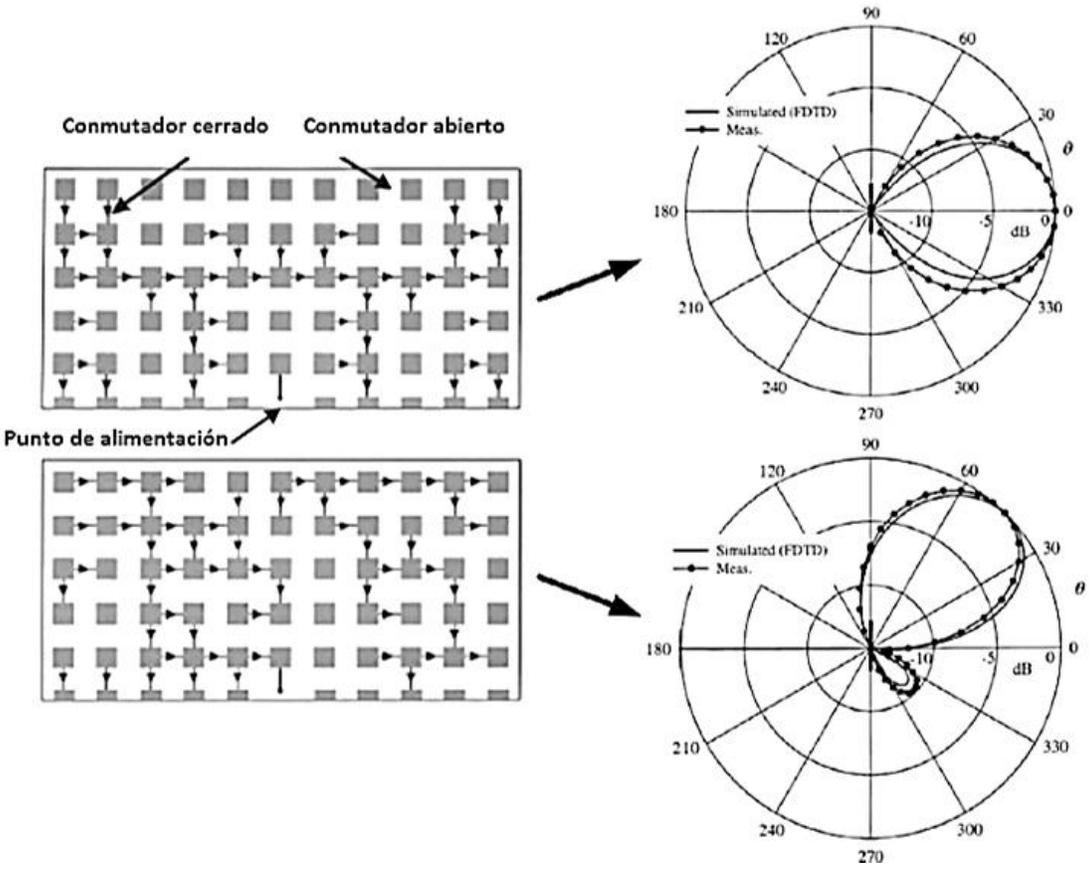


Fig.1.66- Dos variaciones de la conmutación de la Antena de Pixeles: En esta figura se observa como el lóbulo principal es conmutado de un ángulo de 0° a un ángulo de 45° cambiando tan solo la forma de conmutación de los parches.

Las antenas en forma de espiral pueden también ser utilizadas para llevar a cabo la reconfiguración de polarización. Una antena en forma de espiral puede alterar la radiación entre la polarización circular de mano derecha (RHCP) y la polarización circular de mano izquierda (LHCP), dependiendo de las direcciones del enrollamiento de las espirales.

⁵ **Algoritmo genético:** se basa en técnicas de resolución de problemas de aprendizaje-descubrimiento que imita el proceso de la evolución natural. Este algoritmo permite generar soluciones para la optimización de problemas.

El siguiente ejemplo presenta un diseño de múltiples píxeles para las antenas de polarización reconfigurables. La antena consiste en una matriz de parches metálicos (conocidos como píxeles), cada píxel se conectan con otro píxel a través de los conmutadores MEMS, los cuales permiten llevar a cabo la reconfiguración de polarización. Cada píxel puede estar conectado con cuatro píxeles adyacentes. Mediante la conexión de diferentes caminos con conmutadores MEMS, la matriz de píxeles puede ser configurado para una antena en forma de espiral en sentido horario o antihorario y por lo tanto radian ondas RHCP o LHCP.

Los voltajes de polarización están configurados como en la Fig.1.67 a, b para obtener las direcciones del enrollamiento de las espirales equivalentes mostrados en la Fig.1.67 c, d.

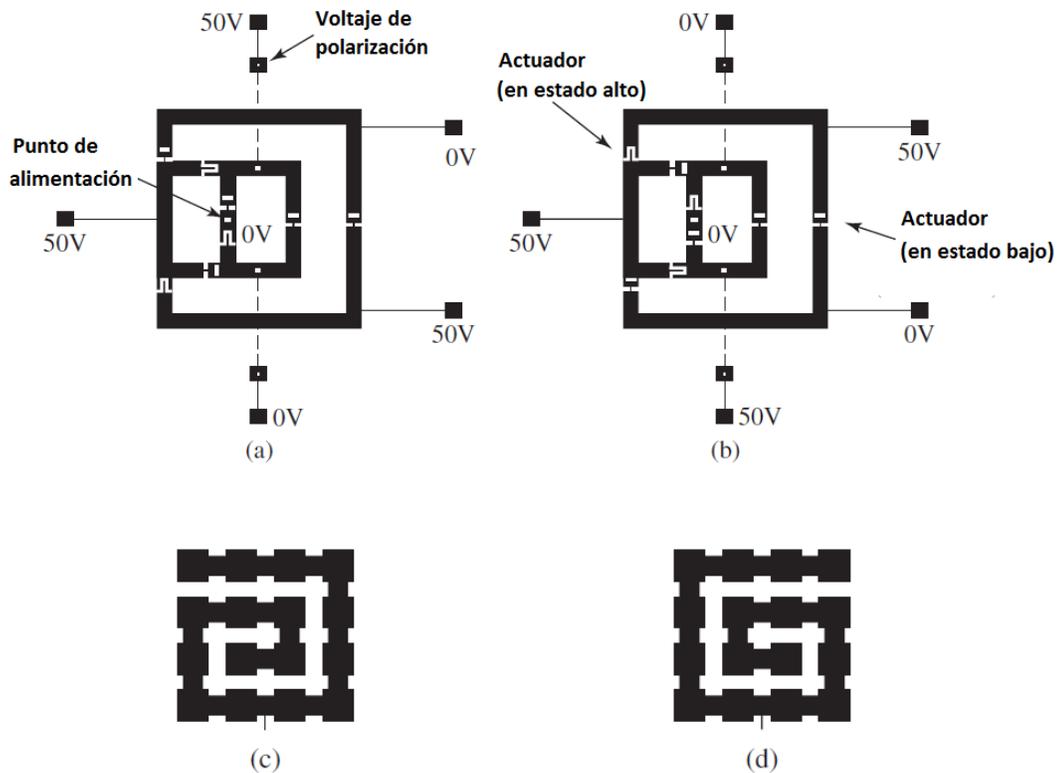


Fig. 1.67 - Vista esquemática superior (c, d) de una espiral de enrollamiento reconfigurable correspondiente a cada modo reconfigurable de operación: (a) polarización circular de mano izquierda y (b) polarización circular de mano derecha.

1.4 CRÍTICA DE DISEÑOS EXISTENTES

Las antenas reconfigurables tienen como base una antena convencional con parámetros fijos. Agregando a esa antena un conmutador electrónico (MEMS o Diodo PIN) o Varactor podemos obtener antena reconfigurable. Estos componentes pueden ser utilizados para activar electrónicamente algún tipo de patrón de radiación que sea deseado, alguna frecuencia de operación que sea solicitada, algún tipo de polarización que sea requerida, o una combinación de estos parámetros de radiación que sean requeridos.

57

Desafortunadamente, en el diseño de las antenas reconfigurables, el uso de los conmutadores en frecuencias de microondas tienen un comportamiento que provoca deterioro en las características de la antena. Este deterioro es causado por los efectos parásitos propios de cualquier conmutador.

Por otro lado, la necesidad que existe de polarizar dicho conmutador requiere la implementación de circuitos de polarización, los cuales introducen pérdidas disipativas. Todo ello conlleva como resultado que los parámetros y las características de la antena reconfigurable resulten peores que los de la antena inicial.

En resumen, las pérdidas presentes tanto en el propio mecanismo de la antena, así como en el mecanismo de reconfiguración representan un parámetro especialmente importante en el diseño e implementación de antenas reconfigurables, especialmente cuando se considera la eficiencia total en todos los estados reconfigurados [36]. Estas pérdidas pueden manifestarse a través de la alteración de los patrones de radiación. Pero también puede ser una función de los materiales con pérdidas, y de otros mecanismos que están presentes en la antena reconfigurable. Por ello las futuras metodologías de diseño que se desarrollaran en el futuro para este tipo de antenas deberán proveer la capacidad para dar cuenta de este tipo de pérdidas. Es por ellos que la elección del mecanismo de reconfiguración presenta tanto ventajas como desventajas en cuanto a la funcionalidad y la complejidad, así como en el tiempo de vida del dispositivo o del sistema. Por ejemplo, los conmutadores MEMS son dispositivos Microelectromecánicos que basan su principio de funcionamiento en piezas móviles que permiten facilitar la reconfiguración, estas a la larga pueden sufrir un desgaste mecánico. Sin embargo, típicamente su mecanismo se acciona electrostáticamente y el rendimiento que proporcionan sobre los diseños con dispositivos de estado sólido es que las pérdidas intrínsecas son menores y el consumo de energía también es menor (especialmente en altas frecuencias), a menudo compensa el potencial para el tiempo de vida de degradando y de fallo del dispositivo. Como otro ejemplo, la integración de los materiales sintonizables dentro del diseño de la antena puede causar un conjunto totalmente diferente de problemas si las propiedades del material o el grado de sintonización se degradan con el paso del tiempo. Es por ello que la selección del mecanismo de reconfiguración debe ser realizada con cuidado pensando tanto en la vida útil del sistema, velocidad de reconfiguración, consumo de energía, requerimientos de accionamiento (voltaje o corriente), el costo, el tamaño de la antena reconfigurable, la complejidad de fabricación, así como los niveles deseados de rendimiento y las pérdidas consideradas desde el principio del diseño.

La tabla muestra una comparación entre el conmutador electrostático MEMS, el Diodo PIN y el Diodo Varactor.

Tabla de comparación del rendimiento del Diodo PIN, el conmutador electrostático MEMS y el Diodo Varactor en frecuencias de Microondas.

Parámetro.	Diodo PIN.	Diodo Varactor.	Conmutador electrostático MEMS.
<i>Voltaje [V].</i>	1...-30	0...-22	20...90
<i>Corriente [mA].</i>	3...20	0	0
<i>Consumo de potencia [mW].</i>	5...100	5...100	0.05...0.1
<i>Tiempo de conmutación.</i>	1...100[ns]	1...100[ns]	1...300 [μ s]
<i>Capacitancia en serie [fF].</i>	40...80	62...500	1...6
<i>Resistencia en serie [Ω].</i>	2...4	3...4	0.5...2
<i>Razón de capacitancia.</i>	1.2	1...5	40...500
<i>Frecuencia de corte [THz].</i>	1...4	1	20...80
<i>Aislamiento (1-10 [GHz]).</i>	Alta	Alta	Muy alta.
<i>Aislamiento (10-40 [GHz]).</i>	Media	Media	Muy alta.
<i>Aislamiento (60-100 [GHz]).</i>	Media	Media	Alta.
<i>Perdidas (1-100 [GHz]) [dB].</i>	0.3...1.2	0.2...1.2	0.05...0.2
<i>Manejo de potencia [W].</i>	<10	<10	<1

En la tabla anterior se puede observar que los conmutadores basados en tecnología MEMS presentan una resistencia pequeña comparada con los conmutadores basados en tecnología de semiconductores, lo cual resulta en menores pérdidas y menor potencia disipada. Sin embargo, los conmutadores basados en la tecnología de semiconductores presentan una alta velocidad de conmutación, menor costo de fabricación, capacidad de manejar mayor potencia. Este tipo de conmutadores de estado sólido son muy utilizados como desfases en frecuencias de microondas y ellos han sido usados extensivamente en los sistemas modernos de arreglos de fase. Por ejemplo, el desfaseador que nos permite variar la fase de forma continua desde 0° a 360° puede ser construido a través del uso de los Diodos Varactores.

Por otro lado, es necesario recordar que los diodos de estado sólido presentan propiedades no lineales propias del uso de materiales semiconductores que pueden introducir distorsión de intermodulación y otros efectos. Cuando este no es el caso, su bajo costo, su fácil integración, y su alta fiabilidad proveen numerosas oportunidades para poder llevar a cabo la reconfiguración.

Estos valores que aparecen en la tabla anterior, en la actualidad continúan con constantes cambios y mejoras desde la perspectiva de la antena por incrementar la velocidad, el desarrollo de una mejor linealidad y la disminución del consumo de energía. Sin embargo, esta tabla permite ofrecer todavía un vistazo a las compensaciones que se deben hacerse al momento de elegir algún tipo de mecanismo de reconfiguración que sea seleccionado.

1.5 CONCLUSIONES.

1. Una antena reconfigurable es aquella que cambia intencionalmente la distribución de sus campos electromagnéticos, dando lugar a cambios reversibles en las propiedades de radiación.
2. Dentro de las características de radiación que este tipo de antena es capaz de cambiar tenemos: el patrón de radiación, la frecuencia de operación y la polarización.
3. Una antena reconfigurable de patrón de radiación es capaz de cambiar algún aspecto de su comportamiento de radiación manteniendo la frecuencia de trabajo y el tipo de polarización.
4. Una antena reconfigurable de frecuencia de operación, es capaz de cambiar de frecuencia de trabajo permaneciendo prácticamente igual su comportamiento de radiación y el tipo de polarización.
5. Una antena reconfigurable de polarización es capaz de cambiar su tipo de polarización manteniendo la misma frecuencia de trabajo y su comportamiento de radiación.
6. Una antena multifuncional es aquella capaz de reconfigurar su patrón de radiación, polarización y frecuencia de operación.
7. La antena reconfigurable tiene la capacidad de adaptar su comportamiento a las necesidades cambiantes del sistema o de las condiciones ambientales.
8. Este tipo de antena cambia sus propiedades de radiación a través del uso de medios mecánicos, medios electrónicos, materiales con propiedades eléctricas variables, o de otro tipo.
9. Como medios electrónicos tenemos el empleo de los conmutadores electrónicos (MEMS o Diodo PIN) o varactores.
10. El uso de conmutadores en frecuencias de microondas provoca un deterioro en las características de la antena.
11. La implementación de circuitos de polarización introducen pérdidas disipativas en la antena.
12. Un parámetro importante en el diseño de este tipo de antenas es considerar las pérdidas presentes tanto en el propio mecanismo de la antena, así como en el mecanismo de reconfiguración.

REFERENCIAS.

- [1] Constantine A. Balanis, *“Fundamental Parameters of Antennas”*, en *Antenna Theory: Analysis and Design*, John Wiley, pp. 27-108, 2005.
- [2] Francisco Ramos Pascual, *Radiocomunicaciones*, Alfaomega-Marcombo, 2007.
- [3] Constantine A. Balanis, *“Power and Energy”* y *“Time-Harmonic Electromagnetic Fields: Power and Energy”*, en *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley, pp. 18-21 y pp. 25-29, 2012.
- [4] John David Jackson, *“Poynting’s Theorem for Harmonic Fields”*, en *Classical Electrodynamics*, John Wiley, pp. 264-267, 1999.
- [5] Oleksandr Martynyuk, *“Ganancia de antena dirigida y otros parámetros relacionados con el diagrama direccional de magnitud”*, en *Antenas y propagación*, pp. 35-37.
- [6] David M. Pozar, *“Circularly Polarized Plane Waves”*, en *Microwave Engineering*, John Wiley, pp. 23-24, 2005.

- [7] G. T. Markov y D. M. Sazonov, "Banda de frecuencias de trabajo y potencia límite de una antena", en *Antenas*, URSS, pp. 160-161, 1994.
- [8] Gabriel M. Rebeiz, "Mechanical Modeling of MEMS Devices: Static Analysis -Electrostatic Actuation-", en *RF MEMS: Theory, Design, and Technology*, John Wiley, pp. 36-38, 2003.
- [9] Bill Doherty, "PIN Diode Fundamentals", en *MicroNotes Series 701-PIN Diodes*, Microsemi.
- [10] Albert Malvino y David J. Bates, "El Varactor", en *Principios de Electrónica*, McGraw-Hill, pp. 161-164, 2007.
- [11] Dong-Wook Kim, Jae-Jin Lee, Young-Se Kwon, y Song-Cheol Hong, "Characteristics of an Area-Variable Varactor Diode", en *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 44, no. 11, pp. 2053-2057, November 1996.
- [12] Jennifer T. Bernhard, *Reconfigurable Antennas*, Synthesis Lectures on Antennas #4, Morgan & Claypool Publishers, 2007.
- [13] John L. Volakis, "Reconfigurable Antennas", en *Antenna Engineering Handbook*, McGraw-Hill, pp. 31-1 a 31-19, 2007.
- [14] Wang Bing-Zhong, Xiao Shao-Qiu, Zhang Yong, Yang Xue-song y Wu Wei-xia, "Researches on Reconfigurable Antenna in CEMLAB at UESTC", en *Journal of Electronic Science and Technology of China*, Vol. 4, No. 3, pp. 225-231, September 2006.
- [15] Shao-Qiu Xiao, Ming-Tuo Zhou y Yan Zhang, "Antennas and Channel Modeling in Millimeter-Wave Wireless PAN, LAN, and MAN: Leaky-Wave Antennas", en *Millimeter Wave Technology in Wireless PAN, LAN, and MAN*, CRC Press, pp. 97-101, 2007.
- [16] Shaoqiu Xiao, Zhenhai Shao, Masayuki Fujise y Bing-Zhong Wang, "Pattern Reconfigurable Leaky-Wave Antenna Design by FDTD Method and Floquet's Theorem", en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 5, pp. 1845-1848, May 2005
- [17] Jung-Chih Chiao, Yiton Fu, Iao Mak Chio, Michael DeLisio y Lih-Yuan Lin, "MEMS Reconfigurable Vee Antenna", en *Digest of 1999 IEEE MTT Symposium*, pp. 1515-1518.
- [18] John D. Kraus y Ronald J. Marhefka, "Introduction. Definition of FSS", en *Antennas for All Applications*, McGraw-Hill, pp. 636-638, 2003.
- [19] Arezou Edalati y Tayeb A. Denidni, "High-Gain Reconfigurable Sectoral Antenna Using an Active Cylindrical FSS Structure", en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 7, pp. 2464- 2472, July 2011.
- [20] Angus C. K. Mak, Corbett R. Rowell y Ross D. Murch, "Low Cost Reconfigurable Landstorfer Planar Antenna Array", en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 57, No. 10, pp. 3051-3061, October 2009.
- [21] W. Rotman y N. Karas, "Some new microwave antenna designs based on the trough waveguide", en *IRE Int. Conv. Rec.*, Vol. 4, pp. 230-235, March 1956.
- [22] W. Rotman y A. Oliner, "Asymmetrical trough waveguide antennas", en *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 7, pp. 153-162, April 1959.
- [23] R. E. Horn, H. Jacobs, K. L. Klohn, y E. Freibergs, "Single-frequency electronic-modulated analog line scanning using a dielectric antenna", en *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 82, pp. 816-820, May 1982.

- [24] Julien Perruisseau-Carrier, Pablo Pardo-Carrera, y Pavel Miskovsky, "Modeling, Design and Characterization of a Very Wideband Slot Antenna With Reconfigurable Band Rejection", en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 58, No. 7, pp. 2218-2226, July 2010.
- [25] Dimitrios E. Anagnostou, Guizhen Zheng, Michael T. Chryssomallis, James C. Lyke, George E. Ponchak, John Papapolymerou y Christos G. Christodoulou. "Design, Fabrication, and Measurements of an RF-MEMS-Based Self-Similar Reconfigurable Antenna", en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 54, No. 2, pp. 422- 432, February 2006.
- [26] Nickolas Kingsley, Dimitrios E. Anagnostou, Manos Tentzeris y John Papapolymerou, "RF MEMS Sequentially Reconfigurable Sierpinski Antenna on a Flexible Organic Substrate With Novel DC-Biasing Technique", en *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 16, No. 5, pp. 1185-1192, October 2007.
- [27] Bedri A. Cetiner, Gemma Roqueta Crusats, Lluís Jofre y Necmi Biyikli, "RF MEMS Integrated Frequency Reconfigurable Annular Slot Antenna", en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 58, No. 3, pp. 626- 632, March 2010
- [28] Nader Behdad y Kamal Sarabandi, "Dual-Band Reconfigurable Antenna With a Very Wide Tunability Range", en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 54, No. 2, pp. 409- 416, February 2006.
- [29] M. R. Hamid, Peter Gardner, Peter S. Hall, y F. Ghanem, "Vivaldi Antenna With Integrated Switchable Band Pass Resonator", en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 11, pp. 4008- 4015, November 2011.
- [30] M. S. Nishamol, V. P. Sarin, D. Tony, C. K. Aanandan, P. Mohanan, y K. Vasudevan, "An Electronically Reconfigurable Microstrip Antenna With Switchable Slots for Polarization Diversity", en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 9, pp. 3424- 3427, September 2011.
- [31] Simons, R. N., Chun, D., y Katchi, L.P.B., "Polarization reconfigurable patch antenna using Microelectromechanical Systems (MEMS) actuators", en *Proceedings of the IEEE/URSI International Symposium on Antennas and Propagations*, Vol. 1, pp. 6-9, 2002.
- [32] Alfred Grau, Jordi Romeu, Ming-Jer Lee, Sebastian Blanch, Lluís Jofre y Franco De Flaviis, "A Dual-Linearly-Polarized MEMS-Reconfigurable Antenna for Narrowband MIMO Communication Systems", en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 58, No. 1, pp. 4-17, January 2010.
- [33] Youngje Sung, "Investigation Into the Polarization of Asymmetrical-Feed Triangular Microstrip Antennas and its Application to Reconfigurable Antennas", en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 58, No. 4, pp. 1039- 1046, April 2010.
- [34] Alfred Grau Besoli y Franco De Flaviis, "A Multifunctional Reconfigurable Pixelated Antenna Using MEMS Technology on Printed Circuit Board", en *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 12, pp. 4413- 4424, December 2011
- [35] Bedri A. Cetiner, Enis Akay, Ersin Sengul, y Ender Ayanoglu, "A MIMO System with Multifunctional Reconfigurable Antennas", en *IEEE AWPL*, December 2006.
- [36] Frank B. Gross, "Reconfigurable antennas: Switching Speeds and Other Parameters", en *Frontiers in Antennas: Next Generation Design & Engineering*, McGraw-Hill, pp. 296-297, 2011.

Capítulo 2

PROPUESTA DE DISEÑO.

2.1 LA TEORÍA DEL SISTEMA RADIADOR LINEAL.

Iniciaremos primero por introducir *la teoría del sistema radiador lineal* [1] con el fin de poder explicar la propuesta de diseño. Entonces, por sistema radiador lineal entenderemos la distribución continua o discreta de fuentes idénticas de un campo electromagnético (los llamados elementos) a lo largo de una dirección dada en el espacio. Como ejemplo de antena de sistema radiador lineal puede darse el conductor largo rectilíneo, por el que circula la corriente eléctrica. La dimensión longitudinal de un sistema de radiador lineal puede ser arbitraria, en tanto que las dimensiones transversales son de ordinario pequeñas con la longitud de onda. Vamos a suponer conocida la curva característica de radiación compleja vectorial de un elemento del sistema $\vec{F}_1(\theta, \varphi)$ en su sistema de coordenadas esféricas locales, cuyo eje coincide con el eje del sistema de radiador lineal, y el centro se encuentra en un punto arbitrario dentro del elemento. El propio sistema radiador lineal se determina completamente por la ley de disposición de los centros de los elementos a lo largo del eje y la ley de distribución de amplitudes complejas de excitación por los elementos individuales (la llamada distribución de amplitud-fase por longitud del sistema). De acuerdo con el teorema de la multiplicación el campo electromagnético de la zona lejana para un sistema radiador lineal se puede representar en forma de producto:

$$\vec{E}(R, \theta, \varphi) = A \vec{F}_1(\theta, \varphi) f_{\Sigma}(\theta, \varphi) \frac{e^{-jkR}}{R} \quad (2.1)$$

Donde A es un factor de amplitud dependiente de la potencia suministrada a la antena, $\vec{F}_1(\theta, \varphi)$ es la característica compleja vectorial del elemento que determina la polarización de radiación, y $f_{\Sigma}(\theta, \varphi)$ es un factor complejo escalar de direccionalidad del sistema de radiadores isótropos, situados en los puntos de disposición de los centros de los elementos a lo largo del eje del sistema. Para un sistema discreto de radiadores ubicados en N puntos dados z_n sobre el eje z , es decir, para la red de antenas lineal (*Fig.2.1 (a)*), el factor de direccionalidad puede ser escrito en la forma:

$$f_{\Sigma}(\theta) = \sum_{n=1}^N I_n e^{jkz_n \cos\theta} \quad (2.2)$$

Donde $I_n = |I_n| e^{j\Phi_n}$ es la amplitud compleja de excitación del radiador con número n ; $z_n \cos\theta$, la diferencia de recorridos de los rayos al punto de observación P , trazados desde el origen del sistema de coordenadas común y desde el punto de ubicación del radiador número n . El sistema radiador lineal continuo o, simplemente, el radiador lineal (*Fig.2.1 (b)*) puede considerarse como un caso límite de la red de antenas lineal con un número de elementos, en el intervalo desde $-L/2$ hasta $L/2$, tendiente al infinito. En tal caso la suma anterior se sustituye por la integración y el factor de direccionalidad del radiador lineal adquiere la forma:

$$f(\theta) = \int_{-L/2}^{L/2} I(z) e^{jkz \cos\theta} dz \quad (2.3)$$

Donde $I(z) = |I(z)| e^{j\Phi(z)}$ es la función de distribución de excitación por la longitud del radiador (distribución amplitud-fase), y $z \cos\theta$, la diferencia de recorridos de los rayos.

Los factores de direccionalidad de los sistemas radiadores discreto y continuo no dependen de la coordenada φ , y, por eso, los diagramas direccionales definidos por ellos tienen simetría de rotación alrededor del eje z.

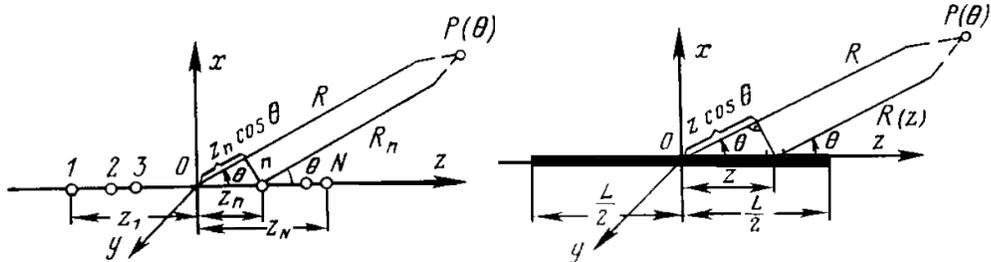


Fig. 2.1 - Esquema para calcular el factor de direccionalidad: (a) y (b).

La distribución de amplitud-fase elemental de excitación de un radiador lineal, que frecuentemente se encuentra en muchos tipos de antenas reales, tiene la forma:

$$I(z) = \begin{cases} I_0 e^{-j\xi kz} & \text{para } -\frac{L}{2} \leq z \leq \frac{L}{2} \\ 0 & \text{para } |z| > \frac{L}{2} \end{cases} \quad (2.4)$$

De acuerdo con la ley anterior la magnitud de excitación en los límites de la longitud del radiador no depende de la coordenada z y es igual a la magnitud constante I_0 como se ve en la Fig. 2.2 (a):

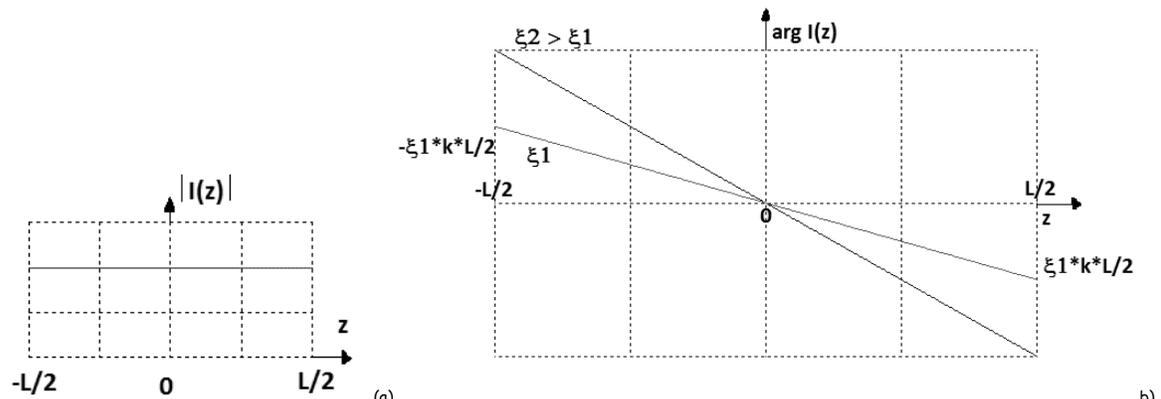


Fig. 2.2 - Distribuciones uniformes de amplitud (a) y de fase lineal (b) de excitación en un radiador lineal ideal.

La fase de excitación varía a lo largo del radiador por una ley lineal (Fig. 2.2 (b)), característica para la onda progresiva (móvil), que se propaga en dirección de los valores positivos de la coordenada z.

La magnitud adimensional $\xi = c/v_p$ en la ecuación anterior caracteriza la velocidad de fase de la onda de excitación y puede ser llamada coeficiente de desaceleración. En donde v_p es la velocidad de fase, c es la velocidad de la luz y ξ es el coeficiente de desaceleración.

Cuando $\xi = 0$ la fase de excitación es constante a lo largo de la antena, lo que corresponde a la velocidad de propagación infinita de la excitación, y tendremos el caso del llamado radiador cofasico ideal. Para $|\xi| < 1$ la velocidad de fase de excitación supera la velocidad de la luz en el espacio que rodea la antena. Si $|\xi| = 1$ la velocidad de fase de excitación es exactamente igual a la velocidad de fase de la luz, y, por ultimo, cuando $|\xi| > 1$ tiene lugar el caso de excitación de la fuente lineal ideal por la onda progresiva desacelerada.

El radiador lineal con distribución de la excitación por la ley anterior puede ser llamado radiador lineal ideal.

Calculemos el factor de direccionalidad del radiador lineal ideal, tenemos:

$$f(\theta) = I_0 \int_{-L/2}^{L/2} e^{jkz(\cos\theta - \xi)} dz = I_0 L \frac{\text{sen} \frac{kL}{2} (\cos\theta - \xi)}{\frac{kL}{2} (\cos\theta - \xi)} \quad (2.5)$$

Por conveniencia del análisis, el resultado obtenido se representa en la forma:

$$f(\theta) = \frac{\text{sen} \psi}{\psi} \quad (2.6)$$

Donde se ha introducido una nueva variable angular generalizada:

$$\psi = \frac{kL}{2} (\cos\theta - \xi) \quad (2.7)$$

Pasemos al análisis de la curva característica de amplitud del radiador lineal ideal. Para ello vemos la Fig.2.3, en cuya mitad superior se ha trazado la gráfica del módulo de la función $\text{sen} \psi / \psi$ en relación con la variable angular generalizada ψ .

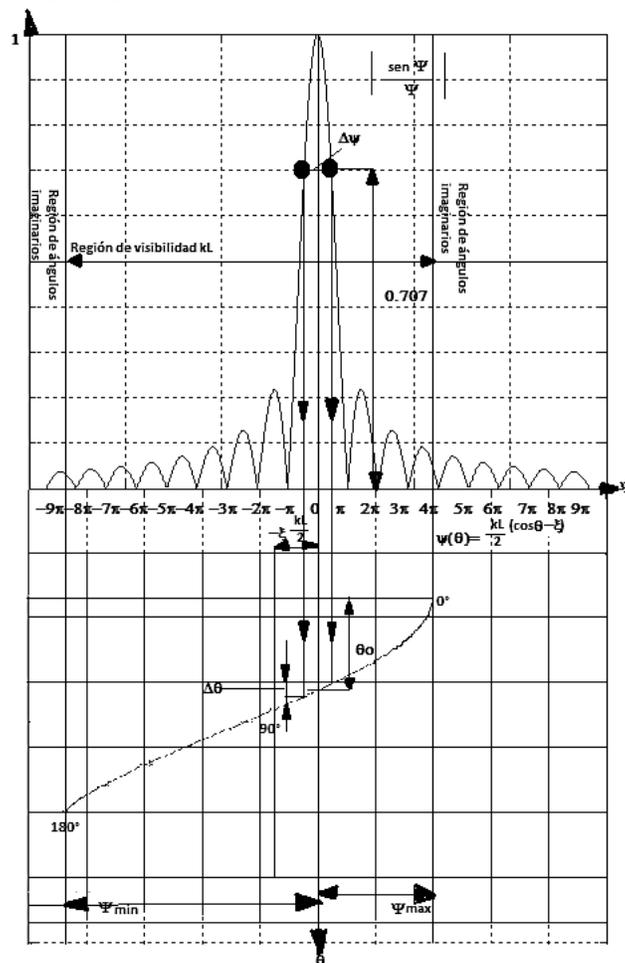


Fig.2.3 - Esquema para el análisis del factor de direccionalidad.

Esta función tiene un lóbulo principal de magnitud unitaria $\psi = 0$ y una serie de lóbulos laterales (secundarios), dispuestos simétricamente a ambos lados del lóbulo principal. En esta escala de la variable el lóbulo principal ocupa la anchura por los ceros de 2π , y cada lóbulo lateral tiene una anchura dos veces menor por los ceros, es decir π . Los ceros de radiación se disponen por el eje ψ exactamente en los puntos $\psi_{n\min} = n\pi, n = \pm 1, \pm 2, \dots$, y las posiciones de los máximos laterales corresponden aproximadamente a los centros de segmentos entre dos ceros contiguos $\psi_{n\max} \approx n\pi + \frac{\pi}{2}, n = 1, \pm 2, \dots$. El nivel del primer lóbulo lateral más grande es aproximadamente igual a 0.21. Veamos ahora como se pasa de la variable generalizada ψ al ángulo físico de observación θ . Para ello en la mitad inferior de la Fig.2.3 sea construido la curva de la magnitud $\psi(\theta) = kL/2(\cos\theta - \xi)$ en función del ángulo θ , siendo fijados los valores de la longitud de la fuente L y del coeficiente de desaceleración ξ . Los valores máximo y mínimo de la función $\psi(\theta)$, iguales respectivamente a $\psi_{\max} = kL/2(1 - \xi)$ y $\psi_{\min} = -kL/2(1 + \xi)$ limitan la porción de trabajo de la función $|\sin\psi/\psi|$, que influye en la formación del factor de direccionalidad. La extensión total de esta porción es igual a $\psi_{\max} - \psi_{\min} = kL$ y se determina solo por la longitud eléctrica de la antena. Cuanto más larga es la antena con respecto a la longitud de onda de las oscilaciones, tanto más lóbulos de la función $|\sin\psi/\psi|$ caen dentro de la porción de trabajo. La porción de trabajo del factor de direccionalidad sobre el eje de la variable ψ se suele llamar región de ángulos de observación reales. Esta denominación se debe a que a los valores de ψ fuera de la porción de trabajo deben corresponder los valores de $|\cos\theta| > 1$, que se pueden interpretar como cosenos de ángulos “imaginarios”.

La posición angular del máximo principal de radiación θ_0 se determina de la condición evidente:

$$\psi_0 = \frac{kL}{2}(\cos\theta_0 - \xi) = 0 \quad (2.8)$$

Que llevan a las formas de cálculo:

$$\cos\theta_0 = \xi \text{ o } \theta_0 = \cos^{-1} \xi, |\xi| \leq 1 \quad (2.9)$$

Cuando $\xi = 0$, es decir, para la excitación cofásica, la posición angular del máximo principal $\theta_0 = \pi/2$ es perpendicular al eje de la antena y tiene lugar el régimen de radiación transversal. Para $0 < \xi < 1$, el lóbulo principal del factor de direccionalidad se desvía de la normal al eje de la antena hacia el lado del movimiento de la onda de excitación. Este es el llamado régimen de radiación inclinada. El cambio de posición del lóbulo principal en el espacio se llama exploración. Por consiguiente, al variar el coeficiente de desaceleración en los límites del intervalo $[-1, 1]$ el lóbulo principal del factor de direccionalidad del radiador lineal explora en los límites de $180^\circ > \theta_0 > 0$. Cuando la magnitud $|\xi|$ se aproxima a la unidad, el lóbulo principal comienza a “salir” del límite de la región de visibilidad y para $|\xi| = 1$ el máximo principal resulta orientando exactamente en dirección del eje de la antena. Este es el régimen de “radiación axial”, observado para la velocidad de fase de excitación igual a la velocidad de la luz. Si $|\xi| > 1$, el máximo principal resulta ya fuera de los límites de la región de ángulos reales. Aquí para valores de $|\xi|$ próximos a la unidad, al principio se conserva el régimen de radiación axial con velocidad de fase desacelerada, mientras la parte del lóbulo principal que queda en la región de visibilidad supera en magnitud el nivel del primer lóbulo lateral. Con el aumento ulterior de $|\xi|$ en la región de ángulos reales quedan solo los lóbulos laterales.

Puesto que el ángulo de observación meridional está vinculado con la variable angular generalizada por una dependencia no lineal $\psi = \frac{kL}{2}(\cos(\theta - \xi))$, la anchura del haz $\Delta\theta$ por la semipotencia resulta variable durante la exploración y se modifica bruscamente al pasar al régimen de radiación axial. Para estimar la anchura del haz en los regímenes de radiación transversal e inclinada volvamos nuevamente a la Fig.2.3.

En la gráfica superior la anchura del lóbulo principal de la función $\frac{\text{sen}\psi}{\psi}$ al nivel 0.707, en escala de la variable ψ , es igual a $\Delta\psi = 2.78$. Al pasar a la variable angular θ hay que tener en cuenta la pendiente de la función $\psi(\theta)$:

$$\begin{aligned}\Delta\theta &= \frac{\Delta\psi}{\left|\frac{\partial\psi}{\partial\theta}\right|_{\theta=\theta_0}} \approx \frac{2.78}{\frac{kL}{2}\text{sen}\theta_0} = \frac{2.78\lambda}{\pi L\text{sen}\theta_0} = \\ &= 0.886 \frac{\lambda}{L\text{sen}\theta_0} [\text{rad}] = \frac{51^\circ\lambda}{L\text{sen}\theta_0} \quad (2.10)\end{aligned}$$

Por consiguiente, el lóbulo resulta tanto más estrecho, cuanto mayor es la longitud de la antena L/λ y cuanto más próximo es el sentido de radiación a la posición ecuatorial. La anchura mínima del haz $(\Delta\theta_0)_{\min} = 51^\circ \frac{\lambda}{L}$ tiene lugar en régimen de radiación transversal. Al explorar en un ángulo de $\pm 60^\circ$ de la normal a la antena la anchura del haz aumenta al doble.

De un modo análogo se puede apreciar la anchura de los lóbulos por ceros. Para el lóbulo principal

$$\Delta\theta_0 = \frac{2\pi}{\left|\frac{\partial\psi}{\partial\theta}\right|_{\theta=\theta_0}} = \frac{2\lambda}{L\text{sen}\theta_0} [\text{rad}] \approx \frac{114^\circ}{L\text{sen}\theta_0} \quad (2.11)$$

Las dos fórmulas anteriores son aproximadas y se realiza con mejor precisión para grandes valores de L/λ y para los sentidos de radiación no muy próximos al eje de la antena.

La anchura del haz de la antena lineal para la radiación axial es igual a:

$$|\Delta\theta|_{|\xi|=1} \approx 107^\circ \sqrt{\frac{\lambda}{L}} \quad (2.12)$$

Es decir, bastante más ancha, que para la radiación transversal. En la radiación axial el lóbulo principal se puede estrechar sensiblemente, si se pasa al régimen de deceleración con $|\xi| > 1$. En este caso la ganancia de antena dirigida al principio se aumenta debido a estrechamiento del lóbulo principal y después se disminuye debido al crecimiento de los lóbulos laterales.

GANANCIA DE UNA ANTENA DIRIGIDA DE UN RADIADOR LINEAL IDEAL.

La ganancia de antena dirigida (GAD) de un radiador lineal puede ser calculada por la fórmula general:

$$D = \frac{4\pi}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \text{sen}(\theta) d\theta d\varphi} \quad (2.13)$$

En la cual, para obtener un resultado exacto, hay que sustituir la expresión para la característica de radiación normada total de la antena lineal teniendo en cuenta la forma espacial del diagrama direccional del elemento. Sin embargo, para simplificar los cálculos supondremos omnidireccionales los elementos de la antena (es decir, isotrópicos) y, por consiguiente, calcularemos la GAD solo del factor de direccionalidad de la antena.

La expresión definitiva para la ganancia de antena dirigida de una antena lineal ideal tiene la forma:

$$D = \frac{kL f^2(\theta_0)}{\left[\frac{\text{sen}^2(\psi_{\min})}{\psi_{\min}} - \frac{\text{sen}^2(\psi_{\max})}{\psi_{\max}} + \text{Si}(2\psi_{\max}) - \text{Si}(2\psi_{\min}) \right]} \quad (2.14)$$

Dónde:

$$\psi_{max} = \frac{kL}{2}(1 - \xi) \quad (2.15)$$

$$\psi_{min} = -\frac{kL}{2}(1 + \xi) \quad (2.16)$$

$$f^2(\theta_0) = \left\{ \begin{array}{l} 1, \quad \text{para } |\xi| < 1 \\ \frac{\text{sen}^2 \psi(\theta_0)}{\psi^2(\theta_0)}, \text{ para } |\xi| > 1 \end{array} \right\} \quad (2.17)$$

Examinemos más detenidamente la GAD en función del coeficiente de deceleración ξ . En régimen de excitación transversal o inclinada, cuando ξ satisface la condición $\frac{kL}{2}(1 - |\xi|) \geq \pi$ o bien, lo que es lo mismo,

$$|\xi| < 1 - \frac{\lambda}{L} \quad (2.18)$$

El lóbulo principal del factor de direccionalidad se sitúa totalmente en la región de visibilidad (Fig.2.3) y está limitado por los valores de $\psi = \pm\pi$. Sustituyendo estos valores de los límites del lóbulo principal en la formula anterior, hallamos la ganancia de antena dirigida del radiador lineal:

$$D \approx \frac{2L}{\lambda} \quad (2.19)$$

Al aumentar el coeficiente de deceleración ξ desde el valor $1 - \lambda/L$ dada en la ecuación (2.18) hasta la unidad, el lóbulo principal se acerca suavemente al eje de la antena y la ganancia de la antena dirigida crece. Si $\xi = 1$, la valoración de la ganancia de la antena resulta la siguiente:

$$D = \frac{4L}{\lambda} \quad (2.20)$$

Por consiguiente, en régimen de radiación axial con velocidad de fase de excitación igual a la velocidad de la luz, la ganancia de antena dirigida estándar de una antena lineal es dos veces mayor que la ganancia de antena dirigida en régimen de radiación inclinada.

2.2 PROPUESTA DE DISEÑO.

En base a la teoría de los sistemas radiadores lineales explicada anteriormente, lo que se propone es diseñar una antena reconfigurable basada en el uso de una guía de onda rectangular con ranura que permita reconfigurar el patrón de radiación en forma electrónica. Esta antena que se propone, permitiría variar la velocidad de fase de la onda electromagnética a través del uso de los conmutadores electrónicos como los conmutadores MEMS, los diodos PIN o los diodos Varactor. Al cambiar la velocidad de fase de la onda electromagnética de dicha antena se cambia la posición angular del lóbulo principal. Esto se puede ver matemáticamente como:

Si la velocidad de fase en el vacío para la guía de onda rectangular es:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\omega}{\sqrt{k^2 - k_c^2}} = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_0}\right)^2}} \quad (2.21)$$

En donde, v_p es la velocidad de fase, c es la velocidad de la luz, f_c es la frecuencia de corte de la antena basada en una guía de onda rectangular con ranura, f_0 frecuencia de operación. Si observamos la formula anterior, notaremos que si variamos f_0 , estaremos variando v_p . Por otro lado, si recordamos que:

$$\xi = \frac{c}{v_p} \quad (2.22)$$

En donde, ξ es el coeficiente de desaceleración. Si observamos la formula anterior, notaremos que si variamos v_p , estaremos variando ξ . Y por otro lado, la posición angular del lóbulo principal de máxima radiación se puede calcular como:

$$\theta_0 = \cos^{-1}(\xi) \left(\frac{180^\circ}{\pi}\right) \quad (2.23)$$

En donde, θ_0 es la posición angular del lóbulo principal. Si observamos la formula anterior notaremos que si variamos ξ , estaremos variando θ_0 .

En la Fig.2.4 se muestra a la antena basada en una guía de onda rectangular con ranura.

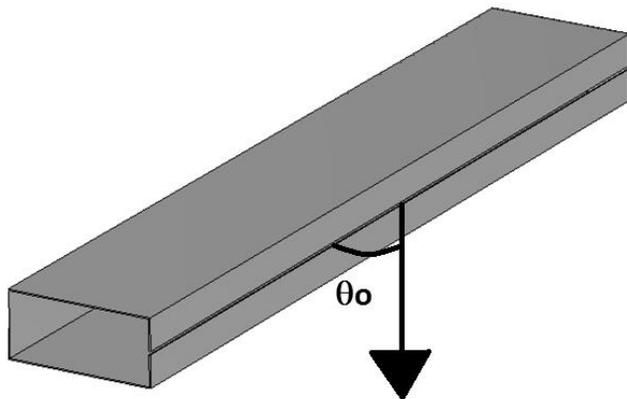


Fig.2.4- Esquema de la antena basada en una guía de onda rectangular WR-90 con ranura.

En la tabla de a continuación se muestra como la posición angular del lóbulo principal cambia conforme varía la frecuencia de operación.

Frecuencia (GHz)	Software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia.	Algoritmo programado en Matlab
7.25	76.0°	80.7533
7.5	71.0°	72.57419
7.75	66.0°	67.41756
8.0	62.0°	63.4409
8.25	59.0°	60.15428
8.5	56.0°	57.3368
8.75	54.0°	54.8656
9.0	52.0°	52.6635
9.25	50.0°	50.67819
9.5	48.0°	48.8719
9.75	47.0°	47.2166
10.0	45.0°	45.69068
10.25	44.0°	44.2768
10.5	43.0°	42.96128
10.75	42.0°	41.73259
11.0	41.0°	40.5813
11.25	39.0°	39.4994
11.5	39.0°	38.48009
11.75	38.0°	37.51748
12.0	37.0°	36.6065
12.25	36.0	35.74269
12.5	35.0	34.92218
12.75	34.0	34.14149
13.0	34.0	33.39758
13.25	33.0	32.6877
13.5	32.0	32.0094
13.75	32.0	31.3605
14.0	31.0	30.7389
14.25	31.0	30.1430
14.5	30.0	29.5710
14.75	29.0	29.0215
15.0	29.0	28.4930

En la Fig.2.5 se puede apreciar el patrón de radiación, en donde la posición angular del lóbulo principal cambia conforme varía la frecuencia de operación. Estas gráficas del patrón de radiación fueron obtenidas del Software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia.

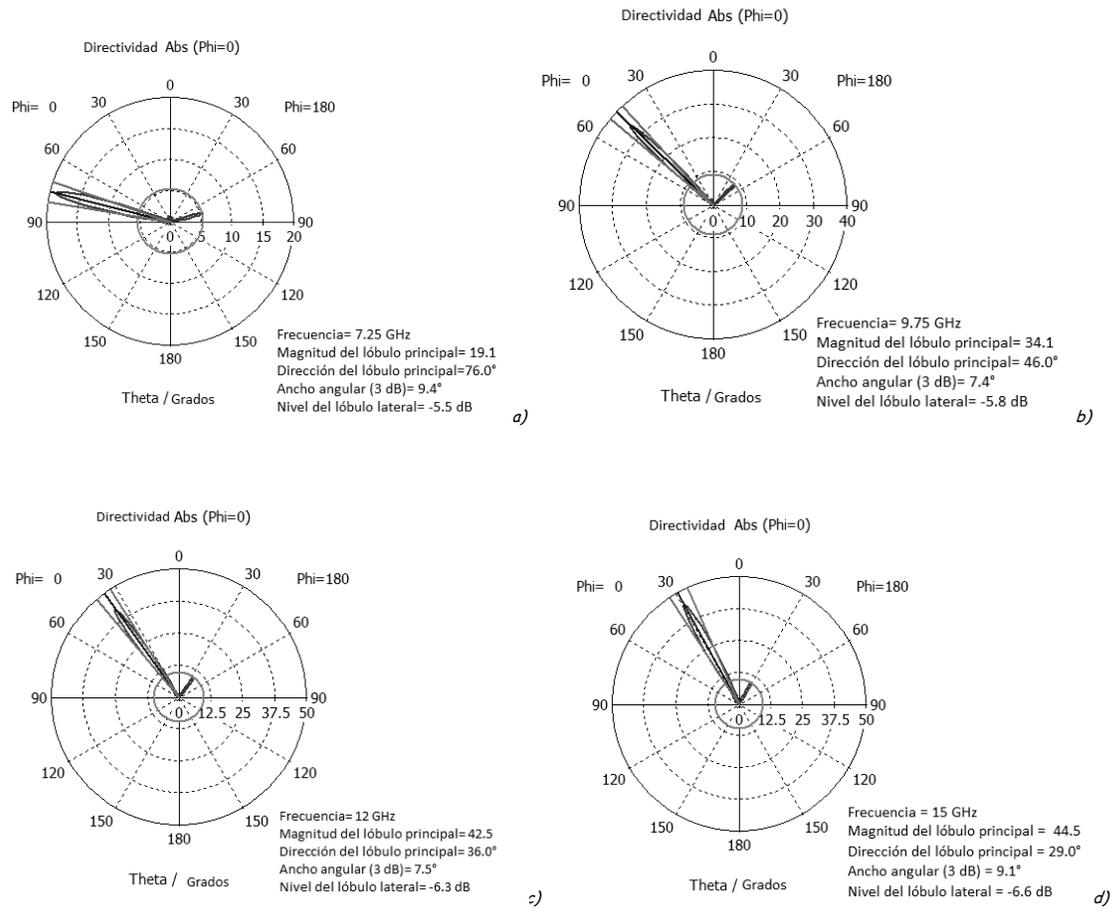


Fig. 2.5- Patrón de radiación de una antena basada en una guía de onda rectangular: a) para 7.25 GHz, b) para 9.75 GHz, c) para 12 GHz y d) para 15 GHz.

Con lo anterior se pretende dar una idea de lo que se desea realizar en forma electrónica. Es decir, mediante el uso de una antena basada en una guía de onda con ranura con componentes electrónicos se pretende variar la velocidad de fase de la onda electromagnética en forma electrónica con lo cual podemos cambiar la posición angular del lóbulo principal.

2.3 CONCLUSIONES.

1. Un sistema radiador lineal es aquel que tiene una distribución continua o discreta de fuentes idénticas de un campo electromagnético a lo largo de una dirección dada en el espacio.
2. El campo electromagnético en la zona lejana para un sistema radiador lineal se representa a través del producto del factor de potencia suministrada a la antena, el factor del elemento y el factor de direccionalidad.
3. El factor del elemento influye en la forma del diagrama direccional general de la antena en la vecindad del sentido de radiación máxima.
4. El factor de direccionalidad está en función de la distribución de amplitud-fase.
5. La posición angular del lóbulo principal θ_0 es determinada por el coeficiente de deceleración (la velocidad de la luz entre la velocidad de fase).
6. **Al aumentar la longitud del sistema radiador lineal se incrementa la directividad.**
7. Una guía de onda rectangular con ranura es un sistema radiador lineal.
8. La velocidad de fase v_p se puede variar a través de cambiar la frecuencia de operación f_0 , o mover la frecuencia de corte f_c .
9. A través del uso de conmutadores electrónicos como los conmutadores MEMS, los diodos PIN o los diodos Varactor se puede variar la frecuencia de corte f_c .

REFERENCIAS.

- [1] G. T. Markov y D. M. Sazonov, "Análisis de los sistemas radiadores lineales", en *Antenas*, URSS, pp. 198-255, 1994.

Capítulo 3

CÁLCULO DE LOS PARÁMETROS DE LAS ANTENAS RECONFIGURABLES PROPUESTAS.

Existen diferentes métodos que nos permiten calcular los parámetros de nuestra antena propuesta como es la velocidad de fase, la frecuencia de corte, la impedancia de onda del modo que se está propagando en nuestra estructura. Pero dentro de estos métodos existe uno en particular que es más sencillo para calcular los parámetros de nuestra estructura y es conocido como método de resonancia transversal.

Método de resonancia trasversal (TRM, Transverse Resonance Method) es una técnica que puede ser usada para encontrar la constante de propagación de muchas estructuras practicas compuestas de guía de onda, así como muchos sistemas de antenas de onda viajera [1]. Por usar este método, la sección trasversal de la guía de onda o de la estructura de antena de onda viajera es representada como un sistema de línea de transmisión, esto permite obtener una solución mucho más simple y más directa para obtener la frecuencia de corte. Los campos de tal estructura deben satisfacer la ecuación de onda trasversal, y de las resonancias de esta red trasversal se originan expresiones para las constantes de propagación de la guía de onda o estructura de la antena. Mientras las formulaciones de este método son mucho más sencillas cuando se aplica para encontrar las constantes de propagación, ellas no contienen los detalles para hallar otros parámetros de interés (como distribuciones de campo, impedancias de onda, entre otras más). Este es otro ejemplo donde la teoría de circuitos y líneas de transmisión puede ser usada para simplificar la solución de teoría de campo.

La resonancia trasversal producida es basada en el hecho que en una guía de onda en corte, los campos forman ondas estacionarias en el plano trasversal de la guía. Esta situación puede ser modelada con un circuito equivalente de línea de transmisión operando en resonancia. Una de las condiciones de tal línea resonante es el hecho que en cualquier punto en la línea, la suma de impedancias de entrada se ve mirando hacia ambos lados debe ser cero. Esto es,

$$Z_{in}^r(x) + Z_{in}^l(x) = 0 \quad (3.1)$$

Para toda x . Donde $Z_{in}^r(x)$ y $Z_{in}^l(x)$ son las impedancias de entrada se ven mirando hacia la derecha y hacia la izquierda, respectivamente, en el punto x en la línea resonante, esto se ejemplifica en la Fig. 3.1.

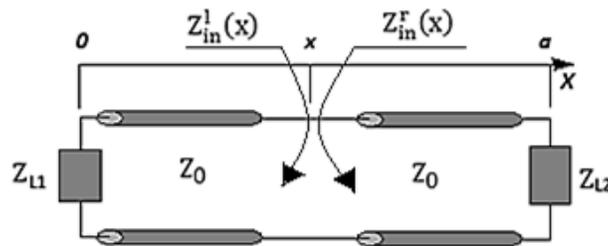


Fig.3.1- Circuito equivalente de la sección transversal basada en líneas de transmisión.

En la Fig. 3.1, Z_{L1} es la impedancia de carga del lado izquierdo, Z_{L2} es la impedancia de carga del lado derecho, Z_0 es la impedancia característica y a es la longitud total de la línea.

El método de resonancia transversal solo da resultados para la frecuencia de corte de la guía. Si los campos o la atenuación gracias al conductor con pérdidas son necesarios, la solución completa de la teoría de campo puede ser requerida.

Como se dijo anteriormente, este método requiere que los campos de tal estructura deben satisfacer la ecuación de onda transversal, y de las resonancias de esta red transversal se originan expresiones para las constantes de propagación de la guía de onda o estructura de la antena. Entonces, para poder explicar lo anterior será necesario retomar la solución para la ecuación de onda escalar para cualquiera de los componentes de campo eléctrico, que toma la forma de:

$$\nabla^2 \psi + k^2 \psi = \frac{\partial^2 \psi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \psi}{\partial z^2} + k^2 \psi = 0 \quad (3.2)$$

Dónde:

$$\psi(x, y, z) = f(x)g(y)h(z) \quad (3.3)$$

La función escalar ψ representa cualquiera de los componente de campo eléctrico y magnético. Para las ondas que viajen en la dirección z , las variaciones de $h(z)$ son representadas por exponenciales de la forma $e^{\pm j\beta z}$. Por lo tanto, para tales ondas, la expresión anterior se reduce en:

$$\nabla^2 \psi + k^2 \psi = \left(\nabla_{\xi}^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) \psi + k^2 \psi = (\nabla_{\xi}^2 - \beta^2) \psi + k^2 \psi = 0 \quad (3.4)$$

$$\nabla_{\xi}^2 \psi + (k^2 - \beta^2) \psi = 0 \quad (3.5)$$

Dónde:

$$\nabla_{\xi}^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \quad (3.6)$$

Los números de onda asociados con la ecuación anterior son relacionados por:

$$(\beta_x^2 + \beta_y^2) + \beta^2 = \beta_c^2 + \beta^2 = k^2 \quad (3.7)$$

$$k^2 = \omega^2 \mu \epsilon \quad (3.8)$$

Dónde:

$$\beta_c^2 = \beta_x^2 + \beta_y^2 \quad (3.9)$$

$$\beta_c = \frac{2\pi}{\lambda_c} \quad (3.10)$$

La constante β_c es relacionada con el número de onda de la sección transversal y es relacionada con la ecuación de onda transversal. Así, si nosotros conocemos β_c nosotros podemos determinar la constante de propagación de la guía.

Por otro lado es necesario retomar para este método el hecho de que en las guías de onda la impedancia de onda de los modos TE_{mn} (TE, Eléctrico Transversal) es dada por:

$$Z_w^{TE} = \frac{k\eta}{\beta} \quad (3.11)$$

Lo mismo sucede con la impedancia de onda de los modos TM_{mn} (TM, Magnético Transversal) está dada por:

$$Z_w^{TM} = \frac{\beta\eta}{k} \quad (3.12)$$

3.1 PRIMERA APROXIMACIÓN: GUÍA DE ONDA RECTANGULAR.

Se propone diseñar una antena reconfigurable basada en el uso de una guía de onda rectangular con ranura, que permita reconfigurar el patrón de radiación en forma electrónica. Esto implica que como primera aproximación se tienen que calcular los parámetros de la guía de onda rectangular.

Las guías de onda de forma rectangular son uno de los primeros tipos de líneas de transmisión usados para el transporte de señales de microondas y todavía en la actualidad es utilizada para muchas aplicaciones. Tiene su desarrollo durante y después de la segunda guerra mundial porque muchos amplificadores y fuentes de microondas, como Klystrons,⁶ Magnetrons,⁷ y TWTs⁸ (Traveling-Wave Tube), fueron desarrollados antes, durante y después de aquel periodo [2]. Una larga variedad de componentes como son acopladores, detectores, aisladores, atenuadores, y líneas ranuradas son comercialmente disponibles para guías de onda de diferentes estándares de bandas de frecuencia que van desde 1 GHz a más de 220 GHz. Sin embargo, la reciente tendencia de la miniaturización y de la integración de muchos de los circuitos de microondas, han provocado la tendencia de usar líneas de transmisión planar como lo son la línea microcinta (Microstrip line), la línea cinta (Stripline), haciendo raro el uso de las guías de onda. Sin embargo, se siguen necesitando guías de onda en muchas aplicaciones como en los sistemas de alta potencia, los sistemas de onda milimétrica, los sistemas de arreglos de fase, en algunas aplicaciones de pruebas de precisión e inclusive algunos tipos de antenas que están basadas en el uso de este tipo de guía de onda.

Las paredes conductoras de la guía confinan los campos electromagnéticos y así se guía la onda electromagnética [3]. Un número de distintas configuraciones de campo o modos puede existir en guía de ondas. Cuando las ondas viajan longitudinalmente por la guía, las ondas planas son reflejadas desde pared a pared. Este proceso resulta en una componente ya sea de campo eléctrico o campo magnético en la dirección de propagación de la onda resultante.

Una onda plana en una guía de onda se resuelve en 2 componentes: una onda estacionaria en dirección normal a las paredes reflejantes de la guía y una onda viajera en la dirección paralela a las paredes reflejantes. En las guías de onda sin pérdidas los modos pueden ser clasificadas ya sea como modo eléctrico transversal (TE) o modo magnético transversal (TM). En guías de ondas rectangulares los modos son designados TE_{mn} o TM_{mn} . El entero m denota el número de variaciones de medio ciclo de la intensidad de campo eléctrico o campo magnético en la dirección x y n es el número de variaciones de medio ciclo de la intensidad de campo eléctrico o campo magnético en la dirección y [4].

⁶ **Klystron:** es un tubo de microondas que modula la velocidad ya que utiliza la interacción entre un haz de electrones y la energía RF dentro de las cavidades para proporcionar la amplificación de la señal. En un Klystron, la interacción de RF tiene lugar en lugares discretos a lo largo del haz de electrones. Tipos comunes de klystrons son el klystron reflectivo (un oscilador que tiene sólo una cavidad), amplificadores y osciladores klystron de dos cavidades y amplificadores klystron de multicavidad.

⁷ **Magnetron:** es un oscilador de microondas de campo cruzado que contiene un cátodo concéntrico y ánodo que contiene cavidades resonantes. Un campo magnético axial causa electrones en órbita entre el cátodo y el ánodo. Los voltajes de RF a través de huecos en los resonadores modulan las velocidades de los electrones. Esto hace que los electrones orbitando formen "rayos" que giran alrededor del eje del tubo. Cuando los rayos giran por delante de los huecos del resonador, ellos inducen corrientes que excitan las cavidades. Los voltajes de RF se acumulan hasta niveles grandes. La salida de alta potencia se obtiene con una alta eficacia.

⁸ **TWT:** es un tubo de microondas que utiliza un circuito de banda ancha en la que un haz de electrones interactúa continuamente con un campo electromagnético guiado a amplificar frecuencias de microondas.

Un punto importante a resaltar es que en la cavidad de la guía de onda rectangular solo permite propagar a los modos TE y TM, pero no a las ondas TEM (modo electromagnético transversal), esto porque solo se trata de un solo conductor que está presente [5]. Esto se debe simplemente porque la configuración de campo de la onda TEM no cumple con las condiciones de frontera existentes en las paredes de la guía de onda rectangular. Dicho de otra forma, es imposible que haya líneas cerradas de campo magnético en cualquier plano transversal de la guía, y por lo tanto no hay onda TEM.

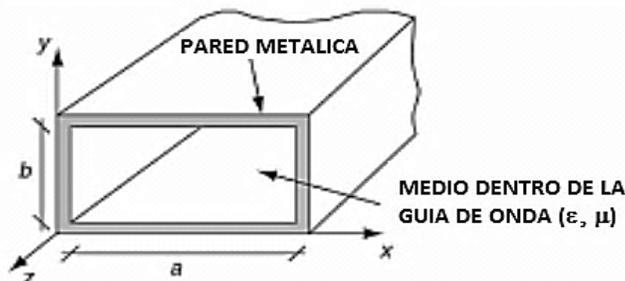


Fig. 3.2- Guía de onda rectangular con sus dimensiones apropiadas.

Este tipo de línea de transmisión la podemos analizar desde el punto de vista de la teoría electromagnética ya que las configuraciones de campo que pueden ser soportadas por este tipo de estructura que deben de satisfacer las ecuaciones de Maxwell o la ecuación de onda, y las correspondientes condiciones de frontera.

El proceso de resolver los problemas de guía de onda puede implicar 3 pasos:

Las ecuaciones de onda deseadas se escriben en la forma de cualquiera de los dos sistemas de coordenadas rectangulares o cilíndricas de acuerdo al problema en mano.

Las condiciones de frontera son después aplicadas a las ecuaciones de onda creadas en el paso anterior.

Las ecuaciones usualmente resultantes son en la forma de ecuaciones diferenciales parciales en la forma de los dos dominios tiempo o frecuencia. Estos pueden ser resueltos por el uso del método apropiado.

Entonces, si elegimos este método que emplea soluciones generales de las ecuaciones de Maxwell y la ecuación de onda de Helmholtz para el específico caso de la propagación de onda TE y TM en la guía de onda rectangular, que ya ha sido estudiado con anterioridad, podemos obtener los siguientes parámetros importantes de esta estructura.

La frecuencia de operación, f_0 , es el rango de frecuencias en que la guía de onda opera para obtener la propagación de algún tipo de distribución de campo que se requiera.

Para fines prácticos la propagación de las ondas electromagnéticas en una guía rectangular, a partir de una cierta frecuencia de corte, se consideran sin pérdidas ($\alpha = 0$), ya que se ha supuesto que se trata de un conductor perfecto. Sin embargo, en una guía real si habrá atenuación, debida a las corrientes en las paredes metálicas y a las pérdidas en el dieléctrico que haya dentro de la guía. Entonces la constante de propagación es:

$$\gamma = j\beta = j\sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (3.13)$$

En donde, β es la constante de fase, k_c es el número de onda de corte, k es el número de onda del material de relleno de la región de guía de onda, a hace referencia a la longitud a lo largo del eje x , b hace referencia a la longitud a lo largo del eje y , m y n indican el número de variaciones de campo del modo en turno en las direcciones de x y y .

La frecuencia de corte es la frecuencia por debajo de la cual ocurre la atenuación de un modo específico y por encima de la cual ocurre la propagación de dicho modo. Esto sucede cuando la constante de fase es cero, $\beta = 0$, es decir:

$$\beta = 0 = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{\omega^2 \mu \epsilon - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (3.14)$$

De aquí, obtenemos que la frecuencia de corte es:

$$f_{c_{mn}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (3.15)$$

En donde, f_c es la frecuencia de corte, μ es la constante de permeabilidad y ϵ es la permitividad.

En cualquier línea de transmisión, el número de modos que puede existir dentro de una guía de onda rectangular depende de sus dimensiones a y b , del material que hay en su interior, y del dispositivo de excitación (fuente de microondas y frecuencia de operación) acoplado a la guía.

El modo con menor frecuencia de corte se denomina modo dominante. Por consiguiente, el modo TE_{10} es el modo dominante de una guía de onda rectangular con $a > b$. En general, de acuerdo a la ecuación anterior, para toda guía que cumpla $a > b$, la frecuencia de corte más baja siempre se obtiene para el modo TE_{10} . Esto es importante, porque en general en una guía de onda rectangular se prefiere trabajar en régimen unimodal, es decir, en el modo dominante TE_{10} , esto porque si se opera con solo este modo todos los demás modos superiores emitidos por la fuente de microondas son atenuados y no se propagan.

La velocidad de fase en el vacío es la velocidad de un observador que debe moverse con el fin de ver una fase constante para la onda que se propaga a lo largo de la guía, está dada por:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\omega}{\sqrt{k^2 - k_c^2}} = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_0}\right)^2}} \quad (3.16)$$

En donde, v_p es la velocidad de fase, ω es la frecuencia angular es igual a $2\pi f_0$, c es la velocidad de la luz y f_0 es la frecuencia de operación. En la ecuación anterior se observa que la velocidad de fase es mayor que la velocidad de la luz, y desde el principio de la teoría de la relatividad establece que no hay señal o energía que pueda ser propagada a una velocidad superior que la luz. En realidad no se viola este principio ya que la velocidad de fase no está asociada con ninguna entidad física como una señal, frente de onda, o velocidad de flujo de energía.

También podemos obtener la impedancia de onda de los modos TE_{mn} (TE, Eléctrico Transversal) que está dada por:

$$Z_w^{TE} = \frac{k\eta}{\beta} \quad (3.17)$$

Lo mismo sucede con la impedancia de onda de los modos TM_{mn} (TM, Magnético Transversal) que esta dada por:

$$Z_w^{TM} = \frac{\beta\eta}{k} \quad (3.18)$$

En este caso se usará el método de resonancia trasversal para obtener los parámetros que nosotros requerimos de la guía de onda rectangular. En la frecuencia de corte ($\beta = 0$) no hay ondas viajando a lo largo de la longitud (en dirección z) de la guía de onda, y las ondas se pueden considerar que están viajando a lo largo de las direcciones transversas (en dirección x y y) de la guía formando ondas estacionarias. Para el modo TE_{10} , por ejemplo, hay variaciones de campo solo a lo largo de la dirección x esto implica que la frecuencia de corte es igual a la frecuencia de resonancia de una onda estacionaria plana propagándose solo en la dirección x .

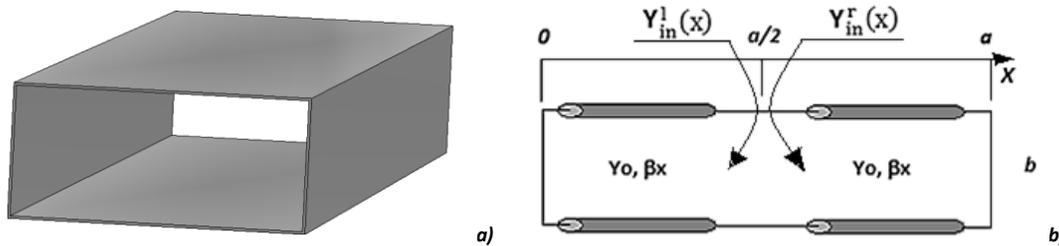


Fig. 3.3- a) La guía de onda rectangular y b) Circuito equivalente en líneas de transmisión de la guía de onda rectangular con sus dimensiones apropiadas.

En la Fig. 3.3 b), Y_{in}^l es la admitancia de entrada izquierda vista en $x = a/2$, Y_{in}^r es la admitancia de entrada derecha vista en $x = a/2$, β_x es la constante de propagación en dirección x , Y_0 es la admitancia característica, a es la longitud total de la línea que es el equivalente al ancho de la guía de onda rectangular y b es la altura total de la guía de onda rectangular.

Si recordamos el método de resonancia trasversal, lo primero que necesitamos establecer es lo siguiente:

$$Y_{in}^r(x) + Y_{in}^l(x) = 0 \quad (3.19)$$

Como este método se basa en un circuito equivalente de líneas de transmisión, para el caso de la guía de onda rectangular tenemos que su circuito equivalentes es el que se muestra en la Fig. 3.3. De dicho circuito equivalente podemos concluir lo siguiente:

$$Y_{in}^r(x) = Y_{in}^l(x) \quad (3.20)$$

Entonces $Y_{in}^r(x)$ en el circuito equivalente basado en línea de transmisión es:

$$Y_{in}^r(x) = Y_0 \frac{\frac{1}{Y_0} + \frac{1}{Y_L} \tanh(\gamma_x l)}{\frac{1}{Y_L} + \frac{1}{Y_0} \tanh(\gamma_x l)} \quad (3.21)$$

Pero si se toma en cuenta lo siguiente:

$$Z_L = \frac{1}{Y_L} = 0 \quad (3.22)$$

$$\gamma_x = j\beta_x \quad (3.23)$$

$$l = \frac{a}{2} \quad (3.24)$$

El resultado que obtenemos es:

$$Y_{in}^r(x) = Y_0 \frac{\frac{1}{Y_0} + \frac{1}{Y_L} \tanh\left(j\beta_x \frac{a}{2}\right)}{\frac{1}{Y_L} + \frac{1}{Y_0} \tanh\left(j\beta_x \frac{a}{2}\right)} = Y_0 \coth\left(j\beta_x \frac{a}{2}\right) \quad (3.25)$$

Y por otro lado, el valor de Y_0 es:

$$Y_0 = \frac{\beta_x}{\omega \mu_0} \frac{1}{b} = \frac{\frac{2\pi}{\lambda}}{\omega \mu_0} \frac{1}{b} = \frac{1}{c \mu_0} \frac{1}{b} = \frac{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}{\mu_0} \frac{1}{b} = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{1}{b} \quad (3.26)$$

Notar que la admitancia característica es inversamente proporcional al espacio que existe entre su correspondiente guía de dos placas paralelas.

Esto se puede explicar si se recuerda los parámetros de la línea de transmisión de placas paralelas.

Dos placas conductoras, cada una de anchura w y separadas por un medio dieléctrico (ϵ, μ) de espesor d . A partir de la ecuación:

$$C = \frac{\epsilon A_c}{d} \quad (3.27)$$

Si se ignora los efectos marginales, tenemos:

$$C_L = \frac{\epsilon w}{d} \left[\frac{F}{m} \right], \text{ (línea de placas paralelas) } \quad (3.28)$$

Usando la ecuación anterior junto con la siguiente ecuación:

$$L C = \epsilon \mu \quad (3.29)$$

Obtenemos:

$$L_L = \frac{\epsilon \mu}{\frac{\epsilon w}{d}} = \frac{\mu d}{w} \left[\frac{H}{m} \right], \text{ (línea de placas paralelas) } \quad (3.30)$$

Pero recordando que la impedancia característica es:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.31)$$

Tenemos que:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu \frac{d}{w}}{\epsilon \frac{d}{d}}} = \sqrt{\frac{\mu d}{\epsilon w}} \quad (3.32)$$

De aquí podemos observar que si $w=1$ y además se trata del espacio libre obtenemos el mismo resultado:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} d \rightarrow Y_0 = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{1}{d} \quad (3.33)$$

A continuación se hace una comparación de los diferentes métodos de cálculo para obtener la frecuencia de corte para el modo dominante de la guía de onda rectangular.

Tabla de comparación de los diferentes métodos de cálculo para obtener la frecuencia de corte del modo dominante.

Dimensiones internas de la guía de onda rectangular (axb) [cm]	Frecuencia de corte para el modo dominante de la guía de onda rectangular [GHz]		
	Usando la teoría electromagnética	Usando el método de resonancia trasversal	Usando un software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia
16.51 x 8.255	0.90854	0.90854	0.907903
10.922 x 5.461	1.37338	1.3734	1.37241
7.214 x 3.404	2.07929	2.0793	2.07778
4.755 x 2.215	3.15457	3.1546	3.15216
3.485 x 1.580	4.30416	4.3042	4.3006
2.850 x 1.262	5.26315	5.2632	5.2586
2.286 x 1.016	6.56167	6.5617	6.55713
1.580 x 0.790	9.49367	9.4937	9.48707
1.07 x 0.43	14.01869	14.019	14.0089
0.711 x 0.356	21.09704	21.097	21.0822
0.57 x 0.28	26.31578	26.316	26.30
0.48 x 0.24	31.25	31.25	31.24
0.38 x 0.19	39.47368	39.474	39.45
0.31 x 0.15	48.38709	48.387	48.3528
0.254 x 0.127	59.05512	59.055	59.0128

3.2 SEGUNDA APROXIMACIÓN: GUÍA DE ONDA H.

Como anteriormente se mencionó, lo que se propone es diseñar una antena reconfigurable basada en el uso de una guía de onda rectangular con ranura que permita reconfigurar el patrón de radiación en forma electrónica. Sin embargo, en una guía rectangular con un ancho a igual a dos veces la altura b , el máximo ancho de banda que puede ser logrado para el modo dominante es una banda 2:1, además de que la impedancia de onda para este modo es alta ($Z_{TE_{10}} \geq 120\pi$). Pero para nuestra aplicación es necesario mejorar el máximo ancho de banda del modo dominante, además de poder disminuir la impedancia de onda para este modo, esto puede ser alcanzado por el uso de la guía de onda H.

La guía de onda H consiste en una guía de onda rectangular que se le coloca una o dos crestas de forma rectangular de metal longitudinal en las paredes superior y/o inferior [6]. En general, las crestas actúan como cargas uniformemente distribuidas que tienden a disminuir la velocidad de fase y reducen la impedancia característica (por un factor de 25 o más). La disminución de la velocidad de fase es acompañada por una reducción de la frecuencia de corte del modo dominante (por un factor tan grande como 5 a 6), un incremento de las frecuencias de corte de los modos superiores [7], un incremento en la atenuación debida a las perdidas en las paredes de la guía [8], y una disminución en la capacidad de manejo de potencias. El incremento en el ancho de banda y la atenuación depende de las dimensiones de la cresta comparado con las paredes de la guía de onda rectangular. Físicamente, esto es fácil de entender porque la guía onda H tiene una muy gran banda de frecuencia de operación. El centro de la sección de ancho w y espacio s funciona de una forma mucho más parecida a la línea de transmisión de placas planas paralelas y en consecuencia la guía de onda H tiene una muy baja frecuencia de corte para el mismo ancho y altura que la guía de onda rectangular convencional. La guía de onda H opera sobre una banda 5:1 o más.

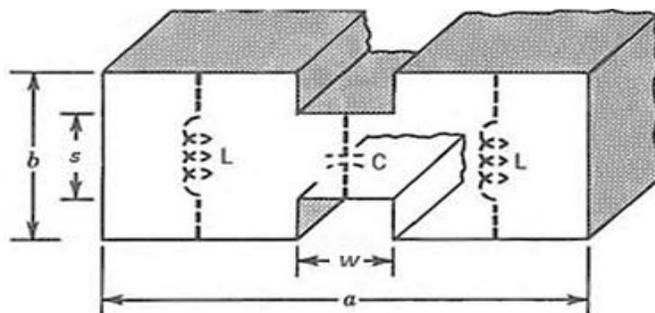


Fig.3.4- Guía de onda H.

Un método aproximado que nos permite modelar la guía onda H en resonancia es el circuito paralelo LC [9]. El espacio entre las crestas puede ser representada por una capacitancia C , cuyo valor está dado por:

$$C = \frac{A_c \epsilon}{d} = \frac{\epsilon w l}{s} \quad (3.34)$$

Donde $A_c = w l$ es el área de una de las placas paralelas del capacitor, w es el ancho de la cresta, l es la longitud total de la guía de onda H, $d = s$ es el espacio entre las placas paralelas del capacitor, s es el espacio entre las crestas y ϵ es la permitividad.

Además, cada sección de lado de la guía de onda H puede ser representado por una inductancia solenoidal de una vuelta, cuyo valor está dado por:

$$L = \mu \frac{A_L}{l} = \mu \frac{b \frac{a-w}{2}}{l} = \mu \frac{b(a-w)}{2l} \quad (3.35)$$

Donde $A_L = b \frac{a-w}{2}$ es el área de la sección transversal del bobinado, b es la altura total de la guía de onda rectangular, a es el ancho total de la guía de onda rectangular, w es el ancho de la cresta, l es la longitud total de la guía de onda H y μ es la permeabilidad.

Sin embargo la inductancia total L_t es la combinación paralela de las dos inductancias L ($L_t = L/2$). Entonces, la frecuencia de corte puede ser calculada por:

$$\omega_c = 2\pi f_c = \frac{1}{\sqrt{L_t C}} = \sqrt{\frac{2}{LC}} \quad (3.36)$$

Usando el resultado de los inductores y capacitores obtenemos:

$$f_c = \frac{2}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\frac{s}{wb(a-w)}} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{a}{w} \frac{s}{b} \frac{1}{1-\frac{w}{a}}} \quad (3.37)$$

La cual es más válida para las distancias entre crestas más pequeñas donde la razón s/b es muy pequeña. Para obtener resultados más precisos se puede usar el método de resonancia transversal.

Desde que la guía de onda H posee una forma irregular, una técnica muy apropiada que puede ser usada para analizar esta es el método de resonancia trasversal. En la frecuencia de corte ($\beta = 0$) no hay ondas viajando a lo largo de la longitud de la guía de onda (en dirección z), y las ondas se pueden considerar que están viajando a lo largo de las direcciones transversas de la guía formando ondas estacionarias (en dirección x y y). Para el modo dominante, por ejemplo, hay variaciones de campo solo a lo largo de la dirección x esto implica que la frecuencia de corte es igual a la frecuencia de resonancia de una onda estacionaria plana propagándose solo en la dirección x .

Es importante resaltar que este método requiere la representación de la sección transversal de la guía de onda como líneas de transmisión, así como de la estructura que contiene una discontinuidad geométrica a través del uso de algún elemento pasivo de circuito. Pero, la descripción cuantitativa a realizarse de las líneas de transmisión requiere la indicación de su correspondiente impedancia característica, su constante de fase y su longitud correspondiente. Mientras que la descripción del elemento pasivo de circuito que representa la discontinuidad geométrica requiere, en general, la especificación de los parámetros del circuito, así como de los lugares de entrada y salida de los planos terminales. Los elementos de circuito de esta red son especificados por sus valores de susceptancia o reactancia.

En este caso, si recordamos la estructura de la guía de onda H observamos que existe una discontinuidad geométrica que es conocida como “Cambio en la altura de la guía rectangular” en el libro *Waveguide Handbook* escrito por N. Marcuvitz [10]. En otras palabras, si se observa la guía de onda H se notarían dos cambios de altura, cada uno es resultado de una unión axialmente simétrica de 2 guías rectangulares de iguales anchos y alturas distintas (para el modo dominante en la guía rectangular), se puede usar el siguiente circuito equivalente.

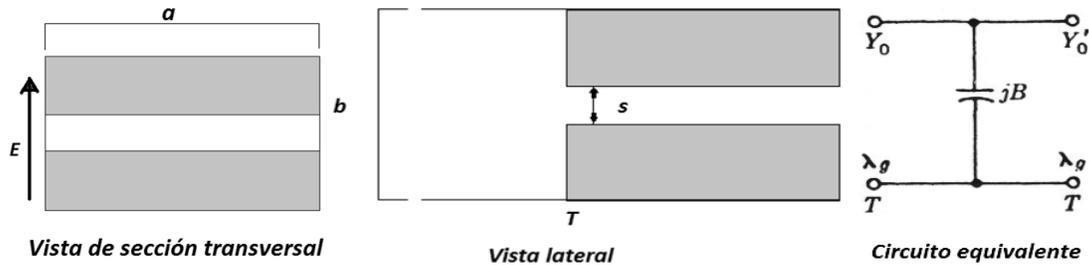


Fig. 3.5- Cambio en la altura de la guía de onda rectangular: Vista de la sección transversal, Vista lateral y Circuito equivalente.

En la *Fig. 3.5*, en la Vista de la sección transversal E es el Campo Eléctrico del modo dominante de la guía rectangular, a es el ancho de las 2 guías rectangulares. En la Vista lateral b es la altura total de la guía rectangular con mayor tamaño, s es la altura de la guía rectangular con menor tamaño, T es el plano terminal. En el circuito equivalente Y_0 es la admitancia de la guía rectangular con mayor tamaño, Y_0' es la admitancia de la guía rectangular con menor tamaño, T es el plano terminal, λ_g es la longitud de onda de la guía. El circuito equivalente de la *Fig. 3.5* es válido en el rango $b/\lambda_g < 1$.

A continuación se muestran los parámetros del circuito equivalente de la *Fig. 3.5* en el plano terminal T .

La ecuación de a continuación es obtenida por el método estático equivalente⁹ empleando un campo estático en la apertura debido a la incidencia de los dos modos más bajos y esta es correcta adentro del 1% dentro del rango $b/\lambda_g < 1$.

$$\frac{B}{Y_0} = \frac{2b}{\lambda_g} \left[\ln \left(\frac{1-\alpha^2}{4\alpha} \right) + \frac{1}{2} \left(\alpha + \frac{1}{\alpha} \right) \ln \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha} \right) + 2 \frac{A+A'+2C}{AA'-C^2} + \left(\frac{b}{4\lambda_g} \right)^2 \left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha} \right)^{4\alpha} \left(\frac{5\alpha^2-1}{1-\alpha^2} + \frac{4\alpha^2 C}{3A} \right)^2 \right], \quad (3.38)$$

⁹ **Método estático equivalente:** El problema dinámico original con sólo un modo dominante incidente se reduce a un problema estático, problema de placas paralelas con una infinidad de modos incidente. Sin embargo, la tarea de encontrar los campos producidos por cada uno de los modos estáticos incidentes se considera ahora como un problema electrostático para ser resuelto por la representación conforme del problema original en un problema geoméricamente simple para que la solución de potencial estático puede ser encontrada por medio de la teoría de funciones complejas. Fuente de: N. Marcuvitz, “The Equivalent Static Method,” *Waveguide Handbook*, 1951, pp. 153-160.

Dónde:

$$\frac{Y_0}{Y_0'} = \frac{s}{b} = \alpha \quad (3.39)$$

$$A = \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha}\right)^{2\alpha} \frac{1 + \sqrt{1 - \left(\frac{b}{\lambda_g}\right)^2}}{1 - \sqrt{1 - \left(\frac{b}{\lambda_g}\right)^2}} - \frac{1 + 3\alpha^2}{1 - \alpha^2} \quad (3.40)$$

$$A' = \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha}\right)^{\frac{2}{\alpha}} \frac{1 + \sqrt{1 - \left(\frac{s}{\lambda_g}\right)^2}}{1 - \sqrt{1 - \left(\frac{s}{\lambda_g}\right)^2}} - \frac{3 + \alpha^2}{1 - \alpha^2} \quad (3.41)$$

$$C = \left(\frac{4\alpha}{1 - \alpha^2}\right)^2 \quad (3.42)$$

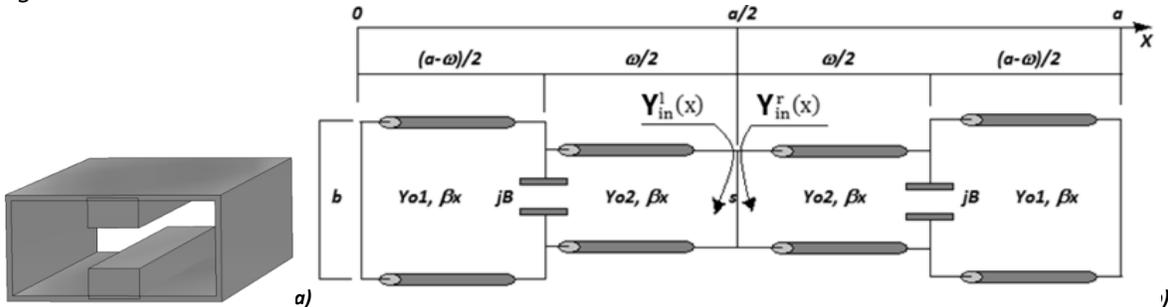
La ecuación de a continuación es una expresión simplificada de la ecuación anterior, esta es correcta adentro del 5% si está dentro del rango $\alpha < 0.6$ y $b/\lambda_g < 0.5$ y es correcta adentro del 2% si está dentro del rango $\alpha < 0.4$ y $b/\lambda_g < 0.4$.

$$\frac{B}{Y_0} \approx \frac{2b}{\lambda_g} \left[\ln\left(\frac{e}{4\alpha}\right) + \frac{\alpha^2}{3} + \frac{1}{2} \left(\frac{b}{\lambda_g}\right)^2 (1 - \alpha^2)^4 \right], \alpha \ll 1 \quad y \quad e = 2.71828. \quad (3.43)$$

Dónde:

$$\frac{Y_0}{Y_0'} = \frac{s}{b} = \alpha \quad (3.44)$$

Una vez obtenido el elemento de circuito equivalente correspondiente a cada cambio en la altura de la guía rectangular, ya podemos utilizar el método de resonancia transversal que se ilustra en la Fig. 3.6.



En la Fig. 3.6 b), Y_{in}^l es la admitancia de entrada izquierda vista en $x = a/2$, Y_{in}^r es la admitancia de entrada derecha vista en $x = a/2$, β_x es la constante de propagación en dirección x , Y_{01} es la admitancia característica de la línea de transmisión con mayor altura, Y_{02} es la admitancia característica de la línea de transmisión con menor altura, a es la longitud total de la línea que es el equivalente al ancho de la guía de onda H, ω es el ancho de la cresta de la guía de onda H, b es la altura total de la guía de onda H con mayor tamaño, s es la altura de la guía de onda H con menor tamaño y jB es la capacitancia correspondiente al cada cambio en la altura de la guía rectangular.

Si recordamos el método de resonancia transversal, lo primero que necesitamos establecer es lo siguiente:

$$Y_{in}^r(x) + Y_{in}^l(x) = 0 \quad (3.45)$$

Como este método se basa en un circuito equivalente de líneas de transmisión, para el caso de la guía de onda H tenemos que su circuito equivalentes es el que se muestra en la figura anterior. De dicho circuito equivalente podemos concluir lo siguiente:

$$Y_{in}^r(x) = Y_{in}^l(x) \quad (3.46)$$

Entonces para encontrar $Y_{in}^r(x)$ podemos ir declarando variables que nos ayuden a ser más fácil este proceso de análisis.

Y_L^r en el circuito equivalente basado en línea de transmisión es:

$$Y_L^r = Y_{01} \frac{\frac{1}{Y_{01}} + \frac{1}{Y_L} \tanh(\gamma_x l_1)}{\frac{1}{Y_L} + \frac{1}{Y_{01}} \tanh(\gamma_x l_1)} \quad (3.47)$$

Pero si se toma en cuenta lo siguiente:

$$Z_L = \frac{1}{Y_L} = 0 \quad (3.48)$$

$$\gamma_x = j\beta_x \quad (3.49)$$

$$l_1 = \frac{a - \omega}{2} \quad (3.50)$$

Obtenemos:

$$Y_L^r = Y_{01} \frac{\frac{1}{Y_{01}} + \frac{1}{Y_L} \tanh\left(j\beta_x \frac{a - \omega}{2}\right)}{\frac{1}{Y_L} + \frac{1}{Y_{01}} \tanh\left(j\beta_x \frac{a - \omega}{2}\right)} = Y_{01} \coth\left(j\beta_x \frac{a - \omega}{2}\right) \quad (3.51)$$

Usando la expresión aproximada para la susceptancia capacitiva normalizada que se encontró usando la representación del cambio en la altura de la guía rectangular:

$$Y_b = jB \quad (3.52)$$

Dónde:

$$\frac{B}{Y_{01}} \approx \frac{2b}{\lambda_c} \left[1 - \ln(4u) + \frac{u^2}{3} + \frac{1}{2} \left(\frac{b}{\lambda_c} \right)^2 (1 - u^2)^4 \right], u = \frac{s}{b} < 0.5 \quad (3.53)$$

Entonces Y_{Linter}^r es:

$$Y_{Linter}^r = Y_L^r + Y_b \quad (3.54)$$

Finalmente para $Y_{in}^r(x)$ en el circuito equivalente basado en línea de transmisión es:

$$Y_{in}^r(x) = Y_{02} \frac{\frac{1}{Y_{02}} + \frac{1}{Y_{Linter}^r} \tanh(\gamma_x l_2)}{\frac{1}{Y_{Linter}^r} + \frac{1}{Y_{02}} \tanh(\gamma_x l_2)} \quad (3.55)$$

Pero si se considera lo siguiente:

$$l_2 = \frac{\omega}{2} \quad (3.56)$$

El resultado que obtenemos es:

$$Y_{in}^r(x) = Y_{02} \frac{\frac{1}{Y_{02}} + \frac{1}{Y_{L_{inter}}^r} \tanh\left(j\beta_x \frac{\omega}{2}\right)}{\frac{1}{Y_{L_{inter}}^r} + \frac{1}{Y_{02}} \tanh\left(j\beta_x \frac{\omega}{2}\right)} \quad (3.57)$$

Y por otro lado, el valor de Y_{01} y Y_{02} son:

$$Y_{01} = \frac{\beta_x}{\omega \mu_0} \frac{1}{b} = \frac{\frac{2\pi}{\lambda}}{\omega \mu_0} \frac{1}{b} = \frac{1}{c \mu_0} \frac{1}{b} = \frac{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}{\mu_0} \frac{1}{b} = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{1}{b} \quad (3.58)$$

$$Y_{02} = \frac{\beta_x}{\omega \mu_0} \frac{1}{s} = \frac{\frac{2\pi}{\lambda}}{\omega \mu_0} \frac{1}{s} = \frac{1}{c \mu_0} \frac{1}{s} = \frac{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}{\mu_0} \frac{1}{s} = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{1}{s} \quad (3.59)$$

A continuación se hace una comparación de los diferentes métodos de cálculo para obtener la frecuencia de corte para el modo dominante de la guía de onda H.

Tabla de comparación de los diferentes métodos de cálculo para obtener la frecuencia de corte del modo dominante.

<i>Dimensiones internas de la guía de onda H (axb) y (wxs) [mm]</i>	<i>Frecuencia de corte para el modo dominante de la guía de onda H [GHz]</i>	
	<i>Usando el método de resonancia transversal</i>	<i>Usando un software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia</i>
<i>(65.79 x 30.61) y (16.46 x 13.00)</i>	1.6536	1.65189
<i>(37.59 x 17.48) y (9.398 x 7.471)</i>	2.9020	2.89903
<i>(27.69 x 12.85) y (6.91 x 5.46)</i>	3.9314	3.92716
<i>(26.04 x 12.06) y (6.5 x 4.85)</i>	4.0880	4.08364
<i>(19.10 x 8.20) y (4.78 x 1.60)</i>	4.1841	4.17917
<i>(19.81 x 9.398) y (5.08 x 3.048)</i>	4.8970	4.89174
<i>(18.29 x 8.13) y (4.39 x 2.57)</i>	5.3211	5.31536
<i>(17.55 x 8.15) y (4.39 x 3.45)</i>	6.1917	6.18452
<i>(11.96 x 5.56) y (2.997 x 2.362)</i>	9.0966	9.08551
<i>(7.32 x 3.40) y (1.829 x 1.448)</i>	14.883	14.8624

3.3 TERCERA APROXIMACIÓN: GUÍA DE ONDA RECTANGULAR CON RANURA.

Como se ha estado explicando con anterioridad, con base a la teoría de los sistemas radiadores lineales, lo que se propone es diseñar una antena reconfigurable basada en el uso de una guía de onda rectangular con ranura que permita reconfigurar el patrón de radiación en forma electrónica.

Debemos recordar que las antenas basadas en la guía de onda rectangular, no es un tema completamente nuevo. En la Fig. 3.7 se ilustran los diferentes tipos antenas existentes basadas en dicha estructura.

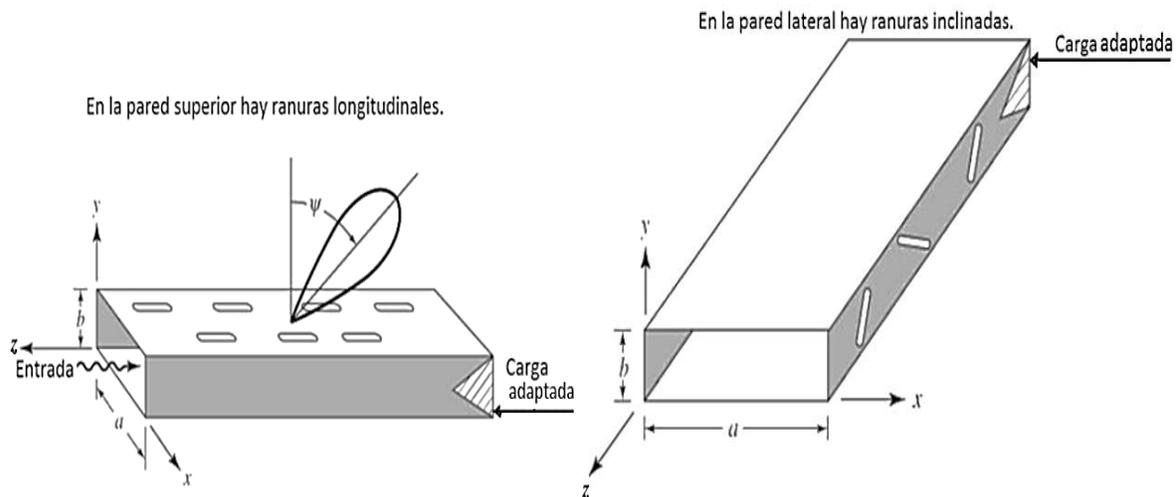


Fig. 3.7- Ejemplos comunes de antenas basadas en las guías de onda rectangular.

La Fig. 3.7 muestra los diferentes tipos de antenas basadas en las guías de onda rectangular comúnmente conocidas como antenas de onda progresiva. Reciben este nombre debido a la función que tienen las ranuras presentes en dichas estructuras, que permiten la producción de perturbaciones significativas en el patrón de corrientes del modo dominante de la guía de onda provocando la radiación de potencia hacia el exterior. Una característica de este tipo de antenas es que son de onda progresiva rápida cuya velocidad de fase es mayor que la velocidad de la luz, es decir $v_p/c > 1$. Estas antenas son capaces de producir lóbulos principales con alta directividad dentro de algunos ángulos que pueden ser logrados con este tipo de antena, con un bajo nivel en los lóbulos laterales. Como una regla general, la velocidad de fase de la onda progresiva controla el ángulo del lóbulo principal. Estas antenas pueden ser alimentadas por una guía de ondas común lo cual representa una ventaja sobre los arreglos de antenas. Las antenas de onda progresiva son especialmente empleadas para transmitir señales de banda ancha.

Existe una clasificación de este tipo de antenas que es expuesta en el libro de Antenas para todas las aplicaciones del autor John D. Kraus [11]. Las antenas de onda progresiva pueden clasificarse dependiendo de la forma de radiar energía hacia el exterior. Estas pueden ser de forma continua o periódicamente a lo largo de la longitud de la estructura, con la mayoría del flujo de energía dentro de la estructura.

Una antena de onda progresiva que radia energía hacia el exterior en forma continua, puede obtenerse con el hecho de remover un trozo completo de pared a lo largo de la guía.

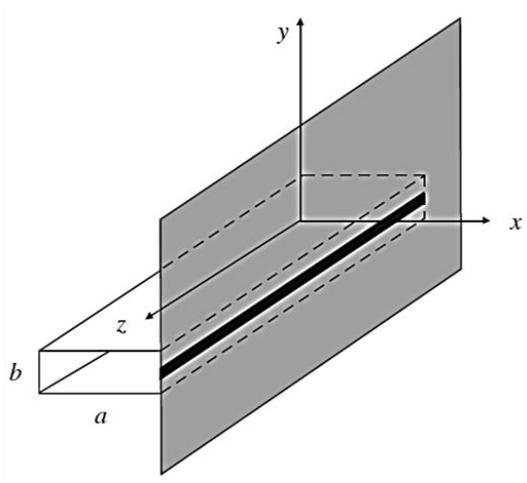


Fig. 3.8- Antena de onda progresiva basada en la estructura de guía de onda que radia energía hacia el exterior en forma continua.

La dirección de radiación del lóbulo principal presenta un ángulo θ_0 con respecto a la guía (ver explicación de la teoría del sistema radiador lineal en el apartado 2.1). Entonces el ángulo de escaneo del lóbulo principal θ_0 se puede determinar:

$$\theta_0 = \cos^{-1} \left(\frac{c}{v_p} \right) \left(\frac{180^\circ}{\pi} \right) \quad (3.60)$$

Donde θ_0 es el ángulo de escaneo del lóbulo principal, c es la velocidad de la luz, v_p es la velocidad de fase. El ángulo θ_0 puede ser variado por un cambio en la frecuencia (ver la explicación de propuesta de diseño en el apartado 2.2).

Una antena de onda progresiva que radia energía hacia al exterior en forma periódica, puede ser construida con ranuras periódicas en una pared a lo largo de la guía.

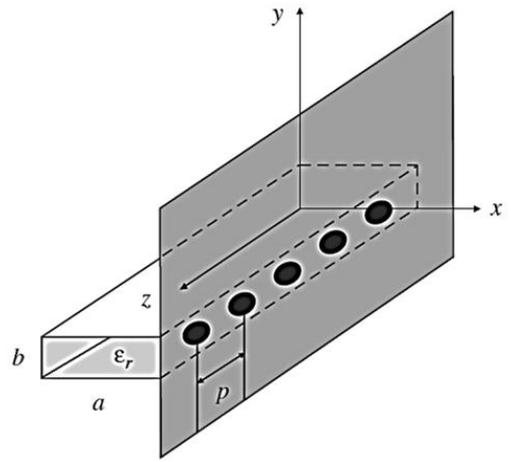


Fig. 3.9- Antena de onda progresiva basada en la estructura de guía de onda que radia energía en forma periódica. Periodo entre ranuras P , Permitividad relativa del medio ϵ_r .

La propagación de energía puede ser controlada por el tamaño de las ranuras, la ubicación de estas, así como la periodicidad de estas. Al igual que en el caso anterior, el ángulo de escaneo del lóbulo principal θ_0 puede ser varado por un cambio de frecuencia. Aunque aquí se describe como una antena de onda progresiva, la antena de la Fig. 3.9 puede ser considerada como un simple arreglo de ranuras en una guía de onda.

Como se comentó anteriormente es importante resaltar que este método de resonancia transversal requiere la representación de la sección transversal de la estructura de la guía de onda como líneas de transmisión, así como la representación de la discontinuidad geométrica a través del uso de algún elemento pasivo de circuito.

En este caso, si recordamos la estructura de la guía de onda rectangular con ranura observamos que existe una discontinuidad geométrica. Esta discontinuidad permite a la guía de onda rectangular poder radiar energía hacia el exterior. Pero para poder analizar esta discontinuidad geométrica es necesario realizar un estudio de su comportamiento tanto interno como externo.

Para el análisis de la discontinuidad geométrica externa de la guía de onda rectangular con ranura que es la que permite llevar a cabo la radiación de energía se puede usar una modificación de la aproximación conocida como “Guía rectangular radiando a la mitad del espacio acotado” en el libro de Waveguide Handbook escrito por N. Marcuvitz [12]. Esta aproximación establece que una guía rectangular que termina en el plano de una pantalla infinita y radiando a la mitad del espacio acotado por dos placas paralelas infinitas que forman extensiones de los lados de la guía (para el modo dominante en la guía rectangular), se puede usar el siguiente circuito equivalente.

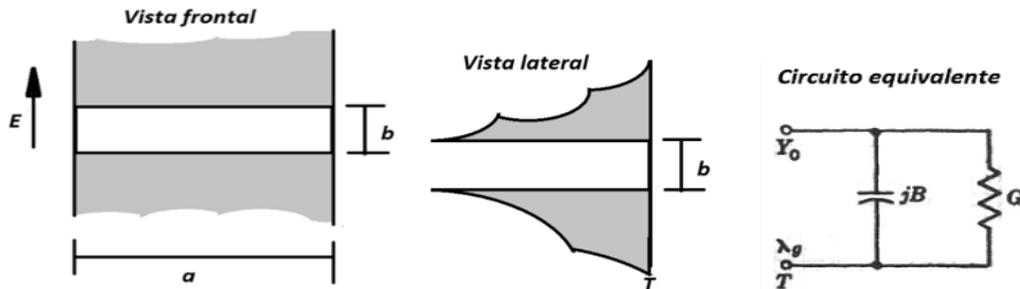


Fig. 3.10- Guía rectangular radiando a la mitad del espacio acotado: Vista frontal, Vista lateral y Circuito equivalente.

En la Fig. 3.10, en la Vista frontal E es el Campo Eléctrico del modo dominante de la guía rectangular, a es el ancho de las dos placas paralelas infinitas que forman extensiones de los lados de la guía y b es la altura de la guía rectangular. En la Vista lateral b es la altura de la guía rectangular, T es el plano terminal. En el circuito equivalente Y_0 es la admittance de la guía rectangular, T es el plano terminal, λ_g es la longitud de onda de la guía, G y jB representan la conductancia y susceptancia del circuito equivalente que representan a la guía rectangular radiando a la mitad del espacio acotado. El circuito equivalente de la Fig. 3.10 es válido en el rango $b/\lambda_g < 1.0$.

A continuación se muestran los parámetros del circuito equivalente de la Fig. 3.10 en el plano terminal T.

Los parámetros del circuito han sido obtenidos por el método variacional¹⁰ asumiendo un campo eléctrico constante en la apertura en el plano de referencia. Ninguna estimación de precisión está disponible sobre todo el rango, pero el error es no mayor que un pequeño porcentaje para el rango de $(2b/\lambda_g) < 1$. Las ecuaciones 3.62 y 3.64 son resultados estáticos y concuerda con las ecuaciones 3.61 y 3.63, respectivamente, adentro del 5% para $(2\pi b/\lambda_g) < 1$.

$$\frac{G}{Y_0} = \int_0^{kb} J_0(x) dx - J_1(kb) \quad (3.61)$$

$$\frac{G}{Y_0} \approx \frac{\pi b}{\lambda_g} \quad (3.62)$$

$$\frac{B}{Y_0} = \int_0^{kb} -N_0(x) dx + N_1(kb) + \frac{2}{\pi} \frac{1}{kb} \quad (3.63)$$

$$\frac{B}{Y_0} \approx \frac{2b}{\lambda_g} \ln \left(\frac{e \lambda_g}{\gamma_{exp} 2 b} \right) \quad (3.64)$$

Dónde:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (3.65) \quad y \quad \lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (3.66)$$

$$e = 2.71828, \quad \gamma_{exp} = e^\gamma = 1.78107 \quad y \quad \gamma = 0.57721$$

Nota: Recordar que $J_n(x)$ = función de Bessel de orden n. Y que $N_n(x)$ = función de Neumann de orden n.

Sin embargo, como anteriormente se planteó, esta aproximación requiere una modificación de las ecuaciones (3.62) y (3.64) que corresponden al caso para el cual la altura de la guía de onda es igual a la altura de la abertura. Pero para el caso de la guía de onda rectangular con ranura tenemos que la altura de la abertura es menor que la altura de la guía de onda. Esta situación ya fue planteada y desarrollada en el trabajo de "Leaky-Wave Antennas I: Rectangular Waveguides" escrito por L. O. Goldstone y A. A. Oliner [13]. En este trabajo se establece que la potencia por unidad de longitud radiada a la mitad del espacio desde una apertura es independiente de la altura de la guía de alimentación de la apertura, a condición de que la altura de la apertura y el campo eléctrico de la apertura permanezcan sin cambios. Empleando este razonamiento y un procedimiento similar al que se usó en las ecuaciones (3.62) y (3.64) se obtiene:

$$\frac{G}{Y_0} \approx \frac{\pi b}{\lambda_g} \quad (3.67)$$

$$\frac{B}{Y_0} \approx \frac{2b}{\lambda_g} \ln \left(\frac{e \lambda_g}{\gamma_{exp} 2 d} \right) \quad (3.68)$$

Donde λ_g es la longitud de onda de la guía, G y jB representan la conductancia y susceptancia del circuito equivalente que representan a la guía rectangular radiando a la mitad del espacio acotado, b es la altura de la guía de onda, d es la altura de la abertura.

¹⁰ **Método variacional:** es un principio científico utilizado en el cálculo de variaciones, que desarrolla métodos generales para encontrar funciones que minimizan o maximizan el valor de las cantidades que dependen de dichas funciones. En este caso, el procedimiento variacional correspondiente se desarrolla en términos del campo existente en la apertura para el caso de alguna discontinuidad geométrica que conduce a valores aproximados del verdadero valor de la suceptancia. Fuente de: N. Marcuvitz, "The Variational Method," Waveguide Handbook, 1951, pp. 143-146.

Para el análisis de la discontinuidad geométrica interna de la guía de onda rectangular con ranura es necesario modelar la ventana capacitiva que viene formado lo que sería una pared lateral de la guía. Esta ventana capacitiva es formada por dos obstáculos simétricos de espesor cero con ejes perpendiculares al campo eléctrico (para el modo dominante en la guía rectangular). Esta situación ya fue planteada y desarrollada en el trabajo de “Leaky-Wave Antennas I: Rectangular Waveguides” escrito por L. O. Goldstone y A. A. Oliner. En este trabajo se plantea que la susceptancia interna puede ser aproximada por media susceptancia capacitiva de una “Ventana formada por dos obstáculos para el caso simétrico” del libro de Waveguide Handbook del autor N. Marcuvitz. Entonces el circuito equivalente es:

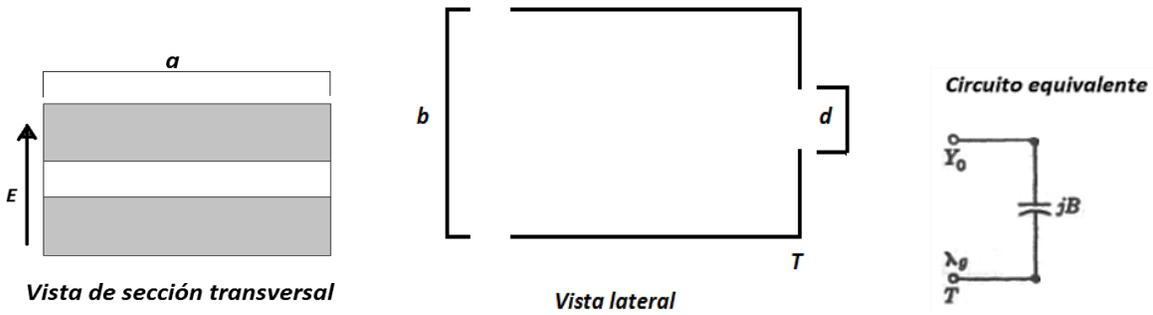


Fig. 3.11 - Guía rectangular radiando a la mitad del espacio acotado: Vista frontal, Vista lateral y Circuito equivalente.

En la Fig. 3.11, en la Vista de la sección transversal E es el Campo Eléctrico del modo dominante de la guía rectangular, a es el ancho de las 2 guías rectangulares. En la Vista lateral b es la altura total de la guía rectangular con mayor tamaño, d es la altura de la guía rectangular con menor tamaño, T es el plano terminal. En el circuito equivalente Y_0 es la admitancia de la guía rectangular, T es el plano terminal, λ_g es la longitud de onda de la guía, jB representa la susceptancia del circuito equivalente que representan a la ventana capacitiva de la guía de onda rectangular con ranura.

A continuación se muestran los parámetros del circuito equivalente de la Fig. 3.11 en el plano terminal T .

$$\frac{B}{Y_0} = \frac{2b}{\lambda_g} \left[\ln \left(\csc \left(\frac{\pi d}{2b} \right) \right) \right] \quad (3.69)$$

Como anteriormente se dijo, para poder analizar la discontinuidad geométrica presente en una guía rectangular con ranura lateral de onda progresiva es necesario realizar un estudio de su comportamiento tanto interno como externo. Es por ello que para los modos de tipo TE , B' representa la capacitancia total es decir $B_{EXT} + B_{INT}$ y por otro lado, G' representa la conductancia gracias a la energía radiada. B_{EXT} representa la susceptancia gracias a la energía almacenada en la región externa y B_{INT} representa la susceptancia gracias a la energía almacenada en la región interna.

$$\frac{B'}{Y_0} = \frac{(B_{EXT} + B_{INT})}{Y_0} = \frac{2b}{\lambda_g} \ln \left(\frac{e \lambda_g}{\gamma_{exp} 2 d} \right) + \frac{2b}{\lambda_g} \left[\ln \left(\csc \left(\frac{\pi d}{2b} \right) \right) \right] \quad (3.70)$$

Una vez obtenido los elementos del circuito equivalente correspondiente a la discontinuidad geométrica presente en la estructura de la guía rectangular, ya podemos utilizar el método de resonancia transversal que se ilustra en la Fig. 3.12.

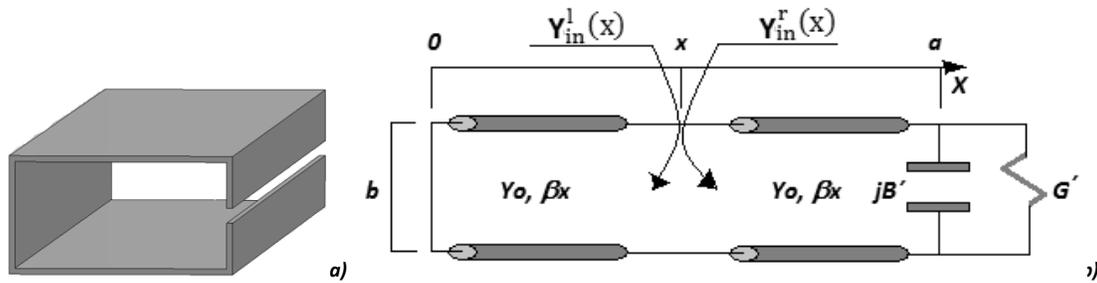


Fig. 3.12- a) Guía de onda rectangular con ranura y b) Circuito equivalente en líneas de transmisión de la guía de onda rectangular con ranura lateral con sus dimensiones apropiadas

En la Fig. 3.12 b), Y_{in}^l es la admitancia de entrada izquierda vista en $x = a/2$, Y_{in}^r es la admitancia de entrada derecha vista en $x = a/2$, β_x es la constante de propagación en dirección x , Y_0 es la admitancia característica, a es la longitud total de la línea que es el equivalente al ancho de la guía de onda rectangular, b es la altura total de la guía de onda rectangular, jB' es la capacitancia total que existe en la discontinuidad geométrica y G' es la conductancia gracias a la energía radiada.

Si recordamos el método de resonancia transversal, lo primero que necesitamos establecer es lo siguiente:

$$Y_{in}^r(x) + Y_{in}^l(x) = 0 \quad (3.71)$$

Para el caso del circuito equivalente de líneas de transmisión de la Fig. 3.12, notamos que no puede haber simplificación como anteriormente se trabajó, debido a que en los extremos aparece un circuito completamente diferente. Es decir, la guía de onda rectangular con ranura se ve afectada por la discontinuidad geométrica existente en la estructura. Por lo tanto, comenzaremos por analizar el lado izquierdo ($Y_{in}^l(x)$) del circuito equivalente basado en línea de transmisión:

$$Y_{in}^l(x) = Y_0 \frac{\frac{1}{Y_0} + \frac{1}{Y_{Lc}} \tanh(\gamma_x l)}{\frac{1}{Y_{Lc}} + \frac{1}{Y_0} \tanh(\gamma_x l)} \quad (3.72)$$

Pero si se toma en cuenta lo siguiente:

$$Z_{Lc} = \frac{1}{Y_{Lc}} = 0 \quad (3.73)$$

$$\gamma_x = \alpha_x + j\beta_x \quad (3.74)$$

$$l = \frac{a}{2} \quad (3.75)$$

Así llegamos a lo siguiente:

$$Y_{in}^l(x) = Y_0 \frac{\frac{1}{Y_0} + \frac{1}{Y_{Lc}} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{a}{2}\right)}{\frac{1}{Y_{Lc}} + \frac{1}{Y_0} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{a}{2}\right)} = Y_0 \coth\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{a}{2}\right) \quad (3.76)$$

Ahora comenzaremos por analizar el lado derecho ($Y_{in}^r(x)$) del circuito equivalente basado en línea de transmisión:

$$Y_{in}^r(x) = Y_0 \frac{\frac{1}{Y_0} + \frac{1}{Y_{L.D.G.}} \tanh(\gamma_x l)}{\frac{1}{Y_{L.D.G.}} + \frac{1}{Y_0} \tanh(\gamma_x l)} \quad (3.77)$$

Pero si se considera lo siguiente:

$$Y_{L.D.G.} = \frac{1}{Z_{L.D.G.}} = G' + jB' \quad (3.78)$$

Notar que G' es la conductancia gracias a la energía radiada expresada por la ecuación (3.67) y jB' es la capacitancia total que existe en la discontinuidad geométrica formulada por la ecuación (3.70).

$$l = \frac{a}{2} \quad (3.79)$$

Obtenemos que:

$$Y_{in}^r(x) = Y_0 \frac{\frac{1}{Y_0} + \frac{1}{G' + jB'} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{a}{2}\right)}{\frac{1}{G' + jB'} + \frac{1}{Y_0} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{a}{2}\right)} \quad (3.80)$$

Y por otro lado, el valor de Y_0 es:

$$Y_0 = \frac{\beta_x}{\omega \mu_0} \frac{1}{b} = \frac{\frac{2\pi}{\lambda}}{\omega \mu_0} \frac{1}{b} = \frac{1}{c \mu_0} \frac{1}{b} = \frac{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}{\mu_0} \frac{1}{b} = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{1}{b} \quad (3.81)$$

A continuación se hace una comparación de los diferentes métodos de cálculo para obtener la frecuencia de corte para el modo dominante de la guía de onda rectangular con ranura.

Tabla de comparación de los diferentes métodos de cálculo para obtener la frecuencia de corte del modo dominante.

Dimensiones internas de la guía de onda rectangular con ranura (axb) y (d) [mm]	Frecuencia de corte para el modo dominante de la guía de onda rectangular con ranura [GHz]	
	Usando el método de resonancia trasversal	Usando un software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia
(165.1 x 82.55) y (1.5)	0.20524	0.20977
(109.22 x 54.61) y (1.5)	0.32139	0.323949
(72.14 x 34.04) y (1.5)	0.51925	0.532622
(47.55 x 22.15) y (1.5)	0.82587	0.83321
(34.85 x 15.80) y (1.5)	1.1791	1.1706
(28.50 x 12.62) y (1.5)	1.4903	1.49274
(22.86 x 10.16) y (1.5)	1.9038	1.91069
(15.80 x 7.90) y (1.5)	2.7408	2.72333
(10.7 x 4.3) y (1.5)	4.6823	4.66776
(7.11 x 3.56) y (1.5)	6.8535	6.89914

3.4 CUARTA APROXIMACIÓN: GUÍA DE ONDA H CON RANURA.

Retomando lo ya mencionado, lo que se propone es diseñar una antena reconfigurable basada en el uso de una guía de onda H con ranura que permita reconfigurar el patrón de radiación en forma electrónica. Se debe recordar que la guía de onda H con respecto a la guía de onda rectangular mejora el máximo ancho de banda del modo dominante, además de poder disminuir la impedancia de onda para este modo, lo cual resulta útil para nuestra aplicación.

Como los elementos del circuito equivalente correspondiente a la discontinuidad geométrica y la cresta que están presentes en la estructura de la guía H ya fueron obtenidos, ya podemos utilizar el método de resonancia transversal que se ilustra en la Fig. 3.13.

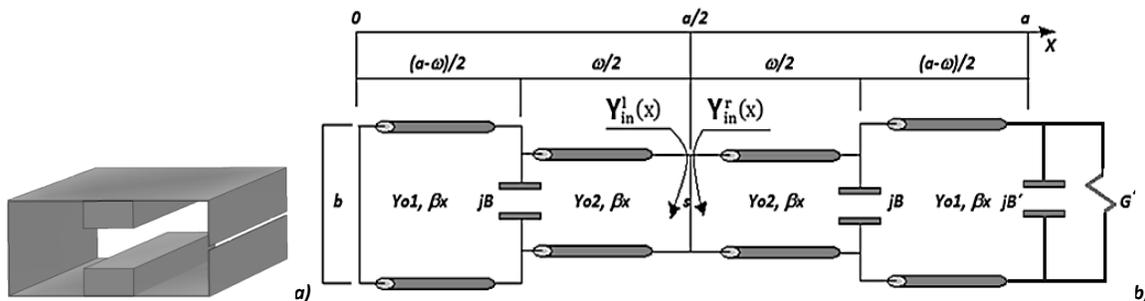


Fig.3.13- a) Guía de onda H con ranura y b) Circuito equivalente en líneas de transmisión de la guía de onda H con ranura lateral con sus dimensiones apropiadas.

En la Fig. 3.13 b), Y_{in}^l es la admitancia de entrada izquierda vista en $x = a/2$, Y_{in}^r es la admitancia de entrada derecha vista en $x = a/2$, β_x es la constante de propagación en dirección x , Y_{01} es la admitancia característica de la línea de transmisión con mayor altura, Y_{02} es la admitancia característica de la línea de transmisión con menor altura, a es la longitud total de la línea que es el equivalente al ancho de la guía de onda H, ω es el ancho de la cresta de la guía de onda H, b es la altura total de la guía de onda H con mayor tamaño, s es la altura de la guía de onda H con menor tamaño, jB es la capacitancia correspondiente al cada cambio en la altura de la guía rectangular, jB' es la capacitancia total que existe en la discontinuidad geométrica y G' es la conductancia gracias a la energía radiada.

Si recordamos el método de resonancia transversal, lo primero que necesitamos establecer es lo siguiente:

$$Y_{in}^r(x) + Y_{in}^l(x) = 0 \quad (3.82)$$

Para el caso del circuito equivalente de líneas de transmisión de la Fig. 3.13, notamos que no puede haber simplificación como anteriormente se trabajó, debido a que en los extremos aparece un circuito completamente diferente. Es decir, la guía de onda H con ranura se ve afectada por la discontinuidad geométrica existente en la estructura. Por lo tanto, comenzaremos por analizar el lado izquierdo ($Y_{in}^l(x)$) del circuito equivalente basado en línea de transmisión.

Entonces para encontrar $Y_{in}^l(x)$ podemos ir declarando variables que nos ayuden a ser más fácil este proceso de análisis. Y_L^l en el circuito equivalente basado en línea de transmisión es:

$$Y_L^l = Y_{01} \frac{\frac{1}{Y_{01}} + \frac{1}{Y_{Lc}} \tanh(\gamma_x l_1)}{\frac{1}{Y_{Lc}} + \frac{1}{Y_{01}} \tanh(\gamma_x l_1)} \quad (3.83)$$

Pero si se toma en cuenta lo siguiente:

$$Z_{L_c} = \frac{1}{Y_{L_c}} = 0 \quad (3.84)$$

$$\gamma_x = \alpha_x + j\beta_x \quad (3.85)$$

$$l_1 = \frac{a - \omega}{2} \quad (3.86)$$

Así llegamos a lo siguiente:

$$Y_L^1 = Y_{01} \frac{\frac{1}{Y_{01}} + \frac{1}{Y_{L_c}} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{a - \omega}{2}\right)}{\frac{1}{Y_{L_c}} + \frac{1}{Y_{01}} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{a - \omega}{2}\right)} = Y_{01} \coth\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{a - \omega}{2}\right) \quad (3.87)$$

Usando la expresión aproximada para la susceptancia capacitiva normalizada que se encontró usando la representación del cambio en la altura de la guía rectangular:

$$Y_b = jB \quad (3.88)$$

Dónde:

$$\frac{B}{Y_{01}} \approx \frac{2b}{\lambda_c} \left[1 - \ln(4u) + \frac{u^2}{3} + \frac{1}{2} \left(\frac{b}{\lambda_c}\right)^2 (1 - u^2)^4 \right], u = \frac{s}{b} < 0.5 \quad (3.89)$$

Entonces $Y_{L_{inter}}^1$ es:

$$Y_{L_{inter}}^1 = Y_L^1 + Y_b \quad (3.90)$$

Finalmente para $Y_{in}^1(x)$ en el circuito equivalente basado en línea de transmisión es:

$$Y_{in}^1(x) = Y_{02} \frac{\frac{1}{Y_{02}} + \frac{1}{Y_{L_{inter}}^1} \tanh(\gamma_x l_2)}{\frac{1}{Y_{L_{inter}}^1} + \frac{1}{Y_{02}} \tanh(\gamma_x l_2)} \quad (3.91)$$

Pero si se toma en cuenta lo siguiente:

$$l_2 = \frac{\omega}{2} \quad (3.92)$$

Obtenemos que:

$$Y_{in}^1(x) = Y_{02} \frac{\frac{1}{Y_{02}} + \frac{1}{Y_{L_{inter}}^1} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{\omega}{2}\right)}{\frac{1}{Y_{L_{inter}}^1} + \frac{1}{Y_{02}} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{\omega}{2}\right)} \quad (3.93)$$

Ahora comenzaremos por analizar el lado derecho ($Y_{in}^r(x)$) del circuito equivalente basado en línea de transmisión. Entonces para encontrar $Y_{in}^r(x)$ podemos ir declarando variables que nos ayuden a ser más fácil este proceso de análisis. Y_L^r en el circuito equivalente basado en línea de transmisión es:

$$Y_L^r = Y_{01} \frac{\frac{1}{Y_{01}} + \frac{1}{Y_{L.D.G.}} \tanh(\gamma_x l_1)}{\frac{1}{Y_{L.D.G.}} + \frac{1}{Y_{01}} \tanh(\gamma_x l_1)} \quad (3.94)$$

Pero si se considera lo siguiente:

$$Y_{L.D.G.} = \frac{1}{Z_{L.D.G.}} = G' + jB' \quad (3.95)$$

Notar que G' es la conductancia gracias a la energía radiada expresada por la ecuación (3.67) y jB' es la capacitancia total que existe en la discontinuidad geométrica formulada por la ecuación (3.70).

$$l_1 = \frac{a - \omega}{2} \quad (3.96)$$

Con lo cual se obtiene:

$$Y_L^r = Y_{01} \frac{\frac{1}{Y_{01}} + \frac{1}{G' + jB'} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{a - \omega}{2}\right)}{\frac{1}{G' + jB'} + \frac{1}{Y_{01}} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{a - \omega}{2}\right)} \quad (3.97)$$

Usando la expresión aproximada para la susceptancia capacitiva normalizada que se encontró usando la representación del cambio en la altura de la guía rectangular:

$$Y_b = jB \quad (3.98)$$

Dónde:

$$\frac{B}{Y_{01}} \approx \frac{2b}{\lambda_c} \left[1 - \ln(4u) + \frac{u^2}{3} + \frac{1}{2} \left(\frac{b}{\lambda_c}\right)^2 (1 - u^2)^4 \right], u = \frac{s}{b} < 0.5 \quad (3.99)$$

Entonces Y_{Linter}^r es:

$$Y_{Linter}^r = Y_L^r + Y_b \quad (3.100)$$

Finalmente para $Y_{in}^r(x)$ en el circuito equivalente basado en línea de transmisión es:

$$Y_{in}^r(x) = Y_{02} \frac{\frac{1}{Y_{02}} + \frac{1}{Y_{Linter}^r} \tanh(\gamma_x l_2)}{\frac{1}{Y_{Linter}^r} + \frac{1}{Y_{02}} \tanh(\gamma_x l_2)} \quad (3.101)$$

Pero si se toma en cuenta lo siguiente:

$$l_2 = \frac{\omega}{2} \quad (3.102)$$

Obtenemos que:

$$Y_{in}^r(x) = Y_{02} \frac{\frac{1}{Y_{02}} + \frac{1}{Y_{Linter}^r} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{\omega}{2}\right)}{\frac{1}{Y_{Linter}^r} + \frac{1}{Y_{02}} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{\omega}{2}\right)} \quad (3.103)$$

Y por otro lado, el valor de Y_{01} y Y_{02} son:

$$Y_{01} = \frac{\beta_x}{\omega \mu_0} \frac{1}{b} = \frac{\frac{2\pi}{\lambda}}{\omega \mu_0} \frac{1}{b} = \frac{1}{c \mu_0} \frac{1}{b} = \frac{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}{\mu_0} \frac{1}{b} = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{1}{b} \quad (3.104)$$

$$Y_{02} = \frac{\beta_x}{\omega \mu_0} \frac{1}{s} = \frac{\frac{2\pi}{\lambda}}{\omega \mu_0} \frac{1}{s} = \frac{1}{c \mu_0} \frac{1}{s} = \frac{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}{\mu_0} \frac{1}{s} = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{1}{s} \quad (3.105)$$

A continuación se hace una comparación de los diferentes métodos de cálculo para obtener la frecuencia de corte para el modo dominante de la guía de onda rectangular con ranura.

Tabla de comparación de los diferentes métodos de cálculo para obtener la frecuencia de corte del modo dominante.

<i>Dimensiones internas de la guía de onda H (axb), (wxs) y (d) [mm]</i>	<i>Frecuencia de corte para el modo dominante de la guía de onda H [GHz]</i>	
	<i>Usando el método de resonancia transversal</i>	<i>Usando un software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia</i>
<i>(65.79 x 30.61), (16.46 x 13.00) y (0.75)</i>	<i>0.56461</i>	<i>0.564294</i>
<i>(37.59 x 17.48), (9.398 x 7.471) y (0.75)</i>	<i>1.0373</i>	<i>1.01439</i>
<i>(27.69 x 12.85), (6.91 x 5.46) y (0.75)</i>	<i>1.4405</i>	<i>1.41867</i>
<i>(26.04 x 12.06), (6.5 x 4.85) y (0.75)</i>	<i>1.5468</i>	<i>1.5124</i>
<i>(19.10 x 8.20), (4.78 x 1.60) y (0.75)</i>	<i>2.0895</i>	<i>2.05032</i>
<i>(19.81 x 9.398), (5.08 x 3.048) y (0.75)</i>	<i>2.0372</i>	<i>2.00092</i>
<i>(18.29 x 8.13), (4.39 x 2.57) y (0.75)</i>	<i>2.2776</i>	<i>2.23808</i>
<i>(17.55 x 8.15), (4.39 x 3.45) y (0.75)</i>	<i>2.3825</i>	<i>2.33412</i>
<i>(11.96 x 5.56), (2.997 x 2.362) y (0.75)</i>	<i>3.6099</i>	<i>3.53891</i>
<i>(10 x 5), (2.5 x 2) y (0.75)</i>	<i>4.2606</i>	<i>4.16404</i>

3.5 QUINTA APROXIMACIÓN: GUÍA DE ONDA H CON CAPACITORES.

Prosiguiendo con lo que anteriormente se estableció, lo que se propone es diseñar una antena reconfigurable basada en el uso de una guía de onda H con ranura que permita reconfigurar el patrón de radiación en forma electrónica. Esta antena que se propone, permitiría variar la velocidad de fase de la onda electromagnética a través del uso de los conmutadores electrónicos como los conmutadores MEMS, los diodos PIN o los diodos Varactor. Al cambiar la velocidad de fase de la onda electromagnética de dicha antena se cambia la posición angular del lóbulo principal. Pero antes de realizar el análisis de esta antena, llevaremos primero a cabo el estudio de una guía de onda H sin ranura cargada de capacitancias colocadas periódicamente.

Se viene estableciendo que las guías de onda y líneas de transmisión cargadas en intervalos periódicos con obstáculos idénticos son conocidas como estructuras periódicas [14] y [15]. El interés en las estructuras de las guías de onda de este tipo surge del hecho de que presentan dos propiedades básicas:

1. Características de paso banda y supresor de banda.
2. Capacidad de soportar la propagación de ondas lentas (la velocidad de fase es menor que la velocidad de la luz).

La característica de paso banda y supresor de banda se debe a la presencia de bandas de frecuencia en las cuales la onda se propaga sin atenuación (a excepción de las pérdidas debidas al conductor), y por otro lado existen bandas de frecuencia en las que la onda es reflejada y no se propaga. El primer caso es llamado paso banda y el segundo es referido como supresor de banda. La propiedad paso banda y supresor de banda es de mucho interés para aspectos de filtrado en frecuencia.

La habilidad de muchas estructuras periódicas para soportar una onda que tiene una velocidad de fase menor que la de la luz es de suma importancia para circuitos de TWT.

Estas dos propiedades básicas se pueden hallar en aplicaciones como el TWT, desplazamiento de fase, y antenas.

Para introducir un número de conceptos básicos, métodos de análisis, y típicas propiedades de estructuras periódicas, nosotros debemos considerar un simple ejemplo de una línea de transmisión cargada capacitivamente. Para una línea de transmisión sin discontinuidades geométricas la velocidad de fase está dada por:

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.106)$$

Donde v_p es la velocidad de fase de una línea de transmisión sin discontinuidades geométricas, L es la inductancia por unidad de longitud y C es la capacitancia por unidad de longitud. Esta ecuación pertenece al caso de una línea de transmisión sin pérdidas.

Una reducción significativa en la velocidad de fase puede ser alcanzada en una línea sin discontinuidades geométricas solo por incrementar C . Este método tiene la gran desventaja de que las dimensiones de la sección transversa de la línea deben además ser reducidas para evitar la propagación de modos no deseados (deja de trabajar en régimen unimodal). Sin embargo, si se remueve la restricción de que la línea debería de ser sin discontinuidades geométricas, se puede lograr un incremento efectivo en la capacitancia por unidad de longitud. Es decir, se puede añadir capacitancia en intervalos periódicos sin afectar el valor de L . Si el espaciado entre la adición de capacitores es pequeño comparado con la longitud de onda, esta puede ser vista como una línea que podrá aparentar ser eléctricamente lisa, con una velocidad de fase:

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\left(C + \frac{C_0}{r}\right)L}} \quad (3.107)$$

Donde v_p es la velocidad de fase de una estructura periódica, L es la inductancia por unidad de longitud, C es la capacitancia por unidad de longitud, C_0/r es la cantidad de capacitancia añadida por unidad de longitud (un capacitor C_0 añadido en intervalos r).

En una estructura periódica los elementos de carga son formados como discontinuidades geométricas en la línea, pero en algunos casos estos pueden ser modelados como reactancias a través de una línea de trasmisión como se muestra en la Fig.3.14.

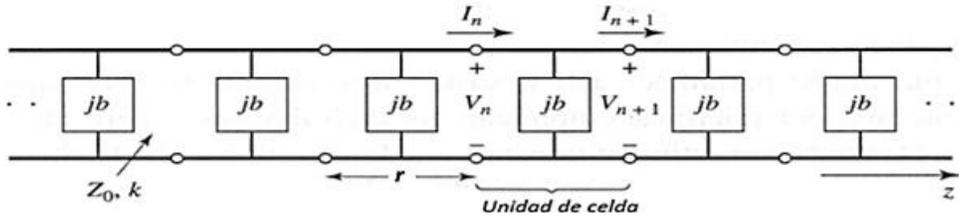


Fig.3.14-El circuito equivalente de una línea de transmisión periódicamente cargada. La línea no cargada tiene la impedancia característica Z_0 y la constante de propagación k .

Cada celda unitaria de esta línea consiste de una longitud r de la línea de transmisión con susceptancia conectada a través de centro de la línea; la susceptancia b es normalizada. En la Fig.3.14 se ilustra la relación voltaje y corriente en la entrada y salida de la n -ésima sección en la conexión de cascada de longitud infinita.

De manera similar, a partir de la ecuación de impedancia característica para una línea de transmisión sin pérdidas:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.108)$$

Donde L es la inductancia por unidad de longitud, C es la capacitancia por unidad de longitud y Z_0 es la impedancia característica para una línea de transmisión sin pérdidas. Podemos encontrar que la impedancia característica para una estructura periódica es:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C + \frac{C_0}{r}}} \quad (3.109)$$

Donde C_0/r es la cantidad de capacitancia añadida por unidad de longitud para una estructura periódica como la que se muestra en la Fig.3.14.

Por otro lado la estructura periódica tiene un límite de frecuencia superior debido a la reflexión de Bragg ocurrida en la frecuencia de Bragg, f_B . Esto sucede cuando ocurre una máxima reflexión de la onda electromagnética debida a la estructura de periodo r .

Como primera aproximación se realizara el cálculo de la frecuencia de Bragg para una línea de transmisión sin pérdidas, cuyo circuito equivalente se muestra en la Fig.3.15.

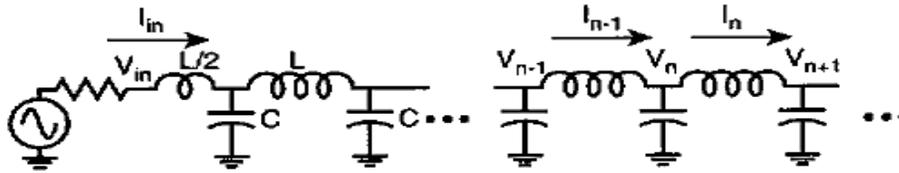


Fig.3.15-El circuito equivalente LC de una línea de transmisión sin pérdidas.

Lo que se hace es analizar la n -ésima unidad de celda de longitud r . De aquí podemos deducir que para el voltaje de salida de la n -ésima unidad de celda es:

$$V_{n+1} = V_n e^{-\gamma r} \quad (3.110)$$

También deducimos que la corriente de salida de la n -ésima unidad de celda es:

$$I_{n+1} = I_n e^{-\gamma r} \quad (3.111)$$

Para el caso del inductor de esta n -ésima unidad de celda es:

$$V_n (e^{-\gamma r} - 1) = -j\omega L I_n \quad (3.112)$$

Para el caso de la capacitancia de esta n -ésima unidad de celda es:

$$I_n (e^{-\gamma r} - 1) = -j\omega C V_{n+1} = -j\omega C V_n e^{-\gamma r} \quad (3.113)$$

Se debe resaltar el hecho de que las ecuaciones (3.112) y (3.113) son las ecuaciones generales de la línea de transmisión sin pérdidas que son conocidas como ecuaciones del telégrafo para el caso sin pérdidas.

Igualado I_n/V_n de los casos del inductor y capacitancia obtenemos:

$$e^{-\gamma r} - 1 = \frac{(-j\omega L)(-j\omega C e^{-\gamma r})}{e^{-\gamma r} - 1} = \frac{-\omega^2 LC}{1 - e^{\gamma r}} \rightarrow (e^{-\gamma r} - 1)(1 - e^{\gamma r}) = -\omega^2 LC = e^{-\gamma r} + e^{\gamma r} - 2 \quad (3.114)$$

Si recordamos que:

$$\cosh(x) = \frac{e^x + e^{-x}}{2} \quad (3.115)$$

Tenemos que:

$$\cosh(\gamma r) = 1 - \frac{\omega^2 LC}{2} \quad (3.116)$$

- De aquí es importante decir que cuando $|1 - \frac{w^2 LC}{2}| < 1$, corresponde al caso de $\gamma = j\beta$ y $\alpha = 0$, es decir, la onda se propaga a lo largo de la guía, esto es:

$$\cosh(j\beta r) = \cos(\beta r) = 1 - \frac{w^2 LC}{2} \quad (3.117 a)$$

- Por otro lado cuando se tiene $1 - \frac{w^2 LC}{2} > 1$, corresponde al caso de $\gamma = \alpha$ y $\beta = 0$, es decir, la onda no se propaga, esto es:

$$\cosh(\alpha r) = 1 - \frac{w^2 LC}{2} > 1 \quad (3.117 b)$$

- Y finalmente, cuando se tiene $1 - \frac{w^2 LC}{2} < -1$, corresponde al caso de $\gamma = \alpha + j\pi$, es decir, la onda no se propaga es reflejada de regreso a lo largo de la guía en 180° hacia la dirección original de propagación, así que:

$$\cosh(\gamma r) = \cosh(j\pi + \alpha r) = -\cosh(\alpha r) = 1 - \frac{w^2 LC}{2} < -1 \quad (3.117 c)$$

Entonces, la condición de Bragg para el caso de reflexión de 180° puede ser obtenida de la ecuación (3.117 a):

$$\cos(\pi) = 1 - \frac{w^2 LC}{2} \rightarrow \frac{4}{LC} = w^2 \rightarrow w_B = \frac{2}{\sqrt{LC}} \quad (3.118)$$

Donde L es la inductancia de la línea sin pérdidas, C es la capacitancia de la línea sin pérdidas y w_B es la frecuencia de Bragg.

De manera similar al desarrollo anterior podemos calcular la frecuencia de Bragg para la estructura periódica de la Fig.3.14. En este caso se toma la enésima unidad de celda de longitud r como referencia para el análisis.

$$w_B = \frac{2}{\sqrt{r L (r C + C_0)}} \rightarrow f_B = \frac{1}{\pi r \sqrt{L (C + \frac{C_0}{r})}} \quad (3.119)$$

Donde r es la distancia de separación entre los componentes discretos, C_0 es el valor de la capacitancia de un componente discreto. En la Fig.3.16 se ilustra el circuito equivalente de la estructura periódica.

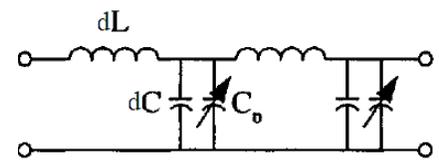


Fig.3.16- El circuito equivalente de una estructura periódica.

Una vez estudiado lo que es una estructura periódica cargada periódicamente de capacitancia, ya podemos utilizar el método de resonancia transversal que se ilustra en la Fig. 3.17.

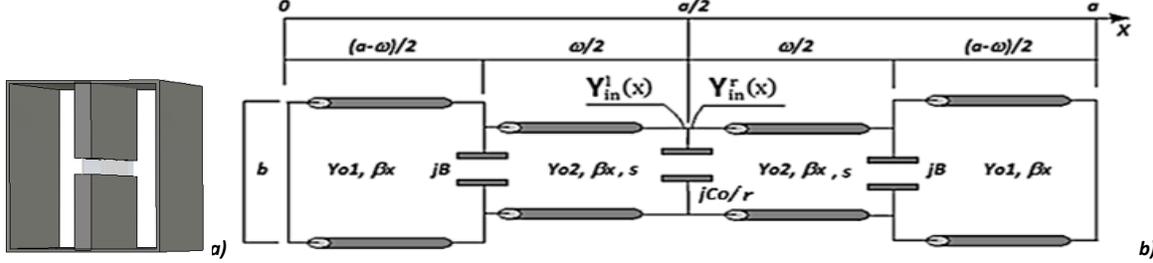


Fig. 3.17 - a) Guía de onda H con capacitores y b) Circuito equivalente en líneas de transmisión de la guía de onda H cargada periódicamente de capacitores con sus dimensiones apropiadas.

En la Fig. 3.17 b), Y_{in}^l es la admitancia de entrada izquierda vista en $x = a/2$, Y_{in}^r es la admitancia de entrada derecha vista en $x = a/2$, β_x es la constante de propagación en dirección x , Y_{01} es la admitancia característica de la línea de transmisión con mayor altura, Y_{02} es la admitancia característica de la línea de transmisión con menor altura, a es la longitud total de la línea que es el equivalente al ancho de la guía de onda H, ω es el ancho de la cresta de la guía de onda H, b es la altura total de la guía de onda H con mayor tamaño, s es la altura de la guía de onda H con menor tamaño, jB es la capacitancia correspondiente al cada cambio en la altura de la guía rectangular y C_0/r es la cantidad de capacitancia añadida por unidad de longitud de la estructura periódica.

Si recordamos el método de resonancia transversal, lo primero que necesitamos establecer es lo siguiente:

$$Y_{in}^r(x) + Y_{in}^l(x) = 0 \quad (3.120)$$

Como este método se basa en un circuito equivalente de líneas de transmisión, para el caso de la guía de onda H cargada periódicamente de capacitores tenemos que su circuito equivalente es el que se muestra en la figura anterior. De dicho circuito equivalente podemos concluir lo siguiente:

$$Y_{in}^r(x) = Y_{in}^l(x) \leftrightarrow Y_{in}^l(x) = Y_{in}^l_{SIN\ CAP\ PERIOD} + Y_{cap}; \quad Y_{cap} = j \frac{C_0}{2r} \quad (3.121)$$

Entonces para encontrar $Y_{in}^l(x)$ podemos ir declarando variables que nos ayuden a ser más fácil este proceso de análisis.

Y_L^l en el circuito equivalente basado en línea de transmisión es:

$$Y_L^l = Y_{01} \frac{\frac{1}{Y_{01}} + \frac{1}{Y_L} \tanh(\gamma_x l_1)}{\frac{1}{Y_L} + \frac{1}{Y_{01}} \tanh(\gamma_x l_1)} \quad (3.122)$$

Pero si se toma en cuenta lo siguiente:

$$Z_L = \frac{1}{Y_L} = 0 \quad (3.123)$$

$$\gamma_x = j\beta_x \quad (3.124)$$

$$l_1 = \frac{a-\omega}{2} \quad (3.125)$$

Obtenemos:

$$Y_L^l = Y_{01} \frac{\frac{1}{Y_{01}} + \frac{1}{Y_L} \tanh\left(j\beta_x \frac{a-\omega}{2}\right)}{\frac{1}{Y_L} + \frac{1}{Y_{01}} \tanh\left(j\beta_x \frac{a-\omega}{2}\right)} = Y_{01} \coth\left(j\beta_x \frac{a-\omega}{2}\right) \quad (3.126)$$

Usando la expresión aproximada para la susceptancia capacitiva normalizada que se encontró usando la representación del cambio en la altura de la guía rectangular:

$$Y_b = jB \quad (3.127)$$

Dónde:

$$\frac{B}{Y_{01}} \approx \frac{2b}{\lambda_c} \left[1 - \ln(4u) + \frac{u^2}{3} + \frac{1}{2} \left(\frac{b}{\lambda_c} \right)^2 (1 - u^2)^4 \right], u = \frac{s}{b} < 0.5 \quad (3.128)$$

Entonces $Y_{L_{inter}}^1$ es:

$$Y_{L_{inter}}^1 = Y_L^1 + Y_b \quad (3.129)$$

Pero para $Y_{inSINCAPPERIOD}^1$:

$$Y_{inSINCAPPERIOD}^1 = Y_{02} \frac{\frac{1}{Y_{02}} + \frac{1}{Y_{L_{inter}}^1} \tanh(\gamma_x l_2)}{\frac{1}{Y_{L_{inter}}^1} + \frac{1}{Y_{02}} \tanh(\gamma_x l_2)} \quad (3.130)$$

Pero si se considera lo siguiente:

$$l_2 = \frac{\omega}{2} \quad (3.131)$$

El resultado que obtenemos es:

$$Y_{inSINCAPPERIOD}^1 = Y_{02} \frac{\frac{1}{Y_{02}} + \frac{1}{Y_{L_{inter}}^1} \tanh\left(j\beta_x \frac{\omega}{2}\right)}{\frac{1}{Y_{L_{inter}}^1} + \frac{1}{Y_{02}} \tanh\left(j\beta_x \frac{\omega}{2}\right)} \quad (3.132)$$

Finalmente lo que se obtiene para $Y_{in}^1(x)$ en el circuito equivalente basado en línea de transmisión es:

$$Y_{in}^1(x) = Y_{inSINCAPPERIOD}^1 + Y_{cap} = Y_{02} \frac{\frac{1}{Y_{02}} + \frac{1}{Y_{L_{inter}}^1} \tanh\left(j\beta_x \frac{\omega}{2}\right)}{\frac{1}{Y_{L_{inter}}^1} + \frac{1}{Y_{02}} \tanh\left(j\beta_x \frac{\omega}{2}\right)} + j \frac{C_0}{2r} \quad (3.133)$$

Y por otro lado, el valor de Y_{01} y Y_{02} son:

$$Y_{01} = \frac{\beta_x}{\omega \mu_0} \frac{1}{b} = \frac{\frac{2\pi}{\lambda}}{\omega \mu_0} \frac{1}{b} = \frac{1}{c \mu_0} \frac{1}{b} = \frac{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}{\mu_0} \frac{1}{b} = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{1}{b} \quad (3.134)$$

$$Y_{02} = \frac{\beta_x}{\omega \mu_0} \frac{1}{s} = \frac{\frac{2\pi}{\lambda}}{\omega \mu_0} \frac{1}{s} = \frac{1}{c \mu_0} \frac{1}{s} = \frac{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}{\mu_0} \frac{1}{s} = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{1}{s} \quad (3.135)$$

A continuación se hace una comparación de los diferentes métodos de cálculo para obtener la frecuencia de corte para el modo dominante de la guía de onda H cargada periódicamente con capacitores.

Tabla de comparación de los diferentes métodos de cálculo para obtener la frecuencia de corte del modo dominante.

Dimensiones internas de la guía de onda H (axb), (wxs) [mm] y (Co[pF]/r[mm])	Frecuencia de corte para el modo dominante de la guía de onda H cargada periódicamente con capacitores [GHz]	
	Usando el método de resonancia transversal	Usando un software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia
(65.79x30.61), (16.46x13.00) y (0.124/5)	1.0667	1.064
(37.59x17.48), (9.398 x 7.471) y (0.124/5)	1.8688	1.865
(27.69x12.85), (6.91x5.46) y (0.124/5)	2.5365	2.539
(26.04x12.06), (6.5x4.85) y (0.124/5)	2.6779	2.67
(19.10x8.20), (4.78x1.60) y (0.124/5)	3.2473	3.243
(19.81x9.398), (5.08x3.048) y (0.124/5)	3.3765	3.377
(18.29x8.13), (4.39x2.57) y (0.124/5)	3.7135	3.711
(17.55x8.15), (4.39x3.45) y (0.124/5)	3.9993	3.99
(11.96x5.56), (2.997x2.362) y (0.124/5)	5.8695	5.87
(7.32x3.40), (1.829x1.448) y (0.124/5)	9.5957	9.5936

3.6 SEXTA APROXIMACIÓN: GUÍA DE ONDA H CON RANURA Y CARGADA PERIÓDICAMENTE DE CAPACITORES.

Dando continuidad a la idea que se ha venido estableciendo, lo que se propone es diseñar una antena reconfigurable basada en el uso de una guía de onda H con ranura que permita reconfigurar el patrón de radiación en forma electrónica. Dicha antena que se propone, permitiría variar la velocidad de fase de la onda electromagnética a través del uso de los conmutadores electrónicos como los conmutadores MEMS, los diodos PIN o los diodos Varactor. En esta aproximación realizaremos el análisis de esta antena.

Una vez analizado los elementos del circuito equivalente correspondiente a la discontinuidad geométrica, la cresta y la carga de capacitores colocados periódicamente a lo largo de la estructura de la guía H con ranura, ya podemos utilizar el método de resonancia transversal que se ilustra en la Fig. 3.18.

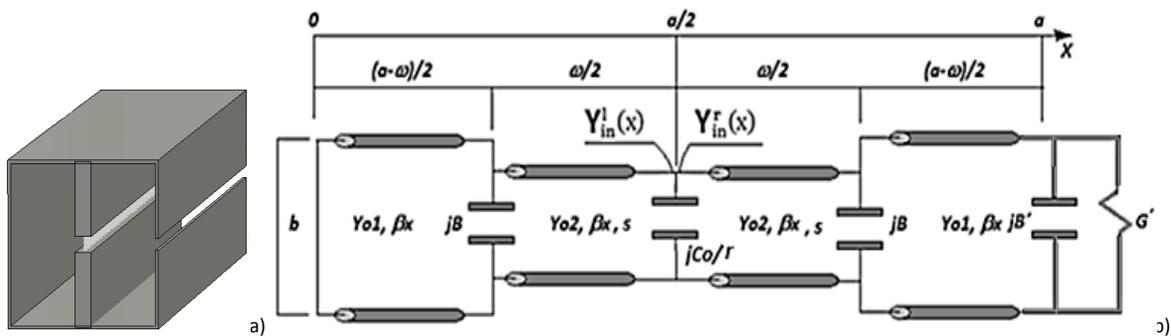


Fig. 3.18- a) Guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores y b) Circuito equivalente en líneas de transmisión de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores con sus dimensiones apropiadas.

En la Fig. 3.18 b), Y_{in}^l es la admitancia de entrada izquierda vista en $x = a/2$, Y_{in}^r es la admitancia de entrada derecha vista en $x = a/2$, β_x es la constante de propagación en dirección x , Y_{01} es la admitancia característica de la línea de transmisión con mayor altura, Y_{02} es la admitancia característica de la línea de transmisión con menor altura, a es la longitud total de la línea que es el equivalente al ancho de la guía de onda H, ω es el ancho de la cresta de la guía de onda H, b es la altura total de la guía de onda H con mayor tamaño, s es la altura de la guía de onda H con menor tamaño, jB es la capacitancia correspondiente al cada cambio en la altura de la guía rectangular, jB' es la capacitancia total que existe en la discontinuidad geométrica, G' es la conductancia gracias a la energía radiada y C_0/r es la cantidad de capacitancia añadida por unidad de longitud de la estructura periódica.

Si recordamos el método de resonancia transversal, lo primero que necesitamos establecer es lo siguiente:

$$Y_{in}^r(x) + Y_{in}^l(x) = 0 \quad (3.136)$$

Para el caso del circuito equivalente de líneas de transmisión de la Fig. 3.18, notamos que no puede haber simplificación como anteriormente se trabajó, debido a que en los extremos aparece un circuito completamente diferente. Es decir, la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores se ve afectada por la discontinuidad geométrica existente en la estructura. Por lo tanto, comenzaremos por analizar el lado izquierdo ($Y_{in}^l(x)$) del circuito equivalente basado en línea de transmisión.

Entonces para encontrar $Y_{in}^l(x)$ podemos ir declarando variables que nos ayuden a ser más fácil este proceso de análisis. Y_L^l en el circuito equivalente basado en línea de transmisión es:

$$Y_L^l = Y_{01} \frac{\frac{1}{Y_{01}} + \frac{1}{Y_{LC}} \tanh(\gamma_x l_1)}{\frac{1}{Y_{LC}} + \frac{1}{Y_{01}} \tanh(\gamma_x l_1)} \quad (3.137)$$

Pero si se toma en cuenta lo siguiente:

$$Z_{LC} = \frac{1}{Y_{LC}} = 0 \quad (3.138)$$

$$\gamma_x = \alpha_x + j\beta_x \quad (3.139)$$

$$l_1 = \frac{a - \omega}{2} \quad (3.140)$$

Así llegamos a lo siguiente:

$$Y_L^l = Y_{01} \frac{\frac{1}{Y_{01}} + \frac{1}{Y_{LC}} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{a - \omega}{2}\right)}{\frac{1}{Y_{LC}} + \frac{1}{Y_{01}} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{a - \omega}{2}\right)} = Y_{01} \coth\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{a - \omega}{2}\right) \quad (3.141)$$

Usando la expresión aproximada para la susceptancia capacitiva normalizada que se encontró usando la representación del cambio en la altura de la guía rectangular:

$$Y_b = jB \quad (3.142)$$

Dónde:

$$\frac{B}{Y_{01}} \approx \frac{2b}{\lambda_c} \left[1 - \ln(4u) + \frac{u^2}{3} + \frac{1}{2} \left(\frac{b}{\lambda_c}\right)^2 (1 - u^2)^4 \right], u = \frac{s}{b} < 0.5 \quad (3.143)$$

Entonces Y_{Linter}^l es:

$$Y_{Linter}^l = Y_L^l + Y_b \quad (3.144)$$

Pero para $Y_{in_SIN_CAP_PERIOD}^l$ en el circuito equivalente basado en línea de transmisión es:

$$Y_{in_SIN_CAP_PERIOD}^l = Y_{02} \frac{\frac{1}{Y_{02}} + \frac{1}{Y_{Linter}^l} \tanh(\gamma_x l_2)}{\frac{1}{Y_{Linter}^l} + \frac{1}{Y_{02}} \tanh(\gamma_x l_2)} \quad (3.145)$$

Pero si se toma en cuenta lo siguiente:

$$l_2 = \frac{\omega}{2} \quad (3.146)$$

Obtenemos que:

$$Y_{in_SIN_CAP_PERIOD}^l = Y_{02} \frac{\frac{1}{Y_{02}} + \frac{1}{Y_{Linter}^l} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{\omega}{2}\right)}{\frac{1}{Y_{Linter}^l} + \frac{1}{Y_{02}} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{\omega}{2}\right)} \quad (3.147)$$

Finalmente lo que se obtiene para $Y_{in}^l(x)$ en el circuito equivalente basado en línea de transmisión es:

$$Y_{in}^l(x) = Y_{in\text{SIN CAP PERIOD}}^l + Y_{cap} = Y_{02} \frac{\frac{1}{Y_{02}} + \frac{1}{Y_{Linter}^l} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{\omega}{2}\right)}{\frac{1}{Y_{Linter}^l} + \frac{1}{Y_{02}} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{\omega}{2}\right)} + j \frac{C_0}{2r} \quad (3.148)$$

Ahora comenzaremos por analizar el lado derecho ($Y_{in}^r(x)$) del circuito equivalente basado en línea de transmisión. Entonces para encontrar $Y_{in}^r(x)$ podemos ir declarando variables que nos ayuden a ser más fácil este proceso de análisis. Y_L^r en el circuito equivalente basado en línea de transmisión es:

$$Y_L^r = Y_{01} \frac{\frac{1}{Y_{01}} + \frac{1}{Y_{L.D.G.}} \tanh(\gamma_x l_1)}{\frac{1}{Y_{L.D.G.}} + \frac{1}{Y_{01}} \tanh(\gamma_x l_1)} \quad (3.149)$$

Pero si se considera lo siguiente:

$$Y_{L.D.G.} = \frac{1}{Z_{L.D.G.}} = G' + jB' \quad (3.150)$$

Notar que G' es la conductancia gracias a la energía radiada expresada por la ecuación (3.67) y jB' es la capacitancia total que existe en la discontinuidad geométrica formulada por la ecuación (3.70).

$$l_1 = \frac{a - \omega}{2} \quad (3.151)$$

Con lo cual se obtiene:

$$Y_L^r = Y_{01} \frac{\frac{1}{Y_{01}} + \frac{1}{G' + jB'} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{a - \omega}{2}\right)}{\frac{1}{G' + jB'} + \frac{1}{Y_{01}} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{a - \omega}{2}\right)} \quad (3.152)$$

Usando la expresión aproximada para la susceptancia capacitiva normalizada que se encontró usando la representación del cambio en la altura de la guía rectangular:

$$Y_b = jB \quad (3.153)$$

Dónde:

$$\frac{B}{Y_{01}} \approx \frac{2b}{\lambda_c} \left[1 - \ln(4u) + \frac{u^2}{3} + \frac{1}{2} \left(\frac{b}{\lambda_c} \right)^2 (1 - u^2)^4 \right], u = \frac{s}{b} < 0.5 \quad (3.154)$$

Entonces Y_{Linter}^r es:

$$Y_{Linter}^r = Y_L^r + Y_b \quad (3.155)$$

Pero para $Y_{in\text{SIN CAP PERIOD}}^r$ en el circuito equivalente basado en línea de transmisión es:

$$Y_{in\text{SIN CAP PERIOD}}^r = Y_{02} \frac{\frac{1}{Y_{02}} + \frac{1}{Y_{Linter}^r} \tanh(\gamma_x l_2)}{\frac{1}{Y_{Linter}^r} + \frac{1}{Y_{02}} \tanh(\gamma_x l_2)} \quad (3.156)$$

Pero si se toma en cuenta lo siguiente:

$$l_2 = \frac{\omega}{2} \quad (3.157)$$

Obtenemos que:

$$Y_{in\text{SIN CAP PERIOD}}^r = Y_{02} \frac{\frac{1}{Y_{02}} + \frac{1}{Y_{Linter}^r} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{\omega}{2}\right)}{\frac{1}{Y_{Linter}^r} + \frac{1}{Y_{02}} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{\omega}{2}\right)} \quad (3.158)$$

Finalmente lo que se obtiene para $Y_{in}^r(x)$ en el circuito equivalente basado en línea de transmisión es:

$$Y_{in}^r(x) = Y_{in\text{SIN CAP PERIOD}}^r + Y_{cap} = Y_{02} \frac{\frac{1}{Y_{02}} + \frac{1}{Y_{Linter}^r} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{\omega}{2}\right)}{\frac{1}{Y_{Linter}^r} + \frac{1}{Y_{02}} \tanh\left((\alpha_x + j\beta_x) \frac{\omega}{2}\right)} + j \frac{C_0}{2r} \quad (3.159)$$

Y por otro lado, el valor de Y_{01} y Y_{02} son:

$$Y_{01} = \frac{\beta_x}{\omega \mu_0} \frac{1}{b} = \frac{\frac{2\pi}{\lambda}}{\omega \mu_0} \frac{1}{b} = \frac{1}{c \mu_0} \frac{1}{b} = \frac{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}{\mu_0} \frac{1}{b} = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{1}{b} \quad (3.160)$$

$$Y_{02} = \frac{\beta_x}{\omega \mu_0} \frac{1}{s} = \frac{\frac{2\pi}{\lambda}}{\omega \mu_0} \frac{1}{s} = \frac{1}{c \mu_0} \frac{1}{s} = \frac{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}{\mu_0} \frac{1}{s} = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{1}{s} \quad (3.161)$$

A continuación se hace una comparación de los diferentes métodos de cálculo para obtener la frecuencia de corte para el modo dominante de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente con capacitores.

Tabla de comparación de los diferentes métodos de cálculo para obtener la frecuencia de corte del modo dominante.

<i>Dimensiones internas de la guía de onda H (axb), (wxs) [mm], (d) [mm] y (Co[pF]/r[mm])</i>	<i>Frecuencia de corte para el modo dominante de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente con capacitores [GHz]</i>	
	<i>Usando el método de resonancia trasversal</i>	<i>Usando un software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia</i>
(65.79 x 30.61), (16.46 x 13.00), (0.75) y (0.124/5)	0.50631	0.497498
(37.59 x 17.48), (9.398 x 7.471), (0.75) y (0.124/5)	0.91631	0.907498
(27.69 x 12.85), (6.91 x 5.46), (0.75) y (0.124/5)	1.2685	1.2448
(26.04 x 12.06), (6.5 x 4.85), (0.75) y (0.124/5)	1.3537	1.33
(19.10 x 8.20), (4.78 x 1.60), (0.75) y (0.124/5)	1.8357	1.812
(19.81 x 9.398), (5.08 x 3.048), (0.75) y (0.124/5)	1.7797	1.7771
(18.29 x 8.13), (4.39 x 2.57), (0.75) y (0.124/5)	1.9778	1.9752
(17.55 x 8.15), (4.39 x 3.45), (0.75) y (0.124/5)	2.0596	2.057
(11.96 x 5.56), (2.997 x 2.362), (0.75) y (0.124/5)	3.0995	3.088
(10 x 5), (2.5 x 2), (0.75) y (0.124/5)	3.6339	3.6254

3.7 CONCLUSIONES.

1. El método de resonancia transversal permite encontrar la constante de propagación (constante de atenuación y constante de fase), la frecuencia de corte, entre otros parámetros de interés.
2. Dicho método emplea un modelo de líneas de transmisión de la sección transversal de la guía de onda.
3. Para poder usar este método, los campos de la estructura deben satisfacer la ecuación de onda transversal.
4. Este método establece que en cualquier punto en la línea, la suma de impedancias de entrada se ve mirando hacia ambos lados debe ser cero.
5. El método de resonancia transversal tiene la ventaja de que el tiempo de simulación es de 30 segundos aproximadamente mientras que el tiempo de simulación de un software especializado es de 6 horas aproximadamente.
6. El porcentaje de error de cálculo de la frecuencia de corte del método de resonancia transversal con respecto al del software especializado es de 2.32%.
7. En dicho método, una discontinuidad geométrica de una guía de onda es representada a través del uso de algún elemento pasivo de circuito.
8. Una guía de onda H tiene un mayor ancho de banda y menor impedancia de onda para el modo dominante que la guía de onda rectangular.
9. Una antena basada en una guía de onda rectangular con ranura es conocida como antena de onda progresiva.
10. Este tipo de antenas producen lóbulos principales con alta directividad con un bajo nivel en los lóbulos laterales.
11. Dicho tipo de antenas radian energía hacia el exterior en forma continua o periódicamente a lo largo de la longitud de la estructura.
12. Una estructura periódica es aquella línea de transmisión cargada en intervalos periódicos con obstáculos idénticos.
13. Este tipo de estructura tiene un límite de frecuencia superior debido a la reflexión de Bragg ocurrida en la frecuencia de Bragg f_B .

REFERENCIAS.

- [1] Constantine A. Balanis, "Transverse Resonance Method", en *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley, pp. 405-408, 2012.
- [2] A. S. Gilmour, Jr., *Klystrons, Traveling Wave Tubes, Magnetrons, Crossed-Field Amplifiers, and Gyrotrons*, Artech House, 2011.
- [3] David M. Pozar, "Rectangular Waveguide", en *Microwave Engineering*, John Wiley, pp. 106-115, 2005.
- [4] David K. Cheng, "Guías de ondas rectangulares", en *Fundamentos de electromagnetismo para ingeniería*, Pearson-Addison Wesley, pp. 400-412, 1998.
- [5] Rodolfo Neri Vela, "Guías rectangulares", en *Líneas de Transmisión*, McGraw-Hill, pp. 262-311, 1999.
- [6] J. Helszajn, "Impedance and propagation in ridge waveguides", en *Ridge Waveguides and Passive Microwave Components*, IET, pp. 26-46, 2000.
- [7] Samuel Hopfer, "The Design of Ridged Waveguides", en *IRE Transactions-Microwave Theory and Techniques*, pp. 20-29, 1955.
- [8] Seymour B. Cohn, "Properties of Ridge Wave Guide", en *Proceedings of the IRE*, pp. 783-788, 1947.
- [9] Simon Ramo, John R. Whinnery, Theodore Van Duzer, "Ridge Waveguide", en *Fields and Waves in Communication Electronics*, John Wiley, pp. 474-475, 1994.
- [10] N. Marcuvitz, "Change in Height of Rectangular Guide", en *Waveguide Handbook*, IET, pp. 307-308, 2009.
- [11] John D. Kraus y Ronald J. Marhefka, "Leaky-Wave Antennas", en *Antennas for All Applications*, McGraw-Hill, pp. 739-741, 2003.
- [12] N. Marcuvitz, "Rectangular Guide Radiating into Bounded Half Space, E-plane", en *Waveguide Handbook*, IET, pp. 184-186, 2009.
- [13] L. Goldstone y A. A. Oliner, "Leaky-Wave Antennas I: Rectangular Waveguides", en *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, pp. 307-319, 1959.
- [14] Robert E. Collin, "Periodic Structures and Filters", en *Foundations for Microwave Engineering*, IEEE-John Wiley, pp. 550-642, 2001.
- [15] Gabriel M. Rebeiz, "Analysis of Distributed MEMS T Lines", en *RF MEMS: Theory, Design, and Technology*, John Wiley, pp. 298-299, 2003.

Capítulo 4

ANTENA RECONFIGURABLE.

Como se ha visto, las antenas que pueden cambiar intencionalmente la distribución de sus campos electromagnéticos, dando lugar a cambios reversibles en las propiedades de radiación se dice que son reconfigurables. Estas antenas reconfigurables permiten adaptar su comportamiento a las necesidades cambiantes del sistema o de las condiciones ambientales, mejorando o eliminando estas restricciones y proporcionando niveles adicionales de funcionalidad de cualquier sistema.

109

Con base a la teoría planteada en los capítulos previos se pretende diseñar una antena reconfigurable basada en el uso de una guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de conmutadores MEMS o diodos PIN o diodos Varactor que permitan cambiar el patrón de radiación. Para ello es necesario saber cómo se modificara el patrón de radiación de dicha antena.

4.1 PATRÓN DE RADIACIÓN RECONFIGURABLE.

Es necesario recordar que las antenas que son capaces de cambiar algún aspecto de su comportamiento de radiación, manteniendo la frecuencia de operación y el tipo de polarización se pueden llamar antenas reconfigurables de patrón de radiación.

En base a la teoría de los sistemas radiadores lineales explicada en el Capítulo 2, lo que se propone es diseñar una antena reconfigurable basada en el uso de una guía de onda H con ranura que permita reconfigurar el patrón de radiación en forma electrónica. Esta antena que se propone, se basa en una estructura cargada periódicamente de conmutadores MEMS o diodos PIN o diodos Varactor que permitiría variar la velocidad de fase de la onda electromagnética. Al cambiar la velocidad de fase de la onda electromagnética de excitación de dicha antena se cambia la posición angular del lóbulo principal. Esto se puede ver matemáticamente como:

$$\theta_0 = \cos^{-1} \left(\frac{c}{v_p} \right) \left(\frac{180^\circ}{\pi} \right) \quad (4.1)$$

En donde, θ_0 es la posición angular del lóbulo principal. Si observamos la formula anterior notaremos que si variamos v_p , estaremos variando θ_0 . Por otro lado, es necesario recordar que la expresión para calcular la velocidad de fase para una guía de onda es:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\omega}{\sqrt{k^2 - k_c^2}} = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_0}\right)^2}} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.2)$$

En donde, v_p es la velocidad de fase, c es la velocidad de la luz, f_c es la frecuencia de corte de la antena basada en una guía de onda rectangular con ranura, f_0 frecuencia de operación y ϵ_r es la constante dieléctrica. De la ecuación (4.2) notamos que la velocidad de fase puede ser cambiada por:

1. Variar la frecuencia de operación, f_0 . -En este caso se puede cambiar la posición del lóbulo principal θ_0 de la guía de onda con ranura con solo variar la frecuencia de operación del modo dominante que se propaga en la guía.
2. Variar la frecuencia de corte, f_c . -En este caso se puede cambiar la posición del lóbulo principal θ_0 de la guía de onda con ranura con solo variar la frecuencia de corte en forma electrónica a través del uso de una estructura cargada periódicamente de conmutadores MEMS o diodos PIN o diodos Varactor.
3. Variar la constante dieléctrica, ϵ_r . -En este caso se puede cambiar la posición del lóbulo principal θ_0 de la guía de onda con ranura con solo variar el medio eléctrico en el que se propaga la onda. Cuando usamos una estructura cargada periódicamente de conmutadores MEMS o diodos PIN o diodos Varactor para cambiar la posición del lóbulo principal θ_0 a través de variar la frecuencia de corte, implícitamente, también variamos el relleno de la guía de onda.

Antes de realizar un análisis de la antena propuesta, llevaremos primero a cabo la simulación del patrón de radiación para el caso de la guía de onda rectangular con ranura.

Parámetro:	Valor:	Circuito equivalente en líneas de transmisión de la guía de onda rectangular con ranura que se muestra en la Fig. 3.12.	
$a =$	15.80 [mm]		
$b =$	7.90 [mm]		
$d =$	1.5 [mm]		
$f_c =$	2.7408 [GHz]		
Frecuencia de operación [GHz]	La posición angular del lóbulo principal θ_0 del patrón de radiación para el modo dominante [°]		
	Usando el método de resonancia trasversal	Usando un software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia	
2.75	85.3032	76	
3.0	66.0061	64	
3.25	57.4916	58	
3.5	51.5431	52	
3.75	46.9594	48	
4.0	43.2507	45	
4.25	40.1571	42	
4.5	37.5215	39	
4.75	35.2400	37	
5.0	33.2404	35	
5.25	31.4699	34	
5.5	29.8890	32	
5.75	28.4672	31	
6.0	27.1802	30	

A continuación realizaremos la simulación del patrón de radiación para el caso de la guía de onda H con ranura.

Parámetro:	Valor:	Circuito equivalente en líneas de transmisión de la guía de onda H con ranura que se muestra en la Fig.3.13.	
$a =$	9.0562 [mm]		
$b =$	10.16 [mm]		
$w =$	1 [mm]		
$s =$	1 [mm]		
$d =$	0.75 [mm]		
$f_c =$	2.9332 [GHz]		
Frecuencia de operación [GHz]	La posición angular del lóbulo principal θ_0 del patrón de radiación para el modo dominante [°]		
	Usando el método de resonancia trasversal	Usando un software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia	
3.0	77.8907	68	
3.25	64.4937	61	
3.5	56.9369	55	
3.75	51.4624	50	
4.0	47.1648	46	
4.25	43.6440	42	
4.5	40.6799	39	
4.75	38.1357	37	
5.0	35.9196	35	
5.25	33.9669	33	
5.5	32.2299	31	
5.75	30.6725	30	
6.0	29.2666	29	
6.25	27.9901	27	
6.5	26.8251	26	
6.75	25.7570	25	
7.0	24.7737	24	

A continuación se analiza con más detalle los resultados de la tabla de la posición angular del lóbulo principal θ_0 del patrón de radiación de la guía de onda H con ranura. En la Fig. 4.1 se muestra cómo se puede cambiar la posición angular del lóbulo principal θ_0 del patrón de radiación de la guía de onda H con ranura con solo estar variando la frecuencia del modo dominante que se propaga en la guía.

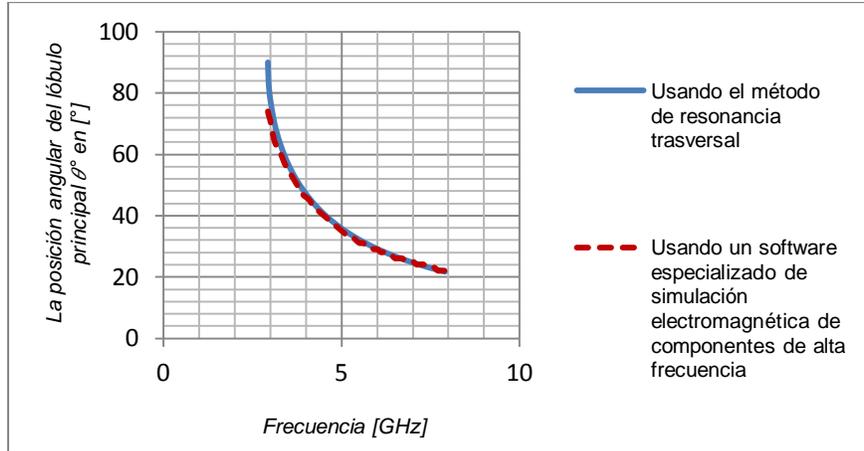


Fig. 4.1 - Grafica de frecuencia contra la posición angular del lóbulo principal del patrón de radiación de la guía de onda H con ranura.

Si se recuerda que de acuerdo con el teorema de la multiplicación el campo electromagnético de la zona lejana para un sistema radiador lineal se puede representar en forma de producto:

$$\vec{E}(R, \theta, \varphi) = A \vec{F}_1(\theta, \varphi) f_{\Sigma}(\theta, \varphi) \frac{e^{-jkR}}{R} \quad (4.3)$$

Donde A es un factor de amplitud dependiente de la potencia suministrada a la antena, $\vec{F}_1(\theta, \varphi)$ es la característica compleja vectorial del elemento que determina la polarización de radiación, y $f_{\Sigma}(\theta, \varphi)$ es un factor complejo escalar de direccionalidad del sistema de radiadores isótopos. De aquí es necesario recordar que el factor del elemento $\vec{F}_1(\theta, \varphi)$ juega un papel importante en este tipo de antena que es comúnmente llamada antena ranurada. Este tipo de antena puede modelarse a través de un dipolo magnético, esto porque la corriente magnética de estas antenas no es otra cosa que la diferencia de potencial entre los bordes de la ranura. Es por ello que el estudio del campo electromagnético del dipolo magnético tiene gran importancia para el análisis de las antenas ranuradas. Es necesario recordar que la antena dipolo magnético y dipolo eléctrico son estructuras duales que producen patrones de campo idénticos pero donde se han intercambiado los roles de \vec{E} y \vec{H} . En la Fig. 4.2 se muestran los campos de radiación del dipolo magnético de $\lambda/2$ y el dipolo eléctrico de $\lambda/2$.

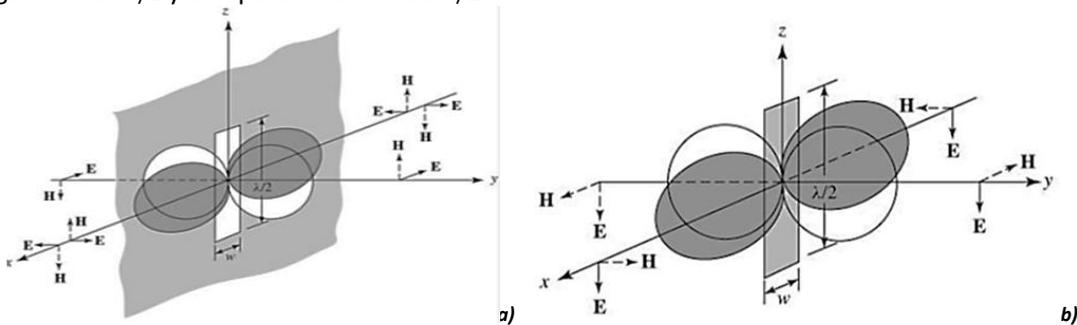


Fig. 4.2 - Campos de radiación de: a) Dipolo magnético de $\lambda/2$ y b) Dipolo eléctrico de $\lambda/2$.

Entonces, como la antena se puede modelar como un dipolo magnético implica el hecho de no se puede radiar en la dirección endfire ($\theta_0 = 0$). Resulta conveniente recordar que la función de configuración en el plano H de un dipolo magnético en la zona de radiación es $F(\theta) = \text{sen}(\theta)$, la cual

forma parte del factor del elemento $\vec{F}_1(\theta, \varphi)$. Por otro lado, el lóbulo principal no puede ser escaneado demasiado cerca de la dirección endfire ($\theta_0 = 0$) para una guía de onda rellena de aire ya que esto requiere operar a frecuencias muy por encima de la frecuencia de corte, en donde los modos de orden superior pueden propagarse. Así mismo, es necesario decir que para este tipo de antena que la posición angular del lóbulo principal no puede ser escaneada demasiado cerca a la dirección broadside ($\theta_0 = \pi/2$), ya que esta corresponde a la frecuencia de corte de la guía de onda. Todas estas propiedades del factor del elemento $\vec{F}_1(\theta, \varphi)$ no permiten obtener un completo escaneo de la posición angular del lóbulo principal θ_0 del patrón de radiación de la guía de onda H con ranura. Sin embargo es posible lograr un buen rango de reconfiguración de la posición del lóbulo principal θ_0 antes de que se empiece a propagar el modo superior.

Ahora realizaremos un análisis de la antena propuesta. En este caso realizaremos la simulación del patrón de radiación para el caso de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores.

Como antes se mencionó cuando usamos una estructura cargada periódicamente de conmutadores MEMS o diodos PIN o diodos Varactor para cambiar la posición del lóbulo principal θ_0 a través de variar la frecuencia de corte, implícitamente, también variamos el relleno de la guía de onda. Es por ello que una aproximación para calcular la constante dieléctrica de la guía es usando:

$$\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \approx \frac{f_{c \text{ con cap period}}}{f_{c \text{ sin cap period}}} \quad (4.4)$$

Donde ϵ_r es la constante dieléctrica de la guía de onda con ranura y cargada periódicamente de capacitores, $f_{c \text{ con cap period}}$ es la frecuencia de corte de la guía de onda con ranura y cargada periódicamente de capacitores y $f_{c \text{ sin cap period}}$ es la frecuencia de corte de la guía de onda con ranura.

- Para este caso el valor de capacitancia añadida por unidad de longitud de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores es $C_0/r = 24.8 \text{ [pF/m]}$:

Parámetro:	Valor:	Circuito equivalente en líneas de transmisión de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores que se muestra en la Fig. 3.18.	
$a =$	9.0562 [mm]		
$b =$	10.16 [mm]		
$w =$	1 [mm]		
$s =$	1 [mm]		
$d =$	0.75 [mm]		
$C_0 =$	0.124 [pF]		
$r =$	5 [mm]		
$C_0/r =$	24.8 [pF/m]		
$f_c =$	2.5110 [GHz]		
Frecuencia de operación [GHz]	La posición angular del lóbulo principal θ_0 del patrón de radiación para el modo dominante [°]		
	Usando el método de resonancia transversal	Usando un software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia	
2.75	61.5528	59	
3.0	50.2653	49	
3.25	42.1284	42	
3.5	35.5328	36	
3.75	29.8166	31	
4.0	24.5889	27	
4.25	19.5289	23	
4.5	14.2137	19	
4.75	7.4346	16	
5.0	0	76	
5.25	0	72	
5.5	0	79	
5.75	0	75	
6.0	0	71	

- Para este caso el valor de capacitancia añadida por unidad de longitud de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores es $C_0/r = 40$ [pF/m]:

Parámetro:	Valor:	Circuito equivalente en líneas de transmisión de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores que se muestra en la Fig. 3.18.	
$a=$	9.0562 [mm]		
$b=$	10.16 [mm]		
$w=$	1 [mm]		
$s=$	1 [mm]		
$d=$	0.75 [mm]		
$C_0=$	0.2 [pF]		
$r=$	5 [mm]		
$C_0/r=$	40 [pF/m]		
$f_c =$	2.3122 [GHz]		
Frecuencia de operación [GHz]	La posición angular del lóbulo principal θ_0 del patrón de radiación para el modo dominante [°]		
	Usando el método de resonancia transversal	Usando un software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia	
2.75	46.6245	46	
3.0	36.0683	37	
3.25	26.9364	29	
3.5	17.7559	23	
3.75	2.8536	44	
4.0	0	56	
4.25	0	80	
4.5	0	74	
4.75	0	81	
5.0	0	81	
5.25	0	81	
5.5	0	75	
5.75	0	70	
6.0	0	64	

- Para este caso el valor de capacitancia añadida por unidad de longitud de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores es $C_0/r = 55$ [pF/m]:

Parámetro:	Valor:	Circuito equivalente en líneas de transmisión de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores que se muestra en la Fig. 3.18.	
$a=$	9.0562 [mm]		
$b=$	10.16 [mm]		
$w=$	1 [mm]		
$s=$	1 [mm]		
$d=$	0.75 [mm]		
$C_0=$	0.275 [pF]		
$r=$	5 [mm]		
$C_0/r=$	55 [pF/m]		
$f_c =$	2.1514 [GHz]		
Frecuencia de operación [GHz]	La posición angular del lóbulo principal θ_0 del patrón de radiación para el modo dominante [°]		
	Usando el método de resonancia transversal	Usando un software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia	
2.75	31.8720	34	
3.0	18.1559	25	
3.25	0	45	
3.5	0	57	
3.75	0	66	
4.0	0	74	
4.25	0	81	
4.5	0	87	
4.75	0	80	
5.0	0	85	
5.25	0	77	
5.5	0	70	
5.75	0	64	
6.0	0	59	

- Para este caso el valor de capacitancia añadida por unidad de longitud de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores es $C_0/r = 70$ [pF/m]:

Parámetro:	Valor:	Circuito equivalente en líneas de transmisión de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores que se muestra en la Fig. 3.18.	
$a=$	9.0562 [mm]		
$b=$	10.16 [mm]		
$w=$	1 [mm]		
$s=$	1 [mm]		
$d=$	0.75 [mm]		
$C_0=$	0.35 [pF]		
$r=$	5 [mm]		
$C_0/r=$	70 [pF/m]		
$f_c=$	2.0178 [GHz]		
Frecuencia de operación [GHz]	La posición angular del lóbulo principal θ_0 del patrón de radiación para el modo dominante [°]		
	Usando el método de resonancia transversal	Usando un software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia	
2.75	9.0013	23	
3.0	0	41	
3.25	0	72	
3.5	0	80	
3.75	0	87	
4.0	0	77	
4.25	0	81	
4.5	0	87	
4.75	0	79	
5.0	0	81	
5.25	0	74	
5.5	0	66	
5.75	0	60	
6.0	0	53	

- Para este caso el valor de capacitancia añadida por unidad de longitud de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores es $C_0/r = 90$ [pF/m]:

Parámetro:	Valor:	Circuito equivalente en líneas de transmisión de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores que se muestra en la Fig. 3.18.	
$a=$	9.0562 [mm]		
$b=$	10.16 [mm]		
$w=$	1 [mm]		
$s=$	1 [mm]		
$d=$	0.75 [mm]		
$C_0=$	0.45 [pF]		
$r=$	5 [mm]		
$C_0/r=$	90 [pF/m]		
$f_c=$	1.8713 [GHz]		
Frecuencia de operación [GHz]	La posición angular del lóbulo principal θ_0 del patrón de radiación para el modo dominante [°]		
	Usando el método de resonancia transversal	Usando un software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia	
2.75	0	63	
3.0	0	89	
3.25	0	77	
3.5	0	81	
3.75	0	87	
4.0	0	75	
4.25	0	80	
4.5	0	82	
4.75	0	87	
5.0	0	74	
5.25	0	66	
5.5	0	61	
5.75	0	58	
6.0	0	53	

A continuación se analiza con más detalle los resultados de las tablas de la posición angular del lóbulo principal θ_0 del patrón de radiación de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores. Pero antes es necesario recordar que de acuerdo con el teorema de multiplicación el campo electromagnético en la zona lejana para un sistema radiador lineal es:

$$\vec{E}(R, \theta, \varphi) = A \vec{F}_1(\theta, \varphi) f_{\Sigma}(\theta, \varphi) \frac{e^{-jkR}}{R} \quad (4.5)$$

Donde A es un factor de amplitud dependiente de la potencia suministrada a la antena, $\vec{F}_1(\theta, \varphi)$ es la característica compleja vectorial del elemento que determina la polarización de radiación, y $f_{\Sigma}(\theta, \varphi)$ es un factor complejo escalar de direccionalidad del sistema de radiadores isótropos. Si regresamos a la teoría del sistema radiador lineal podemos rescatar que el factor de direccionalidad $f_{\Sigma}(\theta, \varphi)$ para el caso del radiador lineal ideal es:

$$f(\theta) = \frac{\text{sen}\left(\frac{kL}{2} \cos(\theta) - \xi\right)}{\frac{kL}{2} \cos(\theta) - \xi} \quad (4.6)$$

Donde ξ es el coeficiente de deceleración que es igual a $\xi = c/v_p$, k es el número de onda que es igual a $k = w\sqrt{\mu\epsilon}$ y L es la longitud de la antena. Por otro el factor del elemento $\vec{F}_1(\theta, \varphi)$ juega un papel importante en este tipo de antena que es comúnmente llamada antena ranurada. Este tipo de antena puede modelarse a través de un dipolo magnético, esto porque la corriente magnética de estas antenas no es otra cosa que la diferencia de potencial entre los bordes de la ranura. Es por ello que resulta conveniente recordar que la función de configuración en el plano H de un dipolo magnético en la zona de radiación es $F(\theta) = \text{sen}(\theta)$, la cual forma parte del factor del elemento $\vec{F}_1(\theta, \varphi)$. Es necesario recalcar que la antena dipolo magnético y dipolo eléctrico son estructuras duales que producen patrones de campo idénticos pero donde se han intercambiado los roles de \vec{E} y \vec{H} . Es por ello que:

$$E = \text{sen}(\theta) \frac{\text{sen}\left(\frac{kL}{2} \cos(\theta) - \xi\right)}{\frac{kL}{2} \cos(\theta) - \xi} \quad (4.7)$$

En la Fig. 4.3 se muestra cómo se puede cambiar la posición angular del lóbulo principal θ_0 del patrón de radiación de la antena con solo estar variando la capacitancia añadida por unidad de longitud (es equivalente a cambiar la frecuencia de corte y también el relleno dieléctrico de la guía).

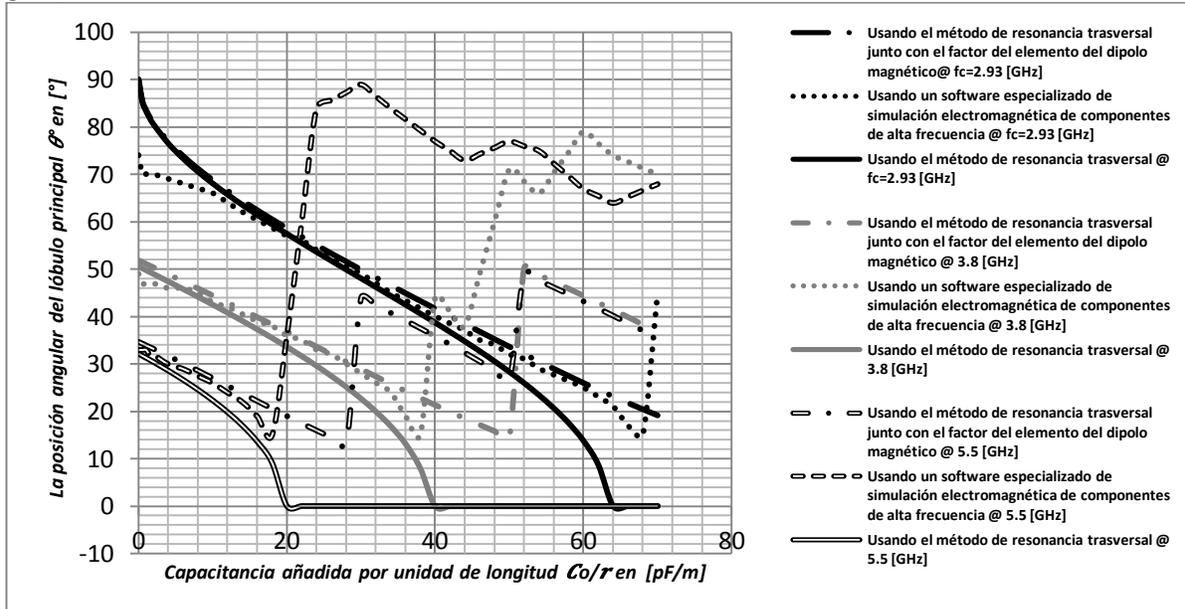


Fig. 4.3- Grafica de la capacitancia añadida por unidad de longitud contra la posición angular del lóbulo principal del patrón de radiación de la antena para las frecuencias: @ 2.9332 [GHz], @ 3.8 [GHz] y @ 5.5 [GHz].

Si observamos la Fig. 4.3 podemos concluir lo siguiente:

- Si podemos cambiar la velocidad de fase v_p de la onda electromagnética que se propaga en la guía de onda con ranura a través del uso de una estructura cargada periódicamente de capacitores C_0/r (capacitancia añadida por unidad de longitud), podemos cambiar la posición angular del lóbulo principal θ_0 .
- La variación existente entre el resultado del método de resonancia transversal y del software especializado de simulación electromagnética se debe al factor del elemento $\vec{F}_1(\theta, \varphi)$. Debemos recordar que este tipo de antena se puede modelar como un dipolo magnético, lo cual implica el hecho de no se puede radiar en la dirección endfire ($\theta_0 = 0$). Así mismo, es necesario decir que para este tipo de antena la posición angular del lóbulo principal no puede ser escaneada demasiado cerca a la dirección broadside ($\theta_0 = \pi/2$), ya que esta corresponde a la frecuencia de corte de la guía de onda. En este caso, todos estos factores forman parte del factor del elemento $\vec{F}_1(\theta, \varphi)$, es por ello que al momento en que se multiplica este factor por el factor escalar de direccionalidad del sistema de radiadores $f_2(\theta, \varphi)$ obtenemos que no es posible obtener una completo escaneo de la posición angular del lóbulo principal θ_0 del patrón de radiación de la antena.
- La reconfiguración de la posición angular del lóbulo principal θ_0 del patrón de radiación de la antena inicia a partir de un ángulo que corresponde a una cierta frecuencia que se esté utilizando cuando la capacitancia es cero. Esto implica que cuanto mayor sea la frecuencia que se esté utilizando menor será el rango de reconfiguración de la posición angular del lóbulo principal θ_0 del patrón de radiación de la antena.

Otro parámetro importante del patrón de radiación es la directividad o la ganancia de antena dirigida. Esta se puede ver como un aparente crecimiento de la potencia del transmisor en una dirección dada (en dirección del lóbulo principal). La directividad para el radiador lineal es:

$$D \approx \frac{2L}{\lambda} \quad (4.8)$$

Donde D es la directividad del radiador lineal en régimen de radiación inclinada, L es la longitud del radiador lineal y λ es la longitud de onda. Pero lo importante de esta expresión es resaltar el hecho de que si se quiere aumentar la directividad basta con aumentar la longitud de la antena L .

Un parámetro igual de importante para una antena es la anchura del haz principal a 3 dB. La anchura del haz principal de una antena lineal ideal es:

$$\Delta\theta \approx \frac{51^\circ\lambda}{L\text{sen}\theta_0} \quad (4.9)$$

Por consiguiente, el lóbulo principal resulta tanto más estrecho, cuanto mayor es la longitud de la antena; lo cual coincide con aumentar la directividad.

A continuación se muestra el cálculo de la directividad y la anchura del haz principal a 3 dB, para una antena de longitud $L=315$ [mm] @ $f_c=2.93$ [GHz].

Capacitancia añadida por unidad de longitud [pF/m]	Directividad		Anchura de haz principal a 3 dB	
	Usando el método de resonancia transversal	Usando un software especializado en simulación electromagnética	Usando el método de resonancia transversal	Usando un software especializado en simulación electromagnética
58	6.1585	8.387	36.48°	20.8°
43.5	6.1585	9.601	29.54°	22.3°

Esta variación se debe a que el radiador lineal radia la energía en forma omnidireccional con respecto del eje del radiador, mientras que nuestra antena solo radia energía a través de la ranura en solo una dirección.

4.2 ACOPLAMIENTO DE PUERTOS.

Para realizar el acoplamiento de puertos resulta necesario conocer la impedancia característica que existe en la antena propuesta. A partir de la siguiente expresión matemática que establece que la derivada parcial de la admitancia de entrada de la guía de onda con respecto a la frecuencia que existe alrededor de la frecuencia de corte se puede encontrar la admitancia característica en la frecuencia infinita de la guía de onda.

$$\frac{\partial Y}{\partial f_c} \sim Y_{0\infty} \quad (4.10)$$

En donde Y es la admitancia de entrada de la guía de onda, f_c es la frecuencia que existe alrededor de la frecuencia de corte de la guía de onda y $Y_{0\infty}$ es la admitancia característica en la frecuencia infinita de la guía de onda.

Si se recuerda que la definición de la derivada de f en x viene dada por:

$$\frac{dy}{dx} = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta y}{\Delta x} = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{f(x + \Delta x) - f(x)}{\Delta x} = f'(x) \quad (4.11)$$

Siempre que exista ese límite. Para todos los x para los que exista este límite, f' es una función de x . La interpretación geométrica de la derivada se muestra en la Fig. 4.4.

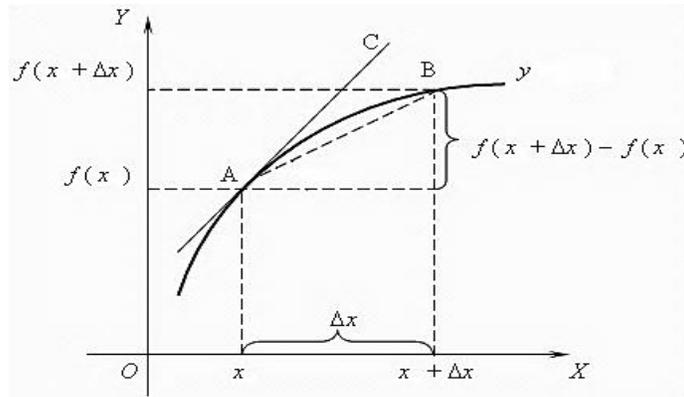


Fig. 4.4-La interpretación geométrica de la derivada de f en x .

En base a lo anterior nosotros podemos establecer que para encontrar la admitancia característica en la frecuencia infinita basta con:

$$\frac{\partial Y}{\partial f_c} = \lim_{\Delta f_c \rightarrow 0} \frac{G(f_c + \Delta f_c) - G(f_c)}{\Delta f_c} \quad (4.12)$$

Para encontrar la impedancia característica en cierta frecuencia de la guía de onda se puede usar la ecuación (4.13).

$$Z_0 = \frac{Z_{0\infty}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f_0}\right)^2}} \quad \text{donde } Z_{0\infty} = \frac{1}{Y_{0\infty}} \quad (4.13)$$

En donde Z_0 es la impedancia característica en cierta frecuencia, $Z_{0\infty}$ es la impedancia característica en la frecuencia infinita y $Y_{0\infty}$ es la admitancia característica en la frecuencia infinita.

Antes de realizar un análisis de la antena propuesta, llevaremos primero a cabo la simulación de la impedancia característica de la guía de onda rectangular y la guía de onda H.

En la tabla que aparece a continuación se hace una comparación de los diferentes métodos de cálculo para obtener la impedancia característica de la guía de onda rectangular, como se muestra en la Fig. 3.3.

Dimensiones internas de la guía de onda rectangular (axb) [cm]	Impedancia característica para el modo dominante de la guía de onda rectangular [Ω]	
	Usando el método de resonancia trasversal	Usando un software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia
16.51 x 8.255	548.8524@1.25 [GHz]	548.093@1.25 [GHz]
10.922 x 5.461	608.2284@ 1.75 [GHz]	607.183@ 1.75 [GHz]
7.214 x 3.404	640.7498@ 2.5 [GHz]	639.359@ 2.5 [GHz]
4.755 x 2.215	649.5275@ 3.75 [GHz]	648.045@ 3.75 [GHz]
3.485 x 1.580	671.6710@ 5 [GHz]	669.933 @ 5 [GHz]
2.850 x 1.262	695.3026@ 6 [GHz]	693.276@ 6 [GHz]
2.286 x 1.016	787.8842@ 7.25 [GHz]	784.931@ 7.25 [GHz]
1.580 x 0.790	803.5400@ 10.75 [GHz]	801.076@ 10.75 [GHz]
1.07 x 0.43	851.6471@ 15 [GHz]	847.085@ 15 [GHz]
0.711 x 0.356	1086@ 22.5 [GHz]	1079.92@ 22.5 [GHz]

En la tabla siguiente se hace una comparación de los diferentes métodos de cálculo para obtener la impedancia característica de la guía de onda H, como se muestra en la Fig. 3.6.

Dimensiones internas de la guía de onda H (axb) y (wxs) [mm]	Impedancia característica para el modo dominante de la guía de onda H [Ω]	
	Usando el método de resonancia trasversal	Usando un software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia
(65.79 x 30.61) y (16.46 x 13.00)	319.2592@ 2 [GHz]	317.25@ 2 [GHz]
(37.59 x 17.48) y (9.398 x 7.471)	322.9186@ 3.5 [GHz]	320.593@ 3.5 [GHz]
(27.69 x 12.85) y (6.91 x 5.46)	319.7305@ 4.75 [GHz]	317.452@ 4.75 [GHz]
(26.04 x 12.06) y (6.5 x 4.85)	408.8886@ 4.5 [GHz]	403.424@ 4.5 [GHz]
(19.10 x 8.20) y (4.78 x 1.60)	237.7983@ 4.5 [GHz]	232.642@ 4.5 [GHz]
(19.81 x 9.398) y (5.08 x 3.048)	315.1878@ 5.5 [GHz]	310.43@ 5.5 [GHz]
(18.29 x 8.13) y (4.39 x 2.57)	362.4085@ 5.75 [GHz]	357.264@ 5.75 [GHz]
(17.55 x 8.15) y (4.39 x 3.45)	383.2975@ 7 [GHz]	378.322@ 7 [GHz]
(11.96 x 5.56) y (2.997 x 2.362)	218.0597@ 16 [GHz]	216.779@ 16 [GHz]
(7.32 x 3.40) y (1.829 x 1.448)	489.9058@ 16 [GHz]	484.997@ 16 [GHz]

A continuación realizaremos la simulación de la impedancia característica de la guía de onda rectangular con ranura y de la guía de onda H con ranura.

En la siguiente tabla se hace una comparación de los diferentes métodos de cálculo para obtener la impedancia característica de la guía de onda rectangular con ranura, como se muestra en la Fig. 3.12.

Dimensiones internas de la guía de onda rectangular con ranura (axb) y (d) [mm]	Impedancia característica para el modo dominante de la guía de onda rectangular con ranura [Ω]	
	Usando el método de resonancia trasversal	Usando un software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia
(165.1 x 82.55) y (1.5)	30.8424@ 0.5 [GHz]	31.2347@ 0.5 [GHz]
(109.22 x 54.61) y (1.5)	39.8810@ 0.5 [GHz]	39.0641@ 0.5 [GHz]
(72.14 x 34.04) y (1.5)	46.4626@ 0.75 [GHz]	46.0617@ 0.75 [GHz]
(47.55 x 22.15) y (1.5)	65.7189@ 1 [GHz]	64.5809@ 1 [GHz]
(34.85 x 15.80) y (1.5)	65.0543@ 1.5 [GHz]	64.3881@ 1.5 [GHz]
(28.50 x 12.62) y (1.5)	63.7861@ 2 [GHz]	62.6781@ 2 [GHz]
(22.86 x 10.16) y (1.5)	70.0078@ 2.5 [GHz]	69.3007@ 2.5 [GHz]
(15.80 x 7.90) y (1.5)	94.7360@ 3.25 [GHz]	93.1102@ 3.25 [GHz]
(10.7 x 4.3) y (1.5)	111.0220@ 5.5 [GHz]	109.53@ 5.5 [GHz]
(7.11 x 3.56) y (1.5)	116.6168@ 8.5 [GHz]	114.542@ 8.5 [GHz]

En la próxima tabla se hace una comparación de los diferentes métodos de cálculo para obtener la impedancia característica de la guía de onda H con ranura, como se muestra en la Fig. 3.13.

Dimensiones internas de la guía de onda H con ranura (axb), (wxs) y (d) [mm]	Impedancia característica para el modo dominante de la guía de onda H con ranura [Ω]	
	Usando el método de resonancia trasversal	Usando un software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia
(65.79 x 30.61), (16.46 x 13.00) y (0.75)	37.1824@ 1 [GHz]	36.1861@ 1 [GHz]
(37.59 x 17.48), (9.398 x 7.471) y (0.75)	47.6537@ 1.5 [GHz]	46.1823@ 1.5 [GHz]
(27.69 x 12.85), (6.91 x 5.46) y (0.75)	52.6277@ 2 [GHz]	51.4058@ 2 [GHz]
(26.04 x 12.06), (6.5 x 4.85) y (0.75)	59.2029@ 2 [GHz]	56.5768@ 2 [GHz]
(19.10 x 8.20), (4.78 x 1.60) y (0.75)	69.3931@ 2.5 [GHz]	65.546@ 2.5 [GHz]
(19.81 x 9.398), (5.08 x 3.048) y (0.75)	68.4324@ 2.5 [GHz]	64.5188@ 2.5 [GHz]
(18.29 x 8.13), (4.39 x 2.57) y (0.75)	89.3097@ 2.5 [GHz]	85.0235@ 2.5 [GHz]
(17.55 x 8.15), (4.39 x 3.45) y (0.75)	77.8672@ 2.75 [GHz]	73.5592@ 2.75 [GHz]
(11.96 x 5.56), (2.997 x 2.362) y (0.75)	103.3490@ 4 [GHz]	96.8074@ 4 [GHz]
(10 x 5), (2.5 x 2) y (0.75)	90.0232@ 5 [GHz]	85.1011@ 5 [GHz]

Prosiguiendo con lo anterior realizaremos la simulación de la impedancia característica de la guía de onda H cargada periódicamente de capacitores.

Sin embargo, cuando se usa el software especializado para el caso de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente con capacitores, así como para el caso de la guía de onda H cargada periódicamente con capacitores, el cálculo de la impedancia característica no se puede realizar de forma directa, es por ello que es necesario realizar el siguiente análisis que se muestra en la Fig.4.5. Este modelo de líneas de transmisión que se plantea permite conocer la impedancia característica de la línea de transmisión desconocida Z_0 . Si analizamos dicho modelo tenemos que la impedancia de entrada Z_i está compuesta de una línea de transmisión de longitud $\lambda_g/4$ y de impedancia característica Z_0 que esta conecta con un corto circuito lo cual nos da como resultado un circuito abierto, esto implica que toda la corriente circula a través de la resistencia conocida R_0 , la cual está conectada con una línea de transmisión de longitud $\lambda_g/4$ y de impedancia característica Z_0 lo cual nos da como resultado una impedancia de entrada Z_e , y de aquí se puede encontrar el coeficiente de reflexión en la carga de impedancia Z_e para una línea de transmisión Z_{01} .

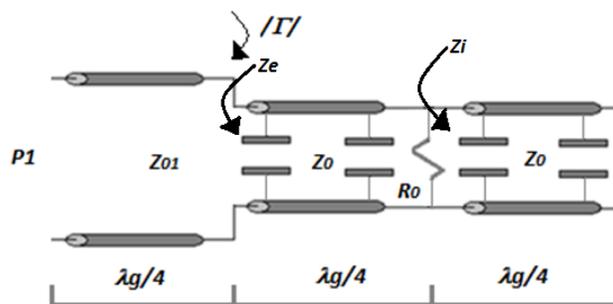


Fig.4.5- Circuito equivalente en líneas de transmisión para el análisis de la impedancia característica de una guía de onda cargada periódicamente con capacitores.

En la Fig. 4.5, Z_0 es la impedancia característica de la guía de onda con o sin ranura y cargada periódicamente con capacitores, R_0 es la resistencia que tiene un cierto valor, Z_i es la impedancia de entrada que existe en el lado derecho, Z_e es la impedancia de entrada que existe en el centro, Z_{01} es la impedancia característica de la línea de transmisión ya conocida, P_1 es el puerto de entrada número 1, $|\Gamma|$ es el coeficiente de reflexión existente entre Z_e y Z_{01} , y $\lambda_g/4$ es la longitud que existe en cada línea de transmisión.

Primero realizaremos un análisis de la impedancia de entrada Z_i :

$$Z_i = Z_0 \frac{Z_L + j Z_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + j Z_L \tan(\beta l)} \quad (4.14)$$

Pero tomando en cuenta que $\beta l = \left(\frac{2\pi}{\lambda_g}\right) \left(\frac{\lambda_g}{4}\right) = \frac{\pi}{2}$ y $Z_L = 0$, entonces tenemos que:

$$Z_i = j Z_0 \tan\left(\frac{\pi}{2}\right) = \infty \quad (4.15)$$

Ahora realizando el circuito paralelo $R_0 \parallel Z_i$, en donde $Z_i = \infty$, que es, Z_i es un circuito abierto, esto implica que toda la corriente fluye a través de R_0 .

Como siguiente paso realizaremos un análisis de la impedancia de entrada Z_e :

$$Z_e = Z_0 \frac{R_0 + j Z_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + j R_0 \tan(\beta l)} \quad (4.16)$$

Pero tomando en cuenta que $\beta l = \left(\frac{2\pi}{\lambda_g}\right) \left(\frac{\lambda_g}{4}\right) = \frac{\pi}{2}$, entonces tenemos que:

$$Z_e = Z_0 \frac{R_0 + j Z_0 \tan\left(\frac{\pi}{2}\right)}{Z_0 + j R_0 \tan\left(\frac{\pi}{2}\right)} = \frac{Z_0^2}{R_0} \quad (4.17)$$

Por otro lado es necesario obtener el coeficiente de reflexión existente entre Z_e y Z_{01} , por lo cual obtenemos:

$$|\Gamma| = \frac{Z_e - Z_{01}}{Z_e + Z_{01}} = \frac{\frac{Z_0^2}{R_0} - Z_{01}}{\frac{Z_0^2}{R_0} + Z_{01}} \quad (4.18)$$

Finalmente despejando la variable Z_0 , tenemos que:

$$Z_0 = \sqrt{R_0 \frac{|\Gamma| Z_{01} + Z_{01}}{1 - |\Gamma|}} \quad (4.19)$$

Es importante recordar que en el software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia el resultado que se obtendrá es el de S_{11} que para este específico caso es el equivalente con el coeficiente de reflexión existente entre Z_e y Z_{01} .

En la posterior tabla se hace una comparación de los diferentes métodos de cálculo para obtener la impedancia característica de la guía de onda H cargada periódicamente con capacitores, como se muestra en la Fig. 3.17.

Dimensiones internas de la guía de onda H cargada periódicamente de capacitores (axb), (wxs) [mm] y (C[pF]/r[mm])	Impedancia de característica para el modo dominante de la guía de onda H cargada periódicamente con capacitores [Ω]	
	Usando el método de resonancia trasversal	Usando un software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia
(65.79x30.61), (16.46x13.00) y (0.124/5)	113.8545@ 1.5 [GHz]	110.3933@ 1.5 [GHz]
(37.59x17.48), (9.398 x 7.471) y (0.124/5)	120.8130@ 2.5 [GHz]	117.3518@ 2.5 [GHz]
(27.69x12.85), (6.91x5.46) y (0.124/5)	149.8668@ 3 [GHz]	146.4758@ 3 [GHz]
(26.04x12.06), (6.5x4.85) y (0.124/5)	173.4489@ 3 [GHz]	170.0579@ 3 [GHz]
(19.10x8.20), (4.78x1.60) y (0.124/5)	92.2755@ 4 [GHz]	88.8845@ 4 [GHz]
(19.81x9.398), (5.08x3.048) y (0.124/5)	133.5407@ 4 [GHz]	129.8968@ 4 [GHz]
(18.29x8.13), (4.39x2.57) y (0.124/5)	123.8392@ 4.5 [GHz]	120.1953@ 4.5 [GHz]
(17.55x8.15), (4.39x3.45) y (0.124/5)	174.2672@ 4.5 [GHz]	170.6233@ 4.5 [GHz]
(11.96x5.56), (2.997x2.362) y (0.124/5)	186.2380@ 6.5 [GHz]	187.3526@ 6.5 [GHz]
(7.32x3.40), (1.829x1.448) y (0.124/5)	177.6943@ 10.75 [GHz]	178.8089@ 10.75 [GHz]

Ahora realizaremos un análisis de la antena propuesta. En este caso realizaremos la simulación de la impedancia característica de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores.

En la siguiente tabla se hace una comparación de los diferentes métodos de cálculo para obtener la impedancia característica de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente con capacitores, como se muestra en la Fig. 3.18.

<i>Dimensiones internas de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores (axb), (wxs) [mm], (d) [mm] y (Co[pF]/r[mm])</i>	<i>Impedancia característica para el modo dominante de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente con capacitores [Ω]</i>	
	<i>Usando el método de resonancia trasversal</i>	<i>Usando un software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia</i>
(65.79 x 30.61), (16.46 x 13.00), (0.75) y (0.124/5)	34.2819@ 1 [GHz]	33.902@ 1 [GHz]
(37.59 x 17.48), (9.398 x 7.471), (0.75) y (0.124/5)	41.0371@ 1.5 [GHz]	40.6572@ 1.5 [GHz]
(27.69 x 12.85), (6.91 x 5.46), (0.75) y (0.124/5)	49.7387@ 1.75 [GHz]	48.1091@ 1.75 [GHz]
(26.04 x 12.06), (6.5 x 4.85), (0.75) y (0.124/5)	46.8381@ 2 [GHz]	45.2085@ 2 [GHz]
(19.10 x 8.20), (4.78 x 1.60), (0.75) y (0.124/5)	55.3832@ 2.25 [GHz]	53.7536@ 2.25 [GHz]
(19.81 x 9.398), (5.08 x 3.048), (0.75) y (0.124/5)	57.8479@ 2.25 [GHz]	56.5043@ 2.25 [GHz]
18.29 x 8.13), (4.39 x 2.57), (0.75) y (0.124/5)	58.1804@ 2.5 [GHz]	56.8368@ 2.5 [GHz]
(17.55 x 8.15), (4.39 x 3.45), (0.75) y (0.124/5)	65.6917@ 2.5 [GHz]	64.3481@ 2.5 [GHz]
(11.96 x 5.56), (2.997 x 2.362), (0.75) y (0.124/5)	86.1967@ 3.5 [GHz]	84.006@ 3.5 [GHz]
(10 x 5), (2.5 x 2), (0.75) y (0.124/5)	99.3236@ 4 [GHz]	97.1329@ 4 [GHz]

Una vez explicado el método para obtener la impedancia característica de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente con capacitores, se continuará con el trabajo de acoplamiento de los puertos de entrada de la antena de patrón reconfigurable. Para ello es necesario conocer la impedancia característica que existe en cada cambio de capacitancia de la antena propuesta, en la siguiente tabla se muestran la impedancia característica para diferentes valores de capacitancia.

<i>Dimensiones internas de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores (axb), (wxs) [mm], (d) [mm] y (Co[pF]/r[mm])</i>	<i>Impedancia característica para el modo dominante de la antena de patrón reconfigurable [Ω]</i>	
	<i>Usando el método de resonancia trasversal</i>	<i>Usando un software especializado de simulación electromagnética de componentes de alta frecuencia</i>
(9.0562 x 10.16), (1 x 1), (0.75) y (0.124/5)	71.3269@ 3 [GHz]	70.198@ 3 [GHz]
(9.0562 x 10.16), (1 x 1), (0.75) y (0.2/5)	53.9248@ 3 [GHz]	51.2508 3 [GHz]
(9.0562 x 10.16), (1 x 1), (0.75) y (0.275/5)	43.5895@ 3 [GHz]	41.389@ 3 [GHz]
(9.0562 x 10.16), (1 x 1), (0.75) y (0.35/5)	36.5772@ 3 [GHz]	35.1313@ 3 [GHz]
(9.0562 x 10.16), (1 x 1), (0.75) y (0.45/5)	30.0966@ 3 [GHz]	29.1981@ 3 [GHz]

La primera opción que se encontró para acoplar los puertos de entrada de la antena de patrón reconfigurable es usar en cada extremo una guía de onda H con ranura, la cual debe de tener la misma impedancia característica que dicha antena, como se muestra en la Fig. 4.6.

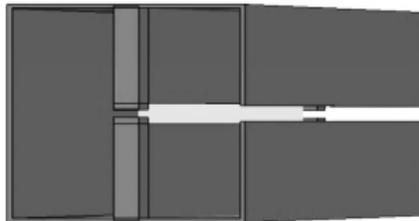


Fig. 4.6- Guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores acoplada en cada extremo con una guía de onda H con ranura.

Para poder analizar cómo se logra el acoplamiento de la antena es necesario remitirnos al circuito equivalente en líneas de transmisión de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores acoplada en cada extremo con una guía de onda H con ranura.

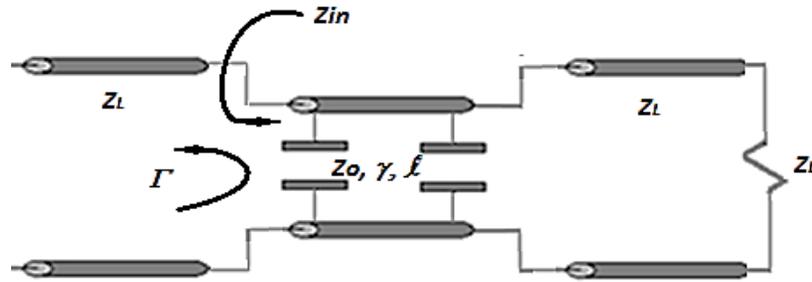


Fig.4.7- Circuito equivalente en líneas de transmisión de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores acoplada en cada extremo con una guía de onda H con ranura.

En la Fig. 4.7, Z_{in} es la impedancia de entrada; Z_L es la impedancia de entrada en los puertos; Γ es el coeficiente de reflexión en la entrada; para la Antena: Z_0 es la impedancia característica de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores, γ es la constante de propagación de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores y l es el tamaño físico de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores.

Si se analiza el circuito equivalente de líneas de transmisión, lo primero que se debe obtener es la impedancia de entrada Z_{in} que es:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tan(\gamma l)}{Z_0 + Z_L \tan(\gamma l)} \quad (4.20)$$

Una vez que se calculo Z_{in} , podemos calcular el coeficiente de reflexión en la entrada $|\Gamma|$ que es:

$$|\Gamma| = \left| \frac{Z_{in} - Z_L}{Z_{in} + Z_L} \right| \quad (4.21)$$

En la Fig. 4.8 se muestra el coeficiente de reflexión en la entrada en contra de la capacitancia añadida por unidad de longitud, tomado en cuenta que el tamaño físico de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores es $l = 372.6898$ [mm], la impedancia característica del puerto de entrada es $Z_L = 109.6961$ [Ω] @ $f_c = 2.93$ [GHz].

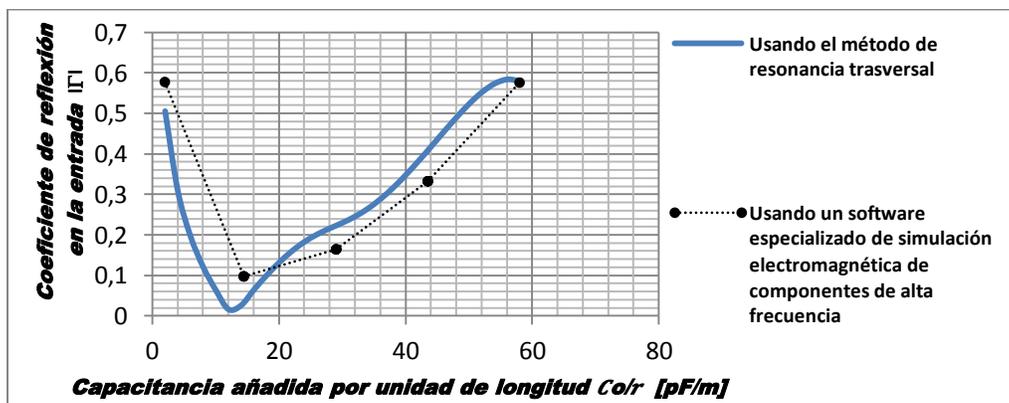


Fig.4.8- El coeficiente de reflexión en la entrada $|\Gamma|$ en contra de la capacitancia añadida por unidad de longitud Co/l .

Si de antemano sabemos que la impedancia de la antena Z_0 va disminuyendo conforme aumenta la capacitancia añadida por unidad de longitud, llega a un valor tal como sucede en 12 [pF/m] en donde la impedancia de la antena Z_0 es igual a la impedancia de entrada del puerto Z_L , como se ve en la Fig. 4.8. Pero para otros valores diferentes de capacitancia añadida por unidad de longitud, la impedancia de la antena Z_0 es diferente a la impedancia de entrada del puerto Z_L , alcanzando una magnitud máxima del coeficiente de reflexión en la entrada igual a 0.6 equivalente a -4.43 dB, como se ve en la Fig. 4.8.

Debido al hecho de que la impedancia de la antena Z_0 va disminuyendo conforme aumenta la capacitancia y que la impedancia de entrada del puerto Z_L no cambia, surge la necesidad de añadir transformadores en cada extremo, entre la antena y el puerto de entrada, como se muestra en la Fig. 4.9.

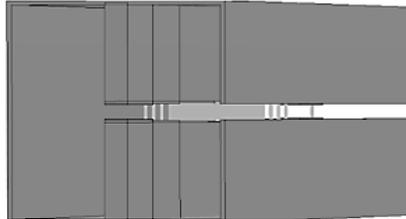


Fig. 4.9- Guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores acoplada en cada extremo con un transformador seguido de una guía de onda H con ranura.

Para poder analizar cómo se logra el acoplamiento de la antena es necesario remitirnos al circuito equivalente en líneas de transmisión de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores acoplada en cada extremo con un transformador seguido de una guía de onda H con ranura.

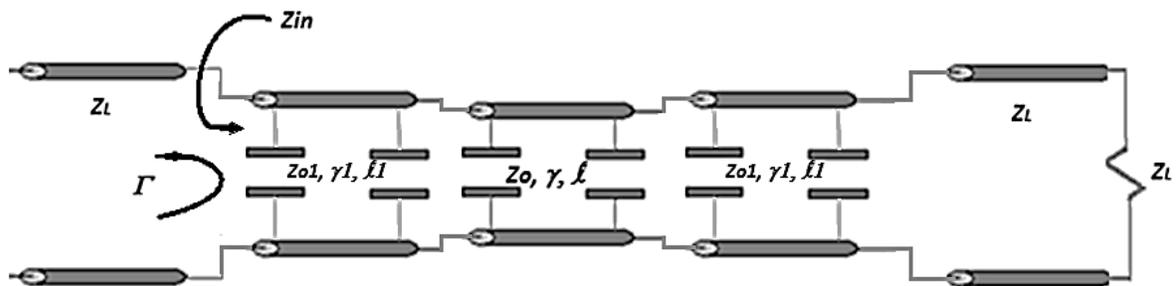


Fig. 4.10- Circuito equivalente en líneas de transmisión de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores acoplada en cada extremo con un transformador seguido de una guía de onda H con ranura.

En la Fig. 4.10, Z_{in} es la impedancia de entrada; Z_L es la impedancia de entrada en los puertos; Γ es el coeficiente de reflexión en la entrada; para la Antena: Z_0 es la impedancia característica de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores, γ es la constante de propagación de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores, l es el tamaño físico de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores; para el Transformador: Z_{01} es la impedancia característica de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores, γ_1 es la constante de propagación de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores y l_1 es el tamaño físico de la guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de capacitores.

La impedancia del transformador Z_{01} disminuye conforme la capacitancia aumenta, de manera similar a lo que ocurre con la impedancia de la antena Z_0 . Esta situación es aprovechada para poner una impedancia intermedia (la impedancia del transformador Z_{01}) entre la impedancia de la antena Z_0 y la impedancia de entrada del puerto Z_L para lograr un mejor acoplamiento, lo cual se ve reflejado en la disminución de la magnitud máxima del coeficiente de reflexión en la entrada.

En la Fig. 4.11 se muestra el coeficiente de reflexión en la entrada en contra del valor de capacitancia.

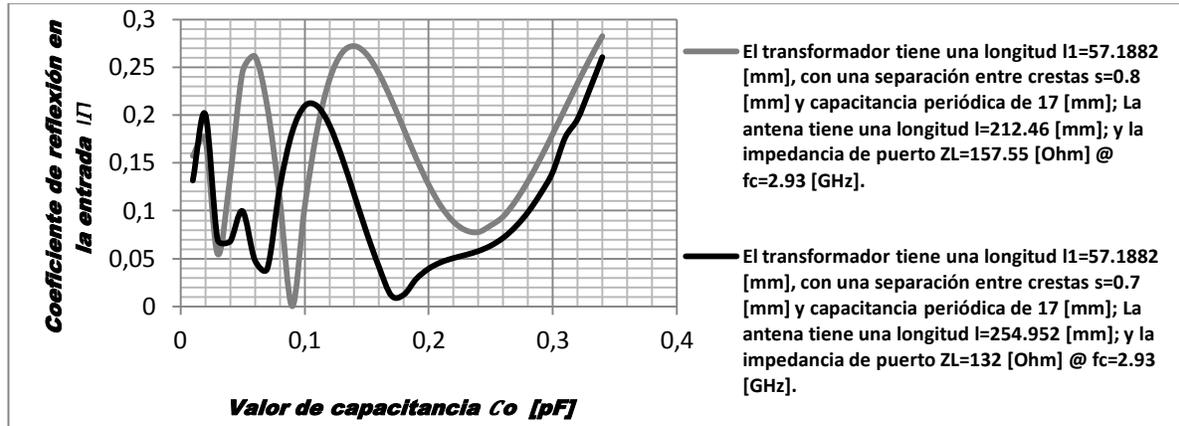


Fig.4.11 -El coeficiente de reflexión en la entrada $|\Gamma|$ en contra del valor de capacitancia C_0 .

Si de antemano sabemos que la impedancia de la antena Z_0 y la impedancia del transformador Z_{01} van disminuyendo conforme aumenta la capacitancia, llegando a un valor tal como sucede para la curva gris en 0.09 [pF] y para la curva negra en 0.17 [pF] en donde la sección de la antena funciona como repetidor de impedancia, la sección del transformador funciona como un transformador de un cuarto de onda logrando con ello un acoplamiento, como se ve en la Fig. 4.11. Pero para otros valores diferentes de capacitancia, la situación anterior no se repite, alcanzando una magnitud máxima del coeficiente de reflexión en la entrada igual a 0.28 equivalente a -11.05 dB, como se ve en la Fig. 4.11, esto se debe al uso del transformador como una etapa intermedia entre la antena y el puerto de entrada.

Al comparar las dos alternativas de acoplamiento que se encontraron, se llega a la conclusión de que el uso de transformadores entre la antena y la guía de onda H con ranura, ayudan a mejorar el acoplamiento de la antena con los puertos.

4.3 CONCLUSIONES.

1. La posición angular del lóbulo principal θ_0 está determinada por la velocidad de fase v_p .
2. La velocidad de fase v_p se modifica: al cambiar la frecuencia de operación f_0 , al variar la frecuencia de corte f_c y al altera la constante dieléctrica ϵ_r .
3. El método de resonancia transversal tiene la ventaja de que el tiempo de simulación es de 30 segundos aproximadamente mientras que el tiempo de simulación de un software especializado es de 6 horas aproximadamente.
4. En una guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de conmutadores se cambia la posición angular del lóbulo principal θ_0 con solo variar la capacitancia (esto es equivalente a cambiar la frecuencia de corte y también el relleno dieléctrico de la guía).
5. El factor del elemento influye en la forma del diagrama direccional general de la antena en la vecindad del sentido de radiación máxima.
6. Este tipo de antena se puede modelar como un dipolo magnético, lo cual implica, el hecho de que no se puede radiar en la dirección endfire ($\theta_0 = 0$).
7. Además, la posición angular de lóbulo principal no puede ser escaneada demasiado cerca de la dirección broadside ($\theta_0 = \pi/2$), ya que esta corresponde a la frecuencia de corte de la guía de onda.
8. La antena diseñada de 285 [mm] de longitud puede reconfigurar la posición angular del lóbulo principal θ_0 de un ángulo de 74° a 15° , esta situación puede ser predicha con diferentes grados de precisión: con el método de resonancia transversal va de 90° a 0° y con el método de resonancia transversal con el factor del elemento del dipolo magnético va de 90° a 20° correspondiente al rango de capacitancia añadida por unidad de longitud de 0 a 68 [pF/m] @ $f_c=2.93$ [GHz].
9. Al aumentar la longitud del sistema radiador lineal se incrementa la directividad, es decir, el lóbulo principal se vuelve más estrecho.
10. Para la antena diseñada de 315 [mm] de longitud, la directividad así como el ancho del lóbulo principal para una capacitancia añadida por unidad de longitud de 58 [pF/m] @ $f_c=2.93$ [GHz] es 8.38 con un ancho del lóbulo principal a 3 dB de 20.8° , esta situación puede ser predicha con el método de resonancia transversal es 6.15 con un ancho del lóbulo principal de 36.48° .
11. Esta variación se debe a que el radiador lineal radia la energía en forma omnidireccional con respecto al eje del radiador, mientras que nuestra antena solo radia energía a través de la ranura en solo una dirección.
12. A partir de la derivada parcial de la admitancia de entrada de la guía de onda con respecto a la frecuencia que existe alrededor de la frecuencia de corte se puede encontrar la admitancia característica en la frecuencia infinita de la guía de onda.

13. El porcentaje de error de cálculo de la impedancia característica del método de resonancia transversal con respecto al del software especializado es de 5.78 %.
14. La primera opción de acoplamiento que se encontró, es unir cada extremo de la antena directamente con el puerto de entrada, y conforme la capacitancia aumenta la impedancia de la antena disminuye, llegando a un valor tal como sucede en 12 [pF/m] en donde la impedancia de la antena es igual a la impedancia de entrada del puerto. Pero para otros valores de capacitancia, la situación anterior no se repite, alcanzando una magnitud máxima del coeficiente de reflexión en la entrada igual a 0.6 equivalente a -4.43 dB (para un rango de 2 a 58 [pF/m] @ $f_c=2.93$ [GHz]).
15. La otra opción que se encontró, es poner un transformador ajustable entre la impedancia de la antena y la impedancia de entrada del puerto, que al igual que la impedancia de la antena disminuya conforme aumenta la capacitancia, lo cual se ve reflejado en la magnitud máxima del coeficiente de reflexión en la entrada es de 0.28 equivalente a -11.05 dB (para un rango de 0.01 a 0.34 [pF] @ $f_c=2.93$ [GHz]).

Conclusiones Generales.

1. Una Antena Reconfigurable es aquella que cambia intencionalmente la distribución de sus campos electromagnéticos, dando lugar a cambios reversibles en las propiedades de radiación.
2. Dentro de las características de radiación que este tipo de antena es capaz de cambiar tenemos: el patrón de radiación, la frecuencia de operación y la polarización.
3. Dicho tipo de antena tiene la capacidad de adaptar su comportamiento a las necesidades cambiantes del sistema o de las condiciones ambientales.
4. Este tipo de antena cambia sus propiedades de radiación a través del uso de medios mecánicos, medios electrónicos, materiales con propiedades eléctricas variables, o de otro tipo.
5. Como medios electrónicos tenemos el empleo de los conmutadores electrónicos (MEMS o Diodo PIN) o varactores.
6. Un parámetro importante en el diseño de este tipo de antenas es considerar las pérdidas presentes tanto en el propio mecanismo de la antena, así como en el mecanismo de reconfiguración.
7. El método de resonancia transversal permite encontrar la constante de propagación (constante de atenuación y constante de fase), la frecuencia de corte, entre otros parámetros de interés.
8. Dicho método emplea un modelo de líneas de transmisión de la sección transversal de la guía de onda.
9. Este método establece que en cualquier punto en la línea, la suma de impedancias de entrada se ve mirando hacia ambos lados debe ser cero.
10. En dicho método, una discontinuidad geométrica de una guía de onda es representada a través del uso de algún elemento pasivo de circuito.
11. Una estructura periódica es aquella línea de transmisión cargada en intervalos periódicos con obstáculos idénticos.
12. Este tipo de estructura tiene un límite de frecuencia superior debido a la reflexión de Bragg ocurrida en la frecuencia de Bragg f_B .
- 13. El porcentaje de error de cálculo de la frecuencia de corte del método de resonancia transversal con respecto al del software especializado es de 2.32%.**
14. A partir de la derivada parcial de la admitancia de entrada de la guía de onda con respecto a la frecuencia que existe alrededor de la frecuencia de corte se puede encontrar la admitancia característica en la frecuencia infinita de la guía de onda.
- 15. El porcentaje de error de cálculo de la impedancia característica del método de resonancia transversal con respecto al del software especializado es de 5.78 %.**
- 16. El método de resonancia transversal tiene la ventaja de que el tiempo de simulación es de 30 segundos aproximadamente mientras que el tiempo de simulación de un software especializado es de 6 horas aproximadamente.**
17. La posición angular del lóbulo principal θ_0 está determinada por la velocidad de fase v_p .

18. La velocidad de fase v_p se modifica: al cambiar la frecuencia de operación f_0 , al variar la frecuencia de corte f_c y al alterar la constante dieléctrica ϵ_r .
19. En una guía de onda H con ranura y cargada periódicamente de conmutadores se cambia la posición angular del lóbulo principal θ_0 con solo variar la capacitancia (esto es equivalente a cambiar la frecuencia de corte y también el relleno dieléctrico de la guía).
20. El campo electromagnético en la zona lejana para un sistema radiador lineal se representa a través del producto del factor de potencia suministrada a la antena, el factor del elemento y el factor de direccionalidad.
21. El factor del elemento influye en la forma del diagrama direccional general de la antena en la vecindad del sentido de radiación máxima.
22. Este tipo de antena se puede modelar como un dipolo magnético, lo cual implica, el hecho de que no se puede radiar en la dirección endfire ($\theta_0 = 0$).
23. Además, la posición angular de lóbulo principal no puede ser escaneada demasiado cerca de la dirección broadside ($\theta_0 = \pi/2$), ya que esta corresponde a la frecuencia de corte de la guía de onda.
24. La antena diseñada de 285 [mm] de longitud puede reconfigurar la posición angular del lóbulo principal θ_0 de un ángulo de 74° a 15° (ver Fig.4.3), esta situación puede ser predicha con diferentes grados de precisión: con el método de resonancia transversal va de 90° a 0° (ver Fig.4.3) y con el método de resonancia transversal con el factor del elemento del dipolo magnético va de 90° a 20° (ver Fig.4.3) correspondiente al rango de capacitancia añadida por unidad de longitud de 0 a 68 [pF/m] @ $f_c=2.93$ [GHz].
25. Al aumentar la longitud del sistema radiador lineal se incrementa la directividad, es decir, el lóbulo principal se vuelve más estrecho.
26. Para la antena diseñada de 315 [mm] de longitud, la directividad así como el ancho del lóbulo principal para una capacitancia añadida por unidad de longitud de 58 [pF/m] @ $f_c=2.93$ [GHz] es 8.38 con un ancho del lóbulo principal a 3 dB de 20.8° , esta situación puede ser predicha con el método de resonancia transversal es 6.15 con un ancho del lóbulo principal de 36.48° (ver el cálculo de la directividad y la anchura del haz principal a 3 dB en el apartado 4.1).
27. Esta variación se debe a que el radiador lineal radia la energía en forma omnidireccional con respecto al eje, mientras que nuestra antena solo radia energía a través de la ranura en solo una dirección.
28. La primera opción de acoplamiento que se encontró, es unir cada extremo de la antena directamente con el puerto de entrada, y conforme la capacitancia aumenta la impedancia de la antena disminuye, llegando a un valor tal como sucede en 12 [pF/m] en donde la impedancia de la antena es igual a la impedancia de entrada del puerto (ver Fig.4.8). Pero para otros valores de capacitancia, la situación anterior no se repite, alcanzando una magnitud máxima del coeficiente de reflexión en la entrada igual a 0.6 (ver Fig.4.8) equivalente a -4.43 dB (para un rango de 2 a 58 [pF/m] @ $f_c=2.93$ [GHz]).
29. La otra opción que se encontró, es poner un transformador ajustable entre la impedancia de la antena y la impedancia de entrada del puerto, que al igual que la impedancia de la antena disminuya conforme aumenta la capacitancia, lo cual se ve reflejado en la magnitud máxima del coeficiente de reflexión en la entrada es de 0.28 (ver Fig.4.11) equivalente a -11.05 dB (para un rango de 0.01 a 0.34 [pF] @ $f_c=2.93$ [GHz]).