

**Universidad de Oriente**  
**Facultad de Ingeniería Eléctrica**  
**Departamento de Telecomunicaciones**



## **TRABAJO DE DIPLOMA**

**Diseño y simulación de un arreglo de antenas  
microcinta lineal y uniforme a la frecuencia de  
2.4 GHz con variaciones de máximos de  
radiación.**

**Autor: Lisandra Urgellés Lafita**

**Tutor: MSc. Ing. Fidel V. Giró Uribazó**

**Santiago de Cuba**

**Junio, 2015**

**Universidad de Oriente**  
**Facultad de Ingeniería Eléctrica**  
**Departamento de Telecomunicaciones**



## **TRABAJO DE DIPLOMA**

**Diseño y simulación de un arreglo de antenas  
microcinta lineal y uniforme a la frecuencia de  
2.4 GHz con variaciones de máximos de  
radiación.**

**Autor: Lisandra Urgellés Lafita**

**Tutor: MSc. Ing. Fidel V. Giró Uribazó**

Asistente, Telecomunicaciones, FIE, fgiró@fie.uo.edu.cu

**Santiago de Cuba**

**Junio, 2015**



Hago constar que el presente trabajo de diploma es de mi autoría exclusivamente, no constituyendo copia de ningún trabajo realizado anteriormente y las fuentes usadas para la realización del trabajo se encuentran referidas en la bibliografía. Doy mi consentimiento a que el mismo sea utilizado por la Institución, para los fines que estime conveniente, tanto de forma parcial como total y que además no podrá ser presentado en eventos, ni publicados sin autorización del Tutor o Institución.

---

Firma del Autor

## PENSAMIENTO

El que sabe más, vale más. Saber es tener. La moneda se funde, y el saber no. Los bonos, o papel moneda, valen más, o menos, o nada: el saber siempre vale lo mismo, y siempre mucho. Un rico necesita de sus monedas para vivir, y pueden perdersele, y ya no tiene modos de vida. Un hombre instruido vive de su ciencia, y como la lleva en sí, no se le pierde, y su existencia es fácil y segura.

José Martí.

## DEDICATORIA

A mi mamita, por ser lo mejor que tengo en la vida y estar ahí siempre que lo necesito. Por ser mi madre, mi padre, mi amiga y confiar en mí en todo momento. Por ser lo más grande que Dios me ha dado y simplemente por ser ella. Te adoro.

A mi novio por su comprensión, dedicación, tiempo y paciencia.

## AGRADECIMIENTOS

A mi mamita, por darme la vida y luchar por mi bienestar en todo momento. Por ser mi ejemplo, mi amiga, mi confidente.

A mis hermanos, que a pesar de no estar junto a mí, siempre los tengo presentes.

A mi tutor por guiarme en la realización de este trabajo.

A mis padres por apoyar mis decisiones.

A mis tías Nélide y Chabela que me han apoyado desde muy pequeña.

A mi vecina, la Vieja Momia y a Chichí que, aunque está lejos desde allá me apoya.

A mis compañeras de cuarto por soportarme durante todo este tiempo, a mis padres y a mi familia.

A mi novio, por comprender mis ratos de estrés y mantenerse a mi lado en los momentos difíciles.

A mis amigos desde primer año Ticko y Yadira, que en los momentos más críticos de la carrera siempre estaban ahí.

A Anita, a Milaidis y a Panfi por regañarme cuando hizo falta y en los momentos que más necesité de su ayuda estaban conmigo.

## RESUMEN

Teniendo en cuenta la poca o nula variabilidad que poseen las antenas de los dispositivos móviles utilizados en las redes inalámbricas, en el presente trabajo se realizó un estudio de los arreglos y sus principales características de radiación. Se hizo un análisis de los fundamentos teóricos del diseño de las antenas de microcintas, describiéndose las distintas configuraciones, modos de alimentación y de excitación. Se diseñó y simuló el elemento simple determinándose sus características de radiación e impedancia de entrada a la frecuencia de 2.47 GHz, utilizando el programa de simulación HFSS v.15 además, se representó el arreglo de parches rectangulares alimentados por coaxial con los diferentes valores de fase relativa de excitación para la radiación End-Fire, estimándose el ángulo de variación máxima que experimenta un arreglo End-Fire al cual se le aplicó la condición Hansen-Woodyard para mejorar la directividad del arreglo.

**Palabras clave:** antenas microcintas, arreglo de antenas, redes inalámbricas, WLAN.

## *ABSTRACT*

Given little or no variability that antennas have mobile devices used in wireless networks, in this paper a study of the arrangements and their main characteristics of radiation was performed. An analysis of the theoretical foundations of design microstrip antennas made, describing the different configurations, power modes and excitement. It was designed and simulated the simple element determining their radiation characteristics and input impedance at the frequency of 2.47 GHz, using simulation software HFSS v.15 addition, the arrangement of rectangular patches fed by coaxial with the different phase values are represented excitation relative to the end-fire radiation, estimating the angle of maximum variation that undergoes an End-Fire under which applied the Hansen-Woodyard condition to improve the directivity of the array.

**Keywords:** microstrip antennas, array antennas, wireless networks, WLAN.

# ÍNDICE

INTRODUCCIÓN .....	9
Capítulo 1 . FUNDAMENTOS DE LAS ANTENAS .....	12
1.1 Principio de funcionamiento de las antenas .....	12
1.2 Parámetros que caracterizan la antena .....	13
1.2.1 Impedancia de entrada .....	13
1.2.2 Coeficiente de reflexión, razón de onda estacionaria y pérdida de retorno ....	14
1.2.3 Ancho de banda .....	15
1.2.4 Eficiencia da radiación.....	15
1.2.5 Directividad .....	16
1.2.6 Ganancia .....	17
1.2.7 Patrón de radiación .....	17
Capítulo 2 . CARACTERÍSTICAS DE LAS ANTENAS DE MICROCINTAS .....	19
2.1 Principio de funcionamiento .....	19
2.1.1 Configuración de los parches.....	21
2.2 Ventajas y desventajas .....	21
2.3 Método de análisis.....	22
2.3.1 Modelo de línea de transmisión.....	23
2.3.2 Modelo de la cavidad.....	27
2.3.3 Comparación de los modelos analíticos.....	31
2.4 Técnicas de alimentación .....	31
2.4.1 Alimentación empleando línea de microcinta .....	32
2.4.2 Alimentación empleando cable coaxial .....	33
2.4.3 Alimentación empleando acoplamiento por apertura .....	33

2.4.4	Alimentación empleando acoplamiento por proximidad.....	34
2.5	Substratos en antenas microcintas.....	35
2.5.1	Substratos cerámicos.....	36
2.5.2	Substratos semiconductores.....	36
2.5.3	Substratos ferromagnéticos.....	36
2.5.4	Substratos sintéticos.....	36
2.5.5	Substratos de materiales compuestos.....	37
Capítulo 3	. ASPECTOS GENERALES DE UN ARREGLO LINEAL Y UNIFORME ....	38
3.1	Características de los arreglos y principio de multiplicación del patrón de radiación.....	38
3.2	Arreglos de antenas.....	39
3.2.1	Arreglos lineales .....	41
3.2.2	Arreglos bidimensionales [11].....	42
3.3	Arreglo lineal de N elementos.....	43
3.4	Factor del arreglo .....	44
3.5	Arreglo Broadside.....	45
3.6	Arreglo ordinario End-Fire .....	46
3.7	Condición de Hansen-Woodyard para la radiación End-Fire .....	48
Capítulo 4	. DISEÑO Y SIMULACIÓN DE LOS ARREGLOS DE ANTENAS DE MICROCINTAS DE PARCHE RECTANGULAR.....	53
4.1	Diseño del elemento simple .....	53
4.2	Diseño del arreglo lineal uniforme.....	57
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....		60
Glosario de términos.....		65



## INTRODUCCIÓN

El diseño de una antena se ha vuelto más riguroso y difícil con los años, en tanto el mundo se vuelve hacia un ambiente estrictamente inalámbrico. Como consecuencias de las nuevas aplicaciones, se ha mantenido la tecnología de las antenas en constante cambio, siendo las más utilizadas debido a sus características y aplicaciones, las antenas de microcintas. Estas desempeñan un papel fundamental en los diversos sistemas de telecomunicaciones, en donde el tamaño reducido y la compatibilidad con la tecnología de circuito integrado son importantes, aunque por sí solas no son capaces de lograr elevadas ganancias, esta desventaja se puede contrarrestar implementándolas en arreglos.

Su empleo parte de que, si se interconectan varias antenas mediante una red de alimentación, se logra producir un patrón de radiación más direccional. Como el patrón de radiación de un arreglo depende de la suma de los campos lejanos producidos por los elementos que lo constituyen, se puede conseguir un arreglo de alta directividad mediante la interconexión de varios elementos de relativa baja directividad. Un caso de particular interés es el arreglo de fase o direccionable, el cual se encuentra compuesto por múltiples antenas estacionarias que se encuentran excitadas coherentemente y utilizan un control de fase variable en cada elemento para variar el haz hacia un ángulo dado del espacio. Esto tiene como objetivo mejorar el control del patrón de radiación y lograr mayores ganancias y menores niveles de lóbulos secundarios, siendo la principal razón poder producir un haz direccional que pueda ser reposicionado electrónicamente [1].

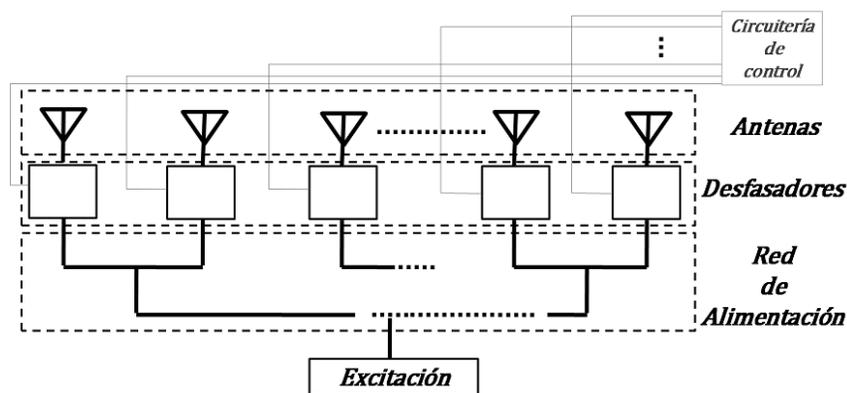


Figura 1. Elementos que integran un arreglo de antenas faseadas.

En la Figura 1 se pueden observar los elementos principales en que se divide un arreglo de fase. De manera general, estos están compuestos por los elementos radiantes o antenas,

una etapa de cambio de fase y/o amplitud, la red de alimentación, la excitación y una circuitería de control.

En un arreglo de fase, la fase de la señal de alimentación a cada elemento del arreglo se puede controlar independientemente, al cambiar la fase de un elemento a otro según cierto algoritmo, con lo que se puede reposicionar a conveniencia el patrón de radiación del conjunto. Es por esto que la etapa de cambio de fase es la que caracteriza al arreglo, ya que es donde se varían intencionadamente las fases relativas de las señales con que se alimenta cada antena, es decir, es donde se controla la fase de cada elemento individual para formar un haz en la posición y forma deseada [2]. Lo normal es reforzar la radiación en una dirección concreta y suprimirla en direcciones indeseadas. El control de amplitud se realiza mediante la distribución de potencia entre elementos, logrando disminuir el nivel de lóbulos secundarios.

Los arreglos de fase se consideran como las antenas de mayor uso en todo el mundo, debido a que cumplen con los exigentes requerimientos de los sistemas de radar con escaneo electrónico y de los sistemas de comunicaciones de banda ancha. También son utilizados extensivamente en la radioastronomía donde pueden utilizarse independientes o como excitador de una antena reflectora de mayor tamaño. Otro campo donde su aplicación ha crecido enormemente son los sistemas de comunicaciones móviles, donde el conformado del haz se puede utilizar para evitar solapamientos entre las comunicaciones entre células al cambiar la cobertura durante un intervalo de tiempo o al incrementar el rango de una estación base en particular. Además son utilizados en aberturas sintéticas, radiodifusión, vigilancia meteorológica y lectores de identificadores de radiofrecuencias (RFID) [3]. También se diseñan y utilizan en los sistemas GSM [4].

En nuestro centro se han realizado investigaciones sobre las antenas de microcintas y su empleo en los dispositivos inalámbricos. Aunque poseen desventajas como su baja capacidad y ancho de banda estrecho, resulta conveniente utilizar las ventajas que ofrecen constituyendo arreglos, antenas de banda ancha y multibanda.

### **Problema a resolver**

Las características de radiación de las antenas de la mayoría de los dispositivos de redes inalámbricas (WLAN) son invariables, lo que dificulta su empleo en diferentes topografías y ubicación de los dispositivos móviles en un determinado instante de tiempo.

## **Objetivos**

- ✓ Estudio de los arreglos lineales y uniformes que permitan variar el ángulo del máximo de radiación del arreglo.
- ✓ Determinar la fase de excitación relativa de cada uno de los elementos en función de un arreglo de fuentes isotrópicas para la condición End-Fire.
- ✓ Diseñar y simular el elemento que va a conformar el arreglo para determinar sus características de radiación.
- ✓ Diseñar y simular el arreglo para estimar la variación máxima que experimenta el máximo de radiación de un arreglo End-Fire uniforme y lineal con parche microcinta rectangular.
- ✓ Aplicar las condiciones de Hansen-Woodyard con el objetivo de mejorar la directividad para la radiación End-Fire.

## **Hipótesis.**

Si se emplea un arreglo de antenas que permita variar la fase de excitación de los elementos, se podrá modificar el patrón de radiación para un mejor empleo en los dispositivos móviles, que están en constante cambio de topografía y ubicación de los mismos.

## Capítulo 1 . FUNDAMENTOS DE LAS ANTENAS

El Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica (IEEE) define una antena como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñado específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEEE Std. 145-1983). Si bien sus formas son muy variadas, todas las antenas tienen en común el ser una región de transición entre una zona donde existe una onda electromagnética guiada y una onda en el espacio libre, a la que puede además asignar un carácter direccional [5].

### 1.1 Principio de funcionamiento de las antenas

La radiación de una antena puede explicarse con ayuda de la figura 1.1, donde se muestra una fuente de voltaje conectada a una línea de transmisión compuesta de dos cables. Cuando una señal sinusoidal debido a la creación de líneas de fuerza, las cuales son tangenciales al campo eléctrico, depende de lo agrupadas que estén las líneas de fuerza eléctrica, los electrones libres en los conductores se desplazan forzosamente por las líneas de fuerza eléctrica y el movimiento de estas cargas provoca un flujo de corriente que a su vez induce la creación del campo magnético [6].

Debido a la variación de los campos eléctricos y magnéticos en el tiempo se forman las ondas electromagnéticas, las que viajan entre los conductores. Cuando estas ondas se van aproximando al espacio abierto, se generan ondas espaciales en los terminales abiertos de las líneas eléctricas. Dentro de la línea de transmisión y la antena, las ondas electromagnéticas existen debido al movimiento de las cargas en los conductores, pero cuando entran al espacio libre, se forman lazos cerrados y se irradian [7].

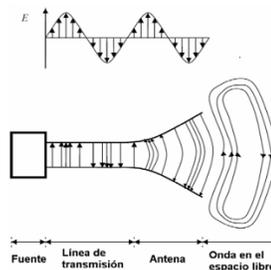


Figura 1.1 La antena como un dispositivo de transición.

## 1.2 Parámetros que caracterizan la antena

Antes de diseñar una antena es necesario conocer las características particulares para la aplicación deseada. Su buen funcionamiento va a depender de los parámetros que la caracterizan y su utilización. Por ejemplo; el ancho de banda que aunque es estrecho puede ser incrementado hasta un 60% si se utilizan técnicas especiales, la baja ganancia y baja potencia pueden ser eliminadas si se implementan en arreglos.

### 1.2.1 Impedancia de entrada

La impedancia de la antena se define como la impedancia presentada en sus terminales, representada como una diferencia de potencial que depende de las propiedades de los campos eléctricos y magnéticos como se muestra en la figura 1.2 [8]. La impedancia de entrada de la antena y la impedancia de la línea de transmisión en el plano de entrada de la antena son magnitudes complejas, que deben ser conjugadas para que se cumpla el teorema de máxima transferencia de potencia hacia la antena, cuando esto ocurre se dice que la antena está adaptada a la línea de transmisión.

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_{in} + jX_{in} [\Omega] \quad (1.1)$$

Existe una parte real  $R_{in}$ , denominada resistencia y otra imaginaria  $X_{in}$ , la reactancia, ambas dependientes de la frecuencia. En caso de que no exista dicha reactancia, se dice que la antena es resonante a esa frecuencia [6].

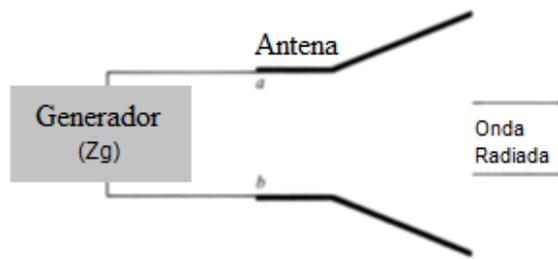


Figura 1.2 Antena en modo de transmisión.

### 1.2.2 Coeficiente de reflexión, razón de onda estacionaria y pérdida de retorno

El coeficiente de reflexión ( $r$ ) describe la magnitud y el cambio de fase de una señal reflejada debido al desacoplamiento de la impedancia de la carga y la impedancia característica, es decir, indica una fracción reflejada de una señal incidente [7], como se muestra en la figura 1.3.

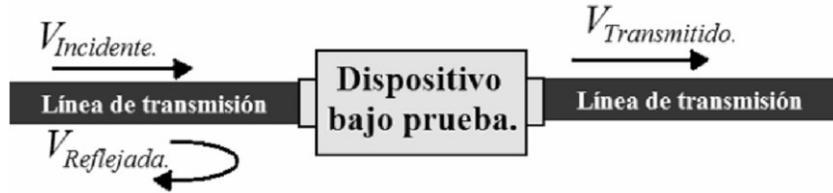


Figura 1.3 Voltaje incidente, reflejado y transmitido.

#### Razón de onda estacionaria (ROE)

La razón de onda estacionaria de voltaje (ROE de voltaje) se define como la proporción entre el voltaje máximo y el voltaje mínimo a lo largo de la línea de transmisión. Es un número real que puede variar entre uno e infinito.

$$ROE = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |r|}{1 - |r|} \quad (1.2)$$

Donde:

$$V_{max} = V_{inc} + V_{ref} \quad (1.3)$$

$$V_{min} = V_{inc} - V_{ref} \quad (1.4)$$

#### Pérdidas de retorno

La pérdida de retorno ( $P_{ret}$ ) es una medida de la relación entre la potencia reflejada en la antena y la incidente, reflejado en la ecuación (1.5). Su valor será siempre negativo (el logaritmo de una cantidad menor que la unidad es negativa) y en la medida que este índice sea más negativo, significa que la potencia de la onda reflejada es menor [9].

$$P_{ret} = -20 \log |r| \text{ [dB]} \quad (1.5)$$

### 1.2.3 Ancho de banda

El ancho de banda (AB) de una antena se define como el intervalo de frecuencias, en el que un parámetro de una antena determinada no sobrepasa unos límites prefijados [6].

El valor que define los extremos del ancho de banda depende muchas veces del tipo de antena que se esté analizando y de la aplicación de la misma en un sistema de radio. Esta definición de ancho de banda resulta bastante inexacta, pues depende de que característica de trabajo se considera además, porque no se ha definido un criterio exacto para su determinación. Por ello, al referirse al ancho de banda de una antena, se debe especificar que parámetro se ha tenido en cuenta y cuál es el criterio utilizado para establecer sus límites [9].

El ancho de banda se puede medir en por ciento, para un rango de frecuencias que en la mayoría de las aplicaciones la ROE < 2 ó Pret < -9.5dB.

$$AB = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_c} * 100\% \quad (1.6)$$

Donde  $f_{max}$ : es la frecuencia máxima de la banda.

$f_{min}$ : es la frecuencia mínima de la banda.

$f_c$ : es la frecuencia central de la banda.

### 1.2.4 Eficiencia da radiación

La eficiencia de radiación ( $\eta_t$ ) se define como la relación entre la potencia radiada y la entregada [7], o de forma equivalente, la relación entre la resistencia de radiación y la resistencia de pérdida.

$$\eta_t = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{\Omega}} \quad (1.7)$$

Donde  $R_{rad}$ : Resistencia de radiación.

$R_{\Omega}$ : Resistencia de pérdida.

La eficiencia permite valorar el rendimiento de la antena en cuanto al flujo de potencias, es decir, nos da una idea sobre que parte es radiada al espacio y que parte se pierde, de la energía total que se entrega a la antena.

### 1.2.5 Directividad

La directividad ( $D$ ) de una antena se define como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección dada ( $U$ ) sobre la intensidad de radiación promedio en todas las direcciones ( $U_0$ ). También se define como la capacidad de la antena de transmitir enfocando la energía en una dirección particular o de recibirla de una dirección en particular [8].

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (1.8)$$

Donde  $D$ : Directividad (Adimensional)

$U$ : Intensidad de radiación (watt/unidad de ángulo sólido)

$U_0$ : Intensidad de radiación de una fuente isotrópica (watt/unidad de ángulo sólido)

$P_{rad}$ : Potencia total de radiación (watt)

Si la dirección angular no se especifica, implica que tomará la dirección de la intensidad de radiación máxima (Directividad Máxima). Se expresa en dBi, ya que está referida a la radiación de una antena isotrópica de igual  $P_{rad}$ .

$$D_{max} = D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (1.9)$$

Donde  $D_0$ : Directividad máxima (Adimensional).

$U_{max}$ : Intensidad de radiación máxima (watt/unidad de ángulo sólido).

La directividad se puede obtener a partir del conocimiento del diagrama de radiación de la antena como se analiza en la figura 1.4.

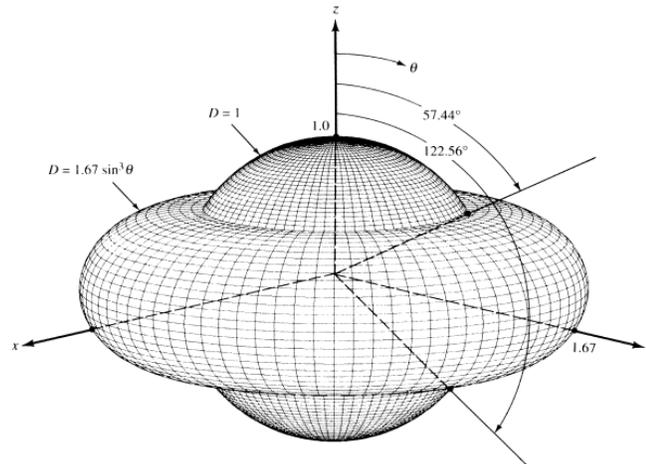


Figura 1.4 Directividad de una antena.

### 1.2.6 Ganancia

La ganancia de una antena está estrechamente relacionada con la directividad, es decir que es la relación de la intensidad de radiación, en una dirección dada, respecto a la intensidad de radiación de una fuente isotrópica radiando la misma potencia total que es aceptada por la antena. Por tanto la ganancia de una antena debe ser igual a su directividad si la antena es 100% eficiente.

$$G = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (1.10)$$

Donde  $G$ : Ganancia.

$U(\theta, \phi)$ : Intensidad de radiación.

$P_{in}$ : Potencia de entrada o aceptada.

### 1.2.7 Patrón de radiación

El patrón de radiación de una antena es una “representación gráfica de las propiedades de radiación de una antena” y puede incluir información de la distribución de energía, la fase y la polarización del campo radiado [8].

El patrón de radiación es tridimensional, como se muestra en la figura 1.5, pero generalmente las mediciones de los mismos son una porción bidimensional del patrón, en

el plano horizontal o vertical. Estas mediciones se representan en coordenadas rectangulares o en coordenadas polares.

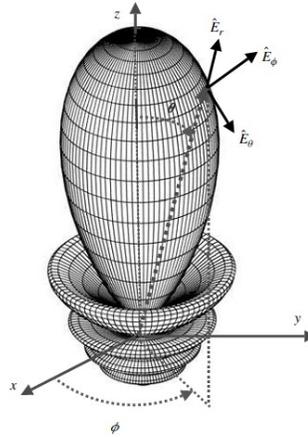


Figura 1.5 Diagrama de radiación tridimensional de una antena.

En los sistemas de coordenadas polares, los puntos se obtienen por una proyección a lo largo de un eje que rota (radio) en la intersección con uno de varios círculos concéntricos[10].

Algunas partes del patrón de radiación se denominan lóbulos, estos son porciones que están limitadas por regiones con una intensidad de radiación relativamente débil. Los lóbulos de radiación se clasifican en lóbulo principal y lóbulos menores o laterales. Las distintas categorías de lóbulos se muestran en la figura 1.6.

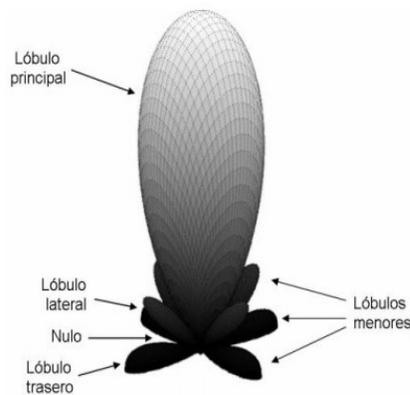


Figura 1.6: Lóbulos en el patrón de radiación.

## Capítulo 2 . CARACTERÍSTICAS DE LAS ANTENAS DE MICROCINTAS

En su forma básica, las antenas de microcintas se representan con dos planos paralelos de una capa de metal y un sustrato de dieléctrico intercalado entre ellos, uno de estos planos de metal está extendido a lo largo del sustrato, para formar el plano tierra y el plano de metal más pequeño es descrito como el parche radiador. Puesto que el tamaño del parche es a menudo proporcional a la frecuencia de propagación de la señal, esta clase de antena se clasifica como antena resonante.

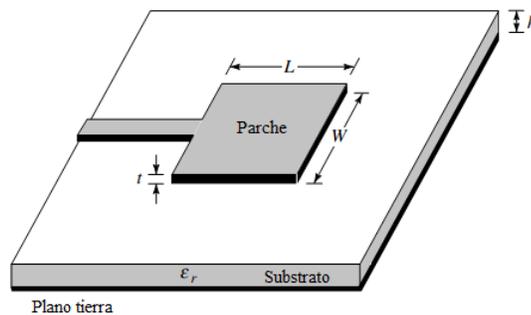


Figura 2.1 Antena de microcinta.

### 2.1 Principio de funcionamiento

La figura 2.2 muestra el diseño de una antena de parche microcinta con elementos radiantes rectangulares. Si se excita el parche por una línea de transmisión, la carga se distribuye entre la parte inferior del parche y el plano tierra. Las fuerzas de atracción presentes en esta zona sostienen una gran cantidad de carga que es empujada hacia el borde del parche por las fuerzas de repulsión creando una gran densidad de carga. Estas son las fuentes del campo desbordado y hacen posible que la antena radie [11].

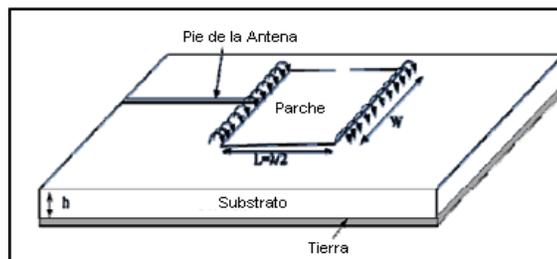


Figura 2.2 Mecanismo de radiación asociada con el parche de microcinta.

Suponiendo que el campo eléctrico no tiene ninguna variación a lo largo del ancho ( $W$ ) y del espesor ( $h$ ) de la estructura de microcinta, el campo eléctrico excitado por el parche sería el mostrado en la figura 2.3.

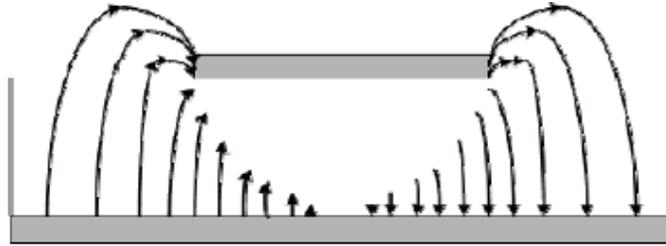


Figura 2.3 Distribución del campo eléctrico (vista lateral).

Los campos pueden hallarse con las componentes normales y tangenciales con respecto al plano tierra. Las componentes normales están desfasadas  $180^\circ$  debido a que la longitud de la línea del parche es  $\lambda/2$ , consecuentemente, la radiación del campo lejano producida en la dirección lateral es cancelada [12]. Las componentes tangenciales están en fase y los campos resultantes se suman para dar un máximo de campo radiado normal a la superficie de la estructura. Por consiguiente, el parche puede representarse por dos ranuras separadas a una distancia de  $\lambda/2$  como se muestra en la figura 2.4, excitadas en fase y radiando en la mitad del espacio sobre el plano tierra.

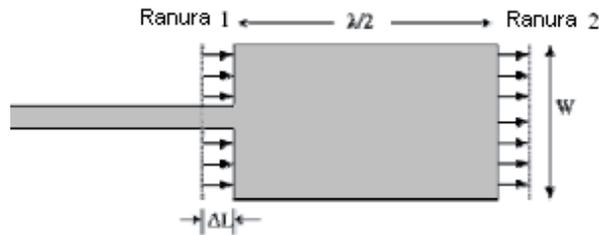


Figura 2.4 Incremento en la longitud en el parche de microcinta.

Típicamente, para excitar el modo fundamental TEM, la longitud  $L$  del parche rectangular permanece ligeramente más pequeño que  $\lambda_g/2$  donde  $\lambda_g$  es la longitud de onda en el medio del dieléctrico eficaz [13],  $\lambda_g$  se expresa en términos de la longitud de onda en el espacio libre ( $\lambda_0$ ), como:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\delta_{rref}}} \tag{2.1}$$

La radiación de los campos EM puede mejorarse disminuyendo la  $\epsilon_r$  o aumentando el espesor del sustrato  $h$ . Se muestra que el  $W$  y  $h$  están limitados por la impedancia de entrada y por las ondas superficiales, respectivamente, por lo que se necesita un compromiso al seleccionar las dimensiones de la antena. Cuando los parches de microcintas comenzaron a estar frecuentemente alimentados o integrados con línea de transmisión o circuitos, los requerimientos de estos comenzaron a ser importantes también.

### 2.1.1 Configuración de los parches

Las antenas de microcintas han sido diseñadas en las más variadas geometrías y dimensiones, gracias a ello, los parches radiadores se pueden encontrar en las formas más diversas como se muestra en la figura 2.5.

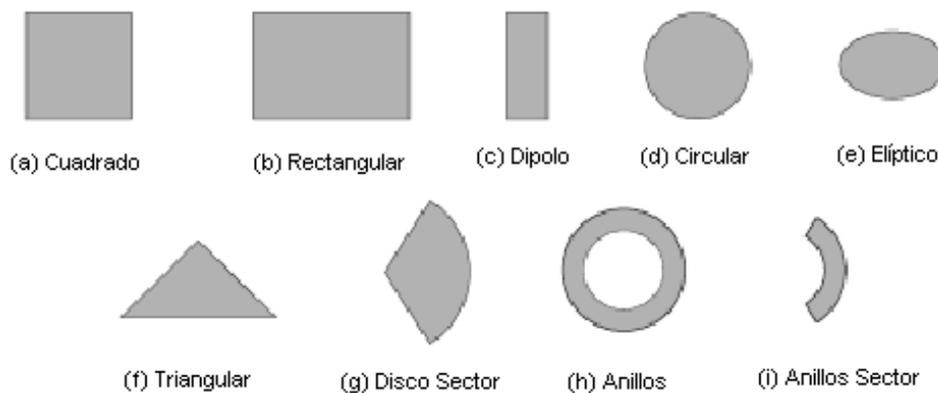


Figura 2.5 Diferentes geometrías de parches.

Los parches cuadrados, rectangulares, circulares y dipolos, son los más comunes por su fácil análisis, construcción y atractivas características de radiación, especialmente los bajos niveles de radiación de polarización cruzada [14]. El parche radia eficientemente cuando está resonando, lo cual significa que su dimensión está cerca de media longitud de onda en el sustrato.

## 2.2 Ventajas y desventajas

Existen ventajas y desventajas que se asociaron con las antenas de microcintas. Entendiéndolas bien, se podrá diseñar una antena microcinta con óptima eficiencia, mínimo riesgo y bajo costo para una aplicación en particular.

### Ventajas:

1. Su peso es ligero y ocupa un volumen muy pequeño en la estructura o vehículo en la que se encuentre funcionando. Se puede montar en una curva ya que es fácil de cambiar su forma. La gran apertura de los arreglos de microcintas en forma de paneles planos puede ser hecho plegable mecánicamente para una aplicación espacial [15], [16].
2. Un parche o un arreglo de parches, cuando se producen en grandes cantidades, pueden fabricarse con un simple proceso que puede llevar a un reducido costo de fabricación. El elemento del parche también puede integrarse o puede hacerse monolítico con otros componentes activos/pasivos de microonda [17].
3. Puede funcionar en múltiples frecuencias. Esto es posible utilizando un conjunto de parches [18], un parche con pines cargados [19] o una rama acopladora serie o paralelo [20].
4. Puede presentar diferentes geometrías, adaptándose a las más diversas aplicaciones.

**Desventajas:**

1. Una antena microcinta de un solo parche con un substrato delgado (el espesor menos de 0.02 de longitud de onda en el espacio libre) generalmente tiene un ancho de banda estrecho de menos del 5%.
2. Las antenas de microcintas pueden manejar bajas potencias de RF, debido a la pequeña separación entre el parche radiador y el plano tierra (equivalente a la pequeña separación entre dos electrodos) [21].
3. Los arreglos de microcintas generalmente tienen pérdidas de inserción más elevada que otros tipos de antenas con un tamaño de apertura equivalente.
4. Generan ondas de superficie.

**2.3 Método de análisis**

La razón principal para desarrollar un modelo analítico para la antena de microcinta es proporcionar un medio de diseño a la antena sin la iteración experimental costosa y tediosa. También, puede permitirle al diseñador descubrir los mecanismos físicos de cómo opera la antena de microcinta. Con una técnica de análisis, el ingeniero debe poder predecir las cualidades de la antena, tales como, la impedancia de entrada, la frecuencia resonante, el

ancho de banda, los modelos de radiación y la eficiencia. Hay muchos métodos de análisis que se han desarrollado para analizar las antenas de microcintas, sin embargo, las más populares pueden separarse en tres grupos: método de línea de transmisión, método de la cavidad y métodos numéricos rigurosos.

### 2.3.1 Modelo de línea de transmisión

Si se utiliza el modelo de línea de transmisión, un parche de microcinta se puede representar por un arreglo de dos ranuras radiantes, cada una con un ancho  $W$  y con una altura  $h$ , separadas por una línea de transmisión de baja impedancia  $Z_c$  con longitud  $L$ , donde cada ranura se representa por un circuito paralelo de conductancia  $G$  y susceptancia  $B$  [22]. El parche de la antena se puede representar por la red equivalente mostrada en figura 2.6.

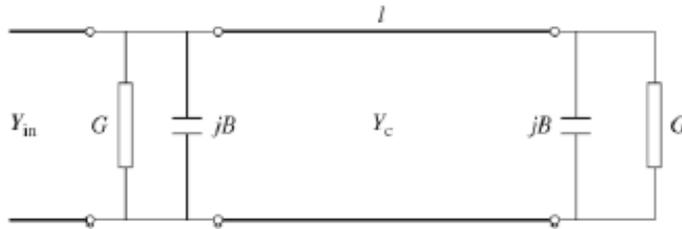


Figura 2.6 Circuito equivalente del parche de microcinta.

Debido a que las dimensiones del parche de microcinta son de longitud y ancho finito, los campos en los bordes del parche son sometidos a los efectos de desbordamiento, lo cual es ilustrado en la figura 2.7(a, b). La cantidad de campo desbordado está en función de las dimensiones del parche y de la altura del sustrato.

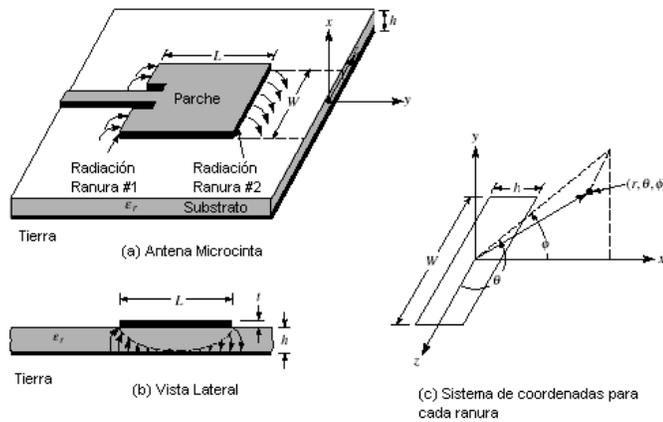


Figura 2.7 Antena microcinta y sistema de coordenadas.

Para una línea microcinta como la que se muestra en la figura 2.8a, las líneas de campo eléctrico se muestran en la figura 2.8b. Estas son líneas de dieléctricos no homogéneos, típicamente del aire y del sustrato. Parte de estas líneas se encuentran en el sustrato y otras en el aire. Si  $W/h \gg 1$  y  $\epsilon_r \gg 1$  las líneas del campo eléctrico se concentran fundamentalmente en el sustrato. El desbordamiento en este caso hace que las líneas de microcintas se vean más anchas eléctricamente comparadas con las dimensiones físicas [23]. Debido a que algunas ondas viajan por el sustrato y otras por el aire, se introduce la constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{reff}$  cuyos valores se encuentran en el rango siguiente:  $1 < \epsilon_{reff} < \epsilon_r$ .

La constante dieléctrica efectiva está en función de la frecuencia, si la frecuencia de trabajo aumenta esta también aumenta y se concentrarán la mayoría de las líneas de campo eléctrico en el sustrato. Para las bajas frecuencias la constante dieléctrica efectiva es esencialmente constante [24].

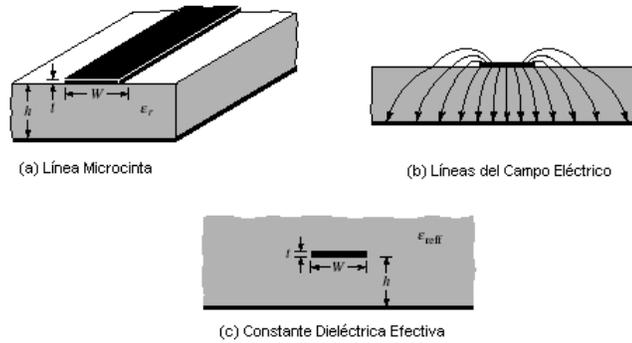


Figura 2.8 Líneas de microcintas y sus líneas de campo eléctrico.

A continuación se muestra la ecuación para hallar esta constante:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.2)$$

Debido al efecto de desbordamiento, el parche de microcinta eléctricamente parece más grande que sus dimensiones reales en el plano principal E (plano xy), esto se muestra en la figura 2.9, donde las dimensiones de la longitud del parche han sido extendidas una distancia  $\Delta L$ , en función de la constante dieléctrica efectiva y de la relación ancho - altura  $W/h$ .

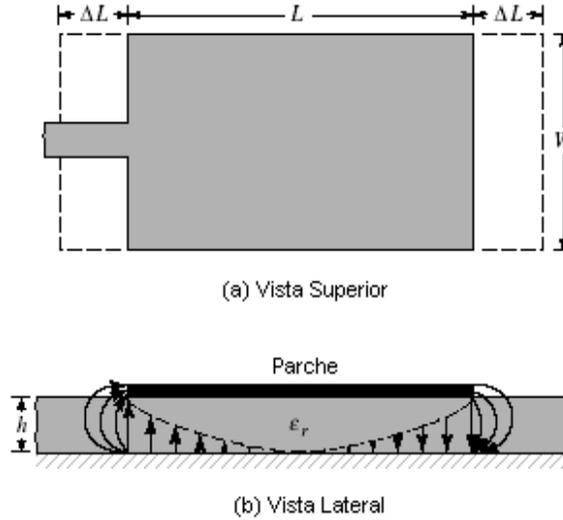


Figura 2.9 Longitudes física y efectiva de un parche rectangular de microcinta.

Una forma práctica de realizar la aproximación de normalización de la extensión de la longitud es la siguiente:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (2.3)$$

El parche ha sido extendido  $\Delta L$ , por cada lado, por lo que la longitud efectiva del parche es ahora,

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (2.4)$$

Para el modo dominante  $TM_{010}$  la frecuencia de resonancia de la antena microcinta en función de la longitud es,

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.5)$$

Donde  $v_0$  es la velocidad de la luz en el espacio libre, esta frecuencia de resonancia debe modificarse para incluir los efectos de desbordamiento,

$$f_{rc_{010}} = \frac{1}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{1}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{reff}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \quad (2.6)$$

A medida que aumenta la altura del sustrato, aumenta también el desbordamiento, llevando a separaciones más grandes entre los bordes radiantes y a bajas frecuencias de resonancia.

**Impedancia de entrada [25]:**

En la figura 2.10 se muestra el circuito equivalente de una línea de transmisión.

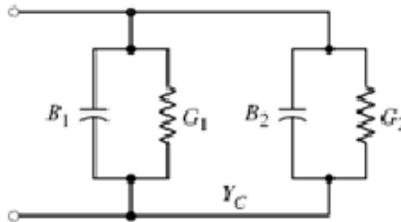


Figura 2.10 Circuito equivalente de una línea de transmisión.

A la frecuencia de resonancia, la impedancia de entrada viene dada por:

$$R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (2.7)$$

La conductancia de radiación,  $G_1$ , se puede calcular a partir de la potencia total radiada, integrando el diagrama de radiación.

Para tener en cuenta el efecto de acoplamiento entre las dos ranuras de la antena, la resistencia de entrada se puede calcular como:

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (2.8)$$

Es importante conocer la impedancia de entrada del parche ya que para conseguir una buena adaptación de impedancias es necesario que coincidan la impedancia característica de la línea de transmisión y la impedancia de entrada de la antena. Se ha demostrado que la impedancia de entrada va a depender del punto de alimentación, como se aprecia en la figura 2.11.

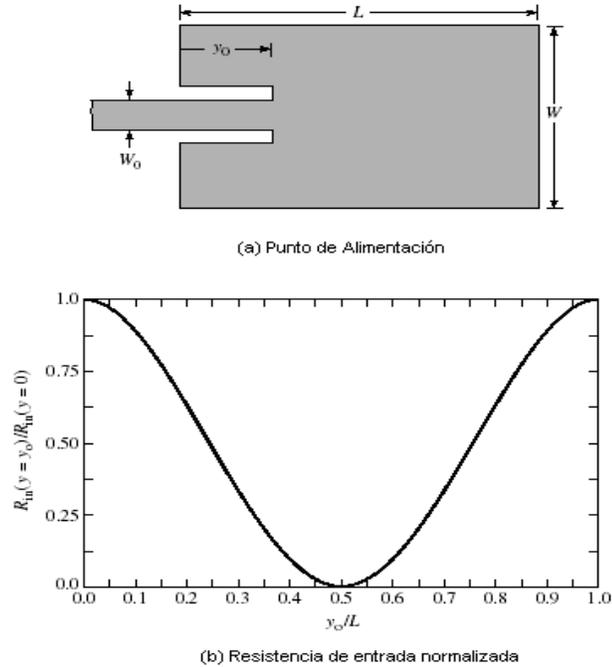


Figura 2.11 Punto de alimentación y característica de la impedancia de entrada.

Llegando finalmente a la siguiente relación entre la impedancia de entrada y el punto de alimentación:

$$\begin{aligned}
 R_{in}(y = y_0) &= \frac{1}{2(G_1 + G_{12})} \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) & (2.9) \\
 &= R_{in}(y = 0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right)
 \end{aligned}$$

La resistencia de entrada no está fuertemente relacionada con la altura del sustrato, de forma aparente la resistencia de entrada puede disminuir al aumentar el ancho de la antena microcinta.

### 2.3.2 Modelo de la cavidad

Cualquier radiador de microcinta puede analizarse como una cavidad abierta limitada por el parche de microcinta y su plano tierra. Los campos normalizados dentro del sustrato del dieléctrico (entre el parche y el plano tierra) pueden encontrarse con más precisión tratando esa región como una cavidad limitada por los conductores eléctricos (sobre y debajo de él) y por las paredes magnéticas (simulando un circuito abierto) a lo largo del perímetro del parche. Las bases para esta suposición son las siguientes [26]:

- ✓ Los campos en la cavidad no varían en el eje z porque el substrato se supone muy delgado ( $h \ll \lambda_0$ ).
- ✓ El campo eléctrico está orientado solamente en el eje z y el campo magnético tiene sólo las componentes transversales en la región definida por el parche metálico y el plano de tierra.
- ✓ La corriente eléctrica en el parche no tiene una componente en el borde de este, lo que significa que la componente tangencial de H a lo largo del borde es insignificante y una pared magnética se puede localizar a lo largo de la periferia.

El campo eléctrico total en la cavidad se puede expresar como la suma de los campos asociados con cada modo sinusoidal [27]:

$$E_x(x, y) = \sum_m \sum_n C_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{L}x\right) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{W}y\right) \quad (2.10)$$

Donde  $C_{mn}$  es una constante que depende de donde se encuentre la alimentación, de las dimensiones L y W y de la constante dieléctrica.

La carga, cuando el parche se excita, se distribuye en la parte superior e inferior de la superficie del parche y en la superficie del plano tierra. La distribución de carga es controlada por dos mecanismos fundamentales, de atracción y de repulsión, el movimiento de estas cargas crea una densidad de corriente,  $J_b$  y  $J_c$ , en la superficie inferior y superior del parche, respectivamente, como se muestra en la figura 2.12.

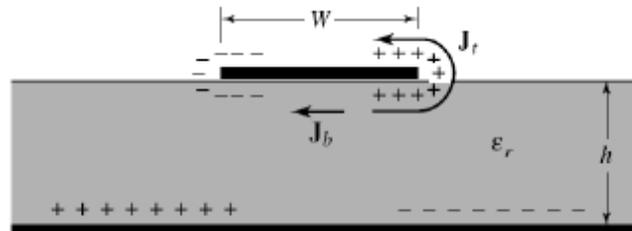


Figura 2.12 Distribución de carga y densidad de corriente del parche de microcinta.

Debido a que para la mayoría de las antenas microcintas, la relación  $h/W$  es muy pequeña, el mecanismo dominante es el de atracción y la mayor concentración de carga y de flujo de corriente se mantiene por debajo del parche. Una pequeña cantidad de esta corriente, fluye por los bordes del parche hacia la superficie. Sin embargo este flujo de corriente disminuye

a medida que la relación  $h/W$  decrece, provocando una disminución de los campos desbordados [28].

La configuración de los campos de los modos  $TM^x$  [29] se puede encontrar de diferentes formas:

Un caso sería empleando el potencial vectorial  $A_x$  que satisface la ecuación de onda:

$$\nabla^2 A_x + k^2 A_x = 0 \quad (2.11)$$

Cuya solución general es la siguiente:

$$A_x = A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') \quad (2.12)$$

Donde  $k_x, k_y, k_z$ , son los números de ondas a lo largo de las direcciones de los ejes  $x, y, z$  respectivamente, estos se calcularán según las condiciones de contorno y  $A_{mnp}$  representa los coeficientes de amplitud de cada modo  $mnp$ .

Las frecuencias de resonancia para la cavidad vienen dadas por:

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (2.13)$$

El modo con la frecuencia de resonancia más baja se refiere al modo dominante. Colocando la frecuencia de resonancia en orden ascendente se determina el orden del modo de operación. Para antenas de microcintas con  $h \ll L$  y  $h \ll W$ , si  $L > W > h$  el modo para la frecuencia más baja (modo dominante) es  $TM_{010}^x$  cuya frecuencia de resonancia viene dada por:

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\pi\epsilon}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.14)$$

Donde  $v_0$  es la velocidad de la luz en el espacio libre. Si  $L > W > L/2 > h$ , el próximo modo orden superior es  $TM_{001}^x$  y la frecuencia de resonancia es:

$$(f_r)_{001} = \frac{1}{2W\sqrt{\pi\epsilon}} = \frac{v_0}{2W\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.15)$$

Si  $L > L/2 > W > h$  el modo de segundo orden es  $TM_{020}^x$  cuya frecuencia de resonancia es:

$$(f_r)_{020} = \frac{1}{L\sqrt{\pi\epsilon}} = \frac{v_0}{L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.16)$$

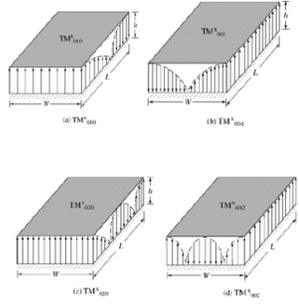


Figura 2.13 Configuración de los campos (modos) en el parche rectangular.

Si  $W > W/2 > L > h$  el modo dominante de segundo orden es  $TM_{002}^x$  y si  $W > L > h$  el modo dominante es  $TM_{001}^x$  cuya frecuencia de resonancia se vio anteriormente. La distribución del campo eléctrico tangencial a través de las paredes de la cavidad para los distintos modos  $TM_{010}^x, TM_{001}^x, TM_{020}^x, TM_{002}^x$  se muestra en la figura 2.13. Se supone que no hay desbordamiento en los campos en los lados de la cavidad.

El modo dominante  $TM_{010}$  se puede obtener si la dimensión  $L$  es aproximadamente  $\lambda_g/2$ . La variación del campo debajo del parche para este modo fundamental se ilustra en la figura 2.13. Esta indica que a lo largo de la línea central ortogonal a la dirección resonante (x-dirección), existe una región de campo nulo por debajo del parche. A esto se debe que se puedan poner pines en cortocircuito o líneas de alimentación adicionales a lo largo de esta línea central sin perturbar el desempeño del parche con la alimentación original. Conociendo el total de los campos en los bordes del parche de todos los modos, que se pueden observar en la figura 2.14, en el borde pueden determinarse las corrientes magnéticas equivalentes y pueden integrarse para encontrar los patrones de radiación total del campo lejano. Conociendo la potencia total radiada y la potencia de entrada, se puede determinar también la impedancia de entrada.

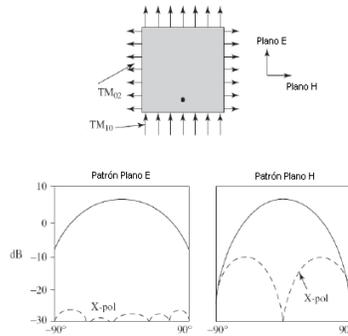


Figura 2.14 Modelo básico de los planos E y H para el parche rectangular.

### 2.3.3 Comparación de los modelos analíticos

El modelo de líneas de transmisión es simple y rápido de implementar, pero carece de exactitud. Este método de análisis no considera el acoplamiento mutuo entre las ranuras radiantes. El inconveniente principal de este patrón es que los campos a lo largo y ancho del parche y el espesor del sustrato se consideran uniformes. Por consiguiente, está restringido para la geometría rectangular del parche, sustratos delgados y antenas polarizadas linealmente. El modelo de líneas de transmisión generalizado, incluye la variación de campos en la dirección transversal también, por tanto, puede utilizarse para analizar arreglos de antenas y antenas polarizadas circularmente, aunque su aplicación está limitada para sustratos delgados.

El método de la cavidad permite determinar el modo de la estructura debajo del parche y por ende sus mecanismos físicos son más fáciles de entender, como su resonancia y el comportamiento de la polarización cruzada. Sin embargo, como se considera que el campo en el eje z no tiene ninguna variación, su solución no es muy exacta, sobre todo cuando el sustrato ya no es fino (para la consideración del ancho de banda mayor). También, el cálculo del acoplamiento mutuo entre los parches en el arreglo es muy tedioso e inexacto. Un inconveniente principal de estos modelos analíticos es la exactitud limitada en la frecuencia de resonancia y la impedancia de entrada para sustratos que no son tan delgados. También tienen una capacidad limitada para manejar problemas como el acoplamiento mutuo, arreglos grandes, efecto de las ondas superficiales y configuraciones diferentes del sustrato.

La técnica de integración del Método de los Momentos bidimensional (2D), es considerada muy exacta e incluye los efectos del acoplamiento mutuo entre dos elementos de la superficie así como el efecto de la onda de superficie en el dieléctrico. Llevado a las computadoras, consume más procesamiento que el modelo de línea de transmisión y el modelo de la cavidad. Sin embargo, es más eficaz en el procesamiento que los métodos tridimensionales (3D).

## 2.4 Técnicas de alimentación

Las antenas microcintas se pueden alimentar tanto directamente, empleando cable coaxial o línea de transmisión, como indirectamente empleando acoplamiento electromagnético (proximidad), o el método de acoplamiento por apertura, en los cuales no existe un contacto

directo entre la línea de alimentación y el parche. Como la eficiencia de la antena depende de la transferencia de potencia al elemento que radia, las técnicas de alimentación desempeñan un importante papel en el proceso de diseño.

### 2.4.1 Alimentación empleando línea de microcinta

Esta clase de alimentación es muy fácil de fabricar ya que tanto la línea de alimentación como el parche, se encuentran impresos sobre el mismo sustrato. Una estructura de este tipo no se puede optimizar simultáneamente como una antena o como una línea de transmisión porque los requisitos específicos para cada uno de ellos son contradictorios. El acoplamiento de impedancias en esta clase de antenas es incluso más simple que en otros métodos. En estas antenas, muy a menudo la radiación proveniente de la línea de alimentación, incrementa el nivel de polarización cruzada.

Estos parches son antenas de ancho de banda relativamente estrecho. En esta técnica de alimentación es apreciable la radiación por onda superficial, también sufre de radiación espuria relativamente alta. Esto se debe simplemente a que la red de alimentación no está separada de la antena y al material adecuado para la radiación eficiente de la antena.

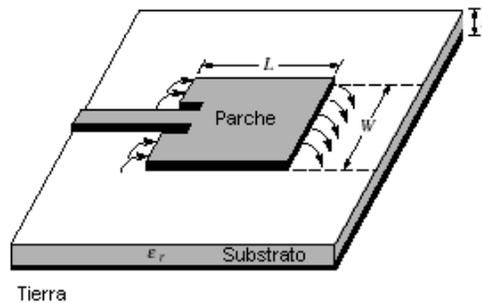


Figura 2.15 Alimentación mediante línea de microcinta.

Normalmente los parches se alimentan por uno de los bordes y debe existir un acoplamiento de impedancias entre la impedancia de la línea y la impedancia de entrada del parche, para una máxima transferencia de potencia. Como la impedancia de entrada del parche decrece gradualmente, desde un máximo en los bordes (de  $150 \Omega$  a  $300 \Omega$ ) hasta un mínimo en el centro, la línea de alimentación se conecta relativamente cerca de la menor impedancia de la forma que indica la figura 2.15.

### 2.4.2 Alimentación empleando cable coaxial

La alimentación a través de coaxial se logra fijando el conductor coaxial de forma perpendicular al plano tierra y el conductor central atraviesa el sustrato y el plano tierra sin hacer contacto con ellos hasta ser soldado en un punto específico en el parche radiador. La ventaja de este diseño radica en la libertad que se tiene de colocar la alimentación en cualquier región dentro del parche, pudiéndose realizar fácilmente el acoplamiento de impedancias. Este método es muy fácil de realizar y presenta pocas radiaciones espurias [11] debido a que el mecanismo de alimentación está en contacto directo con la antena y la mayor parte de la red de alimentación está aislada del parche.

Los alimentadores coaxiales tienen como desventajas que se debe perforar el sustrato, luego el conductor debe ser introducido a través de este y después ser soldado en el parche como en la figura 2.16, estas son operaciones delicadas que requieren un manejo cuidadoso y el control mecánico de la conexión es muy difícil, especialmente para frecuencias altas. Además tienen como desventaja su ancho de banda reducido y su configuración asimétrica.

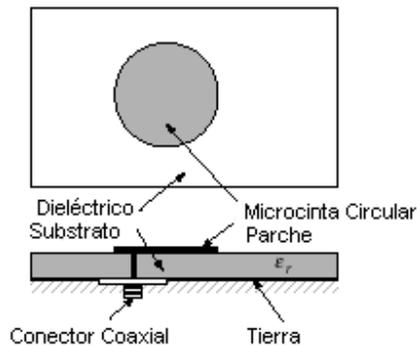


Figura 2.16 Alimentación mediante coaxial.

### 2.4.3 Alimentación empleando acoplamiento por apertura

Este es un método de excitación indirecta del parche, donde los campos electromagnéticos se acoplan desde la línea de alimentación de microcinta hacia el parche, a través de una pequeña ranura cortada en el plano de tierra. Usualmente esta apertura está centrada debajo del parche, en este caso la polarización cruzada es baja debido a la simetría de la configuración como se ilustra en la figura 2.17. La forma, el tamaño y el lugar de la apertura, influyen sobre el acoplamiento de la línea de alimentación y el parche [13]. La apertura

puede ser tanto resonante como no resonante, la apertura resonante provee otra resonancia en adición a la resonancia del parche, incrementando el ancho de banda, pero a expensas de radiación trasera [30].

Una ventaja de este diseño es que el elemento radiador se encuentra protegido de la estructura de alimentación por el plano de tierra, otra ventaja importante es la libertad de seleccionar dos sustratos diferentes, uno para la línea de alimentación y otro para el parche [31]. Como los dos sustratos se pueden optimizar de forma independiente, se evita la necesidad de compromiso entre la radiación y las características de propagación. Esta flexibilidad al seleccionar los sustratos adecuados puede disminuir la ocurrencia de las ondas superficiales, acoplamiento espurios entre los elementos de la antena y por lo tanto incrementa la eficiencia y el ancho de banda. El proceso de fabricación de esta clase de antena es complejo y se puede deteriorar fácilmente su desempeño, debido a pequeños errores de alineación entre las diferentes capas.

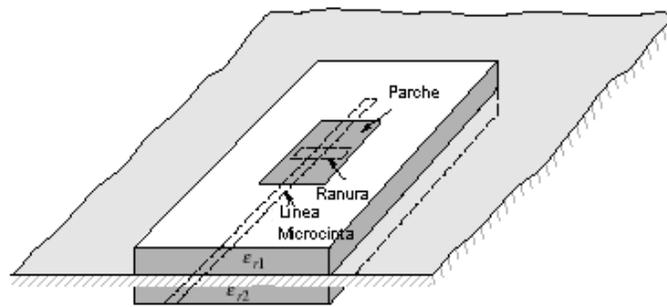


Figura 2.17 Alimentación mediante acoplamiento por apertura.

#### 2.4.4 Alimentación empleando acoplamiento por proximidad

Este es otro método de alimentación que no utiliza el contacto directo de la línea de alimentación con el parche. Este método emplea un acoplamiento electromagnético entre la línea de alimentación y el parche, ambos impresos sobre sustratos separados (ver Figura 2.18). De esta forma los parámetros de ambas capas se pueden seleccionar a conveniencia del diseñador, frecuentemente el sustrato del alimentador es delgado y se fabrica con una constante dieléctrica elevada, sin embargo el sustrato del parche superior es grueso y de constante dieléctrica pequeña, con el fin de aumentar el ancho de banda y la radiación del parche.

La mayor ventaja de esta técnica es que elimina casi en su totalidad las radiaciones espurias provenientes de la alimentación, proporciona un ancho de banda superior debido al incremento del espesor del sustrato de la antena, el acoplamiento se logra controlando el largo y el ancho de la línea de alimentación y la frecuencia de resonancia se controla a través del largo del parche radiador. Su mayor desventaja es su difícil fabricación debido a que las dos capas dieléctricas deben ser alineadas propiamente.

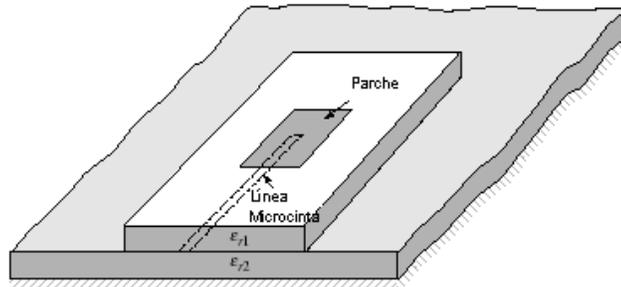


Figura 2.18 Alimentación por acoplamiento por proximidad.

## 2.5 Substratos en antenas microcintas

El primer paso para diseñar una antena microcinta es elegir el sustrato correcto para el soporte mecánico de la misma. Para proveer este soporte, el sustrato necesita constar de un material dieléctrico, lo que puede afectar el funcionamiento eléctrico de la antena, circuitos y línea de transmisión. El sustrato, por consiguiente, debe satisfacer simultáneamente los requisitos eléctricos y mecánicos.

La elección del sustrato y su evaluación son una parte esencial dentro del proceso de diseño. Muchas propiedades se deben considerar como la constante dieléctrica, la tangente de pérdidas y su variación con la frecuencia y la temperatura, la homogeneidad y la uniformidad del espesor del sustrato son algunas de las más importantes. Similarmente otras propiedades físicas como la resistencia para productos químicos, la tensión y fuerza estructural, flexibilidad y resistencia de impacto también se deben tener en cuenta.

No hay sustrato ideal, su elección depende de las aplicaciones. Por ejemplo, para bajas frecuencias se requiere de constantes dieléctricas altas que mantengan un tamaño pequeño de la antena.

Los sustratos se pueden agrupar en cinco categorías: ferro magnético, cerámico, sintético, compuestos y semiconductores. Algunas de las características principales de cada grupo se mencionarán a continuación.

### **2.5.1 Substratos cerámicos**

El más utilizado en los circuitos de microcinta es la alúmina. Tiene características eléctricas deseadas como bajas pérdidas y menos dispersión con la frecuencia, sin embargo es duro, quebradizo y por consiguiente difícil de procesar mecánicamente. Exhibe mejores características eléctricas, pero es altamente anisótropo y muy costoso. Se puede usar en aplicaciones de bajas pérdidas en las frecuencias de ondas milimétricas. Otros materiales cerámicos están disponibles con  $\epsilon_r$  en un rango entre 20 y 50. Una constante dieléctrica alta es útil para lograr reducciones importantes de tamaño en las frecuencias bajas (menor de 1 GHz). El uso de materiales cerámicos como sustratos, es limitado a circuitos de microondas porque ellos no se deben manufacturar.

### **2.5.2 Substratos semiconductores**

Los semiconductores de alta resistividad como el Si o el GaAs se pueden usar para antenas y circuitos pasivos. Sin embargo, el tamaño de sustratos semiconductores disponibles es demasiado pequeño se pueden utilizar en frecuencias de microondas para antenas, a excepción de las antenas integradas monolíticas en ondas milimétricas.

### **2.5.3 Substratos ferromagnéticos**

El uso de sustratos de ferritas se ha hecho muy popular. Estos son anisótropos por naturaleza. La ferrita tiene un valor relativo de permitividad en el rango de 9 a 16 y generalmente tiene bajas pérdidas dieléctricas, La frecuencia de resonancia en un parche microcinta depositado en un sustrato de ferrita depende del campo magnético. Así, la sintonización de la banda ancha puede realizarse variando el material de ferrita sin que afecte seriamente las características de radiación de la antena.

### **2.5.4 Substratos sintéticos**

Un número de materiales orgánicos puros se utilizan como sustratos, incluyendo el teflón y el polietileno. Su baja permitividad los hace adecuados para antenas microcinta, sin

embargo, sus propiedades mecánicas son menos que deseables, porque son suaves e inestables con la temperatura.

### **2.5.5 Substratos de materiales compuestos**

Los fabricantes de substratos han tratado de combinar las características de varios materiales básicos para obtener las propiedades eléctricas y mecánicas. Los materiales resultantes son llamados compuestos. Añadiendo fibra de vidrio, cuarzo o cerámica en la proporción adecuada a materiales orgánicos o sintéticos, las propiedades de estos se modifican y se puede ajustar la permitividad. Una variedad muy amplia de productos está ahora disponible en un rango de permitividad de 2.1 a 10 y tangente de pérdidas de 0.0005 a 0.002 a 10 GHz. Todos estos materiales están disponibles en tamaños grandes y con buenas propiedades mecánicas [22].

## Capítulo 3 . ASPECTOS GENERALES DE UN ARREGLO LINEAL Y UNIFORME

Aunque la teoría y los tipos de arreglos atendiendo a su geometría son amplios, solo se tratarán los arreglos lineales, al ser estos básicos en la elaboración de arreglos más complejos. Este tipo de arreglo se va desglosando en unidades funcionales que serán abordadas teóricamente en el capítulo atendiendo a sus diferentes configuraciones y clasificaciones, serán objeto de posteriores consideraciones. Estos conocimientos son necesarios para poder diseñar un arreglo con características direccionales específicas.

### 3.1 Características de los arreglos y principio de multiplicación del patrón de radiación.

El patrón de radiación de un solo elemento radiador o antena es relativamente ancho y cada elemento aporta valores bajos de directividad (y ganancia). En muchas aplicaciones es necesario diseñar antenas con una ganancia mayor a la que brinda un elemento individual para satisfacer la necesidad de una comunicación a grandes distancias. Esto se logra mediante el incremento del tamaño eléctrico de la antena. Una manera de lograr esto sin tener que variar las dimensiones físicas de la misma es formando arreglos de varios elementos. El campo electromagnético total de un arreglo es determinado por la suma vectorial de los campos radiados por los elementos individuales. Para lograr que el patrón de radiación sea más directivo es necesario que los campos de los elementos del arreglo interfieran constructivamente en las direcciones deseadas y se cancelen en las otras. Esto se puede lograr mediante cinco maneras de control [20]:

- ✓ Configuración geométrica del arreglo (lineal, circular, rectangular, esférico, etc.).
- ✓ Espacio relativo entre los elementos.
- ✓ La amplitud de la excitación de los elementos individuales.
- ✓ La fase de excitación de los elementos individuales.
- ✓ El patrón relativo de los elementos individuales.

La principal ventaja de utilizar un arreglo es que la dimensión total de la antena se incrementa sin tener que incrementar el tamaño de los elementos individuales. Otras ventajas son [21]:

- ✓ La flexibilidad de formar un patrón de radiación determinado.
- ✓ Alta directividad y ganancia.
- ✓ La habilidad de proveer un haz capaz de cambiar su dirección eléctricamente (evitando la rotación mecánica).

Entre sus principales inconvenientes están [21]:

- ✓ La complejidad de la red de alimentación.
- ✓ Las limitaciones de ancho de banda (principalmente producto a la red de alimentación).

El campo total de un arreglo depende de la geometría y la fase de excitación, es igual al campo de un elemento multiplicado por un factor comúnmente llamado factor del arreglo (AF):

$$E_{total} = E_{elemento} * E_{factor\ del\ arreglo} \quad (3.1)$$

Este es el principio de multiplicación del patrón de radiación y es válido para cualquier tipo de arreglo de elementos idénticos [20].

### 3.2 Arreglos de antenas

Los arreglos de antenas se definen como una serie de antenas independientes unidas bajo ciertas condiciones, generalmente iguales y orientadas en la misma dirección, que son acomodadas en una disposición física determinada, relativamente cercanas unas respecto a otras, además cada antena es manejada por un mismo sistema de separación (o combinator) de señal. Son capaces de concentrar la radiación en direcciones deseadas.

A menudo, un simple elemento radiador brinda patrones de ancho de banda de directividad, ganancia y eficiencia inaceptables, por lo que las agrupaciones de antenas se utilizan en multitud de aplicaciones que precisan la síntesis de un diagrama con especificaciones muy precisas de directividad, ancho de haz o nivel de lóbulo principal a secundario. Permiten además variar electrónicamente la forma del diagrama de radiación modificando la amplitud

y la fase de las alimentaciones de las antenas básicas. Estos arreglos se clasifican como lineales, circulares, planos o tridimensionales, dependiendo de la posición de sus elementos. Dos tipos básicos de arreglos de antenas son el uniforme y el no uniforme; en el uniforme cada elemento del arreglo es alimentado con una señal de igual amplitud y distribución diferencial de fase. Esta clase de arreglo presenta un lóbulo principal estrecho y por lo tanto mayor directividad, presenta además un considerable número de lóbulos secundarios, por otro lado el arreglo no uniforme con diferente distribución de amplitud presenta un mayor control sobre los lóbulos secundarios.

Para excitar los arreglos de antenas, se requiere de una red alimentadora, la que aplica señales de cierta amplitud y cierta fase a cada elemento. La amplitud deseada, se obtiene con el uso de amplificadores y la fase requerida por medio de cambiadores de fase. Los parches radiadores se deben diseñar con  $2n$  elementos donde ( $n=1, 2, 4, 6, \dots$ ) para asegurar la simetría en el patrón de radiación como se muestra en la figura 3.1. También hay que tomar en cuenta la distribución de los elementos, de forma tal que estos puedan interconectarse con el puerto de alimentación de la antena.

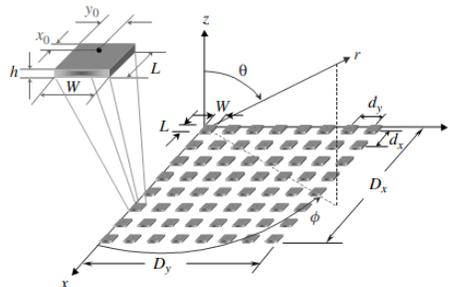


Figura 3.1 Distribución de un arreglo de  $m \times n$  elementos (planar).

Los arreglos son muy utilizados en las comunicaciones inalámbricas, ya que estas requieren de una buena ganancia, directividad y eficiencia. Con la disposición de un solo elemento, el patrón de radiación tiende a ensancharse lo que provoca una considerable disminución en cuanto a ganancia y directividad. A menudo un simple elemento radiador brinda patrones de ancho de directividad, ganancia y eficiencia inaceptables [17].

En un arreglo de antena, los campos de cada elemento individual se adicionan constructivamente en algunas direcciones y destructivamente (cancelándose) en otras. Para propósitos de análisis, los arreglos se asumen como elementos idénticos, aunque es posible crear un arreglo con elementos que tengan diferentes patrones de radiación.

La mayor ventaja de un arreglo de antenas sobre una antena es la capacidad de exploración electrónica, es decir el lóbulo principal puede ser dirigido en cualquier dirección cambiando la fase de la corriente de excitación en cada elemento del arreglo (arreglos de antenas faseados). Además, cambiando la amplitud de la corriente de excitación, se puede producir una gran variedad de patrones de radiación con diferentes características de los niveles de los lóbulos laterales. Antenas adaptables (las llamadas antenas inteligentes en aplicaciones de comunicaciones móviles), dando un paso más lejos que los arreglos faseados y pueden dirigir su lóbulo principal (con incremento de ganancia) en una dirección deseada y los nulos en direcciones de interferencias.

Los cinco parámetros fundamentales que afectan el rendimiento de un arreglo de antenas:

1. Geometría (ejemplo, lineal, plano, circular)
2. Distancia entre elementos adyacentes
3. Amplitud de la corriente de excitación de cada uno de sus elementos
4. Fase de excitación de cada uno de sus elementos
5. Patrón de radiación de cada uno de sus elementos

### 3.2.1 Arreglos lineales

Existe una gran cantidad de arreglos, atendiendo principalmente a la ubicación geométrica de sus elementos; se pueden clasificar en lineales, planos y circulares. También se pueden clasificar en conformados si este se encuentra en una superficie curva, como en el fuselaje de un avión, en un tren o vehículo [22]. Un arreglo de fase puede estar constituido por cualquiera de estos tipos de arreglo, literatura acerca de los demás se pueden encontrar en [20], [22], [23].

En este tipo de configuración todos los elementos están distribuidos en una línea recta, separados uniformemente una distancia  $d$  y alimentados con una corriente de la misma magnitud pero con un cambio de fase progresivo. En la figura 3.2 se muestra un arreglo lineal de  $N$  elementos representados a lo largo del eje.

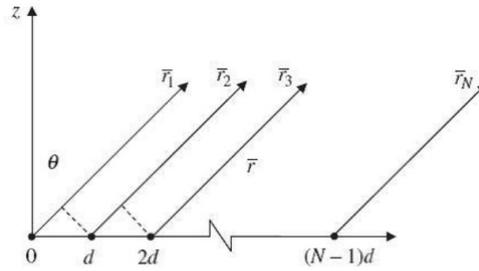


Figura 3.2 Arreglo de N elementos.

La comprensión de este tipo de arreglo sirve como base para otros más complejos, además de que son más fáciles de implementar. En la figura 3.3 se muestra un arreglo lineal, este consiste en N elementos idénticos (representados por puntos) separados por una distancia d y distribuidos uniformemente a lo largo del eje X, alimentados con señales de igual amplitud y fase progresiva  $\beta$  entre ellos, con número de onda  $k = 2\pi/\lambda$ , donde  $\lambda$  es la longitud de onda.

El factor del arreglo se obtiene al considerar los elementos como fuentes puntuales, es multiplicado por el factor del campo del elemento individual para obtener el campo total. Si cada elemento tiene un coeficiente de amplitud de excitación, se obtiene de la suma de los fasores de la figura 3.3b.

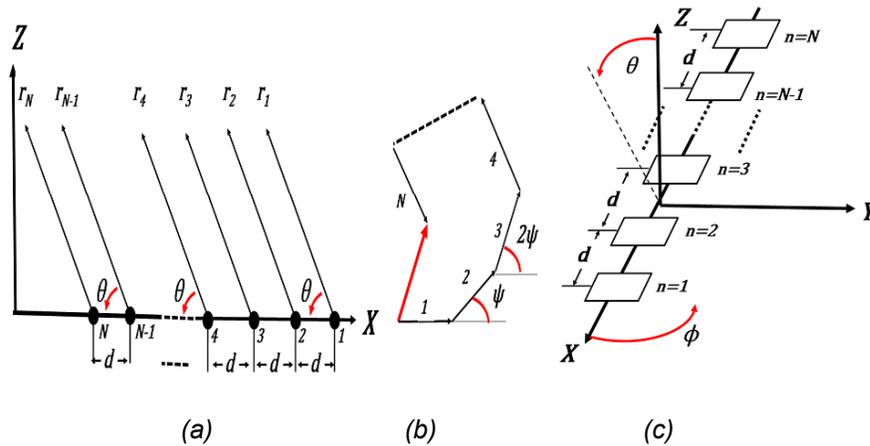


Figura 3.3 Representación del arreglo, a) Geometría de campo lejano y b) diagrama fasorial de un arreglo de N fuentes isotrópicas c) Posición de los elementos y los ejes coordenados.

### 3.2.2 Arreglos bidimensionales [11]

La figura 3.4 presenta la geometría bidimensional, arreglo planar; es considerado como una combinación de arreglos lineales. Los elementos están organizados en una cuadrícula

rectangular definida por el par  $(x; y)$ , la separación entre los elementos en el eje  $x$  puede ser diferentes al eje  $y$ . El arreglo ahora afecta al patrón en las direcciones  $\theta$  y  $\phi$ . Cuando el acoplamiento mutuo es insignificante, la multiplicación del patrón se puede emplear para encontrar el patrón del campo lejano.

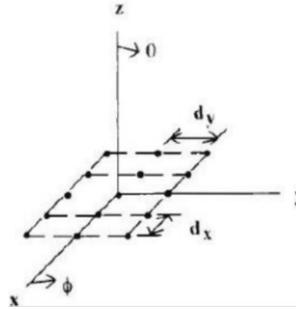


Figura 3.4 Geometría del arreglo bidimensional.

### 3.3 Arreglo lineal de N elementos

Se considera un arreglo de N elementos de radiadores isotrópicos como se muestra en la figura 3.3. Este es un arreglo lineal donde todos los elementos del arreglo son posicionados a lo largo de una línea y es llamado uniforme ya que cada elemento idéntico es alimentado con una corriente de la misma magnitud pero con una variación de fase progresiva de  $\xi$ . La distancia de separación entre elementos adyacentes es  $d$ . En este caso el factor de arreglo puede ser expresado como la suma de todos los elementos:

$$AF = 1 + e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} \quad (3-2)$$

Donde  $\psi = kdcos\theta + \beta$ . La ecuación anterior es una serie geométrica puede ser expresada en forma compacta:

$$AF = \frac{\text{sen}(N\frac{\psi}{2})}{\text{sen}(\frac{\psi}{2})} \quad (3-3)$$

Al analizar la ecuación del factor del arreglo se puede llegar a las siguientes conclusiones:

1. El lóbulo principal ocurre cuando  $\psi=0$ , es decir;

$$kdcos\theta_{principal} + \varepsilon = 0 \text{ ó } \theta_{principal} = \cos^{-1}(-\lambda\varepsilon/2\pi d) \quad (3-4)$$

2. El lóbulo principal ocurre cuando  $\frac{\psi}{2} = \pm 2m\pi$ , es decir;

$$kdcos\theta_{principal} + \varepsilon = \pm 2m\pi \quad (3-4a)$$

ó

$$\theta_{principal} = \cos^{-1}[(\lambda/2\pi d)(-\varepsilon \pm 2m\pi)], \quad m=0, 1, 2, 3, \dots$$

3. Los nulos ocurren cuando  $\text{sen}(N\psi/2) = 0$ ; es decir,  $(N\psi/2) = \pm n\pi$  para  $n=1, 2, 3, \dots$  y  $n \neq N, 2N, \dots$

En la figura 3.5 se muestra un ejemplo de un arreglo lineal de 8 antenas microcintas montado en un plano de tierra.

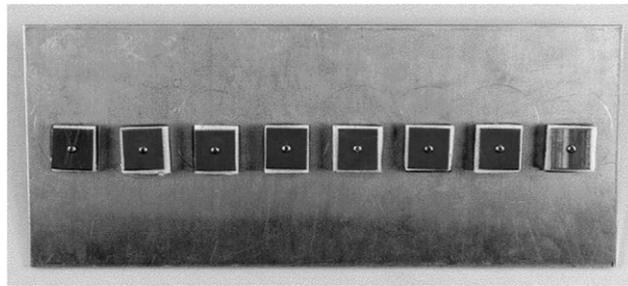


Figura 3.5 Un arreglo lineal comprendido de 8 antenas de microcintas idénticas.

Si se dirige el haz principal a  $\theta_{principal} = 90^\circ$  (arreglo Broadside), la fase progresiva es igual a cero y  $d \neq n\lambda$  para  $n=1, 2, 3, \dots$ . Si se dirige para que el lóbulo principal aparezca  $\theta_{principal} = 0^\circ$  ó  $\theta_{principal} = 180^\circ$  (arreglo End-Fire), para  $\theta_{principal} = 0^\circ$  la fase progresiva puede variar  $\beta = -kd$  y para  $\theta_{principal} = 180^\circ$ ,  $\beta = kd$ .

### 3.4 Factor del arreglo

El campo total de un arreglo de antenas se calcula mediante la multiplicación del campo de un elemento simple, por un factor denominado factor del arreglo de la forma siguiente:

$$E_{total} = [E_{elemento\ simple\ en\ el\ punto\ de\ referencia}] \times [factor\ del\ arreglo] \quad (3.5)$$

El factor del arreglo como se muestra en la figura 3.6, está en función de la geometría del arreglo y la fase de excitación. Para una configuración de N elementos viene dado por la siguiente ecuación:

$$AF = 1 + e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} \quad (3.6)$$

Donde  $\psi = kdcos\theta + \beta$

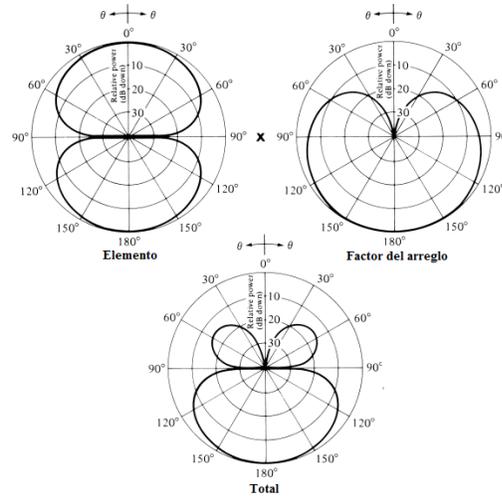


Figura 3.6 Patrón de radiación de un arreglo.

### 3.5 Arreglo Broadside

En muchas aplicaciones es necesario tener la máxima radiación de un arreglo directivo en la dirección de los elementos del arreglo  $[\theta_0 = 90^\circ]$ . Los requisitos del elemento simple se pueden lograr por la elección bien considerada de los radiadores y del factor del arreglo por la excitación y separación correcta de los radiadores individuales.

El primer máximo del factor del arreglo ocurre cuando:

$$\psi = kd\cos\theta + \beta \quad (3.7)$$

Cuando se desee tener el primer máximo hacia  $\theta_0 = 90^\circ$ , entonces:

$$\psi = kd\cos\theta + \beta|_{\theta=90^\circ} = \beta = 0 \quad (3.7a)$$

Así para hacer el máximo del factor del arreglo de un arreglo lineal uniforme con radiación Broadside para la axisa del arreglo, es necesario que todos los elementos tengan la misma excitación de fase (además de la misma excitación de amplitud). La separación entre los elementos puede ser de cualquier valor. Para asegurar que no hay máximos principales en otras direcciones, que son llamados lóbulos secundarios, la separación entre los elementos no debería ser igual a múltiplos de una longitud de onda ( $d \neq n\lambda, n = 1,2,3 \dots$ ) donde  $\beta = 0$ . Y  $d = n\lambda, n = 1,2,3 \dots$  y  $\beta = 0$  cuando:

$$\psi = kd\cos\theta + \beta|_{d=n\lambda, \beta=0, n=1,2,3 \dots} = 2\pi n\cos\theta|_{\theta=0^\circ, 180^\circ} = \pm 2n\pi \quad (3.8)$$

Este valor de  $\psi$  es reemplazado en la ecuación del factor del arreglo para lograr su máximo valor. Así para un arreglo uniforme con  $\beta = 0$  y  $d = n\lambda$ , además de hacer los máximos del factor del arreglo en el caso Broadside ( $\theta = 90^\circ$ ) para el eje de la axisa, hay máximos adicionales dirigidos hacia ( $\theta = 0^\circ, 180^\circ$ ) que no es más que la radiación End-Fire.

Uno de los objetivos en muchos diseños es evitar múltiples máximos, además del principal. Para evitar cualquier lóbulo cargoso, la separación más grande entre los elementos debería ser menos que una longitud de onda ( $d_{max} < \lambda$ ).

Para ilustrar el método, el factor de orden tridimensional de un factor del arreglo uniforme de 10 elementos ( $N=10$ ) con  $\beta = 0$  y  $d = \lambda/4$  se representa en la figura 3.7(a). Un sector angular de  $90^\circ$  ha estado distante pues mejora la distribución del patrón en el plano de elevación. El único máximo ocurre en Broadside ( $\theta = 90^\circ$ ).

Para comparar los resultados del patrón tridimensional del mismo arreglo pero con  $d = \lambda$ , se muestra en la figura 3.7 (b). Para este último, además del máximo en  $\theta_0 = 90^\circ$ , hay máximos adicionales dirigidos hacia  $\theta_0 = 0^\circ, 180^\circ$ . Los patrones en dos dimensiones correspondientes de las figuras 3.7 (a, b) se muestran en la figura 3.8.

Si el espaciado entre los elementos es escogido entre  $\lambda < d < 2\lambda$ , entonces el máximo de la Figura 3.7 hacia  $\theta_0 = 0^\circ$  se desplaza hacia la región angular  $0^\circ < \theta_0 < 90^\circ$ , mientras el máximo hacia  $\theta_0 = 180^\circ$  se mueve en el sentido de  $90^\circ < \theta_0 < 180^\circ$ . Cuando  $d = 2\lambda$ , hay máximos hacia  $0^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ$  y  $180^\circ$ .

En las tablas que se muestran en los anexos I y II se muestran las expresiones para los nulos, máximos, puntos de media potencia, máximos del menor lóbulo, y las amplitudes del haz para los arreglos Broadside.

### 3.6 Arreglo ordinario End-Fire

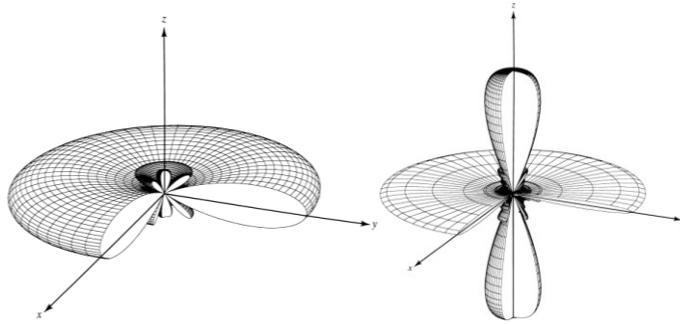
En lugar de tener la máxima radiación Broadside para la axisa del arreglo, se necesita dirigirlo a lo largo del eje del arreglo (End-Fire). De hecho, puede ser necesario que radie hacia sólo una dirección (ya sea  $\theta_0 = 0^\circ$  ó  $180^\circ$ ).

Para dirigir el primer máximo hacia  $\theta_0 = 0^\circ$ :

$$\psi = kd\cos\theta + \beta|_{\theta_0=0^\circ} = kd + \beta = 0 \Rightarrow \beta = -kd \quad (3.8a)$$

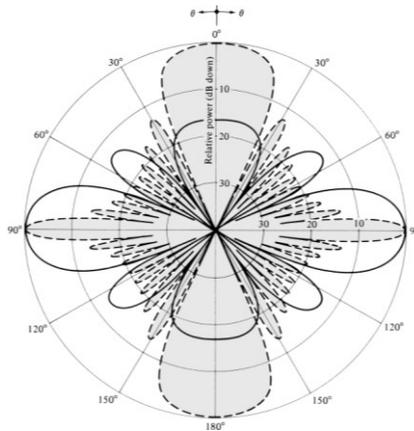
Si el primer máximo se desea hacia  $\theta_0 = 180^\circ$ , entonces:

$$\psi = kd\cos\theta + \beta|_{\theta_0=180^\circ} = -kd + \beta = 0 \quad \Leftrightarrow \quad \beta = kd \quad (3.8b)$$



(a) Broadside ( $\beta = 0, d = \lambda/4$ )      (b) Broadside/End-Fire ( $\beta = 0, d = \lambda$ ).

Figura 3.7 Amplitud del patrón en tres dimensiones Broadside, y Broadside/End-Fire para un arreglo de 10 elementos.



—————  $d = \lambda/4$   
 - - - - -  $d = \lambda$

Figura 3.8 El factor de arreglo de un sistema de radiación Broadside de 10 elementos, de amplitud uniforme.

Así la radiación End-Fire se cumple cuando  $\beta = -kd$  (para  $\theta_0 = 0^\circ$ ) ó  $\beta = kd$  (para  $\theta_0 = 180^\circ$ ).

Si la separación del elemento es  $d = \lambda/2$ , la radiación End-Fire existe simultáneamente en ambas direcciones ( $\theta_0 = 0^\circ$  y  $\theta_0 = 180^\circ$ ). Si el espacio entre elementos es un múltiplo de una longitud de onda ( $d = n\lambda, n = 1,2,3, \dots$ ), entonces además de tener radiación End-Fire en ambas direcciones, también existen los máximos en las direcciones Broadside. Así para  $d = n\lambda, n = 1,2,3, \dots$  existen cuatro máximos; dos en las direcciones Broadside y dos a lo

largo del eje del arreglo. Para tener sólo un máximo de radiación End-Fire y evitar algunos lóbulos secundarios, el máximo espaciamiento entre los elementos debería ser menos que  $d_{max} < \lambda/2$ .

El patrón de radiación tridimensional de un arreglo de 10 elementos ( $N=10$ ) con  $d = \lambda/4$ ,  $\beta = +kd$  se muestra en la figura 3.9. Cuando  $\beta = -kd$ , el máximo es dirigido a lo largo de  $\theta_0 = 0^\circ$  y el patrón en tres dimensiones se ilustra en la figura 3.9 (a). Sin embargo, cuando  $\beta = +kd$ , el máximo está orientado hacia  $\theta_0 = 180^\circ$ , y se muestra en la figura 3.9 (b).

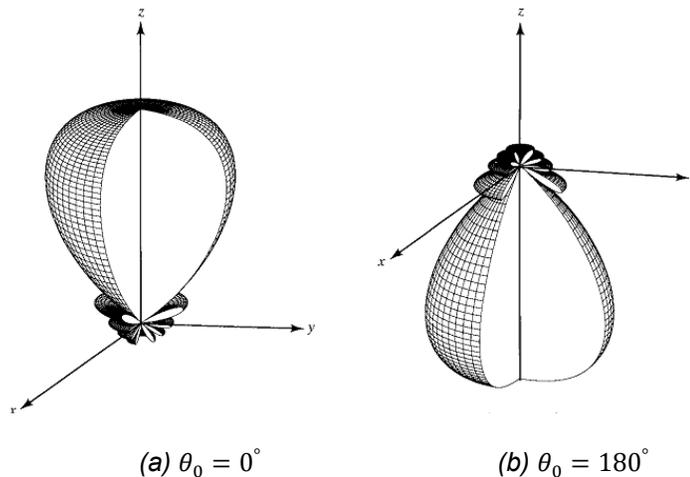


Figura 3.9 Amplitud del patrón de radiación en tres dimensiones de un arreglo End-Fire cuando  $\theta_0 = 0^\circ$  y  $180^\circ$  ( $N = 10, d = \lambda/4$ ).

Las expresiones para los nulos, máximos, puntos de media potencia, mínimos y máximos lóbulos, ancho de banda, que son aplicados al ordinario End-Fire se muestran en las tablas que se encuentran en los anexos III y IV.

### 3.7 Condición de Hansen-Woodyard para la radiación End-Fire

Se llegó a la conclusión de que la máxima radiación se puede dirigir a lo largo del eje del arreglo uniforme, permitiendo que el desplazamiento de fase progresiva  $\beta$  entre los elementos sea igual a (3-7a) para  $\theta_0 = 0^\circ$  y (3-7b) para  $\theta_0 = 180^\circ$ . En la figura 3.10 se muestra el patrón de radiación de un arreglo de 10 elementos con un ángulo de exploración de  $60^\circ$  y en la figura 3.11 aparece la directividad.

Para mejorar la directividad de un arreglo End-Fire sin destruir ninguna de las otras características, Hansen y Woodyard [15] en 1938 propusieron que el desplazamiento de

fase requerida entre elementos estrechamente espaciados debe ser como muestra la ecuación 3.9 (a y b).

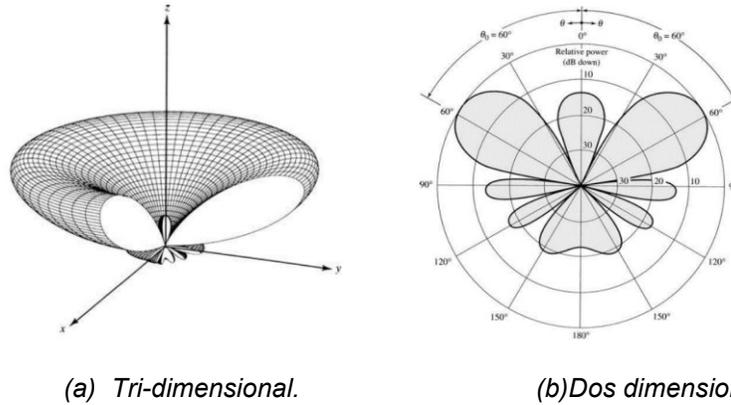


Figura 3.10 Tres y dos dimensiones del patrón del factor del arreglo de 10 elementos amplitud uniforme y gama de exploración ( $N=10, \beta = -kd \cos \theta_0, \theta_0 = 60^\circ, d = \lambda/4$ ).

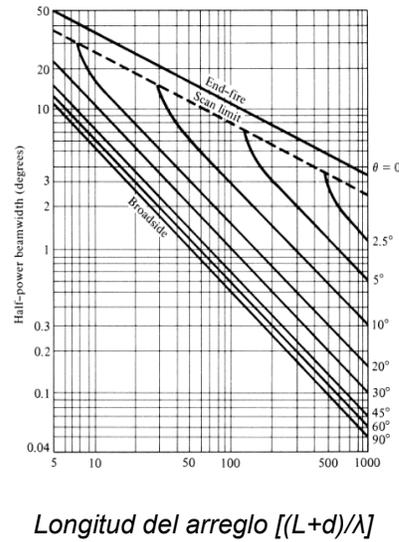


Figura 3.11 Ancho de haz de media potencia para Broadside, ordinario End-Fire, y las matrices de barrido uniforme lineales.

En principio, la condición Hansen-Woodyard se creó para una antena infinitamente larga con distribución continua. Por lo tanto, da buenos resultados para arreglos discretos de grandes dimensiones, finitos con elementos muy próximos entre sí.

$$\beta = -\left(kd + \frac{2.92}{N}\right) \cong -\left(kd + \frac{\pi}{N}\right) \text{ Para el máximo } \theta_0 = 0^\circ \quad (3-9a)$$

$$\beta = +\left(kd + \frac{2.92}{N}\right) \cong +\left(kd + \frac{\pi}{N}\right) \text{ Para el máximo } \theta_0 = 180^\circ \quad (3-9b)$$

Estos requisitos se conocen como las condiciones Hansen-Woodyard para la radiación End-Fire. Conducen a una directividad más grande que las condiciones dadas por (3-8a) y (3-8b). Cabe señalar, sin embargo, que estas condiciones no producen necesariamente el máximo posible de directividad. De hecho, el máximo no se puede producir incluso en  $\theta_0=0^\circ$  ó  $180^\circ$ . Los niveles máximos y los lóbulos laterales, dependerán del número de elementos del arreglo, como de ilustra en la figura 3.12.

Para percibir el aumento de la directividad como resultado de las condiciones Hansen-Woodyard, es necesario que, además de las condiciones de (3-9a) y (3-9b),  $|\Psi|$  asuma valores de:

Para la radiación máxima a lo largo de  $\theta_0 = 0^\circ$ :

$$|\Psi| = |kdcos\theta + \beta|_{\theta=0^\circ} = \frac{\pi}{N} \quad \text{Y} \quad |\Psi| = |kdcos\theta + \beta|_{\theta=180^\circ} \cong \pi \quad (3-10a)$$

Para la radiación máxima a lo largo de  $\theta_0 = 180^\circ$ :

$$|\Psi| = |kdcos\theta + \beta|_{\theta=180^\circ} = \frac{\pi}{N} \quad \text{Y} \quad |\Psi| = |kdcos\theta + \beta|_{\theta=0^\circ} \cong \pi \quad (3-10b)$$

La condición de  $|\Psi| = \pi/N$  en (3-10a) o (3-10b) se realiza por el uso de (3-9a) ó (3-9b), respectivamente. Se debe tener cuidado en el cumplimiento de la exigencia de  $|\Psi| \cong \pi$  para cada arreglo. Para un conjunto de N elementos, la condición de  $|\Psi| \cong \pi$  se satisface mediante el uso de (3-9a) para  $\theta = 0^\circ$ , (3-9b) para  $\theta = 180^\circ$ , con una separación entre los elementos de:

$$d = \left(\frac{N-1}{N}\right) \frac{\lambda}{4} \quad (3-11)$$

Si el número de elementos es grande, (3-11) se puede aproximar a:

$$d \cong \frac{\lambda}{4} \quad (3-11a)$$

Para un arreglo uniforme grande, la condición Hansen-Woodyard sólo puede producir una directividad mejorada siempre que el espacio entre los elementos sea de aproximadamente  $\lambda/4$ . Es evidente que el principal lóbulo de la radiación End-Fire es más ancho (HPBW =  $74^\circ$ ) que la de la Hansen-Woodyard (HPBW =  $37^\circ$ ); por lo tanto, se logra una mayor directividad con la condición Hansen-Woodyard. El lóbulo lateral inferior de la radiación End-Fire no compensa el beneficio del ancho de haz más estrecho de la Hansen-Woodyard que conduce a una directividad superior. Para hacer las comparaciones más significativas

de las directividades para cada uno de los patrones de las figuras 3.12 se han calculado, se encontró que son iguales a 11 y 19, respectivamente. Así, las condiciones Hansen-Woodyard dan cuenta de un aumento del 73% en directividad para el caso analizado.

La directividad de un arreglo End-Fire Hansen-Woodyard siempre es aproximadamente 1.805 veces (o 2,56 dB) mayor que la directividad de un arreglo ordinario End-Fire. El aumento de la directividad del patrón en la figura 3.12 para el diseño Hansen-Woodyard es a expensas de un aumento de aproximadamente 4 dB en el nivel de los lóbulos laterales. En la figura 3.13 se muestra el patrón de radiación de un arreglo de 10 elementos al que se le aplicó la condición de Hansen-Woodyard.

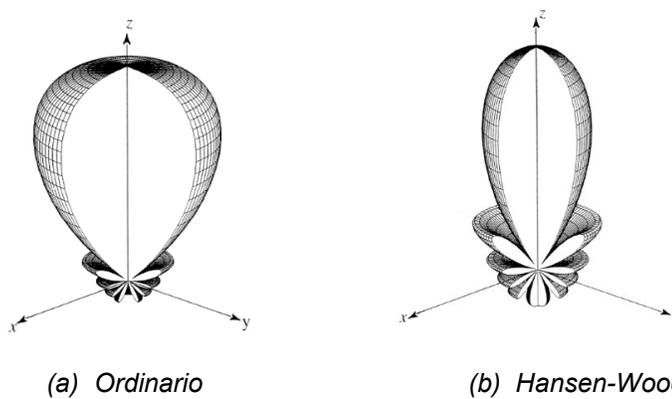


Figura 3.12 Patrones en tres dimensiones de ordinario y Hansen-Woodyard diseño End-Fire.

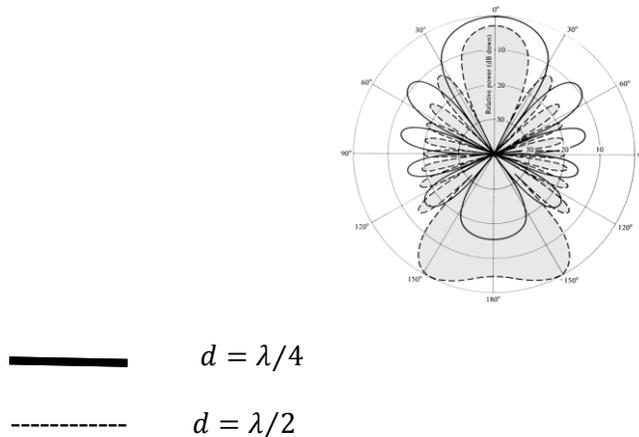


Figura 3.13 El factor de arreglo de un arreglo uniforme End-Fire Hansen Woodyard de 10 elementos [ $N = 10, \beta = -(kd + \pi / N)$ ].

Por lo tanto en el diseño de un arreglo, existe un compromiso entre directividad (o haz a media potencia) y el nivel de los lóbulos laterales.

Las expresiones para los nulos, máximos, puntos de media potencia, máximos y mínimos lóbulos, las amplitudes del haz se muestran en las tablas que se encuentran en los anexos V y VI.

Para el Broadside, End-Fire y los diseños lineales explorados, hay un máximo espacio  $d_{max}$  que no debería ser excedido para mantener el tamaño del patrón de ya sea uno o dos máximos.

La tabla mostrada en el anexo VII muestra el espacio máximo  $d_{max}$  entre los elementos para diversos arreglos lineales y planares, uniforme y no uniforme, para mantener ya sea una o dos amplitudes máximas.

## Capítulo 4 . DISEÑO Y SIMULACIÓN DE LOS ARREGLOS DE ANTENAS DE MICROCINTAS DE PARCHE RECTANGULAR

Teniendo en cuenta las principales características de las antenas y del substrato a emplear como se muestra en la figura 4.1, se realizó el diseño y simulación de un arreglo de antenas de microcintas lineal y uniforme variando la fase de excitación de cada uno de sus elementos. Para ello, se calculó el elemento simple con las siguientes especificaciones:

1. La frecuencia de trabajo de 2.4 GHz.
2. El substrato a emplear FR4, así como sus propiedades para el diseño del parche.
3. La alimentación sería por cable coaxial.
4. El software utilizado fue el HFSS v15.0 para el diseño del elemento simple como para el arreglo.

Luego se realizó el diseño del arreglo partiendo de este elemento simple y se realizaron comparaciones respecto a la isotrópica (simulada en el PCAAD) de acuerdo a la directividad y aplicando a la radiación End-Fire las condiciones de Hansen-Woodyard.

### 4.1 Diseño del elemento simple

Para su diseño se tuvo en cuenta la frecuencia de trabajo para la cual estaría diseñada la antena, las características del coeficiente de reflexión y la impedancia de entrada.

1. Cálculo de la longitud de onda para la frecuencia media de trabajo.

$$\lambda = \frac{c}{f} = 125 \text{ mm}$$

2. Cálculo del ancho del parche (W).

$$W = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = 38.04 \text{ mm}$$

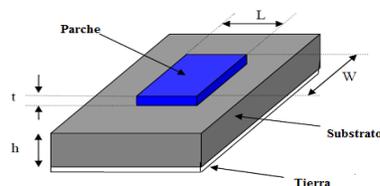


Figura 4.1 Antena de parche.

3. Cálculo de la constante dieléctrica efectiva.

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} = 3.85$$

4. Cálculo de la longitud debido al desbordamiento de los campos.

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} = 0.699$$

5. Cálculo de la longitud total (efectiva) del parche.

$$L_{eff} = L + 2\Delta L = 31.19mm$$

6. Valores entre el parche y el sustrato (FR4).

$$\frac{\lambda}{4} = 31.25mm$$

Tomando estos valores de largo y ancho, además de las dimensiones del cable coaxial, se realizó el diseño mostrado en la figura 4.2 y simulación en el software HFSS para comprobar sus características de radiación.

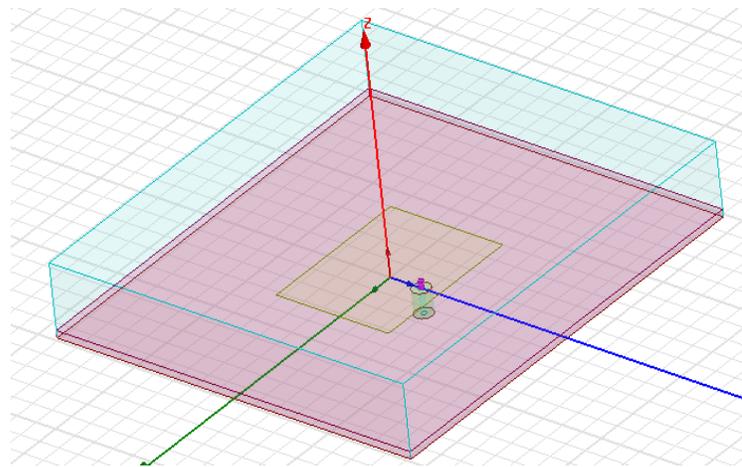


Figura 4.2 Antena de parche diseñada en el software HFSS.

Utilizando como frecuencia de trabajo 2.4 GHz, se realizó una simulación para graficar las pérdidas de retorno como aparece en la figura 4.3. Los resultados demuestran que existe acoplamiento debido a que su valor fue de -21.59 dB.

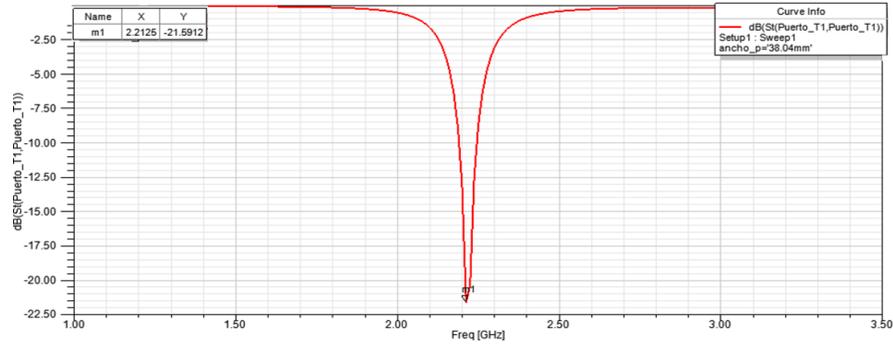


Figura 4.3 Pérdidas de retorno.

Se puede observar que está levemente desplazado de la frecuencia deseada ilustrada en la figura 4.4. Al representar la impedancia de entrada, la parte real fue de  $52.64\Omega$  y la parte imaginaria de  $-8\Omega$ , siendo necesario lograr una mayor transferencia de potencia y disminuir la parte imaginaria.

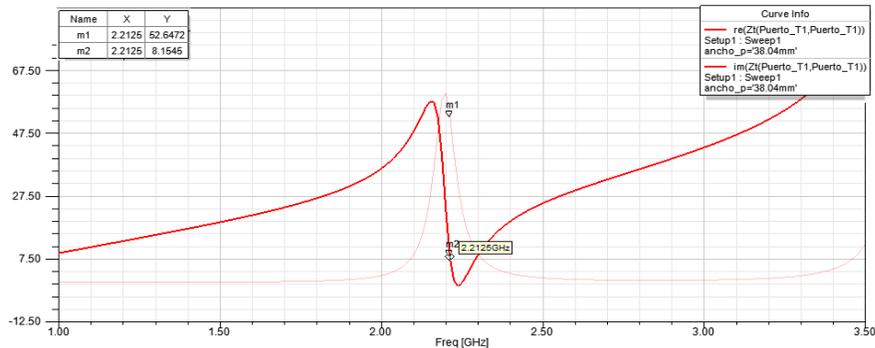


Figura 4.4 Impedancia de entrada.

Se graficó la directividad del elemento simple donde se obtuvo una directividad de 4.5 dB. El patrón de radiación en 3 y 2 dimensiones se muestra en la figura 4.5.

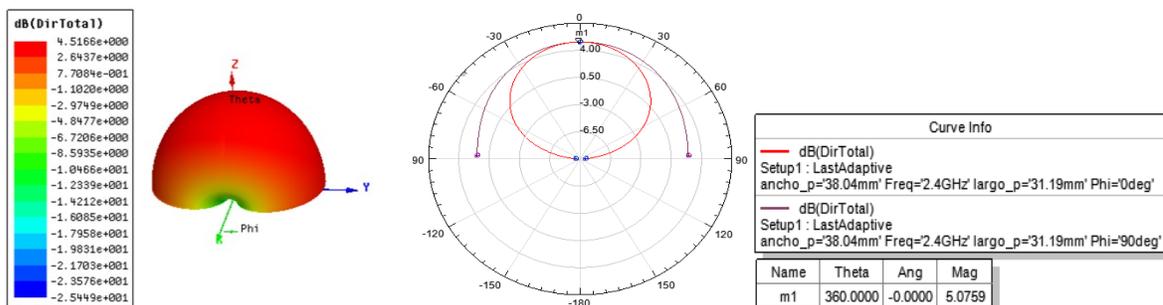


Figura 4.5 Directividad.

Para mejorar estos valores se acudió a la parametrización para obtener mejores resultados en el diseño del elemento simple, con el objetivo de tomar como referencia estas magnitudes para el diseño del arreglo lineal uniforme. En la parametrización se obtuvieron los resultados de ancho, largo y posición del cable coaxial mostrados en la figura 4.6.

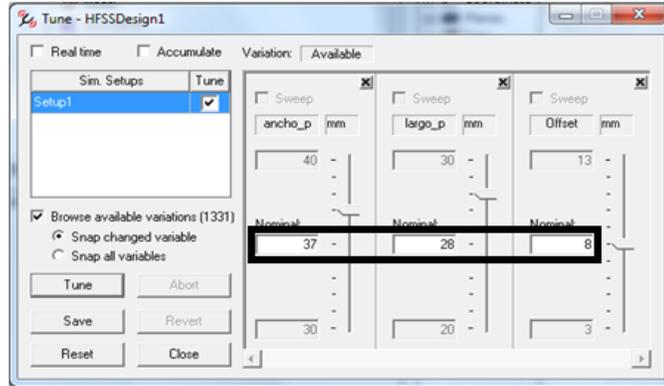


Figura 4.6 Resultados de la parametrización.

Con estos resultados se realizó la simulación nuevamente y se obtuvo -30 dB en las pérdidas de retorno como se muestra en la figura 4.7 a la frecuencia de 2.47 GHz.

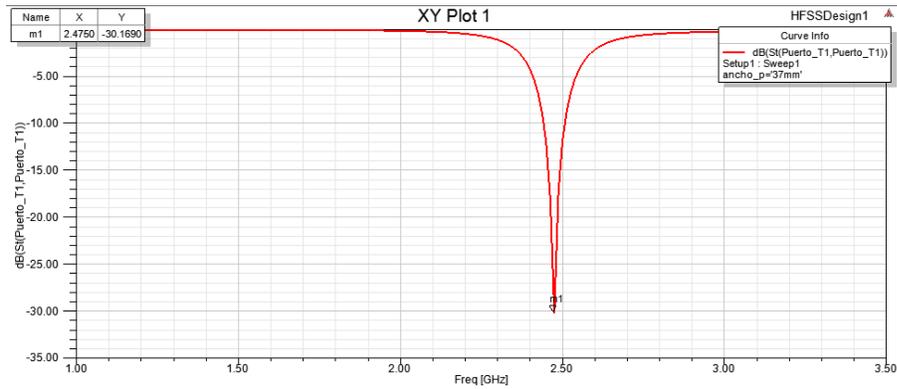


Figura 4.7 Pérdidas de retorno.

Al graficar la impedancia de entrada se logró un mejor acoplamiento de impedancias, la parte real tomó valores de 49.71 aproximándose a los 50Ω del cable coaxial y la parte imaginaria de -3.19, como aparece en la figura 4.8.

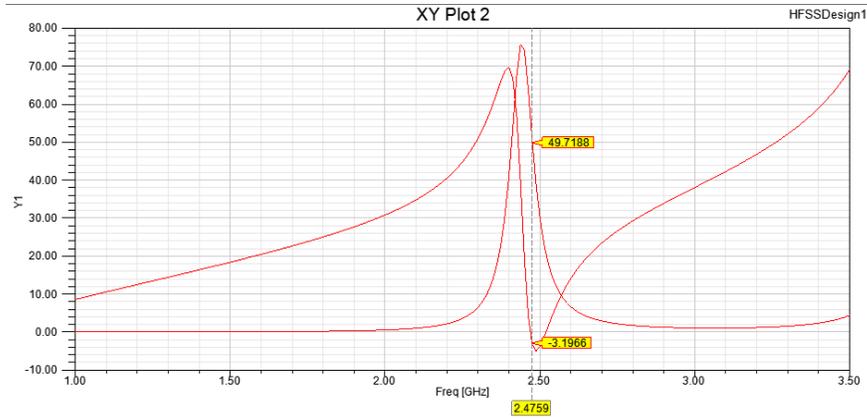


Figura 4.8 Impedancia de entrada.

Se graficó la directividad donde se obtuvo valores de 4.8 dB como se muestra en el patrón de radiación que aparece en la figura 4.9.

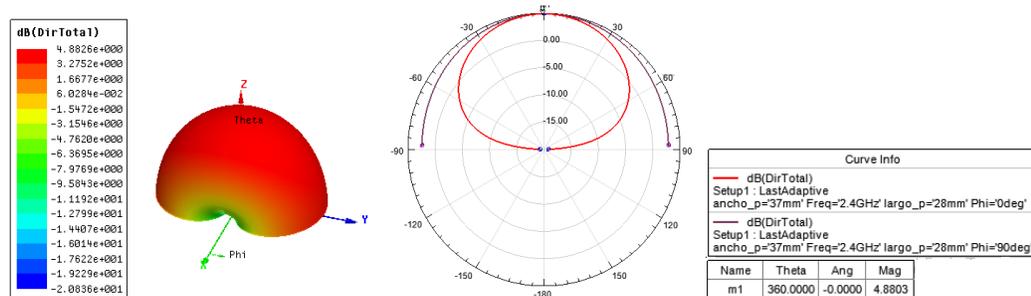


Figura 4.9 Directividad.

## 4.2 Diseño del arreglo lineal uniforme

El arreglo a diseñar que aparece en la figura 4.10 consta de 4 elementos iguales y separados a la misma distancia, para este se toman los valores obtenidos en la parametrización y se van a excitar con fases diferentes.

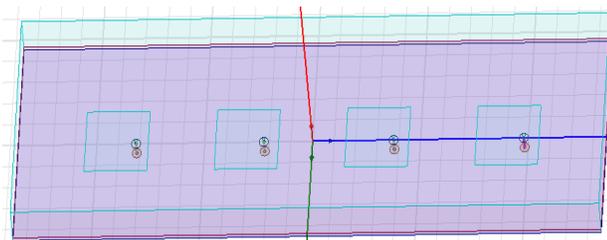


Figura 4.10 Arreglo de 4 elementos.

Se realiza una simulación en el PCADD sobre fuentes isotrópicas para comparar los resultados tomando en cuenta las distintas condiciones y determinar la fase de excitación relativa a cada uno de los elementos.

La excitación se realizó, en primer lugar, en un arreglo con radiación End-Fire, para comprobar y comparar sus características de radiación. El resultado de la excitación con  $\theta = -90^\circ$  se muestra en la figura 4.11.

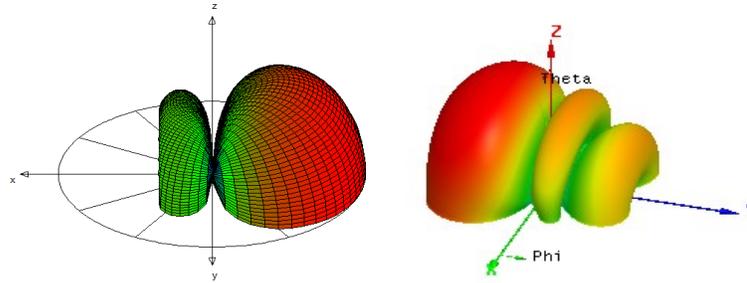


Figura 4.11 Directividad para el caso  $\theta = -90^\circ$  (PCAAD, 6.2 dBi; HFSS, 9.77 dB).

El resultado de la excitación con  $\theta = 90^\circ$  se representa en la figura 4.12.

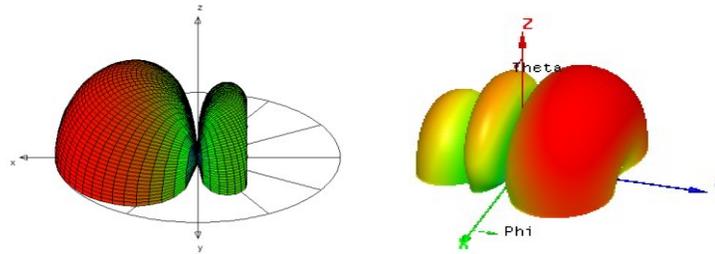


Figura 4.12 Directividad para el caso  $\theta = 90^\circ$  (PCAAD, 6.2 dBi; HFSS, 9.85 dB).

Para mejorar la directividad de la radiación End-Fire, se aplicó la condición de Hansen-Woodyard la que no modifica ninguna de las características de la antena.

$$\beta = -\left(kd + \frac{2.92}{N}\right) \cong -\left(kd + \frac{\pi}{N}\right) \text{ Para el máximo } \theta_0 = 90^\circ.$$

$$\beta = -91^\circ$$

Excitando el arreglo con la diferencia de fase  $\beta = -91^\circ$ , se obtienen los valores que aparecen en la figura 4.13.

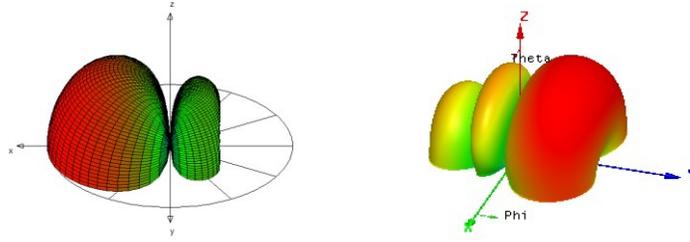


Figura 4.13 Directividad para el caso  $\theta = 90^\circ$  aplicando las condiciones de Hansen-Woodyard (PCAAD, 6.4 dBi; HFSS, 9.88 dB).

$$\beta = + \left( kd + \frac{2.92}{N} \right) \cong + \left( kd + \frac{\pi}{N} \right) \text{ Para el máximo } \theta_0 = -90^\circ.$$

$$\beta = 91^\circ$$

Excitando el arreglo con la diferencia de fase  $\beta = 91^\circ$ , se logran los valores que aparecen en la figura 4.14.

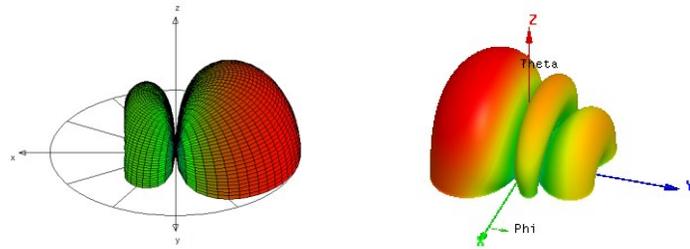


Figura 4.14 Directividad para el caso  $\theta = -90^\circ$  aplicando las condiciones de Hansen-Woodyard (PCAAD, 6.4 dBi; HFSS, 9.80 dB).

Con los resultados de las simulaciones antes y después de aplicar las condiciones de Hansen-Woodyard, se puede realizar una comparación para valorar el aumento de la directividad en la radiación End-Fire.

Tabla 4.1 Directividad (en dB) de la radiación End-Fire.

Ángulos	Sin aplicar la condición de Hansen-Woodyard	Aplicando la condición de Hansen-Woodyard
$\theta_0 = -90^\circ$	9.77	9.80
$\theta_0 = 90^\circ$	9.84	9.88

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

### Conclusiones

- ✓ Se determinó la fase de excitación relativa de cada uno de los elementos en función de un arreglo de fuentes isotrópicas aplicándose la condición End-Fire.
- ✓ Se diseñó y simuló el elemento simple determinándose sus características de radiación (Directividad =4.8 dBi ) e impedancia de entrada ( $Z =49.7-j3.19 \Omega$ ) a la frecuencia de 2.47 GHz empleando la herramienta de simulación HFSS v15.0.
- ✓ Se diseñó y simuló el arreglo End-Fire de parches rectangulares con los diferentes valores de fase relativa de excitación que permitió estimar el ángulo máximo de variación igual a  $\theta = 60^\circ$  para una variación máxima posible de  $180^\circ$  que posee un arreglo lineal y uniforme.
- ✓ Se aplicó la condición de Hansen-Woodyard mejorando las características de radiación (directividad) del arreglo End-Fire obteniéndose una directividad máxima de 9.88 dBi.

**Recomendaciones**

- ✓ Aumentar el ancho de banda del arreglo modificando los elementos que lo conforman, así como la eficiencia de los mismos.
- ✓ Proponer una red de alimentación mediante dispositivos activos que permitan variar la fase de excitación de las antenas que componen el arreglo con el objetivo de lograr el control electrónico del patrón de radiación.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*, Segunda ed., Artech House, 2005.
- [2] A. J. Fenn, *Adaptive Antennas and Phased Arrays for Radar Communications*, Artech House, 2008.
- [3] A. Ellgardt, *Wide-angle scanning wide-band phased array antennas [Tesis de Doctorado]*, Estocolmo, 2009.
- [4] R. S. Babu, «Design of 4x4 Rectangular Microstrip Phased Array Antenna for GSM Application,» *International Journal of Latest Research in Science and Technology*, vol. I, n° 4, pp. 403-407, 2012.
- [5] D. M. Pozar, *Analysis and design considerations for printed phased-array antennas*, *Handbook of Microstrip Antennas* J.R y P.S Hall, Peter Peregrinus, 1989, pp. 693-753.
- [6] C. A., *Antenas*, Segunda ed., Barcelona, 2002, p. 460.
- [7] S. Buenrostro, *Metodología para el diseño y construcción de antenas de microcintas en la banda WiMax a 3.5 GHz*, 161 ed., Tijuana: Instituto Politécnico Nacional, Centro de Investigación y Desarrollo de Tecnología Digital, 2007.
- [8] C. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Tercera ed., New Jersey: Jhon Wiley&Sons, 2005, p. 1073.
- [9] S. Pérez, *Técnicas de Antenas*, La Habana, 2007, p. 230.
- [10] C. Autores, *Redes Inalámbricas en los Países en Desarrollo*, Limehouse Book Sprint Team, 2007, p. 344.
- [11] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Segunda ed., New Jersey, 1997.
- [12] S. R. Saunders, *Antennas and Propagation for Wireless Communication System*, JWS, 2003.
- [13] R. J. Mailloux, *Microstrip Antenna Technology*, Segunda ed., London: Artech House, 1981, pp. 2-24.

- [14] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, New Jersey: John Wiley&Sons, Hoboken, 2005, p. 813.
- [15] B. C. L. a. E. G. J. Huang, *Foldable frame-supported thin-membrane array*, Fukuoka, 2000.
- [16] L. Murphy, «Sea SAT and SIR-A microstrip antennas,» de *Printed Circuit Antenna Technology*, 1979.
- [17] C. A. Balanis, *Modern Antenna Handbook*, Primera ed., New Jersey: John Wiley&Sons, 2008, p. 161.
- [18] S. A. Walton, *A dual-frequency stacked circular disc antenna*, 1978, pp. 260-263.
- [19] S. S. Lo, *Single-element rectangular microstrip antenna for dual-frequency operation*, *Electron*, 1983, pp. 298-300.
- [20] J. L. Kerr, «Terminated microstrip antenna,» de *Proceedings of the Antenna Applications Symposium*, Allerton Park, 1978.
- [21] C. A. Balanis, *Modern Antenna Handbook*, John Wiley&Sons ed., New Jersey: Hoboken, 2008.
- [22] C. A. Balanis, *Modern Antenna Handbook*, Primera ed., New Jersey: John Wiley&Sons, 2008, p. 160.
- [23] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Tercera ed., New Jersey: John Wiley&Sons, 2005, pp. 822-825.
- [24] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Tercera ed., New Jersey: John Wiley&Sons, 2005, pp. 816-817.
- [25] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Tercera ed., New Jersey: John Wiley&Sons, 2005, pp. 817-820.
- [26] G. R., *Microstrip Antenna Design Handbook*, Segunda ed., London: Artech House, 2001, pp. 90-91.

- [27] C. A. Balanis, *Modern Antenna Handbook*, Primera ed., New Jersey: John Wiley&Sons, 2000, p. 162.
- [28] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Tercera ed., New Jersey: John Wiley&Sons, 2005, pp. 826-828.
- [29] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Tercera ed., New Jersey: John Wiley&Sons, 2005, pp. 828-831.
- [30] W. C. Lee, *Microstrip and Printed Antennas*, Primera ed., New Jersey: John Wiley&Sons, 1997, p. 72.
- [31] F. C. Pozar, *Millimeter wave design of wideband aperture coupled stacked microstrip antennas*, 1991, pp. 368-369.

## **GLOSARIO DE TÉRMINOS**

AF: *Array Factor*. Factor del arreglo.

EM: *Electromagnetic*. Electro magnético.

HPBW: *Half Power Beamwidth*. Ancho de haz de media potencia.

IEEE: *Institute of Electrical and Electronics Engineering*. Instituto de Ingeniería Eléctrica y Electrónica.

RF: *Radio Frequency*. Radio Frecuencia.

RFID: *Radio Frequency Identifiers readers*. Lectores de Identificadores de Radio Frecuencia.

TEM: *Transverse Electric Magnetic*. Transverso Eléctrico Magnético.

**ANEXOS**

**Anexo I** Nulos, máximos, puntos de media potencia, mínimo y máximo lóbulo para un arreglo Broadside de amplitudes uniformes.

Nulos	$\theta_n = \cos^{-1} \left( \pm \frac{n \lambda}{N d} \right)$ $n = 1, 2, 3, \dots$ $n \neq N, 2N, 3N, \dots$
Máximos	$\theta_m = \cos^{-1} \left( \pm \frac{m \lambda}{d} \right)$ $m = 0, 1, 2, \dots$
Puntos de media potencia	$\theta_h \cong \cos^{-1} \left( \pm \frac{1.391 \lambda}{\pi N d} \right)$ $\pi d / \lambda \ll 1$
Máximo y mínimo lóbulo	$\theta_s \cong \cos^{-1} \left[ \pm \frac{\lambda}{2d} \left( \frac{2s + 1}{N} \right) \right]$ $s = 1, 2, 3, \dots$ $\pi d / \lambda \ll 1$

**Anexo II** Ancho de banda de un arreglo Broadside de amplitud uniforme.

<p>Ancho de banda del primer nulo (FNBW)</p>	$\theta_n = 2 \left[ \frac{\pi}{2} - \cos^{-1} \left( \frac{\lambda}{Nd} \right) \right]$
<p>Ancho de banda en media potencia (HPBW)</p>	$\theta_h \cong 2 \left[ \frac{\pi}{2} - \cos^{-1} \left( \frac{1.391\lambda}{\pi Nd} \right) \right]$ $\pi d/\lambda \ll 1$
<p>Ancho de banda del primer lóbulo lateral (FSLBW)</p>	$\theta_s \cong 2 \left[ \frac{\pi}{2} - \cos^{-1} \left( \frac{3\lambda}{2dN} \right) \right]$ $\pi d/\lambda \ll 1$

**Anexo III** Nulos, máximos, puntos de media potencia y mínimo y máximo lóbulo de un arreglo ordinario End-Fire de amplitud uniforme.

Nulos	$\theta_n = \cos^{-1} \left( 1 - \frac{n\lambda}{Nd} \right)$ $n = 1, 2, 3, \dots$ $n \neq N, 2N, 3N, \dots$
Máximos	$\theta_m = \cos^{-1} \left( 1 - \frac{m\lambda}{d} \right)$ $m = 0, 1, 2, \dots$
Puntos de media potencia	$\theta_h \cong \cos^{-1} \left( 1 - \frac{1.391\lambda}{\pi d N} \right)$ $\pi d / \lambda \ll 1$
Mínimo y máximo lóbulo	$\theta_s \cong \cos^{-1} \left[ 1 - \frac{(2s + 1)\lambda}{2Nd} \right]$ $s = 1, 2, 3, \dots$ $\pi d / \lambda \ll 1$

**Anexo IV** Ancho de banda de un arreglo ordinario End-Fire de amplitud uniforme.

Ancho de banda del primer nulo (FNBW)	$\theta_n = 2\cos^{-1}\left(1 - \frac{\lambda}{Nd}\right)$
Ancho de banda en media potencia (HPBW)	$\theta_h \cong 2\cos^{-1}\left(1 - \frac{1.391\lambda}{\pi dN}\right)$ $\pi d/\lambda \ll 1$
Ancho de banda del primer lóbulo lateral (FSLBW)	$\theta_s \cong 2\cos^{-1}\left(1 - \frac{3\lambda}{2Nd}\right)$ $\pi d/\lambda \ll 1$

**Anexo V** Nulos, máximos, puntos de media potencia, mínimo y máximo lóbulo para un arreglo End-Fire Hansen-Woodyard de amplitudes uniformes.

Nulos	$\theta_n = \cos^{-1} \left[ 1 + (1 - 2n) \frac{\lambda}{2dN} \right]$ $n = 1, 2, 3, \dots$ $n \neq N, 2N, 3N, \dots$
Máximo	$\theta_m = \cos^{-1} \left\{ 1 + [1 - (2m + 1)] \frac{\lambda}{2Nd} \right\}$ $m = 1, 2, 3, \dots$ $\pi d / \lambda \ll 1$
Puntos de media potencia	$\theta_h = \cos^{-1} \left( 1 - 0.1398 \frac{\lambda}{Nd} \right)$ $\pi d / \lambda \ll 1$ $N \text{ grande}$
Máximos y mínimos del lóbulo	$\theta_s = \cos^{-1} \left( 1 - \frac{s\lambda}{Nd} \right)$ $s = 1, 2, 3, \dots$ $\pi d / \lambda \ll 1$

**Anexo VI** Las amplitudes del haz para un arreglo de amplitudes uniformes End-Fire Hansen-Woodyard.

Primer nulo Amplitud del Haz (FNBW)	$\theta_n = 2\cos^{-1}\left(1 - \frac{\lambda}{2dN}\right)$
Media potencia Amplitud del Haz (HPBW)	$\theta_h = 2\cos^{-1}\left(1 - 0.1398\frac{\lambda}{Nd}\right)$ $\pi d/\lambda \ll 1$ $N$ grande
Primer lóbulo lateral Amplitud del Haz (FSLBW)	$\theta_s = 2\cos^{-1}\left(1 - \frac{\lambda}{Nd}\right)$ $\pi d/\lambda \ll 1$

**Anexo VII** El máximo espacio  $d_{max}$  entre elementos para mantener ya sea una o dos amplitudes máximas en un arreglo lineal.

Arreglo	Distribución	Tipo	Dirección del máximo	Espacio entre elementos
Lineal	Uniforme	Broadside	$\theta_0 = 90^\circ$ solo $\theta_0 = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ <i>simultáneamente</i>	$d_{max} < \lambda$ $d = \lambda$
Lineal	Uniforme	Ordinario End-fire	$\theta_0 = 0^\circ$ solo $\theta_0 = 180^\circ$ solo $\theta_0 = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ <i>simultáneamente</i>	$d_{max} < \lambda/2$ $d_{max} < \lambda/2$ $d = \lambda$
Lineal	Uniforme	Hansen-Woodyard End-fire	$\theta_0 = 0^\circ$ solo $\theta_0 = 180^\circ$ solo	$d_{max} \cong \lambda/4$ $d_{max} \cong \lambda/4$
Lineal	Uniforme	Explorado	$\theta_0 = \theta_{max}$ $0 < \theta_0 < 180^\circ$	$d_{max} < \lambda$
Lineal	No uniforme	Binomial	$\theta_0 = 90^\circ$ solo $\theta_0 = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ <i>simultáneamente</i>	$d_{max} < \lambda$ $d = \lambda$
Lineal	No uniforme	Dolph-Tschebyscheff	$\theta_0 = 90^\circ$ solo $\theta_0 = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ <i>simultáneamente</i>	$d_{max} \leq \frac{\lambda}{\pi} \cos^{-1} \left( -\frac{1}{z_0} \right)$ $d = \lambda$
Planar	Uniforme	Planar	$\theta_0 = 0^\circ$ solo $\theta_0 = 0^\circ, 90^\circ$ y $180^\circ$ $\theta_0 = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ y $270^\circ$ <i>simultáneamente</i>	$d_{max} = \lambda$ $d = \lambda$