



SISTEMA DE POSGRADO

MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES

TEMA:

“Evaluación de la aplicación de métodos de síntesis en el diseño de arreglos de antenas de microcintas para sistemas de radiolocalización”

AUTOR:

Sánchez Jiménez José Luis

**Trabajo de titulación previo a la obtención del grado de
Magister en Telecomunicaciones**

TUTOR:

MSc. Luis Córdova Rivadeneira

Guayaquil, 4 septiembre del 2019



**SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

CERTIFICACIÓN

Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por Sánchez Jiménez José Luis como requerimiento parcial para la obtención del Título de Magíster en Telecomunicaciones.

TUTOR

MSc. Luis Córdova Rivadeneira

DIRECTOR DEL PROGRAMA

Ms. Manuel Romero Paz

Guayaquil, 4 septiembre del 2019



**SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

YO,
Sánchez Jiménez José Luis

DECLARO QUE:

El trabajo de Titulación: **“Evaluación de la aplicación de métodos de síntesis en el diseño de arreglos de antenas de microcintas para sistemas de radiolocalización”**, previa a la obtención del Título de **Magíster en Telecomunicaciones**, ha sido desarrollado respetando derechos intelectuales de terceros conforme las citas que constan en el documento, cuyas fuentes se incorporan en las referencias o bibliografías. Consecuentemente este trabajo es de mi total autoría.

En virtud de esta declaración, me responsabilizo del contenido, veracidad y alcance del Trabajo de Titulación referido.

Guayaquil, 4 septiembre del 2019

EL AUTOR

Sánchez Jiménez José Luis



**SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

AUTORIZACIÓN

YO, Sánchez Jiménez José Luis

Autorizo a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil a la **publicación**, en la biblioteca de la institución del Trabajo de Titulación de Titulación: “**Evaluación de la aplicación de métodos de síntesis en el diseño de arreglos de antenas de microcintas para sistemas de radiolocalización**”, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y total autoría.

Guayaquil, 4 septiembre del 2019

EL AUTOR

Sánchez Jiménez José Luis

REPORTE URKUND

The screenshot shows the URKUND web interface. On the left, a document titled 'Trabajo Titulación José Luis Sánchez.docx' (ID: 202855428) is shown, presented on 2023-05-26 14:35 (-0500) by orlando.philco_78@hotmail.com. The document is received at orlando.philco.acg@analysis.arkund.com. A message from TESIS J.L. Sanchez is displayed, stating that 3% of the 26 pages are composed of text present in 4 sources. On the right, a 'Lista de fuentes' (List of sources) is shown with three entries: 'Los parches rectangulares también a tener un mayor ancho de banda porque son más grandes qu...', 'el modelo de línea de transmisión 1.1.1. Modelo de línea de transmisión El modelo de línea d...', and 'ente separados por un plano de masa al que se le ha sustraido una parte en forma de ranura y'. Below this is a 'Fuentes alternativas' section with a link to 'http://repositorio.usg.edu.ec/bitstream/2012/10167/1/UCSS-POS-ITEI-31.pdf'. The browser's address bar shows the URKUND URL, and the bottom of the page has navigation and utility icons.

SISTEMA DE POSGRADO

MAESTRIA EN TELECOMUNICACIONES

TEMA: "Evaluación de la aplicación de métodos de síntesis en el diseño de arreglos de antenas de microondas para sistemas de radiolocalización"

AUTOR: Sánchez Jiménez José Luis

Trabajo de titulación previa a la obtención del grado de Magister en Telecomunicaciones

TUTOR: MSc. Luis Córdova Rivadeneira

Guayaquil, a los 12 días del mes 03 año 2023

SISTEMA DE POSGRADO MAESTRIA EN TELECOMUNICACIONES

CERTIFICACIÓN Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por Sánchez Jiménez José Luis como requerimiento parcial para la obtención del Título de Magister en Telecomunicaciones.

TUTOR:

MSc. Luis Córdova Rivadeneira

Dedicatoria

Dedico este trabajo a mi amada esposa y a mí querida familia quienes son mi pilar fundamental, fuerza inspiradora y que en todo momento supieron apoyarme en mis estudios, con infinita paciencia y tolerancia para sacar adelante este proyecto investigativo y poder culminar con éxito esta etapa de mi carrera profesional.

A Dios a quien todo le debo y que es el dueño de mis éxitos, la gloria eterna para él.

Agradecimientos

Gracias a mis padres soy quien soy, orgulloso y con la satisfacción del deber cumplido agradezco a Luis Racifo Sanchez Sanchez y Nancy Consuelo Jimenez Lozano, mi mayor inspiración. A mis hermanas y amistades por el aliento, comprensión, la ayuda invaluable y el soporte incondicional que siempre me han demostrado durante la ejecución del proyecto de investigación. A mi esposa por su incansable apoyo y comprensión.

Un agradecimiento especial al personal docente y docente de la Universidad Católica Santiago de Guayaquil que permitieron llevar nuestros conocimientos a un grado superior.



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

**SISTEMA DE POSGRADO
MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES**

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

f. _____
MSc. Luis Córdova Rivadeneira
TUTOR

f. _____
MSc. Manuel Romero Paz
DIRECTOR DEL PROGRAMA

f. _____
MSc. Orlando Philco Asqui
REVISOR

f. _____
MSc. Miguel Heras Sánchez
REVISOR

RESUMEN

En el presente trabajo se describe la temática de evaluación de la aplicación de los métodos de síntesis en el diseño de antenas de microcintas para sistemas de radiolocalización. Se abordaron algunos conceptos necesarios para la comprensión del trabajo, tales como antenas de microcintas y arreglos de antenas, se exponen las características generales de los diversos métodos de síntesis existentes en la temática ahondando en los de Tschebyscheff y Taylor *line-source (one parameter)*. Se presenta todo el proceso de evaluación de los métodos antes mencionados sobre un arreglo de antenas de microcintas de parche rectangular para obtener patrones de radiación con haz estrecho y bajos lóbulos laterales característicos de los sistemas de radiolocalización actuales. Se muestra, además, el diseño del arreglo empleando el programa de Simulación de Estructuras de Alta Frecuencia (HFSS). Se realizó la comparación entre los resultados obtenidos de la aplicación de los métodos determinándose el más eficiente para aplicarse en los sistemas de radiolocalización actuales.

Palabras clave: antena de microcintas, arreglo de antenas, método de síntesis.

ABSTRACT

In the present work the subject of evaluation of the application of the synthesis methods in the design of microstrip antennas for radiolocation systems is described. Some necessary concepts for the comprehension of the work were approached, such as microstrip antennas and antenna arrays, the general characteristics of the various synthesis methods existing in the subject are explained, emphasizing in Tschebyscheff and Taylor line-source (one parameter) methods. The whole process of evaluating the aforementioned methods on an array of rectangular patch microstrip antennas to obtain narrow beam patterns and low side lobes characteristic of modern radiolocation systems is presented. The design of the array is also shown using the High Frequency Structures Simulation Program (HFSS). The comparison between the results obtained from the application of the methods was made, determining the most efficient to be applied in modern radiolocation systems.

Keywords: *microstrip antennas, antenna array, synthesis methods.*

ÍNDICE GENERAL

ÍNDICE DE FIGURAS	XIII
CAPITULO 1 . Descripción del proyecto de intervención.	2
1.1 Justificación del problema a investigar.....	2
1.2 Antecedentes.....	3
1.3 Definición del problema.....	3
1.4 Objetivos.....	4
1.4.1 Objetivo General.....	4
1.4.2 Objetivos específicos.....	4
1.5 Hipótesis.....	5
1.6 Metodología de investigación.....	5
CAPITULO 2 . Fundamentos de las antenas de microcintas.....	6
2.1 Generalidades de las antenas de microcintas.	6
2.2 Geometría de los parches.....	7
2.3 Principio de funcionamiento de la antena de microcinta de parche rectangular.....	8
2.4 Métodos de análisis de antenas de microcintas de parche rectangular.....	9
2.4.1 Modelo de línea de transmisión.....	10
2.5 Técnicas de alimentación.....	15
2.5.1 Alimentación a través de línea de microcinta.	15
2.5.2 Alimentación por conector coaxial.....	16
2.5.3 Alimentación a través de ranura.....	17
2.5.4 Método de alimentación por proximidad.....	18
2.6 Sustratos en antenas microcintas.....	19
2.6.1 Sustratos cerámicos.....	20
2.6.2 Sustratos semiconductores.....	20
2.6.3 Sustratos ferromagnéticos.....	20
2.6.4 Sustratos sintéticos.....	21
2.6.5 Sustratos de materiales compuestos.....	21
CAPITULO 3 . Generalidades de los arreglos lineales de antenas y métodos de síntesis.....	22
3.1 Arreglos lineales de antenas.....	22

3.1.1	Factor del arreglo	23
3.1.2	Polinomio del arreglo.....	25
3.2	Métodos de síntesis de arreglos lineales de antenas.	26
3.3	Métodos de síntesis aplicables a arreglos lineales de antenas para radiolocalización.....	28
3.3.1	Síntesis de Tschebyscheff.....	28
3.3.2	Síntesis Taylor <i>line-source (one parameter)</i>	33
CAPITULO 4 .	Evaluación de los métodos de Tschebyscheff y Taylor <i>line-source (one parameter)</i>	36
4.1	Diseño del elemento simple.....	36
4.2	Diseño del arreglo lineal.....	40
4.3	Aplicación del método de síntesis de Tschebyscheff.....	42
4.3.1	Obtención de los valores de alimentación del arreglo lineal a partir del método de Tschebyscheff.....	43
4.3.2	Resultados de la aplicación del método de Tschebyscheff.	44
4.4	Aplicación del método de síntesis Taylor <i>line source (one parameter)</i>	46
4.4.1	Obtención de los valores de alimentación del arreglo lineal a partir del método de síntesis Taylor <i>line source (one parameter)</i>	46
4.4.2	Obtención de los resultados de la aplicación del método de síntesis Taylor <i>line source (one parameter)</i>	48
4.5	Comparación entre los métodos de Tschebyscheff y Taylor <i>line source (one parameter)</i>	50
4.5.1	Método de Tschebyscheff.	51
4.5.2	Método de síntesis Taylor <i>line source (one parameter)</i>	52
	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	55
	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	58
	GLOSARIO DE TÉRMINOS.....	59

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1.Elementos del parche de microcintas.	7
Figura 2.2.Diferentes geometrías de parches.	8
Figura 2.3.Mecanismo de radiación asociada con el parche de microcintas.	9
Figura 2.4.Distribución del campo eléctrico (vista lateral).	9
Figura 2.5.Modelo de línea de transmisión del parche de una antena de microcintas.	10
Figura 2.6 Desbordamiento de campo eléctrico en antenas de parche. a) Antena microcinta b) Vista lateral.	11
Figura 2.7.Líneas de microcinta y sus líneas de campo eléctrico.	12
Figura 2.8.Longitudes físicas y efectivas de una antena de microcinta de parche rectangular. a) Vista superior b) Vista lateral.	13
Figura 2.9 Alimentación por línea de microcinta.	16
Figura 2.10 Antena parche con alimentación por conector coaxial.	17
Figura 2.11 Esquema de alimentación con acoplo por ranura.	18
Figura 2.12 Antena de microcinta alimentada por proximidad.	19
Figura 3.1.Arreglo lineal de N elementos posicionados sobre el eje x.	23
Figura 3.4. Representación gráfica de la variable z en el plano complejo.	26
Figura 3.5. Polinomios de Tschebyscheff de grado 2, 3, 4 y 5.	30
Figura 3.6. Desarrollo en serie de cosenos del factor del arreglo de agrupaciones hasta 10 elementos.	31
Figura 3.7.Correspondencia entre el factor del arreglo y el polinomio de Tschebyscheff.	32
Figura 4.1. Antena de parche rectangular diseñada en el software HFSS.	37
Figura 4.2. Pérdida de retorno a 2.4 GHz simuladas con el software HFSS v15.0. [Fuente el autor]	38
Figura 4.3.Impedancia de entrada a 2.4 GHz obtenida con el software HFSS v15.0.	39
Figura 4.4. Simulación de la Directividad con el software HFSS v15.0.	39
Figura 4.5.Arreglo lineal diseñado con el software HFSS v15.0.	

Figura 4.6.Patrón de radiación del arreglo alimentado uniformemente obtenido con el software HFSS v15.0 .	41
Figura 4.7.Corte realizado al patrón de radiación del arreglo alimentado uniformemente, obtenido con el software HFSS v15.0	41
Figura 4.8.Directividad del arreglo alimentado uniformemente, obtenido con el software HFSS v15.0	42
Figura 4.9.Patrón de radiación en tres dimensiones del arreglo alimentado por el método de Tschebyscheff obtenido con el software HFSS v15.0.	45
Figura 4.10.Corte realizado al patrón de radiación en tres dimensiones del arreglo alimentado por el método de Tschebyscheff obtenido con el software HFSS v15.0.	45
Figura 4.11. Directividad del arreglo alimentado a partir del método de Tschebyscheff obtenido con el software HFSS v15.0.	46
Figura 4.12.Patrón de radiación del arreglo alimentado por el método de síntesis Taylor line source (one parameter) obtenido con el software HFSS v15.0.	48
Figura 4.13. Corte realizado al patrón de radiación del arreglo alimentado por el método de síntesis Taylor line source (one parameter) obtenido con el software HFSS v15.0.	49
Figura 4.14.Directividad del arreglo alimentado a partir del método de síntesis Taylor line source (one parameter) obtenido con el software HFSS v15.0.	50
Figura 4.15.Factor del arreglo de un arreglo de 15 elementos alimentado a partir de método de Tschebyscheff.	51
Figura 4.16.Patrón de radiación de un arreglo de 15 elementos alimentado a partir de método de Tschebyscheff.	52
Figura 4.17. Factor del arreglo de un arreglo de 15 elementos alimentado a partir de método de Taylor line source (one parameter).	53
Figura 4.18.Patrón de radiación de un arreglo de 15 elementos alimentado a partir de método de Taylor line source (one parameter).	53

CAPITULO 1 . Descripción del proyecto de intervención.

En el presente capítulo se justificará y delimitará el problema a investigar, se establecerán los objetivos generales y específicos, la hipótesis y la metodología de investigación.

1.1 Justificación del problema a investigar.

El auge tecnológico de los últimos años ha posibilitado el amplio desarrollo de las radiocomunicaciones y dentro de éstas, uno de los campos más avanzados es la radiolocalización, que, por su importancia y aplicación, está presente en gran medida en la esfera militar, en la navegación y en los sistemas civiles de detección de personas u objetos.

La radiolocalización fue desarrollada en 1928 partiendo de la invención del radar. Aunque en sus inicios fue pensada solo para el uso militar, con el paso del tiempo se ha adaptado para aplicaciones en el entorno civil. La Segunda Guerra Mundial fue la principal catalizadora para la explotación de los sistemas de radar, pues las principales potencias emprendieron una gran disputa tecnológica con el objetivo de alcanzar un mayor poderío.

El éxito de un sistema de radiolocalización consiste en entregar un resultado lo más exacto posible a la realidad para minimizar los errores en la posición del objetivo. Esta exactitud depende fundamentalmente del patrón de radiación del arreglo de antenas que se utilice.

El patrón de radiación de un arreglo de antenas para un sistema de radiolocalización debe poseer un lóbulo principal estrecho y bajos lóbulos laterales para minimizar el ruido y la interferencia en la búsqueda del objetivo. En el diseño

de este arreglo es recomendable aplicar métodos de síntesis para obtener un patrón de radiación con las características deseadas.

En este proyecto se realiza la evaluación de métodos de síntesis que se utilizan en el diseño de arreglos de antenas de microcintas que propician la conformación del patrón de radiación adecuado para un sistema de radiolocalización eficiente.

1.2 Antecedentes.

En la práctica, a menudo es necesario diseñar un sistema de antenas que tenga determinadas características de radiación. Por ejemplo, una solicitud muy común es diseñar una antena cuyo patrón de campo lejano posea nullos en ciertas direcciones. La tarea en general, es encontrar no solo la configuración de la antena sino también sus dimensiones geométricas y distribución de excitación. El sistema diseñado debe reproducir, de manera exacta o aproximada, un patrón de radiación aceptable que cumpla con las restricciones establecidas. A este método de diseño se le conoce como síntesis (Balanis, 2016).

Precisamente para lograr un patrón de radiación como el que exige un sistema de radiolocalización es necesario aplicar métodos de síntesis. Dos de estos métodos que, según expresa la literatura especializada en el tema (Balanis, 2016), permiten lograr un patrón de radiación con un lóbulo principal estrecho y bajos lóbulos laterales son el de Tschebyscheff y el Taylor *line-source (one parameter)*.

Ante esta premisa se hace necesario determinar mediante la evaluación, cuál de los métodos de síntesis antes mencionados, al ser aplicado en el diseño de un arreglo de antenas de microcintas, permite una mejor conformación del patrón de radiación que requiere un sistema de radiolocalización eficiente.

1.3 Definición del problema.

No se dispone de una evaluación consistente que permita determinar cuál de los métodos de síntesis, Tschebyscheff o Taylor *line-source (one parameter)*, ofrece

un mejor resultado en la conformación del patrón de radiación de un arreglo de antenas de microcintas para un sistema de radiolocalización eficiente.

1.4 Objetivos.

A continuación, se detallan el objetivo general y los objetivos específicos:

1.4.1 Objetivo General.

Aplicar los métodos de síntesis de Tschebyscheff y Taylor *line-source (one parameter)* sobre un arreglo de antenas de microcintas, para obtener patrones de radiación con haz estrecho y pequeños lóbulos laterales.

1.4.2 Objetivos específicos.

- Describir las generalidades de las antenas de microcintas.
- Caracterizar los diferentes sustratos para antenas microcintas.
- Diseñar un arreglo lineal uniforme de antenas de microcintas de parche rectangular.
- Simular el arreglo diseñado y determinar sus características de radiación.
- Aplicar el método de Tschebyscheff sobre el arreglo diseñado para obtener los valores de alimentación que produzcan un patrón de radiación con el lóbulo principal estrecho y bajos lóbulos laterales.
- Aplicar el método Taylor *line-source (one parameter)* sobre el arreglo diseñado para obtener los valores de alimentación que produzcan un patrón de radiación con el lóbulo principal estrecho y bajos lóbulos laterales.
- Realizar una comparación de los resultados obtenidos por ambos métodos, que permita determinar cuál de estos permite conformar un patrón de radiación adecuado para un sistema de radiolocalización eficiente.

1.5 Hipótesis.

Con la evaluación de los métodos de síntesis de Tschebyscheff y Taylor *line-source (one parameter)* se podría determinar cuál de ellos, aplicado al diseño de un arreglo de antenas de microcintas, permite obtener un patrón de radiación adecuado para un sistema de radiolocalización eficiente.

1.6 Metodología de investigación.

En el presente trabajo se utiliza el método de investigación Exploratorio, a través del cual se profundiza en el estado actual de la tecnología referente a las antenas de microcintas y su principio de funcionamiento, los métodos de análisis de las antenas de microcintas y los métodos de síntesis de Tschebyscheff y Taylor *line-source (one parameter)*. Estableciendo con esta información el estado del arte de dicha temática.

A partir del logro del estado del arte se aplica el método Descriptivo para analizar la información obtenida y emplearla en la evaluación de la aplicación de los métodos de síntesis antes mencionados en el diseño de arreglos de antenas de microcintas para sistemas de radiolocalización.

La investigación aplica el paradigma Empírico-Analítico y un enfoque Cuantitativo que emplea operaciones matemáticas tanto para caracterizar las tecnologías estudiadas en este trabajo, así como para la realización de los diseños de cada estructura propuesta.

La metodología de diseño aplicada es Experimental porque se manipulan los parámetros investigados, para obtener las mejores características del diseño.

CAPITULO 2 . Fundamentos de las antenas de microcintas.

En este capítulo se exponen las generalidades de las antenas de microcintas, así como su principio de funcionamiento. Las antenas de microcintas son antenas impresas, pertenecientes al grupo de las antenas planas. Los primeros diseños de estas antenas se remontan a los años 50, pero solo hasta veinte años más tarde se logran posicionar entre las primeras antenas fabricadas aplicadas a sistemas de radiocomunicaciones.

2.1 Generalidades de las antenas de microcintas.

Una antena de microcintas, en su concepción más simple, está formada por un sustrato dieléctrico de espesor h y constante dieléctrica relativa ϵ_r , que presenta en una de sus caras un parche metálico radiante de ancho W y espesor t , mientras que en la otra se encuentra el plano de tierra, como se muestra en la figura 2.1. Los parches de microcintas pueden tener cualquier forma, sin embargo, las que se emplean con más frecuencia son la rectangular, cuadrada, circular, sector circular y en forma de anillo, las cuales resultan más fáciles de analizar y fabricar (Gómez, Rodríguez, Marante, & Rizo, 2013).

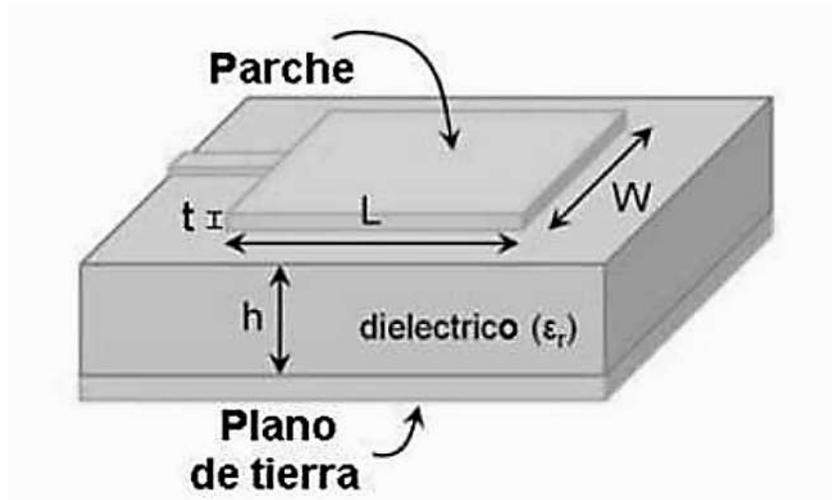


Figura 2.1. Elementos del parche de microcintas.

Fuente: (Hernandez, 2015)

El sustrato dieléctrico generalmente tiene un espesor (h) dentro del rango de $0.01\lambda_0$ a $0.05\lambda_0$, siendo λ_0 la longitud de onda en el espacio libre. Es usado fundamentalmente para proveer el espaciado correcto y soporte mecánico entre el parche y su plano de tierra. Es también a menudo usado con un material de constante dieléctrica (ϵ_r) alta, para cargar el parche y reducir su tamaño. El material del sustrato debe ser bajo en pérdidas de inserción con una pérdida tangencial menor que 0.005, fundamentalmente para aplicaciones de grandes arreglos (Gómez, Rodríguez, Marante, & Rizo, 2013).

2.2 Geometría de los parches.

Las antenas de microcintas pueden dividirse en cuatro categorías básicas: antenas de parches de microcintas, dipolos de microcintas, antenas de ranura impresa, antenas de microcintas de onda viajera, siendo los parches de microcintas los de mayor utilización (Gómez, Rodríguez, Marante, & Rizo, 2013).

En la figura 2.2 se aprecian distintas geometrías de parches.

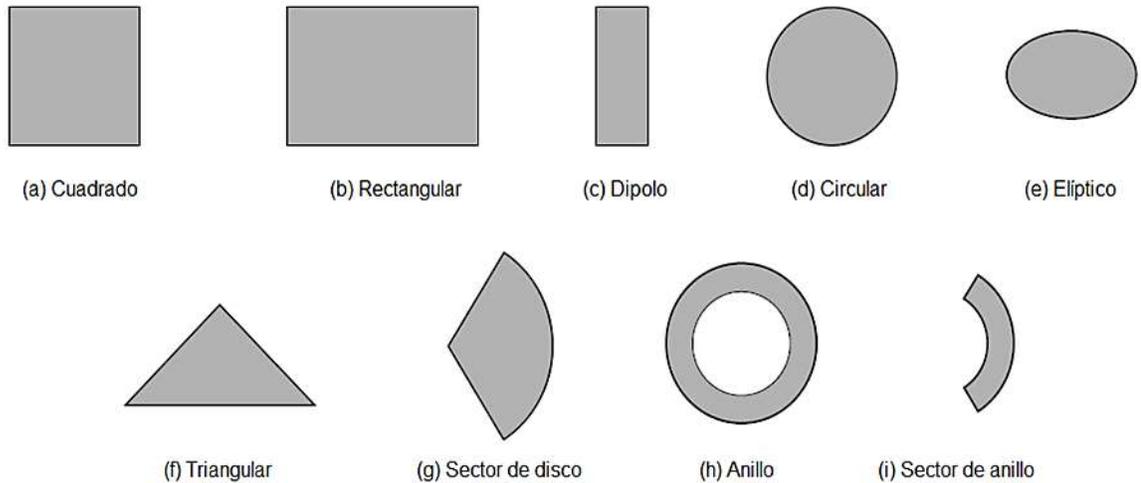


Figura 2.2. Diferentes geometrías de parches.

Fuente: (Balanis, 2016)

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 (Balanis, 2016).

Los parches rectangulares en especial tienden a tener un mayor ancho de banda porque son más grandes que las otras formas. Los parches circulares y elípticos son otra manera de configurar las antenas de microcintas, estos parches al ser más pequeños, tienen una ganancia y un ancho de banda ligeramente más bajos que su equivalente rectangular.

2.3 Principio de funcionamiento de la antena de microcinta de parche rectangular.

La figura 2.3 muestra el diseño de una antena de microcintas de parche rectangular. Si se excita el parche, la carga se distribuye entre su parte inferior 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 desbordamiento del campo y las que hacen posible que la antena radie (Balanis, 2016).

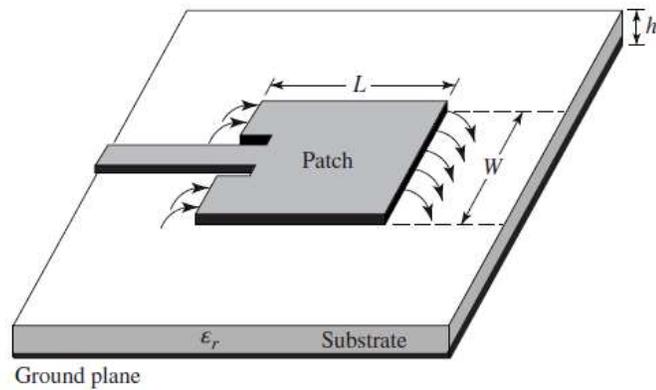


Figura 2.3. Mecanismo de radiación asociada con el parche de microcintas.

Fuente: (Balanis, 2016)

Suponiendo que el campo eléctrico no tiene ninguna variación a lo largo del ancho W y del espesor h de la estructura de microcintas, el campo eléctrico excitado por el parche sería el mostrado en la figura 2.4.

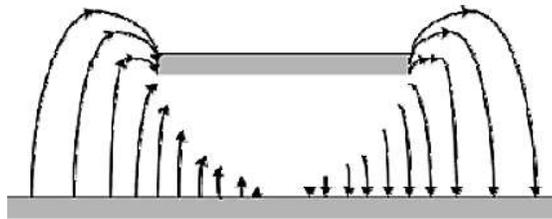


Figura 2.4. Distribución del campo eléctrico (vista lateral).

Fuente: (Balanis, 2008)

2.4 Métodos de análisis de antenas de microcintas de parche rectangular.

El uso de modelos analítico que caractericen el comportamiento de las antenas de microcintas permite desarrollar un método de diseño libre de la iteración experimental tediosa y con alto costo; permitiéndole al diseñador, además, descubrir los mecanismos físicos de operación de las mismas. Con una técnica de análisis el ingeniero debe ser capaz de predecir las principales cualidades de la

antena, tales como, la impedancia de entrada, la frecuencia de resonancia, el ancho de banda, los modelos de radiación y la eficiencia.

Se han desarrollado varios métodos para el análisis de las antenas de microcintas, siendo uno de los más populares el modelo de línea de transmisión.

2.4.1 Modelo de línea de transmisión.

El modelo de línea de transmisión representa una antena de microcintas como 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 (Balanis, 2008).

El parche de la antena se puede representar por el circuito equivalente que se muestra en la figura 2.5.

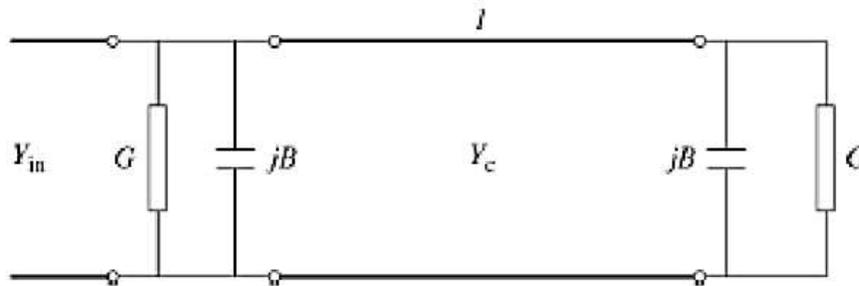


Figura 2.5. Modelo de línea de transmisión del parche de una antena de microcintas.

Fuente: (Saunders & Aragón Zavala, 2007)

2.4.1.1 Desbordamiento de los campos.

Debido a que las dimensiones del parche de microcintas son de longitud y ancho finitos, los campos en los bordes del parche son sometidos a los efectos de desbordamiento, lo cual es ilustrado en la figura 2.6 (a, b). La cantidad de campo que se desborda está en función de las dimensiones del parche y de la altura del sustrato (Balanis, 2016).

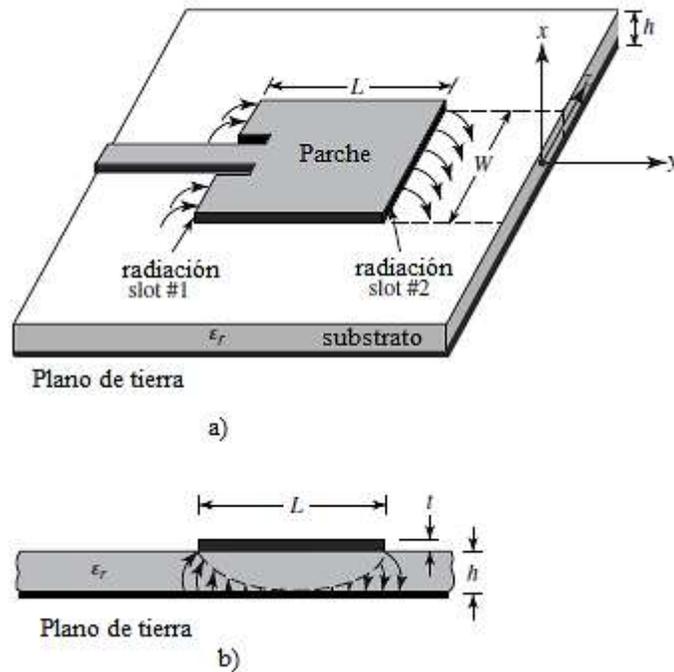


Figura 2.6 Desbordamiento de campo eléctrico en antenas de parche. a) Antena microcinta b) Vista lateral.

Fuente: (Balanis, 2016)

Para una línea de microcinta como la que se muestra en la figura 2.7 a), las líneas de campo eléctrico son las mostradas en la figura 2.7 b). Estas son líneas no homogéneas de los dos dieléctricos, típicamente del aire y del sustrato, parte de estas líneas residen en el sustrato y otras en el aire. Si $\frac{W}{h} \gg 1$ 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 microcinta se vean más anchas eléctricamente comparadas con las dimensiones físicas (Balanis, 2016). Debido a que algunas ondas viajan por el sustrato y otras por el aire, se introduce la constante dieléctrica efectiva ϵ_{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 concentrará la mayoría de las

líneas del campo eléctrico en el sustrato. Para las bajas frecuencias la constante dieléctrica efectiva es esencialmente constante (Balanis, 2016).

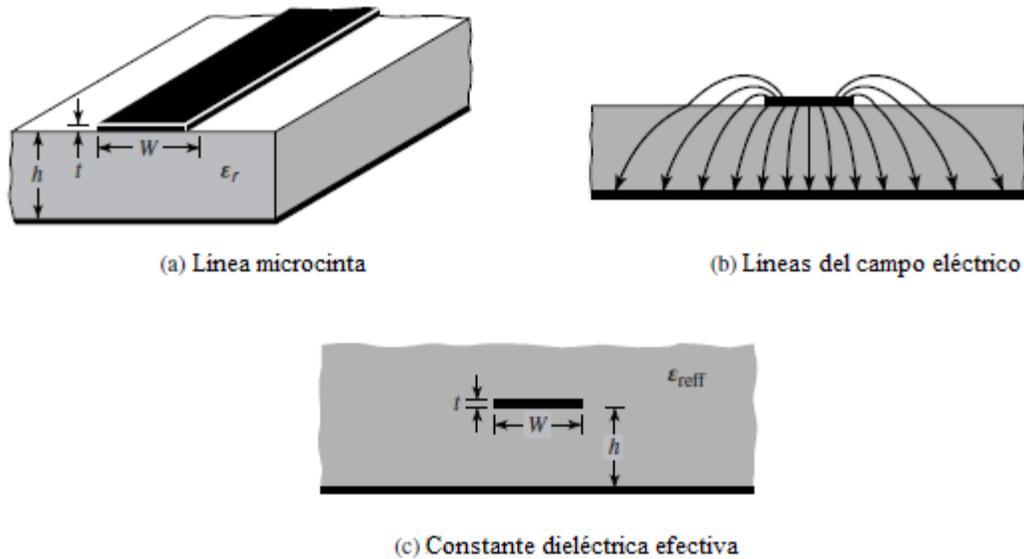


Figura 2.7. Líneas de microcinta y sus líneas de campo eléctrico.

Fuente: (Balanis, 2016)

La expresión para hallar la constante dieléctrica efectiva se ilustra en la ecuación 2.1.

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.1)$$

2.4.1.2 Frecuencia de resonancia, longitud y ancho efectivo.

Debido al efecto de desbordamiento de los campos, eléctricamente el parche de la antena parece más grande que sus dimensiones físicas (Balanis, Antenna Theory. Analysis and Design, 2016). Esto se demuestra en la figura 2.8 para el plano principal xy , donde las dimensiones de la longitud del parche han sido extendidas una distancia ΔL , en función de la constante dieléctrica efectiva ϵ_{reff} y de la relación ancho-altura W/h .

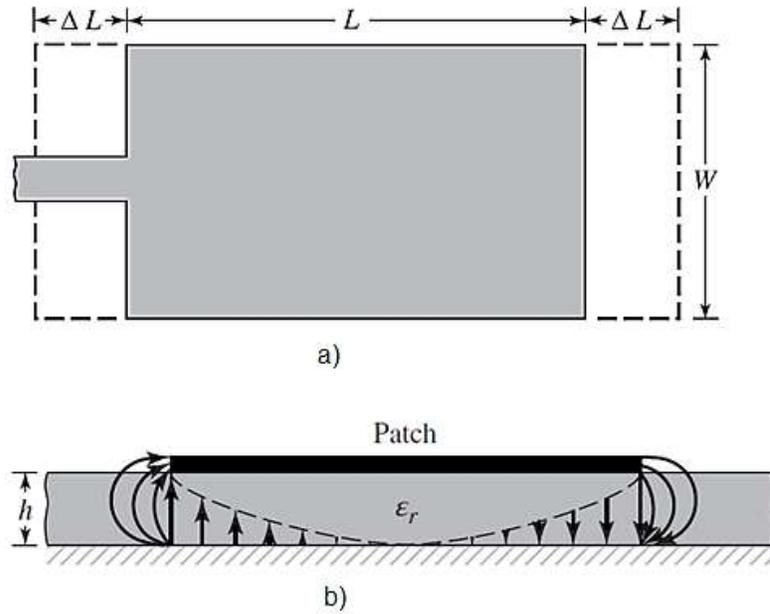


Figura 2.8. Longitudes físicas y efectivas de una antena de microcinta de parche rectangular. a) Vista superior b) Vista lateral.

Fuente: (Balanis, 2016)

Una forma práctica de realizar la aproximación de normalización de la extensión de la longitud se expresa en la ecuación 2.2.

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (2.2)$$

El parche ha sido extendido ΔL por cada lado, por lo que su longitud efectiva se expresa mediante la ecuación 2.3.

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (2.3)$$

Donde:

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff} \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}} - 2\Delta L \quad (2.4)$$

Donde:

μ_0 : Permeabilidad del espacio libre.

ε_0 : Permitividad del espacio libre.

Para el modo dominante, TM_{010} , la frecuencia de resonancia de la antena de microcintas en función de la longitud está dada por:

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\varepsilon_r}\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.5)$$

Donde v_0 es la velocidad de la luz en el espacio libre.

La frecuencia de resonancia debe modificarse para incluir los efectos de desbordamiento de los campos, quedando la expresión de la siguiente manera:

$$(f_{rc})_{010} = \frac{1}{2L_{eff}\sqrt{\varepsilon_{reff}}\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}} = \frac{1}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\varepsilon_{reff}}\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}} \quad (2.6)$$

El aumento de la altura del sustrato, produce también un incremento del desbordamiento, llevando a separaciones más grandes entre los bordes radiantes y a que se reduzca la frecuencia de resonancia.

Para un radiador eficiente, el ancho práctico se puede determinar por la expresión 2.7.

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad (2.7)$$

2.5 Técnicas de alimentación.

Las antenas de 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.

La selección de la técnica de alimentación más adecuada viene determinada por varios factores, pero el más importante a tener en cuenta es la eficiencia en la transferencia de potencia entre la estructura radiante y la estructura de alimentación, existiendo una correspondencia de impedancias entre las dos (Sandoval, 2009).

2.5.1 Alimentación a través de línea de microcinta.

En este caso se imprime una cinta conductora en la misma cara del sustrato en la que se encuentra el parche, de modo que se transmita la energía desde el puerto de entrada hasta el elemento radiante. La cinta es generalmente más estrecha que el parche y del mismo material. Tiene la ventaja de que son de fácil fabricación, simplifican la unión controlando la posición de inserción y bastante sencilla de modelar (Sandoval, 2009).

Por el contrario, con el aumento del grosor del sustrato, aumentan las ondas de superficie y las radiaciones espurias, lo que limita el ancho de banda de diseño típicamente entre un 2-5%. Además, se produce un importante acoplamiento entre el parche y la línea, lo que genera altos niveles de campos inducidos. Otro aspecto negativo de este modo de alimentación es su inevitable falta de simetría una vez que la antena ha sido llevada a fabricación. Este hecho hace que se

generen modos de orden mayor y que aumente el nivel de radiación contrapolar (Sandoval, 2009).

La alimentación mediante línea de microcinta puede verse en la figura 2.9.

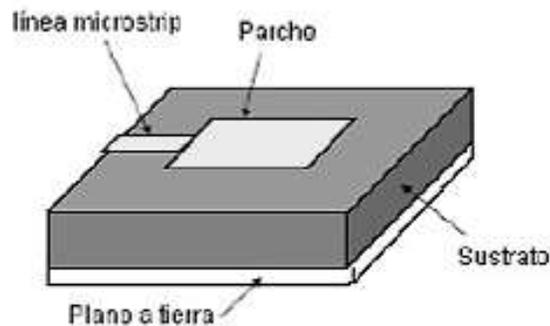


Figura 2.9 Alimentación por línea de microcinta.

Fuente: (Sandoval, 2009)

2.5.2 Alimentación por conector 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. Su ventaja 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 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 (Balanis, 2016).

Los alimentadores coaxiales tienen como desventaja que se debe perforar el sustrato, luego el conductor debe ser introducido a través de este y después ser soldado en el parche, 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 otras desventajas como su ancho de banda reducido y su configuración asimétrica.

En la figura 2.10 se muestra la alimentación por conector coaxial.

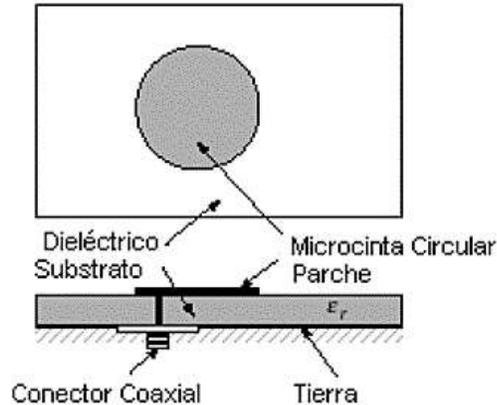


Figura 2.10 Antena parche con alimentación por conector coaxial.

Fuente: (Ramesh, Bhartia, Bahl, & Ittipiboon, 2001)

2.5.3 Alimentación a través de ranura.

El modelo de alimentación mediante ranura consiste en añadir dos sustratos a la antena de parche, los cuales, de forma general, presentan alta y baja permitividad para favorecer el guiado y la radiación respectivamente (véase 2.11). Ambos sustratos están separados por un plano de masa al que se le ha sustraído una parte en forma de ranura, tal y como se muestra en la figura 2.11. En la parte inferior del segundo sustrato hay una línea de microcinta de alimentación cuya energía se acopla al parche a través de la ranura realizada en el plano de masa que separa los dos sustratos. Esta línea de microcinta termina en un *stub* en circuito abierto (Sandoval, 2009).

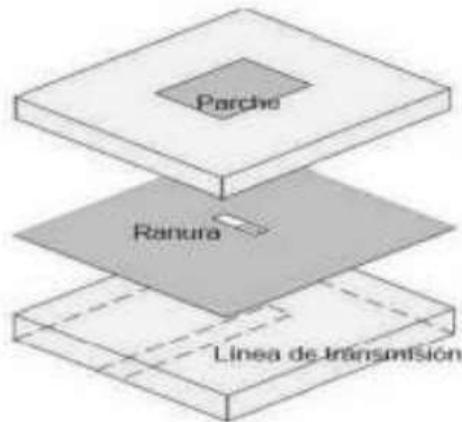


Figura 2.11 Esquema de alimentación con acople por ranura.

Fuente: (Sandoval, 2009)

2.5.4 Método de alimentación por proximidad.

Este método consiste en añadir dos capas de dieléctricos a la antena de parche, lo que aporta mayor grado de libertad en la implementación del diseño. La configuración varía respecto al método anterior porque presenta dos sustratos entre el parche y el plano de masa, como se muestra en la figura 2.12. Sobre el sustrato inferior va situada la línea de transmisión y está separada del parche por el sustrato superior. Este modelo permite aplicar métodos de ensanchamiento de banda de forma sencilla con una correcta elección de los dieléctricos. Esta técnica es muy utilizada en la construcción de arreglos de antenas. Sobre el sustrato superior se colocarían los parches y la red de alimentación estaría situada entre dicho sustrato y el inferior. Según documentación existente, una de las fases críticas de la construcción de este tipo de parches es la de la alineación de las capas de la antena y la alimentación (Sandoval, 2009).

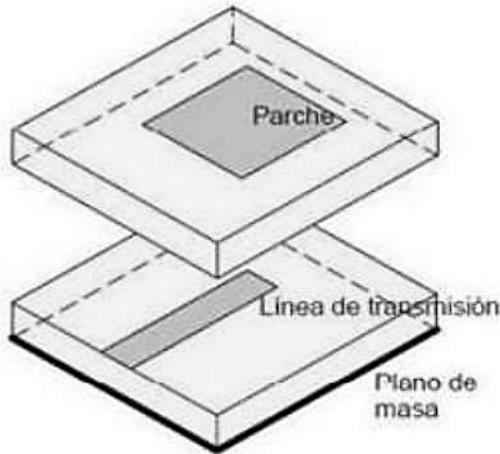


Figura 2.12 Antena de microcinta alimentada por proximidad.

Fuente: (Sandoval, 2009)

2.6 Sustratos en antenas microcintas.

El primer paso para diseñar una antena microcintas es elegir el sustrato correcto para el soporte mecánico de la misma. Para proveer este soporte, el sustrato necesita estar compuesto 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 (Guha & Antar, 2011).

La elección del sustrato y su evaluación son una parte esencial dentro del proceso de diseño. Se deben considerar parámetros 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 entre otras; así como propiedades físicas como la resistencia para productos químicos, la tensión y fuerza estructural, flexibilidad y resistencia de impacto.

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.

2.6.1 Sustratos cerámicos

El más utilizado en los circuitos de microcintas es la alúmina. Posee 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 ϵ_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.

2.6.2 Sustratos 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.

2.6.3 Sustratos ferromagnéticos.

El uso de sustratos de ferritas se ha hecho muy popular. Estos son anisótropos por naturaleza. La ferrita tiene un valor de la permitividad relativa en el rango de 9 a 16 y generalmente tiene bajas pérdidas dieléctricas. La frecuencia de resonancia en un parche microcintas 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.

2.6.4 Sustratos 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 microcintas, sin embargo, sus propiedades mecánicas no son las mejores deseadas, porque son suaves e inestables con la temperatura.

2.6.5 Sustratos de materiales compuestos.

Los fabricantes de sustratos 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. Hoy se dispone de una amplia variedad de productos 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 (Balanis, 2008).

CAPITULO 3 . Generalidades de los arreglos lineales de antenas y métodos de síntesis.

Los patrones de radiación de las antenas simples por lo general presentan anchos del lóbulo principal grandes y por lo tanto su directividad es relativamente baja. Una manera de aumentar la directividad de una antena es agruparla en lo que se denomina agrupación o arreglo de antenas. Con esta agrupación no sólo se puede conseguir la directividad deseada, sino que además puede sintetizarse la forma del patrón de radiación, es decir que, dado un patrón de radiación deseado, buscar qué excitación permite obtenerlo.

En el presente capítulo se tratarán los fundamentos teóricos de los arreglos lineales de antenas y se analizarán los métodos de síntesis haciendo especial énfasis en el método de Tschebyscheff y el Taylor *line-source (one parameter)* como base teórica para su posterior evaluación en la conformación de un patrón de radiación de haz estrecho y bajos lóbulos laterales para un sistema de radiolocalización eficiente.

3.1 Arreglos lineales de antenas.

Para que dos o más antenas formen un arreglo deben estar eléctricamente próximas entre sí y trabajando a la misma frecuencia lo que conllevará a que sus campos electromagnéticos se acoplen formándose, de esta manera, un sistema nuevo con sus propios parámetros.

Un arreglo de antenas puede ser lineal, plano o volumétrico en dependencia de cómo estén distribuidos sus elementos en el espacio. Debido a fenómenos de interferencia entre las ondas radiadas por cada antena del arreglo se forma un nuevo patrón de radiación que será el patrón de radiación del arreglo (Skolnik, 1998).

El patrón de radiación del arreglo se puede controlar para intensificar o debilitar determinadas zonas del espacio en dependencia de la aplicación. Para lograr lo anterior se pueden variar o bien la cantidad de elementos del arreglo y su disposición geométrica, el patrón de radiación de cada antena individual o la alimentación en amplitud y fase de cada elemento.

En los arreglos lineales de antenas los elementos se agrupan a lo largo de una recta, pudiendo estar equiespaciados y no equiespaciados.

En la figura 3.1 se observa un arreglo lineal de N elementos representados a lo largo del eje x .

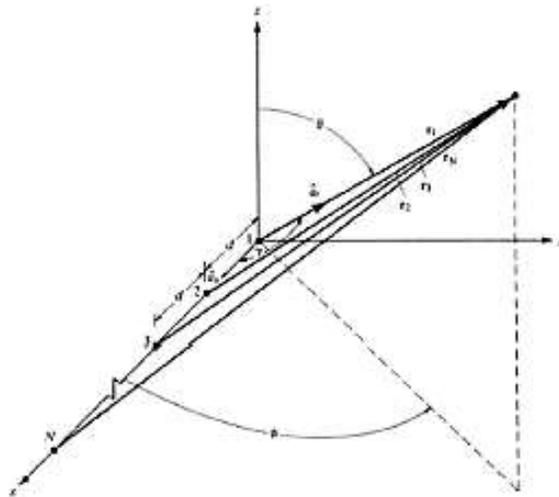


Figura 3.1. Arreglo lineal de N elementos posicionados sobre el eje x .

Fuente: (Balanis, 2016)

La comprensión de este tipo de arreglo sirve como base para otros más complejos, además de que son más fáciles de implementar. El factor del arreglo se puede obtener como la suma de las corrientes multiplicadas por sus términos de retardo.

3.1.1 Factor del arreglo

El factor del arreglo de una agrupación lineal de N antenas separadas una distancia d , alimentadas con excitación compleja con coeficientes de amplitud y fase progresiva α y además alineado con el eje “z” es:

$$FA(\Psi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\Psi} \quad (3.1)$$

Siendo Ψ el ángulo eléctrico y está dado por:

$$\Psi = k_z d + \alpha \quad (3.2)$$

Donde k_z es la frecuencia espacial (Cardama, y otros, 2002).

El ángulo eléctrico Ψ tiene en cuenta el desfase progresivo y la diferencia de caminos entre las ondas.

El factor de la agrupación o arreglo $FA(\Psi)$ tiene en cuenta la interferencia de las N ondas generadas por las N antenas y presenta las siguientes propiedades (Cardama, y otros, 2002):

- Es una función periódica del ángulo ψ , de periodo 2π , tal que los coeficientes de su serie de Fourier son los coeficientes de la alimentación a_n . Esta propiedad permite sintetizar diagramas de radiación de agrupaciones, pues basta escoger unos coeficientes de la alimentación iguales a los coeficientes del desarrollo en serie de Fourier del factor de la agrupación deseado (Cardama, y otros, 2002).
- Por tanto, el factor de la agrupación es la transformada de Fourier de la secuencia discreta de los coeficientes de la alimentación, a_n . Ello es coherente con el hecho de que el diagrama de radiación de una antena es la transformada de Fourier de su distribución de corriente, y de que el factor de la agrupación puede interpretarse como el diagrama de radiación de una agrupación de antenas isótropas (Cardama, y otros, 2002).
- Si los coeficientes de la alimentación a_n son reales y positivos, el máximo del factor de la agrupación se encuentra en el origen $\psi = 0$. La interpretación física de esta afirmación radica en que el máximo del diagrama se encuentra en la dirección en que los campos radiados por cada antena se suman en

fase, la cual corresponde a un desfase nulo ($\psi = 0$) en la interferencia cuando los coeficientes a_n son reales y positivos (Cardama, y otros, 2002).

Luego el campo radiado por el arreglo se define como el producto del diagrama de la antena básica $\vec{E}(\vec{r})$ multiplicado por el factor de agrupación como se muestra en la ecuación 3.4.

$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}_0(\vec{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\psi} \quad (3.4)$$

3.1.2 Polinomio del arreglo.

Anteriormente se analizó el concepto de factor del arreglo o agrupación, que se interpreta matemáticamente como la transformada de Fourier de la secuencia de los a_n . Análogamente, podemos definir el polinomio del arreglo o agrupación, el cual matemáticamente se interpreta como la transformada Z de dicha secuencia, y se expresa tal y como se muestra en la ecuación 3.5 (Cardama, y otros, 2002).

$$P(z) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n z^n \quad (3.5)$$

Donde z es una variable compleja $z = e^{j\Psi}$ (véase figura 3.4) de módulo unitario y cuya fase se debe a la diferencia de caminos y a la diferencia de fase de la alimentación.

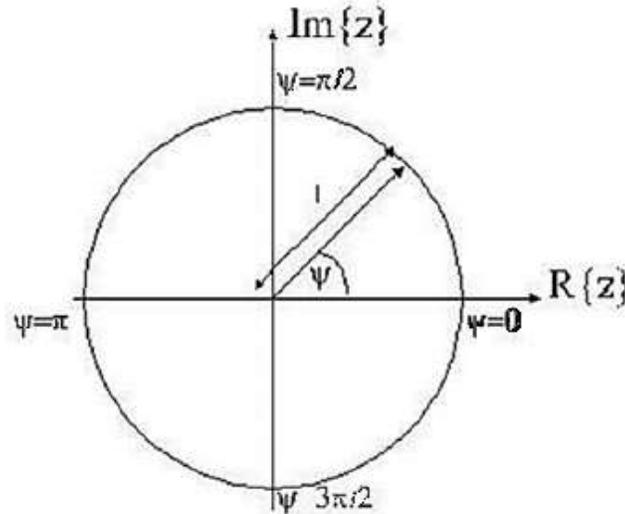


Figura 3.2. Representación gráfica de la variable z en el plano complejo.

Fuente: (Ramesh, Bhartia, Bahl, & Ittipiboon, 2001)

Como el polinomio de una agrupación de N elementos tiene $N-1$ ceros complejos, cuando todos ellos se encuentran sobre el círculo unidad el factor de la agrupación presenta el máximo número posible de ceros en un periodo 2π . Como esta es la situación más habitual, en general se considera que una agrupación de N antenas presenta $N-1$ ceros, de los cuales sólo los que se encuentren dentro del margen visible corresponden a nulos del diagrama de radiación (Cardama, y otros, 2002).

3.2 Métodos de síntesis de arreglos lineales de antenas.

La capacidad de las agrupaciones para modificar el patrón de radiación de la antena básica puede aprovecharse para sintetizar un diagrama de radiación que cumpla con unas determinadas especificaciones. Para ello deben determinarse los fasores de corriente en todos los elementos del arreglo de forma que la interferencia de los campos radiados se aproxime al patrón deseado o cumpla ciertas especificaciones en los parámetros del diagrama (Cardama, y otros, 2002).

La sistematización de los procedimientos de síntesis de agrupaciones ha llevado al desarrollo de una serie de métodos que, en función de las especificaciones de partida, pueden clasificarse en varias categorías:

- Método de Schelkunoff

El método de Schelkunoff parte de la especificación del número de nulos y su posición en el margen visible o en el plano Z. Ello permite obtener el polinomio a partir de su factorización y, por tanto, los coeficientes de la alimentación. Es de gran utilidad en situaciones en las cuales se quiera minimizar la interferencia con otros sistemas de radiocomunicaciones.

- Métodos de modelado del haz (*beam-shaping*).

En estos se especifica la forma del patrón de radiación en el espacio real en dependencia de la aplicación. Suelen utilizarse dos métodos:

- Síntesis de Fourier.

La síntesis de Fourier para modelado del haz se basa en el concepto de factor del arreglo como transformada de Fourier de la distribución de corrientes de dicho arreglo. Los coeficientes de la alimentación pueden obtenerse como la serie de Fourier del factor de la agrupación deseado.

Permite obtener el patrón con error cuadrático medio mínimo respecto a las especificaciones. Se aplica cuando se conoce una expresión matemática del factor de la agrupación deseado.

- Síntesis de Woodward-Lawson.

El método de Woodward-Lawson se basa en descomponer el factor del arreglo en una suma de funciones *sinc* desplazadas, tales que el máximo de cada una de ellas coincida con ceros de todas las demás. De esta forma, en los puntos correspondientes al máximo de las funciones *sinc* el factor del arreglo es igual a la amplitud de cada función *sinc*, lo cual permite obtener esta última a partir de un muestreo del factor del arreglo.

Esto posibilita un patrón que coincide con las especificaciones en un número finito de puntos. Es útil cuando el diagrama especificado no puede expresarse matemáticamente, pero sí puede muestrearse (Balanis, 2008).

- Síntesis de Tschebyscheff

Con ella se obtiene un diagrama de radiación con mínimo ancho de haz principal y bajos lóbulos laterales.

- Síntesis de Taylor

Basada en los mismos principios que la de Tschebyscheff, pero con menor radiación en direcciones alejadas del haz principal a costa de empeorar ligeramente el ancho de haz y la directividad. Por sus ventajosas características, es muy utilizada en la práctica (Cardama, y otros, 2002).

3.3 Métodos de síntesis aplicables a arreglos lineales de antenas para radiolocalización.

En aplicaciones de radiolocalización son necesarios diagramas de radiación con un haz principal muy estrecho y un nivel de lóbulo principal a secundario mayor que un cierto valor, con el objetivo de garantizar que el campo radiado fuera del haz principal sea suficientemente pequeño y así obtener resultados precisos.

Para lograr este fin destacan los métodos de síntesis de Tschebyscheff y Taylor *line-source (one parameter)*, los cuales se van a analizar a profundidad en las secciones siguientes.

3.3.1 Síntesis de Tschebyscheff

La síntesis de Tschebyscheff permite obtener un compromiso óptimo entre ancho de haz y nivel de lóbulo principal a secundario: el ancho de haz es mínimo para un espaciado y nivel de lóbulo principal a secundario especificados. Para ello, se impone la condición de que todos los lóbulos secundarios sean iguales, con objeto de aumentar al máximo posible la potencia radiada en los lóbulos secundarios y, por tanto, reducir la radiada en el lóbulo principal (Cardama, y otros, 2002).

Para conseguir que todos los lóbulos secundarios sean iguales se sintetiza el factor de la agrupación mediante polinomios de Tschebyscheff, cuyas oscilaciones tienen

amplitud constante y pueden asociarse a los lóbulos secundarios (Cardama, y otros, 2002).

3.3.1.1 Polinomios de Tschebyscheff

El polinomio de Tschebyscheff de grado n puede definirse a través de la siguiente expresión:

$$T_n(x) = \begin{cases} \cos(nt) , & x = \cos(t) , & |x| \leq 1 \\ \cosh(nt) , & x = \cosh(t) , & |x| \geq 1 \end{cases} \quad (3.6)$$

Desarrollando las ecuaciones anteriores se obtiene $T_n(x)$ expresado en potencias de x y, por lo tanto, en forma polinómica. Los polinomios de Tschebyscheff cumplen la fórmula de recurrencia siguiente:

$$T_{n+1}(x) = 2xT_n(x) - T_{n-1}(x) \quad (3.7)$$

La anterior ecuación permite obtener todos los polinomios de Tschebyscheff partiendo de que $T_0(x) = 1$ y $T_1(x) = x$.

3.3.1.2 Propiedades de los polinomios de Tschebyscheff.

Las propiedades que caracterizan a los polinomios de Tschebyscheff son:

1. Los polinomios de grado impar solo tienen potencias impares de x , y los de grado par solo potencias pares. Ello implica que los de grado impar presentan simetría impar en x y los de grado par presentan simetría par.
2. Para valores de x positivos, todos pasan por el punto $(1,1)$ y tienden a infinito al aumentar.
3. Para valores de x negativos, los de grado par tienden a $-\infty$ y pasan por $(-1,1)$.
4. En $x = 0$, los de grado par valen 1 o -1 y los de grado impar valen 0.
5. El número de ceros reales es n , lo cual implica que todos los ceros son reales. Además, los ceros están comprendidos en el intervalo $[-1,1]$.

6. Todas las oscilaciones de los polinomios tienen igual amplitud y se producen en el intervalo $[-1,1]$. Los valores máximo y mínimo en este intervalo son 1 y -1, respectivamente (Cardama, y otros, 2002).

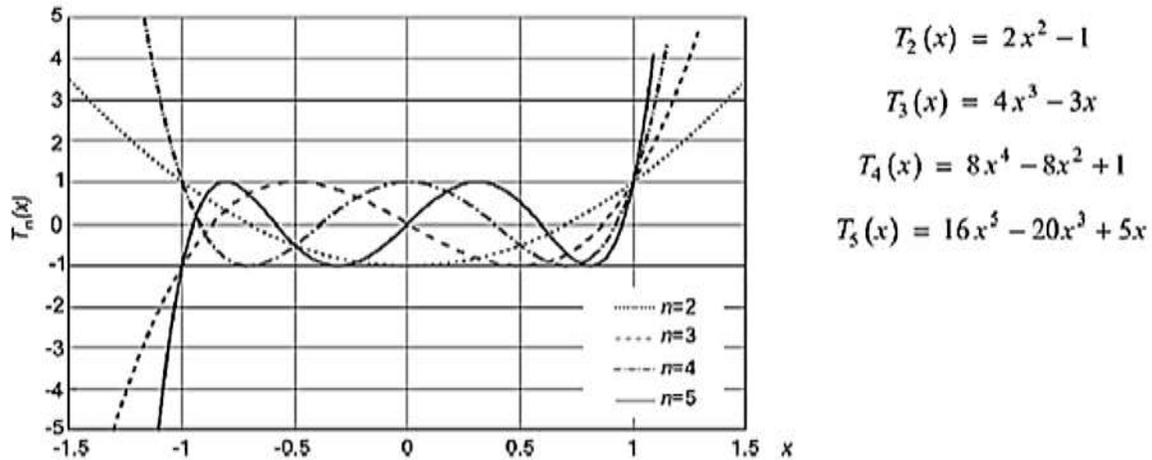


Figura 3.3. Polinomios de Tschebyscheff de grado 2, 3, 4 y 5.

Fuente: (Cardama, y otros, 2002)

3.3.1.3 Relación entre el factor del arreglo y los polinomios de Tschebyscheff

El factor del arreglo de una agrupación de un número par o impar de elementos puede ser descrito de la siguiente manera:

$$(AF)_{2M} = \sum_{n=1}^M a_n \cos\{(2n - 1)u\} \quad (3.8)$$

$$(AF)_{2M+1} = \sum_{n=1}^M a_n \cos\{2(n - 1)u\} \quad (3.9)$$

$$u = \frac{\pi d}{\lambda} \cos \theta \quad (3.10)$$

Como se puede apreciar, el factor del arreglo de una agrupación de un número par o impar de elementos con excitación simétrica corresponde a la suma de un M o $M + 1$

términos coseno. El mayor armónico de los términos coseno es uno menos que la cantidad de elementos del arreglo (Balanis, 2008).

Cada término coseno, cuyo argumento es un número entero de veces la frecuencia fundamental, puede ser reescrito como una serie de cosenos cuyo argumento es la frecuencia fundamental. La figura 3.6 refleja lo anterior planteado para 10 elementos.

$$\begin{aligned}
 m = 0 \quad \cos(mu) &= 1 \\
 m = 1 \quad \cos(mu) &= \cos u \\
 m = 2 \quad \cos(mu) &= \cos(2u) = 2 \cos^2 u - 1 \\
 m = 3 \quad \cos(mu) &= \cos(3u) = 4 \cos^3 u - 3 \cos u \\
 m = 4 \quad \cos(mu) &= \cos(4u) = 8 \cos^4 u - 8 \cos^2 u + 1 \\
 m = 5 \quad \cos(mu) &= \cos(5u) = 16 \cos^5 u - 20 \cos^3 u + 5 \cos u \\
 m = 6 \quad \cos(mu) &= \cos(6u) = 32 \cos^6 u - 48 \cos^4 u + 18 \cos^2 u - 1 \\
 m = 7 \quad \cos(mu) &= \cos(7u) = 64 \cos^7 u - 112 \cos^5 u + 56 \cos^3 u - 7 \cos u \\
 m = 8 \quad \cos(mu) &= \cos(8u) = 128 \cos^8 u - 256 \cos^6 u + 160 \cos^4 u \\
 &\quad - 32 \cos^2 u + 1 \\
 m = 9 \quad \cos(mu) &= \cos(9u) = 256 \cos^9 u - 576 \cos^7 u + 432 \cos^5 u \\
 &\quad - 120 \cos^3 u + 9 \cos u
 \end{aligned}$$

Figura 3.4. Desarrollo en serie de cosenos del factor del arreglo de agrupaciones hasta 10 elementos.

Fuente: (Pérez, 2007)

Haciendo $z = \cos u$ se puede relacionar cada serie de cosenos con su respectivo polinomio de Tschebyscheff, como se muestra en la figura 3.7.

$$\begin{aligned}
m = 0 & \quad \cos(mu) = 1 = T_0(z) \\
m = 1 & \quad \cos(mu) = z = T_1(z) \\
m = 2 & \quad \cos(mu) = 2z^2 - 1 = T_2(z) \\
m = 3 & \quad \cos(mu) = 4z^3 - 3z = T_3(z) \\
m = 4 & \quad \cos(mu) = 8z^4 - 8z^2 + 1 = T_4(z) \\
m = 5 & \quad \cos(mu) = 16z^5 - 20z^3 + 5z = T_5(z) \\
m = 6 & \quad \cos(mu) = 32z^6 - 48z^4 + 18z^2 - 1 = T_6(z) \\
m = 7 & \quad \cos(mu) = 64z^7 - 112z^5 + 56z^3 - 7z = T_7(z) \\
m = 8 & \quad \cos(mu) = 128z^8 - 256z^6 + 160z^4 - 32z^2 + 1 = T_8(z) \\
m = 9 & \quad \cos(mu) = 256z^9 - 576z^7 + 432z^5 - 120z^3 + 9z = T_9(z)
\end{aligned}$$

Figura 3.5. Correspondencia entre el factor del arreglo y el polinomio de Tschebyscheff.

Fuente: (Pérez, 2007)

Ya que el factor del arreglo es una suma de términos coseno de la misma forma que los polinomios de Tschebyscheff, los coeficientes desconocidos del factor del arreglo pueden calcularse igualando su serie de cosenos al correspondiente polinomio de Tschebyscheff.

3.3.1.4 Cálculo de los coeficientes de excitación y obtención del factor del arreglo

Primeramente, antes de pasar al cálculo de los coeficientes, deben ser conocidos el número de elementos del arreglo, la separación entre ellos y la razón de lóbulo principal a secundario requerida R_0 .

Una vez conocidos estos valores se puede proceder al cálculo de los coeficientes de excitación del arreglo y a la obtención del factor del arreglo. Esto se puede llevar a cabo mediante 6 pasos que son descritos a continuación.

Procedimiento para el cálculo de los coeficientes de excitación y la obtención del factor del arreglo.

1. Seleccionar el adecuado factor del arreglo de acuerdo a la cantidad de elementos.

2. Expandir el factor del arreglo y reemplazar cada término coseno por la apropiada serie de expansión.
3. Determinar el punto $z = z_0$ tal que $T_m(z_0) = R_0$, donde z_0 es el punto sobre el cual está el lóbulo principal.
4. Sustituir $\cos u = \frac{z}{z_0}$ en el factor del arreglo del paso 2.
5. Igualar el factor del arreglo, después de la sustitución del paso anterior, a $T_m(z)$. El grado m del polinomio de Tschebyscheff debe ser uno menos que la cantidad de elementos del arreglo. Luego de la igualdad se obtienen los coeficientes.
6. Por último, se sustituyen los coeficientes y es obtenido el factor del arreglo.

3.3.2 Síntesis Taylor *line-source (one parameter)*

Como ha sido planteado en la sección anterior, el método de Tschebyscheff proporciona patrón de radiación con el haz principal estrecho y lóbulos laterales de igual tamaño. Para aplicaciones de radar y sistemas de bajo ruido es preferible disminuir los lóbulos laterales a costa de aumentar un tanto el ancho del principal, debido a que por la zona de los lóbulos laterales entran radiaciones espurias y ruido que afectarían los resultados. Para lograr lo anterior, Taylor impuso un decaimiento en los lóbulos laterales a partir del principal que limita en gran medida la radiación en la zona de los lóbulos laterales.

Específicamente Taylor encaminó su trabajo hacia fuentes lineales continuas, aunque un muestreo adecuado de la distribución de corrientes resultante permite el uso del método en arreglos de antenas.

Para lograr una distribución de fuente lineal continua que produzca un patrón de radiación con decaimiento de los lóbulos laterales y un óptimo compromiso entre ancho del haz principal y el nivel de lóbulo principal a secundario Taylor introdujo un cambio de variable en la función de Bessel de primera especie de orden cero (Balanis, Modern Antenna Handbook, 2008), quedando:

$$I_m(z') = \left\{ J_0 \left(j\pi B \sqrt{1 - \left(\frac{2z'}{l}\right)^2} \right) - \frac{l}{2} \leq z' \leq \frac{l}{2} \right\} \quad (3.11)$$

Donde J_0 es la función de Bessel de primera especie de orden cero, l es la longitud de la fuente lineal continua y B es una constante que es determinada a partir del nivel del lóbulo principal a secundario especificado.

El factor de espacio obtenido por Taylor para fase progresiva cero es mostrado en la ecuación 3.12.

$$SF(\theta) = \begin{cases} l \frac{\sinh[\sqrt{(\pi B)^2 - u^2}]}{\sqrt{(\pi B)^2 - u^2}}, & u^2 < (\pi B)^2 \\ l \frac{\sin[\sqrt{u^2 - (\pi B)^2}]}{\sqrt{u^2 - (\pi B)^2}}, & u^2 > (\pi B)^2 \end{cases} \quad (3.12)$$

Donde $u = \frac{\pi l}{\lambda} \cos \theta$, l es el largo de la fuente lineal continua y B es determinada a partir del nivel de lóbulo lateral.

Cuando $(\pi B)^2 > u^2$, el factor de espacio representa la región cercada al lóbulo principal, mientras que para $(\pi B)^2 < u^2$ el factor representa la región comprendida por los pequeños lóbulo laterales (Balanis, 2008).

Cuando $\theta = \frac{\pi}{2}$, $u = 0$, el factor de espacio toma su máximo valor y representa la zona del lóbulo principal:

$$(SF)_{max} = \frac{\sinh(\pi B)}{\pi B} = H_0 \quad (3.133)$$

Para $u^2 \gg (\pi B)^2$ el factor de espacio representa la región de lóbulos laterales y toma la siguiente forma:

$$SF(\theta) = \frac{\sin u}{u} \quad (3.44)$$

Como se puede apreciar corresponde a una función *sinc* y por lo tanto el máximo valor H_1 de los lóbulos laterales, tomado de la función *sinc*, es 0.21723 o 13.2 dB por debajo del máximo. Esto ocurre cuando $u = 4.494$.

Una vez analizado lo anterior resulta fácil determinar una expresión para calcular la relación de lóbulo principal a secundario, la cual queda como muestra la ecuación 3.15.

$$\frac{H_0}{H_1} = \frac{\sinh(\pi B)/(\pi B)}{0.21723} = R_0 \quad (3.55)$$

La ecuación anterior puede ser usada para determinar la constante B a partir de la especificación de la relación de lóbulo principal a secundario.

La aplicación del método de síntesis de Taylor sobre un arreglo tiene como desventaja que produce un lóbulo principal más ancho entre un 12 y un 15 % que el producido por el método de Tschebyscheff, aunque el hecho de provocar un decaimiento en los lóbulos laterales a razón de $\frac{1}{u}$ lo hace más usado en la práctica, principalmente en aplicaciones de radar y sistemas de bajo ruido (Balanis, 2016).

CAPITULO 4 . Evaluación de los métodos de Tschebyscheff y Taylor *line-source (one parameter)*.

En el presente capítulo se realiza una evaluación de los métodos de síntesis Tschebyscheff y Taylor *line-source (one parameter)*. Se parte del diseño y simulación de un arreglo de antenas de microcintas lineal el cual será excitado en dependencia del método de síntesis aplicado. Finalmente se realizará una comparación de los resultados obtenidos con ambos métodos para determinar cuál resulta más eficiente en la conformación del patrón de radiación para un sistema de radiolocalización.

Primeramente, se calculó el elemento simple del arreglo de prueba el cual tiene las siguientes especificaciones:

- La frecuencia de trabajo es de 2.4 GHz.
- El sustrato a emplear es el FR4.
- La alimentación se realizará por cable coaxial.

Luego se realizó el diseño del arreglo a partir del elemento simple y se procedió a la excitación del mismo de acuerdo a la aplicación de los métodos de síntesis antes mencionados.

4.1 Diseño del elemento simple.

Para el diseño se realizaron los siguientes cálculos:

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

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

- Cálculo del ancho del parche (W).

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

- Cálculo de la constante dieléctrica efectiva.

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

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

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

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

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

- Separación entre los parches.

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

En la figura 4.1 se observa el elemento simple del arreglo lineal diseñado, simulado en el *software* HFSS v15.0.

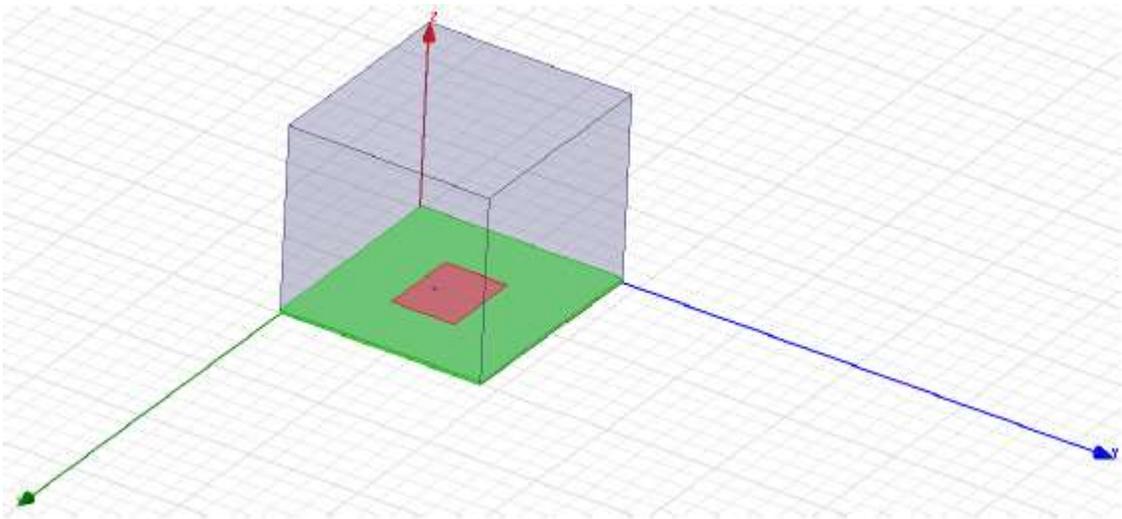


Figura 4.1. Antena de parche rectangular diseñada en el *software* HFSS.

Fuente el autor

En la figura 4.2 se muestran los resultados de la simulación de las pérdidas de retorno para la frecuencia central del diseño. Como se puede observar son inferiores a los -10 dB lo que da una medida de un buen acoplamiento de impedancias. Este valor es de aproximadamente -29 dB.

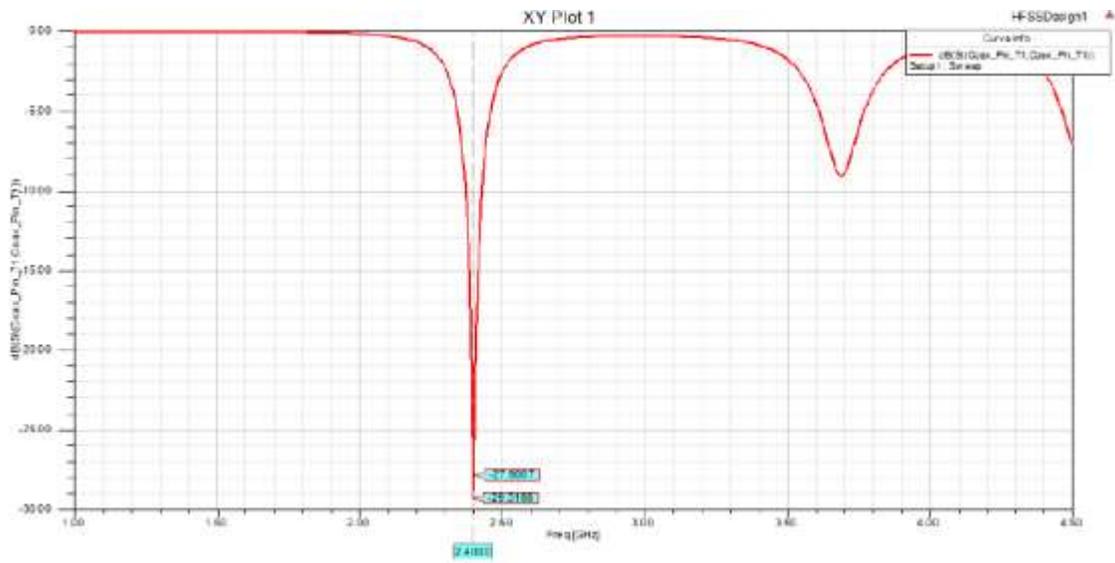


Figura 4.2. Pérdida de retorno a 2.4 GHz simuladas con el software HFSS v15.0.

Fuente el autor

El valor de impedancia mostrado en la figura 4.3 se tomó a la frecuencia donde se encuentra la máxima resonancia, obteniéndose $z_{in} = 46.9534 + j1.9822$. Nótese como a pesar de que la impedancia de entrada en la antena es compleja, existe buen acoplamiento con el puerto de alimentación, el cual tiene una impedancia de 50Ω . Esto ocurre debido a que la parte reactiva es muy pequeña con respecto a la resistencia de resonancia.

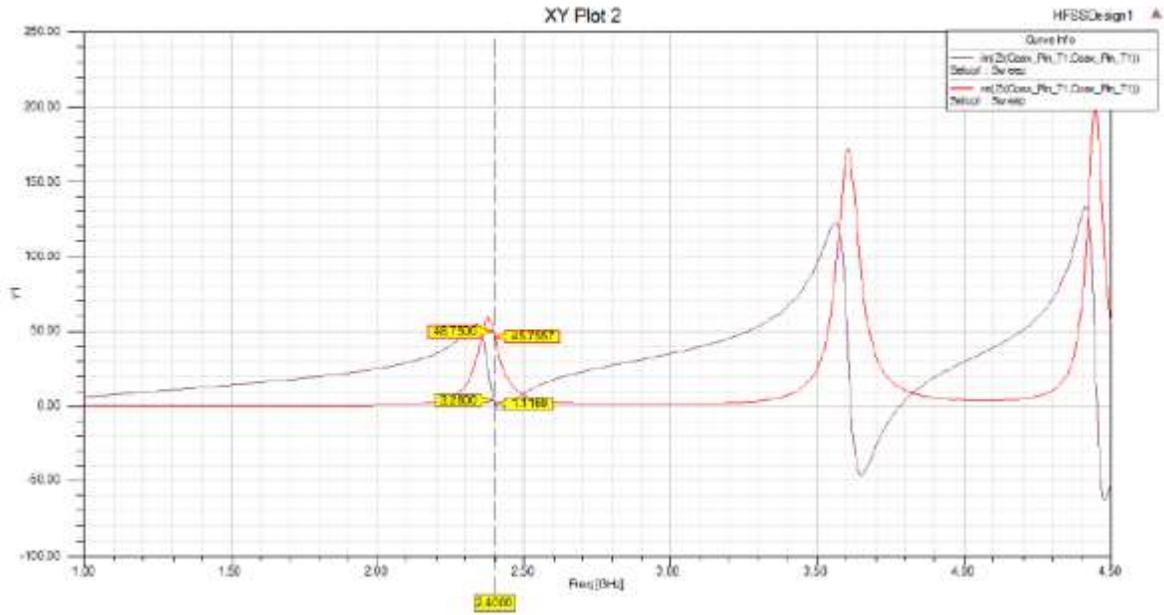


Figura 4.3. Impedancia de entrada a 2.4 GHz obtenida con el software HFSS v15.0 .

Fuente el autor

En la figura 4.4 se muestra la directividad, cuyo valor es aproximadamente de 7.1 dB en la dirección del máximo de radiación.

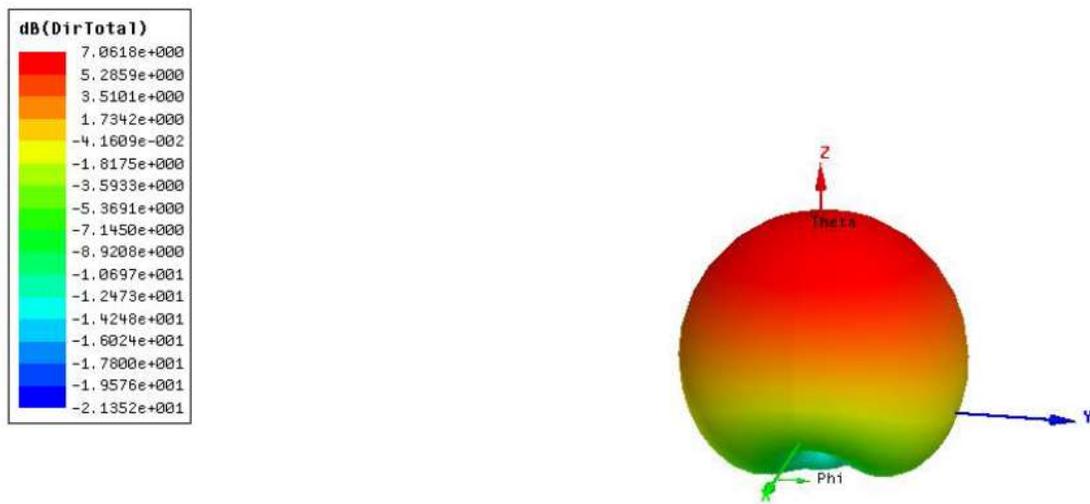


Figura 4.4. Simulación de la Directividad con el software HFSS v15.0.

Fuente el autor

4.2 Diseño del arreglo lineal.

El arreglo lineal de antenas de microcintas de parche rectangular de 7 elementos se muestra en la figura 4.5. Los elementos de microcintas dentro del arreglo están espaciados uniformemente en función de la longitud de onda de la señal ($d_y = \frac{\lambda}{4} = 31.25 \text{ mm}$). Estos elementos van a ser excitados a partir de valores obtenidos de la aplicación de los métodos de Tschebyscheff y Taylor *line-source (one parameter)*.

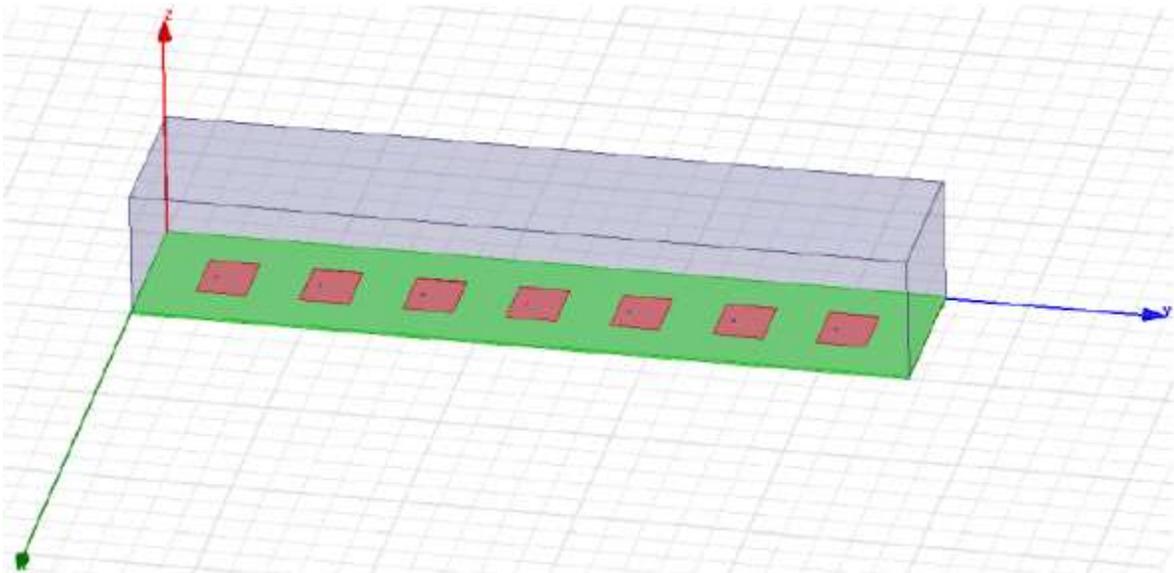


Figura 4.5. Arreglo lineal diseñado con el software HFSS v15.0.

Fuente el autor

Primeramente, se alimentó uniformemente para comparar los resultados de dicha alimentación con los arrojados por los métodos antes mencionados. En las figuras 4.6, 4.7 y 4.8 se muestran los resultados de la simulación con el software HFSS v15.0 del proceso de alimentación uniforme.

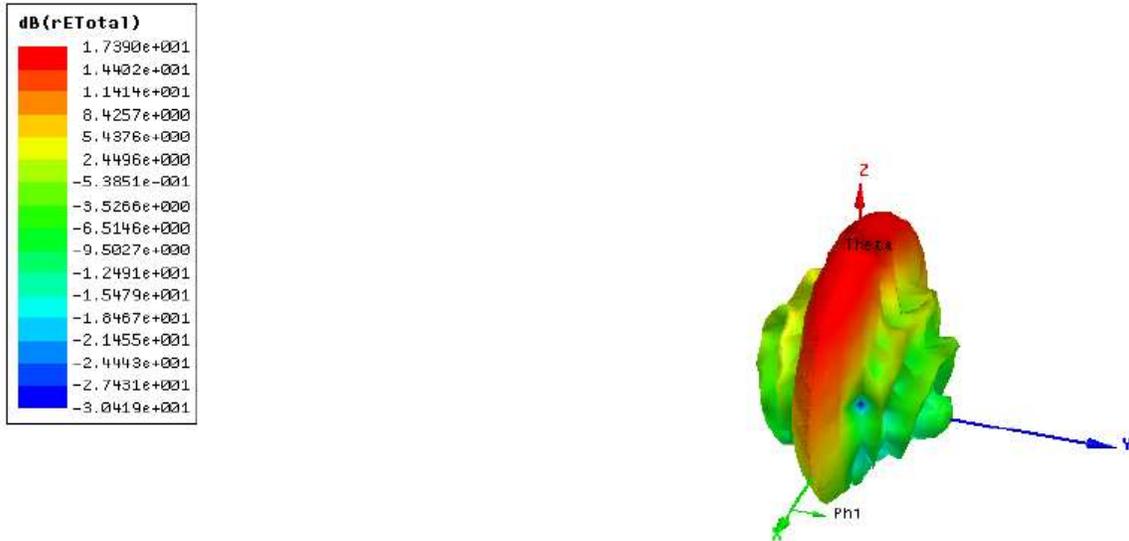


Figura 4.6. Patr3n de radiaci3n del arreglo alimentado uniformemente obtenido con el software HFSS v15.0

Fuente el autor

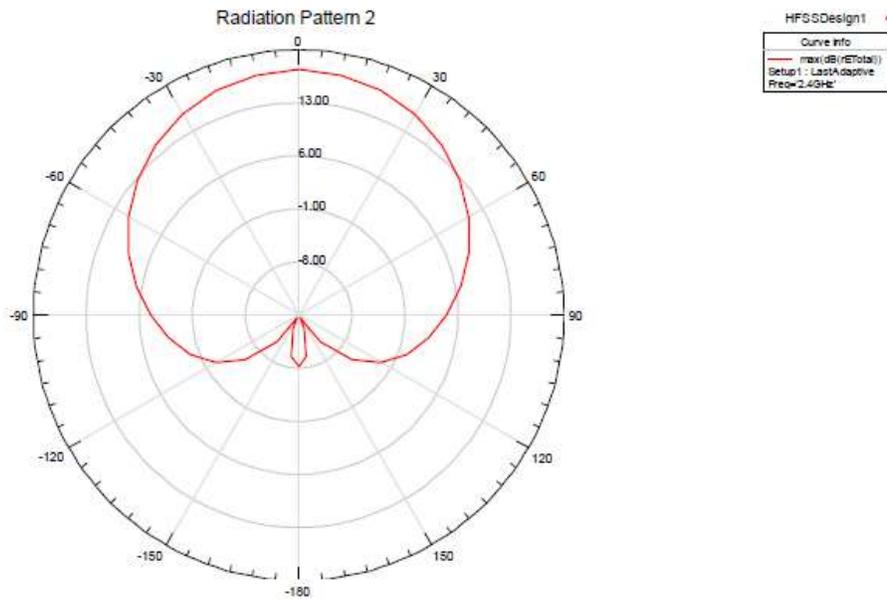
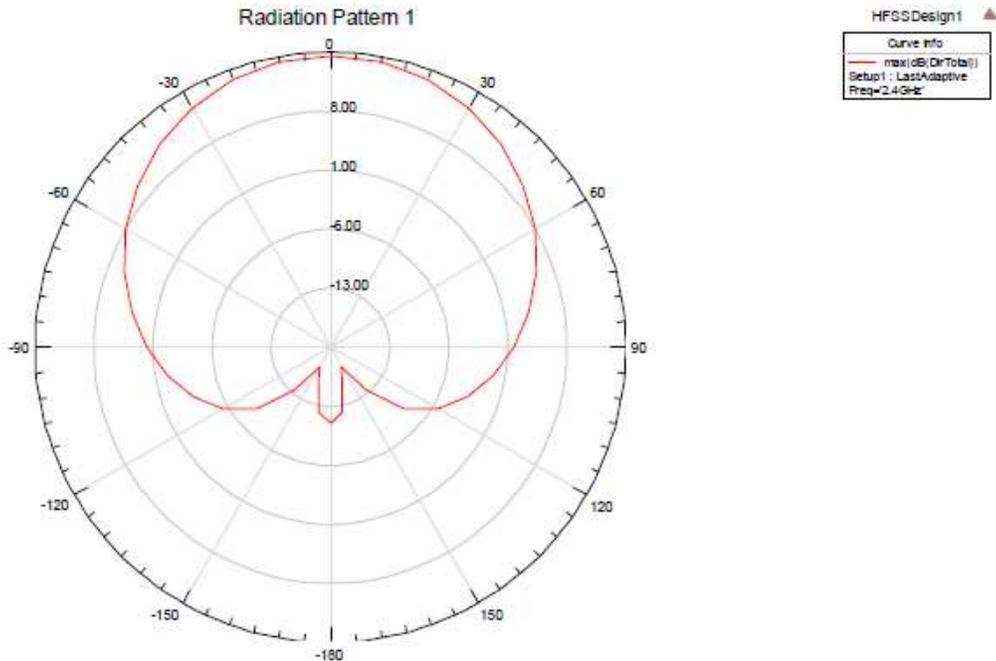


Figura 4.7. Corte realizado al patr3n de radiaci3n del arreglo alimentado uniformemente, obtenido con el software HFSS v15.0

Fuente el autor



*Figura 4.8. Directividad del arreglo alimentado uniformemente, obtenido con el software HFSS v15.0
Fuente el autor*

Como se puede apreciar su directividad aumenta considerablemente respecto al elemento simple, esta es precisamente una de las ventajas de los arreglos de antenas.

4.3 Aplicación del método de síntesis de Tschebyscheff.

Como se pudo ver en la sección anterior, al alimentar al arreglo diseñado uniformemente, se obtiene como resultado un patrón de radiación directivo, aunque este, por tener considerables lóbulos laterales, no puede ser aplicado en sistemas de radiolocalización.

Precisamente el método de Tschebyscheff arroja patrones de radiación con haces un tanto más anchos que el logrado por la alimentación uniforme, pero en cuanto a los lóbulos laterales la diferencia es apreciable. A continuación, se procederá a la aplicación del método de Tschebyscheff sobre el arreglo de antenas diseñado para evaluar su efectividad.

4.3.1 Obtención de los valores de alimentación del arreglo lineal a partir del método de Tschebyscheff.

Para la aplicación del método de Tschebyscheff sobre el arreglo lineal diseñado se aplicará el procedimiento descrito en el capítulo anterior, el cual secuencialmente permitirá obtener los coeficientes de alimentación del arreglo y el patrón de radiación correspondiente.

Antes de pasar al primer paso del procedimiento para resolver el método de Tschebyscheff se harán las especificaciones necesarias. Como se sabe el arreglo está formado por 7 elementos separados una distancia de un cuarto de longitud de onda, además, el nivel de lóbulo principal a secundario deberá ser 30 dB. Definido lo anterior se pasará a la resolución del método.

Paso 1: Como se trata de un número impar de elementos del arreglo, la forma del factor del arreglo será la siguiente:

$$(AF)_{2M+1} = \sum_{n=1}^{M+1} a_n \cos\{2(n-1)u\} \quad , u = \frac{\pi d}{\lambda} \cos \theta$$

Paso 2: Una vez expandido el factor del arreglo queda:

$$(AF)_7 = a_1 + a_2 \cos(2u) + a_3 \cos(4u) + a_4 \cos(6u)$$

Luego se sustituye cada término coseno por su serie de expansión, quedando:

$$\begin{aligned} (AF)_7 = & a_1 + a_2 [2\cos(u^2) - 1] \\ & + a_3 [8\cos(u^4) - 8\cos(u^2) + 1] \\ & + a_4 [32\cos(u^6) - 48\cos(u^4) + 18\cos(u^2) - 1] \end{aligned}$$

Paso 3: Es necesario obtener el valor de R_0 en veces, el cual es 31.62. Luego se pasa a calcular el punto z_0 (posición del máximo) tal que $T_m(z_0) = R_0$, resultando:

$$R_0 = \cosh[6\cosh^{-1}(z_0)]$$

Al realizarse el despeje de z_0 y resolviendo queda:

$$z_0 = \cosh\left[\frac{1}{6} \cosh^{-1}(31.62)\right] = 1.2485$$

Paso 4: Luego de hacer la sustitución $\cos u = \frac{z}{z_0}$ en el factor del arreglo queda:

$$(AF)_7 = a_1 + 2a_2 \frac{z^2}{z_0^2} - a_2 + 8a_3 \frac{z^4}{z_0^4} - 8a_3 \frac{z^2}{z_0^2} + a_3 + 32a_4 \frac{z^6}{z_0^6} - 48a_4 \frac{z^4}{z_0^4} + 18a_4 \frac{z^2}{z_0^2} - a_4$$

Paso 5: Igualar el factor del arreglo, después de la sustitución del paso anterior, a $T_6(z)$:

$$(AF)_7 = a_1 + 2a_2 \frac{z^2}{z_0^2} - a_2 + 8a_3 \frac{z^4}{z_0^4} - 8a_3 \frac{z^2}{z_0^2} + a_3 + 32a_4 \frac{z^6}{z_0^6} - 48a_4 \frac{z^4}{z_0^4} + 18a_4 \frac{z^2}{z_0^2} - a_4 = T_6(z) = -1 + 18z^2 - 48z^4 + 32z^6$$

Una vez obtenida la expresión anterior, para resolver los valores de la alimentación solo es necesario agrupar los términos semejantes en el factor del arreglo e igualarlos a sus correspondientes en el polinomio de Tschebyscheff. Así los coeficientes resultantes fueron: $a_1 = 7.1665$, $a_2 = 12.5243$, $a_3 = 8.1449$ y $a_4 = 3.7871$. Como el valor real con el cual se alimenta el elemento central del arreglo es $2a_1$ entonces los valores normalizados son $2a_1 = 1$, $a_{2n} = 0.8738$, $a_{3n} = 0.5683$ y $a_{4n} = 0.2642$.

4.3.2 Resultados de la aplicación del método de Tschebyscheff.

Una vez alimentado el arreglo con los valores anteriores se obtuvo un patrón de radiación con características acordes a los sistemas de radiolocalización. A continuación, se muestran los resultados del patrón de radiación y la directividad simulados con el *software* HFSS v15.0.



Figura 4.9. Patrón de radiación en tres dimensiones del arreglo alimentado por el método de Tschebyscheff obtenido con el software HFSS v15.0.

Fuente el autor

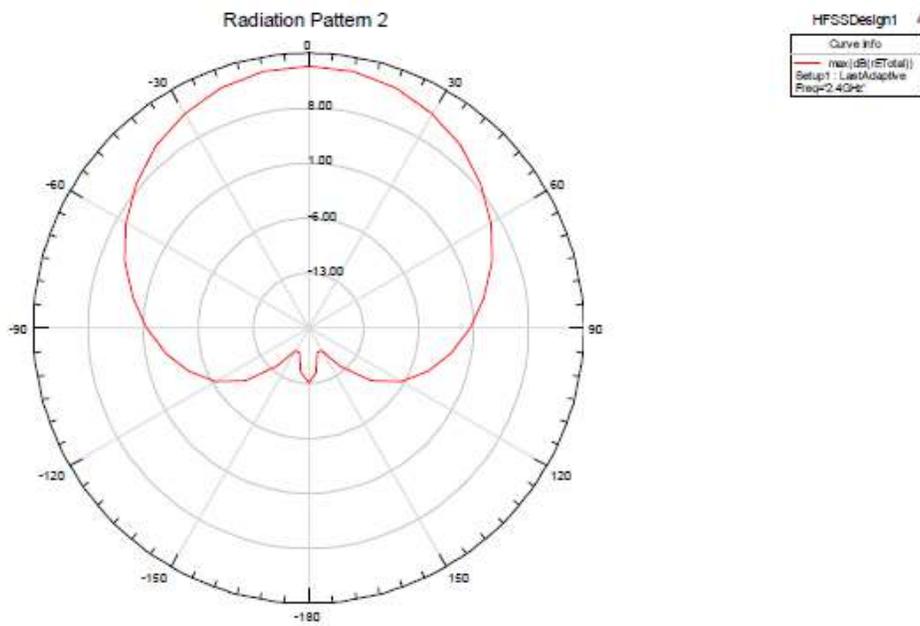


Figura 4.10. Corte realizado al patrón de radiación en tres dimensiones del arreglo alimentado por el método de Tschebyscheff obtenido con el software HFSS v15.0.

Fuente el autor

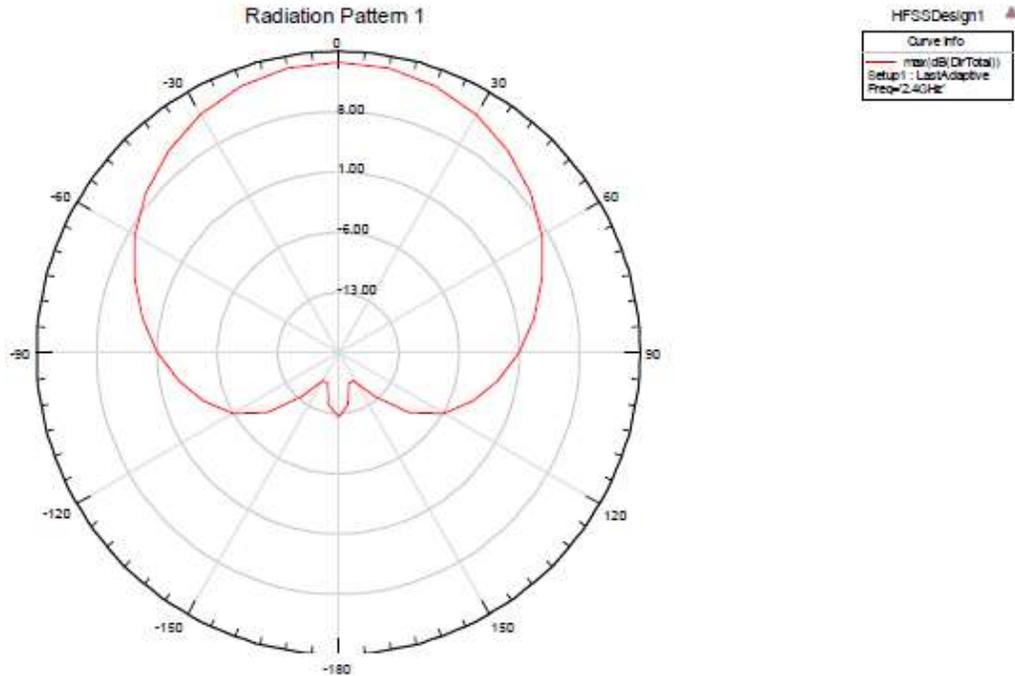


Figura 4.11. Directividad del arreglo alimentado a partir del método de Tschebyscheff obtenido con el software HFSS v15.0.

Fuente el autor

A partir de estos resultados es apreciable el hecho de que el patrón de radiación obtenido por el método de síntesis de Tschebyscheff posee el lóbulo principal menos estrecho que el obtenido por la alimentación uniforme, pero presenta menor densidad de lóbulos laterales, lo cual es compatible con la teoría.

4.4 Aplicación del método de síntesis Taylor *line source (one parameter)*.

A continuación, se presenta la aplicación del método de síntesis Taylor *line source (one parameter)* sobre el arreglo de antenas diseñado.

4.4.1 Obtención de los valores de alimentación del arreglo lineal a partir del método de síntesis Taylor *line source (one parameter)*.

Para la obtención de los coeficientes de alimentación del arreglo se debe, primeramente, definir la relación de lóbulo principal a secundario que se pretende lograr en el patrón de radiación. Además, como el método fue pensado para fuentes

lineales continuas y el caso en cuestión es un arreglo de siete elementos separados un cuarto de longitud de onda, es necesario hacer la conversión, dando como resultado una fuente lineal continua de longitud $3\lambda/2$.

Como se realizará una comparación entre los resultados de ambos métodos, se definirá una $R_0 = 30 \text{ dB}$. Luego para obtener cada valor de alimentación solo es necesario calcular el valor de B e ir evaluando dentro del argumento de la función de Bessel de primera especie de orden cero.

Paso 1: Para calcular B se utilizará la siguiente expresión:

$$R_0 = \frac{\sinh(\pi B)(\pi B)}{0.21723}$$

Obteniéndose que para $R_0 = 31.62$, $B = 1.2761$.

Paso 2: Partiendo de la expresión de la distribución de la alimentación siguiente se calcularán los valores de $2a_1$, a_2 , a_3 y a_4 .

$$I_n(z') = \left\{ J_0 \left(j\pi B \sqrt{1 - \left(\frac{2z'}{l} \right)^2} \right) - \frac{l}{2} \leq z' \leq \frac{l}{2} \right\}$$

- Para el elemento central, $2a_1$, z' toma el valor cero, quedando:
- $2a_1 = I_n(0) = J_0(j * 4.009) = 11.39$
- Para a_2 , z' toma como valor $\lambda/4$, quedando:

- $a_2 = I_n\left(\frac{\lambda}{4}\right) = J_0\left(j\pi B \sqrt{1 - \left(\frac{2\lambda}{3\lambda}\right)^2}\right) = J_0(j * 0.943) = 9.344$

- Para a_3 , z' toma como valor $\lambda/2$, quedando:

- $a_3 = I_n\left(\frac{\lambda}{2}\right) = J_0\left(j\pi B \sqrt{1 - \left(\frac{2\lambda}{2\lambda}\right)^2}\right) = J_0\left(j\pi B * \sqrt{\frac{5}{9}}\right) = 4.8341$

- Para a_4 , z' toma como valor $3\lambda/4$, quedando:

- $$a_4 = I_n \left(\frac{3\lambda}{4} \right) = J_0 \left(j\pi B \sqrt{1 - \left(\frac{2 \cdot 3\lambda}{4} \right)^2} \right) = J_0(0) = 1$$

Finalmente, los valores normalizados son $2a_1 = 1, a_{2n} = 0.8217, a_{3n} = 0.4244$ y $a_{4n} = 0.0878$.

4.4.2 Obtención de los resultados de la aplicación del método de síntesis Taylor line source (one parameter).

Una vez alimentado el arreglo con los valores anteriores se obtuvo un patrón de radiación que es aplicable en sistemas de radar y de bajo nivel de ruido. A continuación, se muestran los resultados de patrón de radiación y directividad.

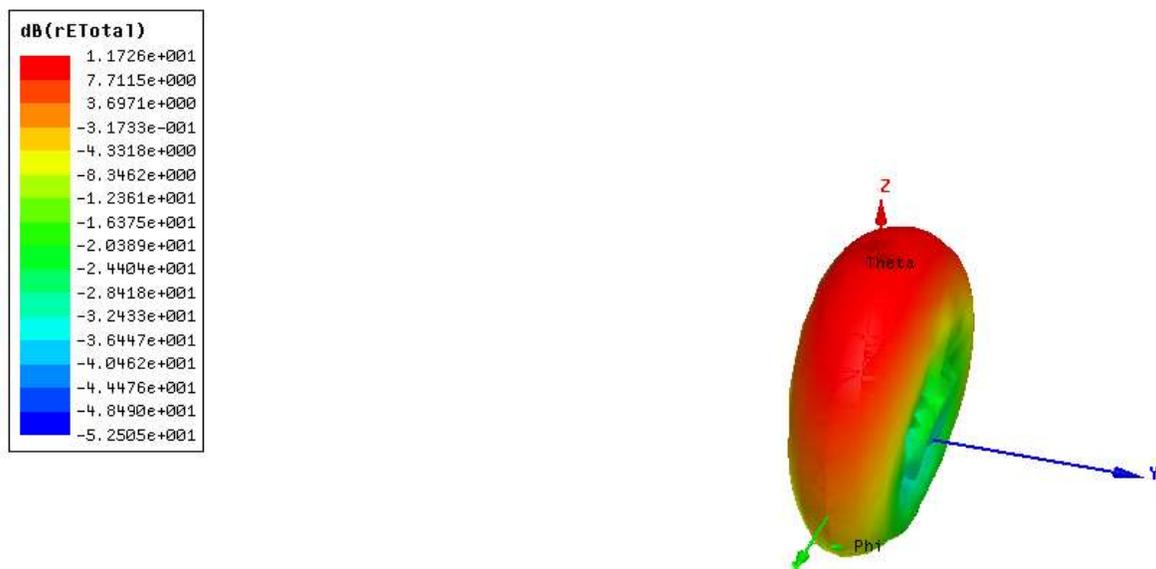


Figura 4.12. Patrón de radiación del arreglo alimentado por el método de síntesis Taylor line source (one parameter) obtenido con el software HFSS v15.0.

Fuente el autor

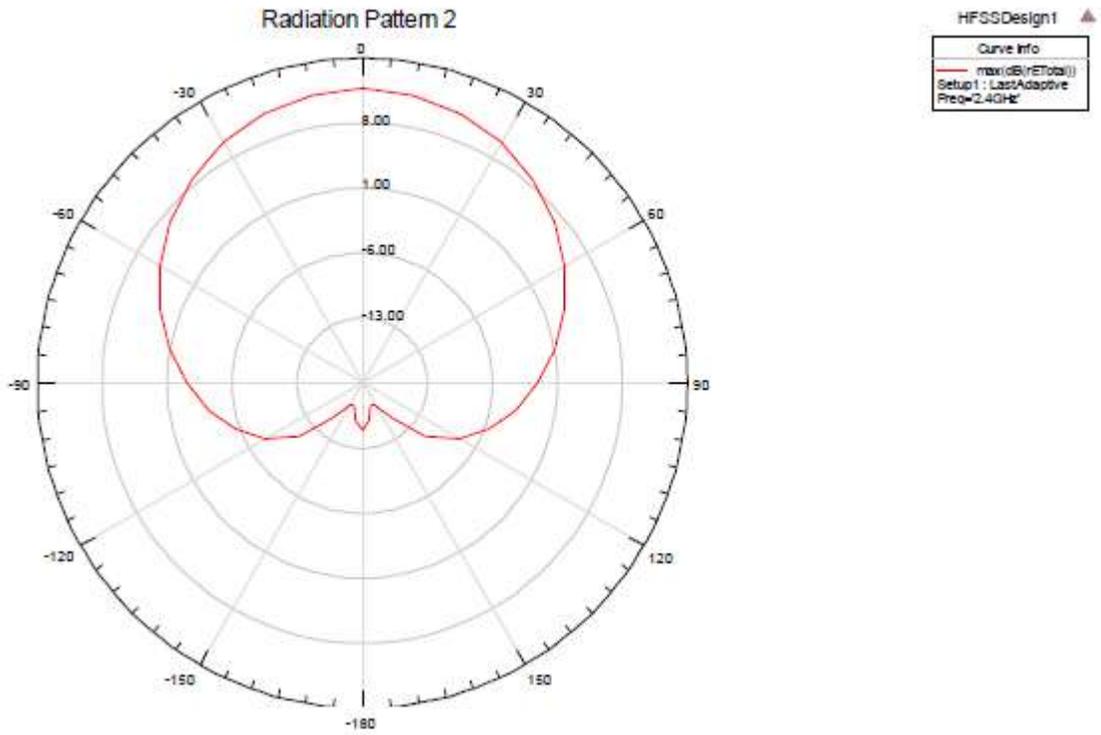


Figura 4.13. Corte realizado al patrón de radiación del arreglo alimentado por el método de síntesis Taylor line source (one parameter) obtenido con el software HFSS v15.0.

Fuente el autor

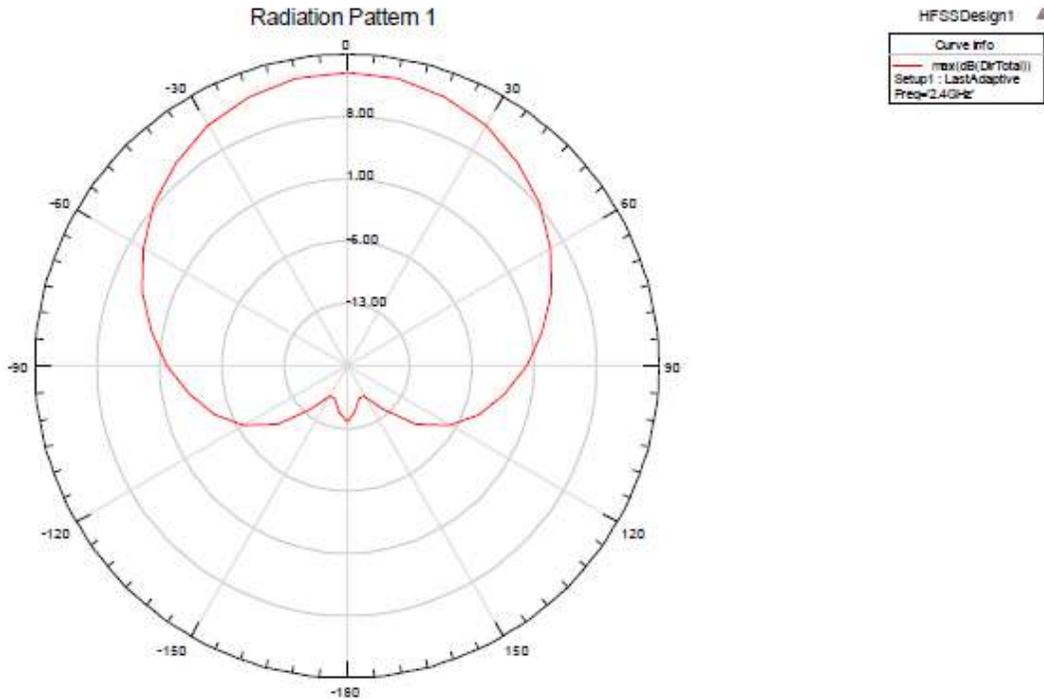


Figura 4.14. Directividad del arreglo alimentado a partir del método de síntesis Taylor line source (one parameter) obtenido con el software HFSS v15.0.

Fuente el autor

Los resultados anteriores muestran como los lóbulos laterales son menores que los obtenidos por la alimentación uniforme, aunque el haz principal es más ancho. Precisamente esa pequeña densidad de lóbulos laterales hace que sea factible la aplicación del método en sistemas de bajo ruido.

Para terminar el análisis de los métodos vistos se realizará en la sección siguiente una comparación basada en resultados arrojados por una aplicación en el software Matlab.

4.5 Comparación entre los métodos de Tschebyscheff y Taylor line source (one parameter).

Como se ha expuesto ya anteriormente, ambos métodos son aplicables en sistemas de radiolocalización, aunque el de Taylor produce resultados más eficientes que lo

hacen ser más aplicable en la práctica, principalmente en sistemas que requieran bajo ruido y mínima interferencia por regiones que no sean la correspondiente al haz principal.

Las diferencias entre ambos métodos se aprecian mucho mejor si se analizan los resultados de su aplicación en arreglos de un mayor número de elementos. A continuación, se analizarán ambos métodos sobre un arreglo de antenas de 15 elementos usando para ello una aplicación en el *software* Matlab creada por Constantine A. Balanis, en la cual se evidencian los criterios antes planteados.

4.5.1 Método de Tschebyscheff.

Como se dijo anteriormente, se aplicó el método de Tschebyscheff sobre un arreglo de 15 elementos y los resultados obtenidos con el uso del *software* en Matlab se muestran en las figuras 4.15 y 4.16.

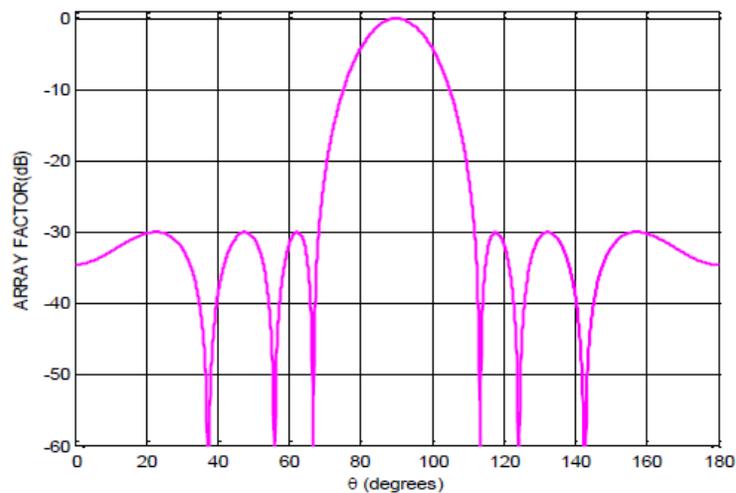


Figura 4.15. Factor del arreglo de un arreglo de 15 elementos alimentado a partir de método de Tschebyscheff.

Fuente el autor

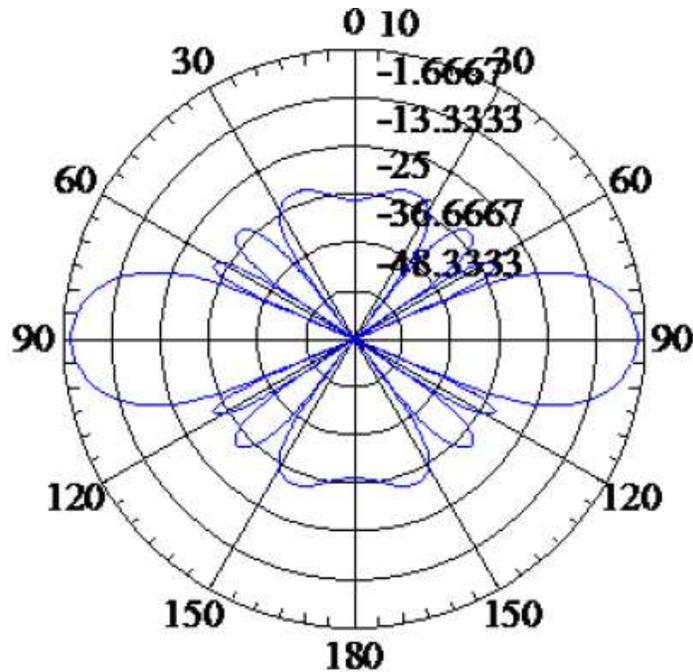


Figura 4.16. Patrón de radiación de un arreglo de 15 elementos alimentado a partir de método de Tschebyscheff.

Fuente el autor

Los resultados obtenidos muestran claramente como el factor del arreglo tiene sus lóbulos laterales de igual tamaño, que es una de las características principales de la aplicación del método. Además, se puede ver como el patrón de radiación cuenta con lóbulos laterales significativos, aunque el principal es relativamente estrecho.

4.5.2 Método de síntesis Taylor line source (one parameter).

Los resultados correspondientes al método Taylor *line source (one parameter)* sobre un arreglo de 15 con el uso del *software* en Matlab son los que se muestran en las figuras 4.17 y 4.18.

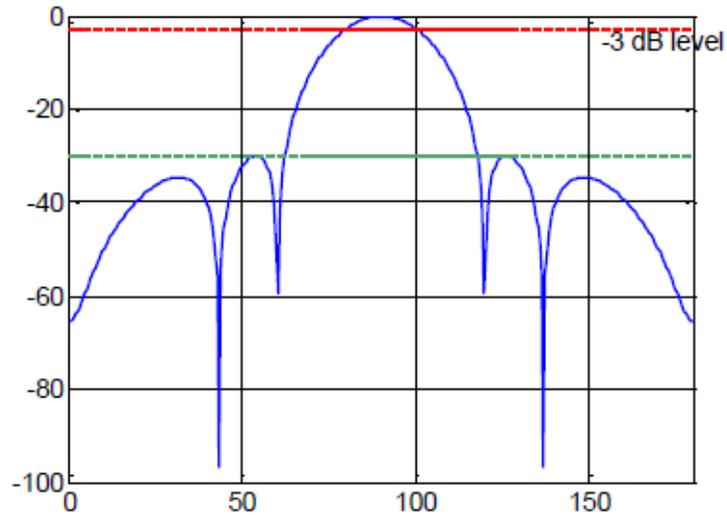


Figura 4.17. Factor del arreglo de un arreglo de 15 elementos alimentado a partir de método de Taylor line source (one parameter).

Fuente el autor

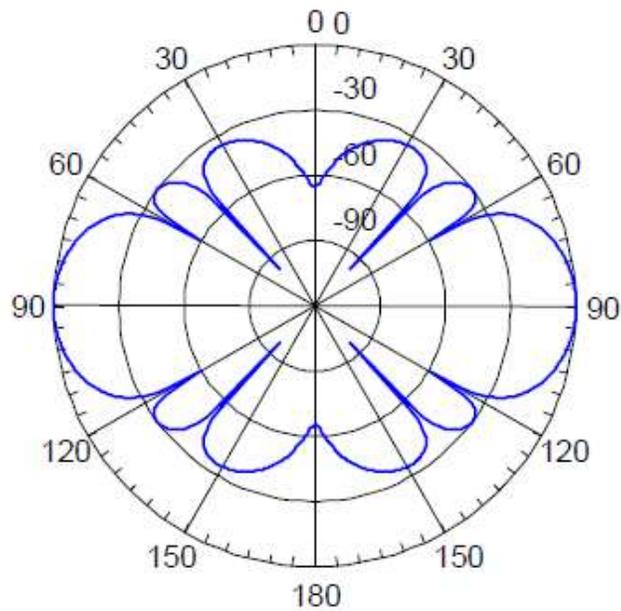


Figura 4.18. Patrón de radiación de un arreglo de 15 elementos alimentado a partir de método de Taylor line source (one parameter).

Fuente el autor

Luego de ser observados los resultados se puede llevar a cabo la comparación entre ambos métodos. Primeramente, está el hecho de que el factor del arreglo producido por el método Taylor *line source (one parameter)* tiene lóbulos laterales que decaen del centro hacia afuera, a diferencia del método de Tschebyscheff, que los mantiene uniformes. Puede observarse además como el patrón de radiación del método Taylor *line source (one parameter)* tiene lóbulos laterales más pequeños que los del método de Tschebyscheff, aunque con un haz principal menos estrecho. Esta es una pequeña desventaja del método Taylor *line source (one parameter)* que se hace insignificante ante el hecho de poseer menores lóbulos laterales.

Lo anterior visto confirma la superioridad del método Taylor *line source (one parameter)* respecto al método de Tschebyscheff debido a que este último, aunque logra patrones de radiación con haces estrechos, tiene como requisitos que los lóbulos laterales deben ser todos de igual nivel lo que requeriría de una fuente que proporcione energía infinita algo que en la práctica es ideal y por otro lado mientras más estrecho se quiera el lóbulo principal, mayor serán los niveles de lóbulos laterales lo que ocasiona que toda la interferencia y el ruido en la zona de los lóbulos laterales afectarán el resultado. Por estas razones el método Taylor *line source (one parameter)* es el más indicado para sistemas de radiolocalización y en sistemas que requieran bajo nivel de ruido.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones

Se logró el diseño y simulación de un arreglo lineal de antenas de microcintas de parche rectangular de 7 elementos, con elemento simple diseñado a la frecuencia de 2.4 GHz con sustrato FR4 y alimentación por cable coaxial, con las características adecuadas para ser excitado en dependencia del método de síntesis a evaluar.

La caracterización teórica de los métodos de síntesis de arreglos lineales de antenas permitió constatar que los de Tschebyscheff y Taylor *line source (one parameter)* son los más indicados para aplicaciones de radiolocalización.

La evaluación de los métodos de síntesis de Tschebyscheff y Taylor *line source (one parameter)* sobre un arreglo de antenas de microcintas de parche rectangular permitió obtener patrones de radiación con haz estrecho y bajos lóbulos laterales, los cuales se ajustan perfectamente a los patrones requeridos por los sistemas de radiolocalización actuales para lograr resultados eficientes para lo cual:

- Se calcularon, mediante el método de síntesis de Tschebyscheff, los valores de alimentación de cada elemento del arreglo que posibilitaron un patrón de radiación con el lóbulo principal estrecho, pequeños lóbulos laterales uniformes y una relación de lóbulo principal a secundario de 30 dB.
- Se calcularon, mediante el método de síntesis de Taylor, los valores de alimentación de cada elemento del arreglo que posibilitaron un patrón de radiación con el lóbulo principal estrecho, pequeños lóbulos laterales decrecientes y una relación de lóbulo principal a secundario de 30 dB.
- Se simuló los resultados empleando el programa de Simulación de Estructuras de Alta Frecuencia (HFSS).

Se llevó a cabo la comparación entre los resultados de ambos métodos y quedó evidenciada la superioridad del método de Taylor para aplicaciones de radiolocalización de bajo nivel de ruido.

Recomendaciones

- Implementar el arreglo diseñado en la práctica para comprobar los resultados teóricos obtenidos.
- Aplicar los métodos de síntesis analizados en el presente trabajo sobre otros arreglos de antenas con distintas especificaciones técnicas y evaluar resultados.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Balanis, C. A. (2008). *Modern Antenna Handbook* (1ra ed.). New Jersey: John Wiley and Sons.
- Balanis, C. A. (2016). *Antenna Theory. Analysis and Design* (4ta ed.). New Jersey: JOHN WILEY & SONS.
- Cardama, Á., Jofre, L., Rius, J., Romeu, J., Blanch, S., & Ferrando, M. (2002). *Antenas*. Editions UPC.
- Gómez, E., Rodríguez, I., Marante, F., & Rizo, L. (Enero-Abril de 2013). Estudio de la variación de diferentes parámetros en antenas de microcinta AAPC. *RIELAC, XXXIV 1/2013*, 27-39.
- Guha, D., & Antar, Y. (2011). *Microstrip and Printed Antennas. New trends, techniques and applications*. John Wiley and Sons.
- Hernandez, D. (2015). *Diseño, simulación y comparación de antenas microcintas a una frecuencia de 2.4GHz*. Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.
- Pérez, S. (2007). *Técnicas de Antenas*. La Habana.
- Ramesh, G., Bhartia, P., Bahl, I., & Ittipiboon, A. (2001). *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House.
- Sandoval, F. (2009). *Antenas de microcintas o patch: métodos de alimentación*.
- Saunders, S. R., & Aragón Zavala, A. (2007). *Antennas and propagation for wireless communication systems*. John Wiley and Sons.
- Skolnik, M. (1998). *Nonuniform Agrupations*. McGraw-Hill.

GLOSARIO DE TÉRMINOS

Abreviatura	Inglés	Español
<i>TEM</i>	<i>Transverse Electromagnetic</i>	Transverso Electromagnético
<i>EM</i>	<i>Electromagnetic</i>	Electromagnético
<i>FA</i>	<i>Array Factor</i>	Factor del Arreglo
<i>SF</i>	<i>Space Factor</i>	Factor de Espacio
<i>AF</i>	<i>Array Factor</i>	Factor del Arreglo
<i>HFSS</i>	<i>High Frequency Structure Simulator</i>	Simulación de Estructuras de Alta Frecuencia



**Presidencia
de la República
del Ecuador**



**Plan Nacional
de Ciencia, Tecnología,
Innovación y Saberes**



SENESCYT
Secretaría Nacional de Educación Superior,
Ciencia, Tecnología e Innovación

DECLARACIÓN Y AUTORIZACIÓN

Yo, **Sánchez Jiménez José Luis**, con C.C: # **0919096495** autor/a del trabajo de titulación: **Evaluación de la aplicación de métodos de síntesis en el diseño de arreglos de antenas de microcintas para sistemas de radiolocalización**, previo a la obtención del título de **Magíster en Telecomunicaciones** en la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.

1.- Declaro tener pleno conocimiento de la obligación que tienen las instituciones de educación superior, de conformidad con el Artículo 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior, de entregar a la SENESCYT en formato digital una copia del referido trabajo de titulación para que sea integrado al Sistema Nacional de Información de la Educación Superior del Ecuador para su difusión pública respetando los derechos de autor.

2.- Autorizo a la SENESCYT a tener una copia del referido trabajo de titulación, con el propósito de generar un repositorio que democratice la información, respetando las políticas de propiedad intelectual vigentes.

Guayaquil, 4 de septiembre del 2019

f. _____

Nombre: **Sánchez Jiménez José Luis**

C.C: 0919096495

REPOSITORIO NACIONAL EN CIENCIA Y TECNOLOGÍA

FICHA DE REGISTRO DE TESIS/TRABAJO DE TITULACIÓN

TÍTULO Y SUBTÍTULO:	Evaluación de la aplicación de métodos de síntesis en el diseño de arreglos de antenas de microcintas para sistemas de radiolocalización.		
AUTOR(ES)	Sánchez Jiménez José Luis		
REVISOR(ES)/TUTOR	MSc. Orlando Philco Asqui; MSc. Miguel Heras Sánchez / MSc. Luis Córdova Rivadeneira		
INSTITUCIÓN:	Universidad Católica de Santiago de Guayaquil		
FACULTAD:	Sistema de Posgrado		
PROGRAMA:	Maestría en Telecomunicaciones		
TÍTULO OBTENIDO:	Magister en Telecomunicaciones		
FECHA DE PUBLICACIÓN:	4 de septiembre del 2019	No. DE PÁGINAS:	72
ÁREAS TEMÁTICAS:	Antenas de microcinta, Geometría de los parches, línea de transmisión, Sustratos en antenas microcintas, Arreglos lineales de antenas, Métodos de síntesis		
PALABRAS CLAVES/ KEYWORDS:	Antena de microcintas, arreglo de antenas, método de síntesis, parches, línea de transmisión, Sustratos.		
RESUMEN/ABSTRACT:	<p>En el presente trabajo se describe la temática de evaluación de la aplicación de los métodos de síntesis en el diseño de antenas de microcintas para sistemas de radiolocalización. Se abordaron algunos conceptos necesarios para la comprensión del trabajo, tales como antenas de microcintas y arreglos de antenas, se exponen las características generales de los diversos métodos de síntesis existentes en la temática ahondando en los de Tschebyscheff y Taylor line-source (one parameter). Se presenta todo el proceso de evaluación de los métodos antes mencionados sobre un arreglo de antenas de microcintas de parche rectangular para obtener patrones de radiación con haz estrecho y bajos lóbulos laterales característicos de los sistemas de radiolocalización actuales. Se muestra, además, el diseño del arreglo empleando el programa de Simulación de Estructuras de Alta Frecuencia (HFSS). Se realizó la comparación entre los resultados obtenidos de la aplicación de los métodos determinándose el más eficiente para aplicarse en los sistemas de radiolocalización actuales.</p>		
ADJUNTO PDF:	<input checked="" type="checkbox"/> SI	<input type="checkbox"/> NO	
CONTACTO CON AUTOR/ES:	Teléfono: +593-991000586	E-mail: joseluissanchezj.js@gmail.com	
CONTACTO CON LA INSTITUCIÓN (COORDINADOR DEL PROCESO UTE):	Nombre: Romero Paz Manuel de Jesús		
	Teléfono: +593-994606932		
	E-mail: manuel.romero@cu.ucsg.edu.ec		
SECCIÓN PARA USO DE BIBLIOTECA			
Nº. DE REGISTRO (en base a datos):			
Nº. DE CLASIFICACIÓN:			
DIRECCIÓN URL (tesis en la web):			