



UNIVERSIDAD CENTRAL "MARTA ABREU" DE LAS VILLAS
VERITATE SOLA NOBIS IMPONETUR VIRILISTOGA. 1948

Facultad de Ingeniería Eléctrica

Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones

TRABAJO DE DIPLOMA

*“Diseño de un Sistema de Antenas para la conformación
de un haz con aplicación en radiolocalización.”*

Autor: Leanne Díaz Alpízar.

Tutor: Ing. Roberto Hiribarne Guedes.

Santa Clara

2008

“Año 50 de la Revolución”

*UNIVERSIDAD CENTRAL “Marta Abreu” DE LAS
VILLAS.*



Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas

Facultad de Ingeniería Eléctrica

Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones



TRABAJO DE DIPLOMA

“Diseño de un Sistema de Antenas para la conformación de un haz con aplicación en radiolocalización.”

Autor: Leanne Díaz Alpízar.

E-mail: leanne@uclv.edu.cu

Tutor: Ing. Roberto Hiribarne Guedes.

E-mail: hiribarne@uclv.edu.cu

Santa Clara

2008

“Año 50 de la Revolución”



Hago constar que el presente trabajo de diploma fue realizado en la Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas como parte de la culminación de estudios de la especialidad de Ingeniería en Telecomunicaciones y Electrónica, autorizando 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 publicado sin autorización de la Universidad.

Firma del Autor

Los abajo firmantes certificamos que el presente trabajo ha sido realizado según acuerdo de la dirección de nuestro centro y el mismo cumple con los requisitos que debe tener un trabajo de esta envergadura referido a la temática señalada.

Firma del Tutor

Firma del Jefe de Departamento
donde se defiende el trabajo

Firma del Responsable de
Información Científico-Técnico

PENSAMIENTO

“La ciencia tiene una característica maravillosa, y es que aprende de sus errores, que utiliza sus equivocaciones para examinar los problemas y volver a intentar resolverlos, cada vez por nuevos caminos.”

Ruy Pérez Tamayo.

DEDICATORIA

Dedico este trabajo:

A Luisa y Pedro por ser unos padres maravillosos.

*A Pedro Pablo por ser el mejor hermano del mundo a pesar de
sus inmadureces.*

*A Lisbet Morán, Yaritza, Lisbet García, Yisel, María de
Lourdes, Mairén, Yilena, Yanet, Ailicec, Lincoln y Yuniel por
ser verdaderos amigos: en buenos y malos momentos.*

*Al colectivo de trabajadores de la UEB Recuperación Materias
Primas Jatibonico por facilitarme los medios necesarios para
hacer más cómodo mi estudio durante los cinco años de la
carrera.*

AGRADECIMIENTOS

A todos los que de una forma u otra han hecho posible que haya llegado hasta aquí; principalmente a mi mamá, mi papá, mi hermanito, mi tutor: Roberto Hiribarne Guedes, mis compañeros de estudios y mis amistades en general.

TAREAS TÉCNICAS

1. Búsqueda bibliográfica y estudio de trabajos relacionados con la síntesis de conjuntos de antenas.
2. Obtención de los parámetros principales del diseño a partir del algoritmo propuesto.
3. Comparación de los diseños, basados en los resultados teóricos.
4. Análisis del diseño seleccionado.
5. Redacción del informe final.

Firma de los Autores

Firma del Tutor

RESUMEN

En el siglo XXI se cuenta con un sistema de radar que fue creado en los años 50 del siglo XX. Este posee dos antenas. Cada una abarca el ancho de una calle, en el plano horizontal, y la altura de un puente de carretera, en el plano vertical. Esto trae como consecuencia que sea muy difícil de manipular por su gran tamaño. El presente trabajo se realizó con el objetivo de implementar un conjunto de antenas más sencillo y que posea el mismo funcionamiento del sistema actual. La investigación se basó primordialmente en el funcionamiento de los radares de barrido electrónico que usan arreglos de antenas. El arreglo de antenas que se eligió fue plano cuadrado por ser fácil de implementar y presentar mayor número de parámetros de control. Para la creación de este se emplearon los algoritmos de Dolph-Chebyshev y de la Fuente de Línea de Taylor. Se obtuvieron cuatro diseños utilizando los métodos anteriores. Se usó la herramienta de cálculo Matlab, permitiendo la validación de los resultados alcanzados.

TABLA DE CONTENIDOS

PENSAMIENTO.....	I
DEDICATORIA.....	II
AGRADECIMIENTOS.....	III
TAREAS TÉCNICAS.....	IV
RESUMEN.....	V
CAPÍTULO 1. Arreglos de antenas: estado del arte y fundamentos teóricos.....	4
1.1 Radares de radiolocalización.....	4
1.2 Estado del arte de las Antenas de Arreglos de Fase (AAF).....	5
1.3 Arreglos de antenas.....	6
1.4 Arreglos lineales.....	8
1.4.1 Arreglos lineales de N elementos: con amplitud y espaciamiento uniforme..	9
1.5 Arreglos planos.....	14
1.5.1 Arreglos planos rectangulares.....	14
1.5.2 Arreglo plano circular.....	18
1.6 Métodos de síntesis del patrón para arreglos lineales y planos.....	21
1.6.1 Método de la Transformada de Fourier.....	21
1.6.2 Método de Schelkunov.....	21
1.6.3 Síntesis de Woodward.....	21

1.6.4 Síntesis de Dolph - Chebyshev.	21
1.6.5 Síntesis de la Fuente de Línea de Taylor.	22
1.6.6 Patrones del sen (πz)/ (πz) modificado.	22
1.6.7 Patrones de diferencia de la Fuente de Línea de Byliss.....	22
1.6.8 Métodos de síntesis basados en patrones de Byliss: Patrones de Taylor modificados por Elliott y método iterativo de Elliott.	22
1.6.9 Discretización de las iluminaciones de aberturas continuas por el ajuste e iteración de la raíz.....	23
1.6.10 Síntesis de patrones con raíces complejas y síntesis del patrón de potencia.	23
1.7 Síntesis de arreglos planos circulares.	24
1.7.1 Síntesis de Taylor del arreglo circular.	24
1.7.2 Patrones de la diferencia de Bayliss para los arreglos circulares.	24
1.8 Conclusiones del capítulo.	24
CAPÍTULO 2. Algoritmos empleados en la propuesta de diseño.....	26
2.1 Síntesis de Dolph-Chebyshev	26
2.2 Síntesis de la Fuente de Línea de Taylor.	34
2.3 Diseño del conjunto o arreglo de antenas.	41
2.3.1 Arreglo plano.	42
2.3.2 Arreglo lineal.	43
2.4 Utilización de Matlab.....	45
2.4.1 Archivos con extensión .m.....	45
2.5 Conclusiones del capítulo.	50
CAPÍTULO 3. Resultados finales de los diseños propuestos.	51
3.1 Análisis de los resultados alcanzados con el método de Dolph – Chebyshev.	51

3.2 Análisis de los resultados alcanzados con el procedimiento de la Fuente de línea de Taylor.....	56
3.3 Resultados gráficos.....	59
3.4 Comparación de los resultados logrados con las condiciones reales del sistema de radar estudiado.....	59
3.5 Conclusiones del capítulo.....	61
CONCLUSIONES.....	62
RECOMENDACIONES.....	63
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	64
ANEXOS.....	68
ANEXO I.....	68
ANEXO II.....	69
ANEXO IV.....	71
ANEXO V.....	72
ANEXO VI.....	73
ANEXO VII.....	74
ANEXO VIII.....	76
ANEXO IX.....	78
ANEXO X.....	80
ANEXO XI.....	85
ANEXO XII.....	86

INTRODUCCIÓN

Uno de los dispositivos más importantes que componen un radar es su sistema de antenas. Uno de los radares que se emplea actualmente en nuestro país consta de dos antenas de tipo “caracol”, que forma un mecanismo sofisticado diseñado en la década del 50 del siglo XX. Las antenas, en posición horizontal, abarcan el ancho de una calle y, en posición vertical, supera la altura de un puente de una carretera. El sistema en general resulta un conjunto muy voluminoso, pesado, difícil de esconder del enemigo y con grandes superficies expuestas a las esquirlas, piedras y otros cuerpos sólidos que se producen durante las explosiones; para su montaje y desmontaje se necesita una grúa o algún equipo de destino especial; durante su enmascaramiento hacen falta grandes redes o dispositivos singulares y para su traslado se debe usar grandes vehículos o carretones; todo ello sin mencionar el tiempo y la cantidad de personas que se destinan con el propósito de llevar a cabo todas estas operaciones.

Mediante este trabajo se pretende realizar el diseño de un sistema de antenas que pueda reemplazar al mencionado anteriormente. Las características de conformación del haz son las siguientes: el ancho del lóbulo principal en el plano del desplazamiento debe ser de 1° y en el plano perpendicular a este de 7° . El nuevo sistema de antenas tiene que ser lo más pequeño, liviano y manuable posible; con un funcionamiento igual al del sistema empleado actualmente y que permita ser reemplazado con la menor inversión. La aplicación inmediata de este sistema estaría vinculada directamente a radares de súper alta frecuencia

para la radiolocalización de aeronaves, aunque el método expuesto es general para otro tipo de aplicaciones.

Los sistemas de radares emplean dos tipos de barrido para mover su diagrama direccional: el mecánico que consiste en girar la antena por medio de un motor y el barrido electrónico que emplea un conjunto de antenas, el cual le permite rastrear un sector del espacio y seguir los objetos sin la necesidad de movimiento mecánico, sino variando la alimentación de sus elementos. La primera variante tiene inconvenientes tales como: vulnerabilidad a daños mecánicos y lentitud del rastreo, entre otras, por lo que en la actualidad el más usado es el barrido electrónico. Esta investigación está encaminada esencialmente al estudio del estado actual de los arreglos de antenas de barrido electrónico y los métodos que permiten realizar sus diseños.

Entre los objetivos principales de este trabajo se encuentran:

- ✓ Obtener las características del sistema de antenas utilizado en la actualidad.
- ✓ Revisión bibliográfica sobre arreglos de antenas y su aplicación en radares de radiolocalización.
- ✓ Realizar los cálculos y simulaciones pertinentes que permitan la obtención del diseño adecuado.
- ✓ Plantear un diseño del arreglo de antenas que sea capaz de producir un diagrama direccional igual al que ofrece el sistema de antenas que se pretende reemplazar.

El informe está dividido en tres capítulos. El primero recibe por título: “Arreglos de antenas: estado del arte y fundamentos teóricos”; en este se da un pequeño panorama sobre la situación actual de los conjuntos de antenas en el mundo, los tipos que existen y las características más relevantes de estos; así como se mencionan los diferentes algoritmos que se pueden utilizar para el diseño de arreglos lineales y planos. El segundo capítulo denominado: “Algoritmos empleados en la propuesta de diseño”; expone todos los métodos que se usaron para llegar a los diseños que fueron propuestos. Por último el tercer capítulo: “Resultados finales de los diseños propuestos”; trata todos los resultados obtenidos tanto de

los cálculos, con los algoritmos desarrollados en el segundo capítulo, como de los gráficos obtenidos con el Matlab como validación; también se hace una comparación de los resultados obtenidos con los requisitos iniciales.

CAPÍTULO 1. Arreglos de antenas: estado del arte y fundamentos teóricos.

En este capítulo se hace referencia al concepto de radar, las aplicaciones en el campo militar, los tipos de barridos que utilizan para llevar a cabo la exploración, cuáles son los más empleados y el tipo de antena del que mayor demanda posee. Además se aborda la utilización de los arreglos de antenas, se da una definición de los mismos, se trata sobre los diferentes tipos que se pueden encontrar y de sus características principales, profundizándose en aquellos que poseen mayor uso en las aplicaciones de radiolocalización. También se hace mención de algunos algoritmos que se utilizan para el diseño de arreglos de antenas.

1.1 Radares de radiolocalización.

El Radar es un sistema electrónico que permite detectar objetos y determinar la distancia a que se encuentran proyectando sobre ellos ondas de radio, que son reflejadas por dicho objeto, y que al ser recibidas de nuevo por la antena del radar permiten calcular la distancia a la que se encuentra este último, en función del tiempo que tardó en ir y volver la señal. En la actualidad los radares se utilizan con intereses militares tales como: vigilancia y localización aérea y marítima, control de tiro, etc, así como también en aplicaciones civiles.

Los sistemas de radar pueden emplear dos tipos de barrido para mover su diagrama direccional (Toomay, 1982). El barrido mecánico, que consiste en girar la antena o alguna parte de ella por medio de un motor eléctrico; y por otra parte el barrido electrónico que se basa en la variación de la alimentación de los elementos de un conjunto de antenas, de esta forma permite rastrear y seguir los objetos sin movimiento mecánico. La primera variante tiene sus inconvenientes tales como vulnerabilidad a daños mecánicos y lentitud del rastreo. En la actualidad el más usado es el de barrido electrónico.

Para mover el diagrama direccional en un radar electrónicamente se emplean los arreglos de antena (Matt, 1992), principalmente los arreglos de fase. Un arreglo de fase (Berdñias y Testoni, 2000) es un grupo de antenas que, cuando se conectan, funcionan como una sola antena cuyo ancho y dirección del haz (o sea, patrón de radiación) puede cambiarse electrónicamente sin tener que mover físicamente ninguno de los elementos de la antena. La fase de la señal que alimenta cada uno de estos elementos de antenas está controlada de tal manera que la radiación del conjunto sea muy directiva. A partir de un control de las distribuciones de amplitud y fase en cada elemento de la antena es posible lograr un cambio en la dirección del lóbulo principal. Combinando las fases de las señales de alimentación se pueden cancelar los lóbulos en las direcciones no deseadas y se interfieren constructivamente en las direcciones de interés. El barrido del sector de exploración se realiza variando la fase de todos los elementos del arreglo, consiguiendo con esto evitar el movimiento mecánico.

A continuación se realizará un análisis general de la teoría de arreglos de antenas.

1.2 Estado del arte de las Antenas de Arreglos de Fase (AAF).

Muchos sistemas de comunicaciones terrestres, aéreos y espaciales, se han interesado en la tecnología de las antenas de arreglos de fase, principalmente por su característica de conformación y escaneo electrónico del haz. Por las décadas de 1950 y 1960, las AAF adquirieron considerable interés (Parker, 2002). Las AAF pasivos fueron las primeras en fabricarse, siguieron los arreglos activos en base a transistores bipolares, posteriormente los arreglos activos en base a circuitos integrados monolíticos de estado sólido, y más tarde distintas propuestas para mejorar ciertas características, como son las antenas RADANT (Iturri y Martynyuk, 2007) o arreglos fila - columna.

Tanto los arreglos pasivos como los activos tienen conmutadores de fase conectados a cada uno de sus elementos. Los arreglos pasivos tienen conexión directa del módulo transmisor – receptor central a todos los elementos del arreglo, en cambio, en los arreglos activos, cada elemento del arreglo tiene su propio módulo transmisor – receptor. Se hicieron presente algunas desventajas en estos dos tipos de arreglos, principalmente complejidad y costo, las cuales fueron mejoradas con el advenimiento de los Circuitos

Integrados Monolíticos para Microondas (MMIC), el ensamblaje automatizado de componentes de microondas y los arreglos activos con procesador digital de alto desempeño y alta velocidad, siendo las preferidas por los sistemas de radar y por los sistemas de comunicaciones que requieren de rápido escaneo electrónico.

Los laboratorios de investigación naval de los Estados Unidos han venido desarrollando dos técnicas para el control del haz con arreglos fila – columna. Una es utilizando dos arreglos uno detrás de otro. El primer arreglo controla al haz en acimut y el segundo arreglo en elevación. La segunda técnica se basa en un arreglo de lentes RADANT que consiste en pares de rejillas paralelas entre sí. Las rejillas tienen celdas con diodos como carga en cada uno de sus nodos. De igual manera es posible utilizar dos lentes RADANT uno detrás de otro, para el escaneo en ambos planos. Thomson CSF ha desarrollado este tipo de antena. (Parker, 2002).

Los AAF han sido ampliamente utilizados en diversos sistemas de defensa, como por ejemplo: PATRIOT, COBRA DANE, AEGIS, ARTHUR, con antenas de arreglos de fase pasivos; ERIEYE, PHALCON, y el sistema de defensa contra misiles PAVE PAWS con arreglos de fase activos de estado sólido.

1.3 Arreglos de antenas.

Un arreglo de antenas es un conjunto de antenas simples (Balanis, 1996), generalmente iguales y orientadas en la misma dirección, las cuales son acomodadas en una disposición física determinada, relativamente cercanas unas respecto a otras, y además cada antena es manejada por un mismo sistema de separación (o combinador). Son capaces de concentrar la radiación en direcciones deseadas.

Los arreglos de antenas son utilizados cuando no se logra la ganancia directiva requerida con un solo elemento de radiación. Los arreglos de antenas son empleados para dirigir la potencia radiada hacia un sector angular deseado según Johnson (Johnson, 1993). El número, la fase y amplitud relativa de los elementos del arreglo dependen del patrón angular que sea necesario lograr.

Martínez (Martínez, 2006) expone que existen diferentes tipos de arreglos de antenas. Para su clasificación se tienen presente dos criterios fundamentales: la distribución geométrica de los elementos y la excitación de los mismos.

Según la distribución geométrica de los elementos existen arreglos que pueden ser lineales, planos o conformes. Entre los lineales encontramos los de separación uniforme (ULA, Arreglos Lineales Uniformes) y los de separación no uniforme. Entre los planos pueden hallarse los rectangulares, circulares y en forma de cruz. Y conformes son aquellos que su forma se corresponde con la de un cilindro, la de un cono o la de una esfera.

En cuanto a la excitación de los elementos existen arreglos de amplitud uniforme, de amplitud no uniforme y de fase progresiva.

En una distribución general de elementos de antenas como la mostrada en la figura 1.1, para distancias muy lejanas del elemento, la radiación tiene la dependencia de $[\exp(-jkR)]/R$ de una onda multiplicada por una función vectorial de ángulo $f_n(\theta, \Phi)$ llamada patrón del elemento (Mailloux, 2005). El campo lejano de cualquier elemento n -ésimo puede ser escrito como:

$$E_n(r, \theta, \Phi) = f_n(\theta, \Phi) \exp(-jkR_n)/R_n \quad (1.1)$$

para

$$R_n = [(x - x_n)^2 + (y - y_n)^2 + (z - z_n)^2]^{1/2} \quad (1.2)$$

y donde $k = 2\pi/\lambda$ es el número de onda de espacio libre a una frecuencia f .

Si el patrón es medido a una distancia R muy lejana del arreglo desde un centro arbitrario del sistema de coordenadas, R va a ser $R = 2L^2/\lambda$, con L como la mayor dimensión del arreglo. Aunque para patrones de lóbulos laterales pequeños o con regiones anuladas profundas, se usa $10 L^2/\lambda$ o una distancia muy grande (Hacker y Schrank, 1982; Hansen, 1984).

Para un arreglo arbitrario, donde los coeficientes a_n son los coeficientes de excitación (voltajes o corrientes) de las señales incidentes, asumiendo que todos los patrones en el arreglo dado son iguales. Se tiene que

$$E = f(\theta, \Phi) \{ \exp(-j k R) / R \} \sum a_n \exp(+j k r_n \cdot \hat{r}) \quad (1.3)$$

Entonces el patrón se podrá pensar como el producto de un patrón del elemento vectorial $f(\theta, \Phi)$ y un factor del arreglo escalar $F(\theta, \Phi)$, donde

$$F(\theta, \Phi) = \sum a_n \exp(j k r_n \cdot \hat{r}) \quad (1.4)$$

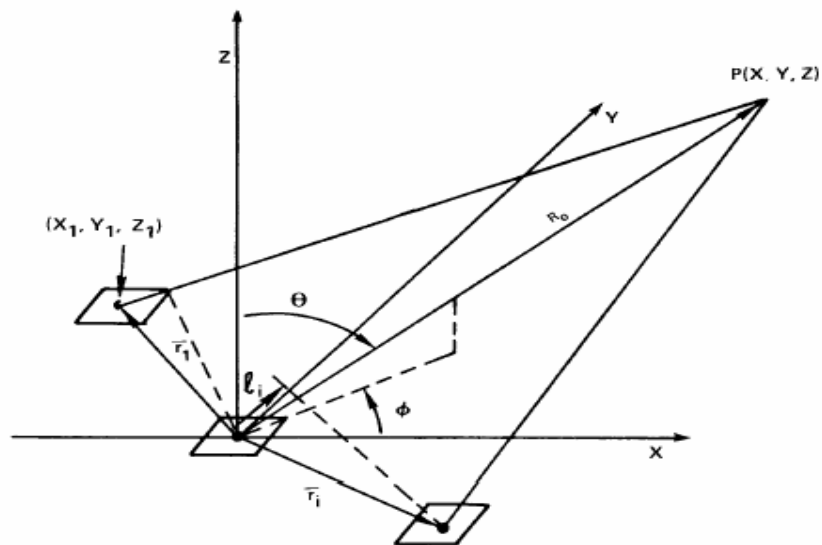


Figura 1.1 Configuración general de un arreglo (Mailloux, 2005).

1.4 Arreglos lineales.

Los arreglos lineales de antenas son aquellos en los que los elementos del arreglo se encuentran ubicados sobre una línea recta, con separación uniforme o no uniforme (Balanis, 1997; Stutzman y Thiele, 1981; Milligan, 1985).

En la figura 1.2 un arreglo lineal espaciado uniformemente es representado con N elementos isotrópicos idénticos. Cada elemento es excitado con un coeficiente a_n

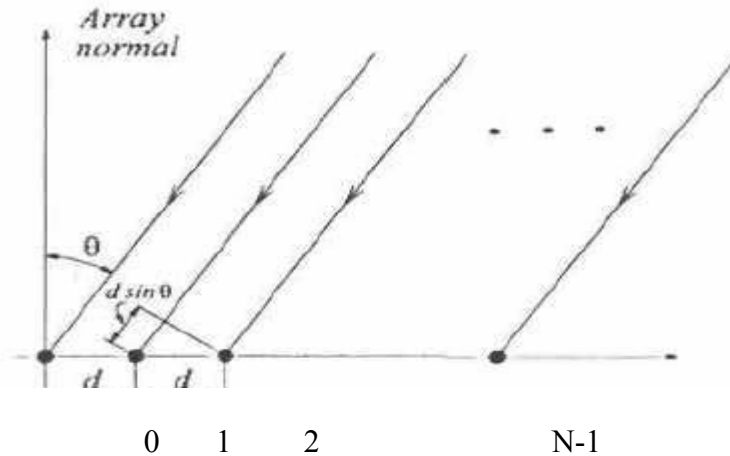


Figura 1.2 Un arreglo lineal uniformemente espaciado (Litva y Kwod-yeung, 1996).

con $n = 0, 1, \dots, N-1$, y el espaciamento entre elemento es denotado por d . La distancia de diferencia entre las dos sendas del rayo es $\psi = kd \cos \theta + \beta$. Si la fase de la señal en el origen es cero, la dirección de la fase de la señal del elemento N relativo al elemento 0 es $knd \cos \theta + \beta$, donde $k = 2\pi/\lambda$. Sumando todas las salidas de los elementos da el factor de arreglo F :

$$F(\theta) = a_0 + a_1 e^{+j(kd \cos \theta + \beta)} + a_2 e^{+j2(kd \cos \theta + \beta)} + \dots + a_n e^{+j(N-1)(kd \cos \theta + \beta)} \quad (1.5)$$

N

$$F(\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{+jn(kd \cos \theta + \beta)} \quad (1.6)$$

$n = 0$

1.4.1 Arreglos lineales de N elementos: con amplitud y espaciamento uniforme.

El factor de arreglo normalizado será según Bach y Hansen (Bach y Hansen, 1969)

$$(AF)_n = 1/N [\text{sen}(N\Psi/2) / \text{sen}(\Psi/2)] \quad (1.7)$$

Este va a tener solo un máximo cuando

$$\Theta_m = \cos^{-1} (\lambda\beta / 2\pi d) \quad (1.8)$$

el cual es el ángulo de observación que hace $\Psi = 0$.

El punto de 3 dB para el factor del arreglo ocurre si

$$\Theta_h = \cos^{-1} [(\lambda/2\pi d) (-\beta \pm 2.782/N)] \quad (1.9)$$

$$\Theta_h = \pi/2 - \sin^{-1} [(\lambda/2\pi d) (-\beta \pm 2.782/N)] \quad (1.9a)$$

Para valores grandes de d ($d \gg \lambda$) lo anterior se reduce a:

$$\Theta_h = [\pi/2 - \lambda/2\pi d (-\beta \pm 2.782/N)] \quad (1.9b)$$

La amplitud del rayo a mitad de potencia Θ_h puede ser encontrado si los ángulos del primer máximo (θ_m) y del punto de mitad de potencia (θ_h) son hallados. Para un patrón simétrico

$$\Theta_h = |\theta_m - \theta_h| \quad (1.9c)$$

Arreglo broadside.

En muchas aplicaciones es deseable tener la radiación máxima de un arreglo dirigida normal al eje del arreglo (broadside; $\theta = 90^\circ$). Los requisitos que permiten que el factor del arreglo radie efectivamente en broadside serán desarrollados (Kraus, 1988).

El máximo del factor del arreglo (1.7) ocurre cuando

$$\Psi = kd \cos\theta + \beta = 0 \quad (1.10)$$

Para que el máximo sea dirigido hacia $\theta = 90^\circ$

$$\boxed{\Psi = kd \cos\theta + \beta \big|_{\theta=90^\circ} = \beta = 0} \quad (1.11)$$

La separación entre los elementos d puede ser de cualquier valor, aunque de esta depende la existencia de máximos, aparte del máximo principal, en otras direcciones, estos son referidos como lóbulos secundarios. Para que esto no suceda la separación entre los elementos no debe ser un múltiplo de una longitud de onda (Schelkunoff, 1952) ($d \neq n\lambda$, $n = 1, 2, 3, \dots$) cuando $\beta = 0$. Para evitar cualquier lóbulo lateral el espaciamiento máximo entre elementos deberá ser menor que una longitud de onda ($d_{\text{máx}} < \lambda$). Cuando el espaciamiento es $d = \lambda$ van a existir máximos en $\theta = 90^\circ$, así como en $\theta = 0^\circ$ y $\theta = 180^\circ$. Si el espaciamiento entre los elementos es elegido en el rango $\lambda < d < 2\lambda$, entonces el máximo en $\theta = 0^\circ$ se desplaza hacia el sector angular $0^\circ < \theta < 90^\circ$, mientras que el máximo en $\theta = 180^\circ$ va a tener su desplazamiento dentro del sector que abarca $90^\circ < \theta < 180^\circ$. Cuando $d = 2\lambda$, los máximos se ubicarán en $0^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ$ y 180° .

En la Tabla I.1 del Anexo I se encuentran las expresiones para calcular: en que ángulo de la exploración ocurren los nulos, el máximo, los puntos de mitad de potencia, y el máximo del lóbulo secundario para un arreglo broadside con amplitud uniforme. También en la Tabla II.1 del Anexo II se desglosan las ecuaciones del ancho de los rayos para un arreglo broadside con amplitud uniforme.

Arreglo end-fire.

En este caso la máxima radiación se dirige a lo largo del eje del arreglo. Aquí se radia en $\theta = 0^\circ$ o $\theta = 180^\circ$. Para dirigir el máximo hacia $\theta = 0^\circ$

$$\Psi = kd \cos\theta + \beta \quad |_{\theta=0^\circ} = kd + \beta = 0 \implies \beta = -kd \quad (1.12a)$$

Si el máximo se desea en $\theta = 180^\circ$

$$\Psi = kd \cos\theta + \beta \quad |_{\theta=180^\circ} = -kd + \beta = 0 \implies \beta = kd \quad (1.12b)$$

Así la radiación en end-fire es acomodada con $\beta = -kd$ (para $\theta = 0^\circ$) o $\beta = kd$ (para $\theta = 180^\circ$).

Si la separación entre elementos es igual a $\lambda/2$, la radiación end-fire existe en ambas direcciones (tanto en $\theta = 0^\circ$ como en $\theta = 180^\circ$). Si d es múltiplo de una longitud de onda ($d = n\lambda$, $n = 1, 2, 3, \dots$), entonces en adición a la radiación end-fire presente en ambas direcciones, según Stutzman y Thiele, (Stutzman y Thiele, 1998) también hay máximos en las direcciones broadside. Para tener un solo máximo end-fire y evitar cualquier lóbulo secundario, el espaciamiento máximo entre los elementos será menor que $d_{\text{máx}} < \lambda/2$.

En la Tabla III.1 del Anexo III se presentan las expresiones para calcular: el ángulo de la exploración donde ocurren los nulos, el máximo, los puntos de mitad de potencia, el máximo del lóbulo secundario para un arreglo end-fire común con amplitud uniforme. También en la Tabla IV.1 del Anexo IV están las ecuaciones del ancho de los rayos para un arreglo end-fire común con amplitud uniforme.

Para aumentar la directividad de un arreglo end-fire sin destruir ninguna de las demás características, Hansen y Woodyard (Hansen y Woodyard, 1938) propusieron que el desplazamiento de fase requerido entre los elementos, separados por pequeñas distancias, de un arreglo muy grande sea

$$\beta = -(kd + 2.94/N) \approx -(kd + \pi/N) \Rightarrow \text{máximo en } \theta = 0^\circ \quad (1.13a)$$

$$\beta = +(kd + 2.94/N) \approx +(kd + \pi/N) \Rightarrow \text{máximo en } \theta = 180^\circ \quad (1.13b)$$

Con esta condición se alcanza una mayor directividad que la que proporciona (1.12a) y (1.12b). Para que aumente la directividad como resultado de las condiciones de Hansen-Woodyard, es necesario que en adición a las condiciones de (1.13a) y (1.13b) $|\Psi|$ se asuma con valores de:

Para máxima radiación a través de $\theta = 0^\circ$

$$|\Psi| = kd \cos\theta + \beta \quad |_{\theta=0^\circ} = \pi/N \text{ y } |\Psi| = kd \cos\theta + \beta \quad |_{\theta=180^\circ} \approx \pi \quad (1.14a)$$

Para máxima radiación a través de $\theta = 180^\circ$

$$|\Psi| = kd \cos\theta + \beta \quad |_{\theta=180^\circ} = \pi/N \text{ y } |\Psi| = kd \cos\theta + \beta \quad |_{\theta=0^\circ} \approx \pi \quad (1.14b)$$

La condición de $|\Psi| = \pi/N$ en (1.14a) o (1.14b) se realiza cuando se usa (1.13a) o (1.13b), respectivamente.

Para un arreglo de N elementos, la condición de $|\Psi| = \pi$ se satisface con el uso de (1.13a) para $\theta = 0^\circ$; (1.13b) para $\theta = 180^\circ$; y eligiendo la distancia entre elementos como

$$d = (N - 1/N) (\lambda/4) \quad (1.15)$$

Si el número de elementos es grande (1.15) puede ser aproximado por

$$d \approx \lambda/4$$

Directividad de arreglos lineales

Broadside.

La directividad de un arreglo lineal de N elementos en broadside está dada por:

$$D_0 = 2N (d/\lambda) \quad (1.16)$$

Como $L = (N - 1) d$, siendo L la longitud total del arreglo. Ahora (1.16) queda:

$$D_0 \approx 2(1 + L/d) (d/\lambda) \quad (1.17)$$

la cual para un arreglo grande ($L \ll d$) se reduce a:

$$D_0 \approx 2(L/\lambda) \quad (1.18)$$

End-fire.

La directividad de un arreglo lineal de N elementos en end-fire está dada por:

$$D_0 = 4N (d/\lambda) \quad (1.19)$$

La directividad en función de L , la longitud total del arreglo, queda:

$$D_0 \approx 4(1 + L/d) (d/\lambda) \quad (1.20)$$

cuando el arreglo es grande ($L \gg d$) esto se reduce a:

$$D_0 \approx 4(L/\lambda) \quad (1.21)$$

1.5 Arreglos planos.

Los arreglos planos son aquellos en que los elementos del arreglo se encuentran ubicados sobre un plano, existen varias configuraciones que pueden ser obtenidas; por ejemplo, arreglos rectangulares, circulares, o en cruz. Tanto Balanis como Stutzman, Thiele y Collin (Balanis, 1997; Stutzman y Thiele, 1985; Collin, 1985) plantean que los arreglos planos son mucho más versátiles que los arreglos lineales, ya que poseen mayor número de parámetros de control, permitiendo la obtención de patrones más simétricos con lóbulos laterales más pequeños y facilitando el desplazamiento del haz principal hacia cualquier punto del espacio. Estas características convierten a los arreglos planos en antenas ideales para aplicaciones tales como radar, antenas inteligentes aplicadas a sistemas modernos de comunicaciones, radioastronomía, telemetría, etc.

1.5.1 Arreglos planos rectangulares.

Un arreglo plano puede estructurarse considerando un arreglo lineal de M elementos colocados, por ejemplo, a lo largo del eje x , y posteriormente repetir N de tales arreglos a lo largo de la dirección y como se muestra en la figura 1.3. Así cada elemento del arreglo en la dirección x , su espaciado será d_x y su fase progresiva β_x , mientras que en la dirección y cada arreglo o elemento tendrá una separación d_y y una fase progresiva β_y . En esta forma quedaría un arreglo de tipo rectangular. El factor de arreglo para este arreglo plano puede expresarse como (Balanis, 1997)

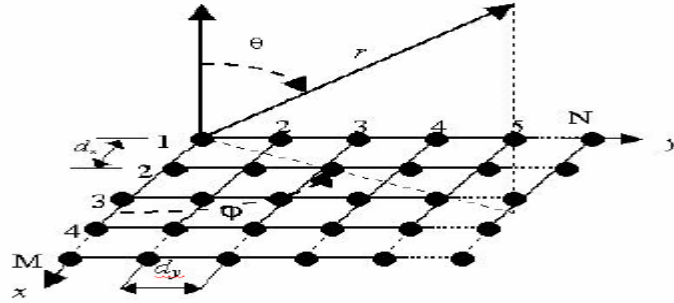


Figura 1.3 Disposición física de un arreglo plano rectangular de antenas (Ramos y col, 2002).

$$AF = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M I_{mn} e^{j(m-1)(k d_x \sin \theta \cos \Phi + \beta x)} e^{j(n-1)(k d_y \sin \theta \sin \Phi + \beta y)} \quad (1.22)$$

Aquí se puede apreciar que el factor de arreglo rectangular es el producto de los factores de arreglo de los arreglos en las direcciones x y y .

Si los coeficientes de excitación de los elementos del arreglo en la dirección y son proporcional a aquellos a través de x , la amplitud del elemento (m, n) th puede ser escrita como $I_{mn} = I_{m1} I_{n1}$ en dependencia de lo afirmado por Collin, Zucker y colegas (Collin, Zucker y col, 1969).Entonces si $I_0 = I_{mn}$, el factor de arreglo queda:

$$AF = I_0 \sum_{m=1}^M e^{j(m-1)(k d_x \sin \theta \cos \Phi + \beta x)} \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(k d_y \sin \theta \sin \Phi + \beta y)} \quad (1.23)$$

La forma normalizada del factor de arreglo (1.23) puede también ser escrito como:

$$(AF)_n = \left\{ \frac{\sin(M \Psi_x/2)}{M \sin(\Psi_x/2)} \right\} \left\{ \frac{\sin(N \Psi_y/2)}{N \sin(\Psi_y/2)} \right\} \quad (1.24)$$

donde $\Psi_x = k d_x \cos \theta + \beta_x$ (1.25a)

$$\Psi_y = kd_y \cos \theta + \beta_y \quad (1.25b)$$

Cuando el espaciamiento es mayor o igual a $\lambda/2$, múltiples máximos de igual amplitud pueden formarse. El máximo principal es referido como lóbulo principal o máximo mayor y los restantes como lóbulos secundarios. Elliott (Elliott, 1961) con el fin de evitar estos últimos, aplica lo mismo que en los arreglos lineales, tanto en el plano $x - z$ como en el $y - z$, el espaciamiento entre los elementos en las direcciones x y y respectivamente, debe ser menor que $\lambda/2$ ($d_x < \lambda/2$ y $d_y < \lambda/2$).

Para un arreglo rectangular, el lóbulo principal y los lóbulos secundarios de S_{xm} y S_{yn} se pueden localizar en:

$$kdx \sin \theta \cos \Phi + \beta_x = \pm 2m \pi \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (1.26a)$$

$$kd_y \sin \theta \cos \Phi + \beta_y = \pm 2n \pi \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (1.26b)$$

Las fases β_x y β_y son independientes, y pueden ser ajustadas de forma tal que el rayo principal de S_{xm} y S_{yn} no sean los mismos. En las aplicaciones prácticas se requiere que los rayos principales de S_{xm} y S_{yn} se intercepten y sus máximos sean dirigidos hacia la misma dirección según Rudge, Milne y otros (Rudge, Milne y col, 1986). Si se desea tener solo un rayo principal dirigido hacia $\theta = \theta_0$ y $\Phi = \Phi_0$, el desplazamiento de la fase progresiva entre los elementos en las direcciones x y y será igual a:

$$\beta_x = - kd_x \sin \theta_0 \cos \Phi_0 \quad (1.27a)$$

$$\beta_y = - kd_y \sin \theta_0 \cos \Phi_0 \quad (1.27b)$$

De aquí se puede llegar a:

$$\tan \Phi_0 = \beta_y d_x / \beta_x d_y \quad (1.28a) \quad \text{y} \quad \sin^2 \theta_0 = (\beta_x / kd_x) + (\beta_y / kd_y) \quad (1.28b)$$

El máximo principal y los lóbulos secundarios pueden ser localizados por:

$$kd_x (\sin \theta \cos \Phi - \sin \theta_0 \cos \Phi_0) = \pm 2m\pi, \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (1.29a)$$

$$kd_y (\text{sen}\theta \text{ sen}\Phi - \text{sen } \theta_0 \text{ sen } \Phi_0) = \pm 2n\pi, \quad n = 0, 1, 2 \dots \quad (1.29b)$$

Entonces se puede obtener:

$$\Phi = \tan^{-1}[(\text{sen } \theta_0 \text{ sen } \Phi_0 \pm n\lambda/d_y) / (\text{sen } \theta_0 \text{ cos } \Phi_0 \pm m\lambda/d_x)] \quad (1.30a)$$

$$\theta = \text{sen}^{-1}[(\text{sen } \theta_0 \text{ cos } \Phi_0 \pm m\lambda/d_x) / \text{cos } \Phi] \quad (1.30b)$$

$$= \text{sen}^{-1}[(\text{sen } \theta_0 \text{ sen } \Phi_0 \pm m\lambda/d_y) / \text{sen } \Phi]$$

Amplitud del rayo.

Se asume que el máximo del rayo principal va a ser dirigido hacia θ_0 y Φ_0 . Se eligen dos planos para definir la amplitud del rayo, uno es el plano de elevación definido por el ángulo $\Phi = \Phi_0$ y el otro es el plano perpendicular a este. Las correspondientes magnitudes del rayo a mitad de potencia de cada uno son designadas respectivamente por Θ_h y Ψ_h . Si el máximo es posicionado a lo largo de $\theta_0 = \pi/2$ y $\Phi_0 = \pi/2$, Θ_h representa la magnitud del rayo en el plano y - z y Ψ_h , la magnitud del rayo en el plano x - y.

Para un arreglo grande, con su máxima definición cercana a broadside, el ancho del rayo a mitad de potencia del plano de elevación es dado aproximadamente por Elliott (Elliott, 1964) como:

$$\Theta_h = (1/(\text{cos}^2 \theta_0 [\Theta_{x0}^{-2} \text{cos}^2 \Phi_0 + \Theta_{y0}^{-2} \text{sen}^2 \Phi_0]))^{1/2} \quad (1.31)$$

donde Θ_{x0} representa la magnitud del rayo a mitad de potencia de un arreglo lineal broadside de M elementos. Similarmente, Θ_{y0} representa la amplitud del rayo a mitad de potencia de un arreglo lineal broadside de N elementos. Los valores de Θ_{x0} y Θ_{y0} pueden ser obtenidos usando resultados previos. Para una distribución uniforme, los valores de Θ_{x0} y Θ_{y0} se pueden hallar empleando las longitudes respectivamente $(L_x + d_x)/\lambda$ y $(L_y + d_y)/\lambda$ o tomando los valores de las curvas de la Figura XI.1 del Anexo XI.

Para un arreglo cuadrado ($M = N$, $\Theta_{x0} = \Theta_{y0}$), (1.31) se reduce a:

$$\Theta_h = \Theta_{x0} \text{sec } \theta_0 = \theta_{y0} \text{sec } \theta_0 \quad (1.31a)$$

Según Elliot (Elliot, 1964) la magnitud de mitad de potencia Ψ_h , en el plano que es perpendicular al $\Phi = \Phi_0$ de elevación, está dado por:

$$\Theta_h = (1/(\cos^2 \theta_0 [\Theta_{x0}^{-2} \sin^2 \Phi_0 + \Theta_{y0}^{-2} \cos^2 \Phi_0]))^{1/2} \quad (1.32)$$

Esto para un arreglo cuadrado se reduce a:

$$\Psi_h = \Theta_{x0} = \Theta_{y0} \quad (1.32a)$$

Para un arreglo plano el ángulo sólido es:

$$\Omega_A = \Theta_h \Psi_h \quad (1.33)$$

Directividad.

Para un arreglo plano cercano a broadside, la directividad se reduce a:

$$D_0 = \pi \cos \theta_0 D_x D_y \quad (1.34)$$

Donde D_x y D_y son las directividades de los arreglos lineales explorados en broadside.

Para la mayoría de las distribuciones de amplitud, la directividad de (1.34) se relaciona con el ángulo sólido del rayo del arreglo de la siguiente manera:

$$D_0 \approx \pi^2 / \Omega_A (\text{rads}^2) = 32,400 / \Theta_h \Psi_h (\text{grados}^2) \quad (1.35)$$

1.5.2 Arreglo plano circular.

Un arreglo circular, en el cual los elementos están posicionados en un anillo circular, es una configuración de arreglo interesante. Sus aplicaciones se expanden encontrando dirección en la radio, en el espacio aéreo y la navegación, radar y otros sistemas. En la figura XII.1 del Anexo XII, N elementos isotrópicos son igualmente espaciados en el plano x – y a lo largo de un anillo circular de radio **a**. Booker y sus colegas (Booker y col, 1991) afirmaron que el campo normalizado del arreglo plano circular puede ser escrito como:

$$E_n(r, \theta, \Phi) = \sum_{n=1}^N a_n (e^{-jkR_n/R_n}) \quad (1.36)$$

donde R_n es la distancia del elemento nth al punto de observación. En general:

$$R_n = (r^2 + a^2 - 2 a r \cos \psi)^{1/2} \quad (1.37)$$

la cual para $r \gg a$ se reduce a:

$$R_n \approx r - a \cos \psi_n = r - a \sin \theta \cos (\Phi - \Phi_n) \quad (1.38)$$

Así (1.36) se reduce, asumiendo que para variaciones de amplitud $R_n \approx r$, a

$$E_n(r, \theta, \Phi) = (e^{-jkr} / r) \sum_{n=1}^N a_n e^{+jka \sin \theta \cos (\Phi - \Phi_n)} \quad (1.39)$$

donde

a_n = coeficiente de excitación del elemento nth (amplitud y fase).

$\Phi_n = 2\pi(n/ N) =$ posición angular del elemento nth en el plano x - y.

En general, el coeficiente de excitación del elemento nth puede ser escrito como:

$$a_n = I_n e^{j\alpha_n} \quad (1.39)$$

I_n = amplitud de la excitación del elemento nth.

α_n = fase de excitación (relativa al centro del arreglo) del elemento nth.

El campo normalizado expresado según el factor del arreglo queda:

$$E_n(r, \theta, \Phi) = (e^{-jkr} / r) [AF(\theta, \Phi)] \quad (1.40)$$

donde:

$$AF(\theta, \Phi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j[ka \sin\theta \cos(\Phi - \Phi_n) + \alpha_n]} \quad (1.41)$$

La ecuación (1.41) representa el factor de un arreglo circular de N elementos espaciados igualmente. Para dirigir el pico del rayo principal en la dirección (θ_0, Φ_0) , la fase de excitación del elemento nth puede ser elegida para ser (Ma, 1974)

$$\alpha_n = -k \sin \theta_0 \cos(\Phi - \Phi_0) \quad (1.42)$$

Así el factor del arreglo de (1.41) puede ser escrito como

$$\begin{aligned} AF(\theta, \Phi) &= \sum_{n=1}^N I_n e^{jka [\sin(\theta) \cos(\Phi - \Phi_n) - \sin(\theta_0) \cos(\Phi - \Phi_0)]} \\ &= \sum_{n=1}^N I_n e^{jka [\cos\Psi - \cos\Psi_0]} \end{aligned} \quad (1.43)$$

Para reducir (1.43) a una forma simple, se define ρ_0 como:

$$\rho_0 = a [(\sin\theta \cos\Phi - \sin\theta_0 \cos\Phi_0)^2 + (\sin\theta \sin\Phi - \sin\theta_0 \sin\Phi_0)^2]^{1/2} \quad (1.44)$$

Ahora el factor del arreglo quedará:

$$\begin{aligned} AF(\theta, \Phi) &= \sum_{n=1}^N I_n e^{jka [\cos\Psi - \cos\Psi_0]} \\ AF(\theta, \Phi) &= \sum_{n=1}^N I_n e^{jk \rho_0 [\cos \Phi_n - \xi]} \end{aligned} \quad (1.45)$$

donde:

$$\xi = \tan^{-1}[(\sin\theta \sin\Phi - \sin\theta_0 \sin\Phi_0)/(\sin\theta \cos\Phi - \sin\theta_0 \cos \Phi_0)] \quad (1.46)$$

Una información excelente expone Ma (Ma, 1974) sobre arreglos circulares.

1.6 Métodos de síntesis del patrón para arreglos lineales y planos.

1.6.1 Método de la Transformada de Fourier.

En este método la función del patrón es una serie de Fourier finita y periódica. El mismo proporciona la mínima aproximación ajustada del error medio del patrón deseado para un $d_x \geq 0.5$. Para un espaciamiento de $\lambda/2$, a medida que los arreglos tienen mayor número de elementos proporciona una aproximación más exacta del patrón deseado reproduciendo pendientes más abruptas para emparejar el patrón ideal.

1.6.2 Método de Schelkunov.

Con este método se reajusta el patrón de los ceros del polinomio del arreglo. El polinomio es una suma. El rango del índice de la suma se cambiará en dependencia de la simplificación que se le desee hacer a la forma polinómica. La magnitud de los ceros del polinomio será de uno, todos pertenecerán a un círculo de radio uno. El factor del arreglo en un punto dado va a ser el producto de las longitudes de los segmentos que unen los ceros con el punto antes mencionado. En este método si los ceros son posicionados más cercanos unos con respecto a los demás se pueden obtener lóbulos laterales reducidos a expensas de un rayo principal más amplio. Se usa en arreglos de una sola dimensión.

1.6.3 Síntesis de Woodward.

Se usa en la síntesis de patrones uniformes. Produce un mayor nivel de ondulaciones y grandes lóbulos laterales en relación con el método de Fourier. No controla el nivel de los lóbulos laterales en la región deformada del patrón.

1.6.4 Síntesis de Dolph - Chebyshev.

La magnitud del rayo es bastante estrecha en correspondencia a un nivel dado del lóbulo lateral que debe ser constante. Para arreglos pequeños, la directividad aumenta linealmente respecto a la longitud del arreglo hasta que llega el momento en que se alcanza la

directividad máxima, el incremento de esta se detiene, al ser los lóbulos laterales constantes y necesitar tomar una parte grande de la energía del lóbulo principal para mantener igual el nivel de los mismos, cuando se aumenta el tamaño del arreglo y se estrecha el ancho del haz, se pierde eficiencia.

1.6.5 Síntesis de la Fuente de Línea de Taylor.

Brinda gran eficiencia para arreglos grandes. EL parámetro \bar{n} se encarga del control del nivel de los lóbulos laterales. Con el incremento de \bar{n} : se logran lóbulos laterales bastante semejantes a los que se desean diseñar, se acerca el patrón de Taylor al de Chebyshev, el patrón del rayo principal se hace más estrecho y la eficiencia de apertura aumenta.

1.6.6 Patrones del $\text{sen}(\pi z)/(\pi z)$ modificado.

Es una distribución excelente para lóbulos laterales pequeños y tiene buena eficiencia. Aunque según una comparación realizada entre los patrones de Taylor y las características de la fuente de línea $\text{sen}(\pi z)/(\pi z)$ modificada, revela que los patrones de Taylor pueden tener una eficiencia mayor si el parámetro \bar{n} es elegido apropiadamente.

1.6.7 Patrones de diferencia de la Fuente de Línea de Byliss.

Este es útil para la síntesis de los patrones asimétricos requeridos por sistemas de monopolos. Semejante al procedimiento de Taylor, los patrones de Bayliss se describen completamente en términos de los dos parámetros A y \bar{n} , que controlan otra vez el nivel del lóbulo lateral y el comportamiento de la reducción de estos.

1.6.8 Métodos de síntesis basados en patrones de Byliss: Patrones de Taylor modificados por Elliott y método iterativo de Elliott.

La ventaja principal es que solo cambia las localizaciones del sistema de ceros cercanos. Entonces los lóbulos laterales tienen buen comportamiento. Las localizaciones de ceros se darán para niveles de lóbulos laterales diferentes r_L y r_R en los lados izquierdos y derechos del rayo principal. El \bar{n}_L y \bar{n}_R de los valores deben ser diferentes. Este método es una iluminación conveniente. Los lóbulos laterales a la izquierda no son constantes y más bajos

que lo que se requiere, y a la derecha son demasiado altos. Elliott alcanza un grado útil del control del patrón.

Patrones generales sintetizados de los patrones de la diferencia de Byliss.

Es un procedimiento iterativo, obtenido por Elliott, conveniente para la síntesis de los patrones con diferencia en los niveles del lóbulo lateral. Los factores a la izquierda y a la derecha del origen se dan por separado, de modo que $\bar{\pi}_L$ no necesite ser igual a $\bar{\pi}_R$. Lo usan fuentes de líneas continuas.

1.6.9 Discretización de las iluminaciones de aberturas continuas por el ajuste e iteración de la raíz.

La técnica del ajuste de las raíces reales resulta en una excelente aproximación para un patrón dado si la topografía del lóbulo lateral no es demasiado compleja. En los casos que esta no es adecuada, Elliott presenta un proceso iterativo para individualmente reajustar los niveles del lóbulo lateral para explicar la discretización.

1.6.10 Síntesis de patrones con raíces complejas y síntesis del patrón de potencia.

Como los procedimientos de la síntesis del patrón del campo asumen funciones de patrones verdaderos, se reduce el número de los grados de libertad disponibles a aproximar el patrón deseado.

Procedimiento de síntesis de Steyskal:

La ecuación del patrón de potencia tiene más grados de libertad que la expresión del patrón de campo. Con la síntesis del patrón de potencia se puede recobrar todos los grados de libertad disponibles. Con este método la reducción de los lóbulos laterales se paga con un aumento en la ondulación y una región angosta del pulso.

Procediendo de Orchard:

Este procedimiento combina la intuición presentada por el círculo de la unidad de Schelkunov con los grados de libertad agregados acordado por la síntesis del patrón de

potencia. No produce un resultado matemático óptimo, pero introduce flexibilidad sustancial y control individual de cada nivel de la ondulación o nivel del lóbulo lateral, y controles del patrón de radiación entero.

1.7 Síntesis de arreglos planos circulares.

1.7.1 Síntesis de Taylor del arreglo circular.

Es una modificación del patrón de una abertura circular iluminada uniformemente. La expansión de Taylor remueve los primeros ceros ($a^{\bar{n}} - 1$) y sustituye los nuevos ceros. Los valores de \bar{n} van a ser limitados por el balance entre la eficiencia, los niveles del lóbulo lateral, y la realizabilidad de la distribución de la amplitud.

1.7.2 Patrones de la diferencia de Bayliss para los arreglos circulares.

El patrón se expresa en una serie de Bessel-Fourier de \bar{n} términos similar al tratamiento de Taylor del patrón de la suma. Los patrones sintetizados están otra vez descritos en término de los parámetros A y \bar{n} , que controlan el nivel del lóbulo lateral y la reducción de los mismos. El valor seleccionado de \bar{n} tiene un efecto primario sobre la eficiencia de la abertura y el nivel de lóbulos laterales específico, aunque el nivel máximo del lóbulo lateral es determinado por el parámetro A . La directividad máxima que se puede alcanzar en cualquier patrón de la diferencia es -2.47 dB, según lo planteado por Kisey (Kisey, 1962).

1.8 Conclusiones del capítulo.

Después de un estudio detallado sobre los conjuntos de antenas, para dar solución al problema que se plantea, se debe usar un arreglo de antenas de tipo plano rectangular porque este posee mayor número de parámetros de control, permitiendo la obtención de patrones más simétricos con lóbulos laterales más pequeños y facilitando el desplazamiento del haz principal hacia cualquier punto del espacio. Para el diseño de los arreglos de antenas lineales que conformarán el conjunto plano rectangular antes mencionado se tendrá presente todo lo planteado en los métodos de síntesis del patrón de Dolph-Chebyshev y de

la Fuente de Línea de Taylor, con el fin de lograr mayor estrechez en el lóbulo principal del patrón del arreglo plano.

CAPÍTULO 2. Algoritmos empleados en la propuesta de diseño.

Para llegar al diseño de cualquier conjunto o arreglo de antenas es necesario contar con una metodología cuyas características hagan posible conseguir los parámetros requeridos. En este caso se debe obtener un arreglo plano con forma de cuadrado el cual estará constituido por varios arreglos o conjuntos de antenas lineales. Para lograr estos conjuntos lineales existen varios algoritmos los cuales se abordaron en el capítulo anterior. En este capítulo se dará un panorama más detallado sobre los métodos de Dolph- Chebyshev y de la Fuente de Línea de Taylor así como la utilización de Matlab como herramienta de cálculo y diseño.

2.1 Síntesis de Dolph-Chebyshev

El procedimiento comúnmente denominado como la síntesis de Dolph-Chebyshev (Dolph, 1946) se encargó de igualar el polinomio del arreglo al polinomio de Chebyshev, con esto se hace la amplitud del rayo más estrecha, en dependencia al nivel del lóbulo lateral que le va a corresponder, el cual será constante. El patrón sintetizado para un arreglo de N_T elementos con una separación entre ellos de dx , con $\lambda / 2 \leq dx \leq \lambda$ en broadside es:

$$F(z) = T_M(z) \quad (2.1)$$

para

$$M = N_T - 1$$

donde $T_M(z)$ es el polinomio de Chebyshev de orden M :

$$T_M(z) = \cos(M \cos^{-1} z) \quad \text{para } |z| \leq 1 \quad (2.2a)$$

$$T_M(z) = \cosh(M \cosh^{-1} z) \text{ para } |z| \geq 1 \quad (2.2b)$$

y

$$z = z_0 \cos[(\pi d_x / \lambda) \sin \theta] \quad (2.3)$$

y

$$z_0 = \cosh(1/M \cosh^{-1} r) \quad (2.4)$$

el rayo principal de voltaje debe poseer una razón del lóbulo lateral $r > 1$ tal que:

$$SL_{dB} = 20 \log_{10}(r) \quad (2.5)$$

sea un número positivo. (Observe que en algunas de las figuras debido a otros autores se utiliza R mayúscula para la razón de voltaje del lóbulo lateral, así que R y r se pueden considerar permutables). Aunque SL_{dB} es siempre positivo, en ocasiones es conveniente referirse a los lóbulos laterales como negativos con respecto al rayo principal. (Esto se debe considerar como $-SL_{dB}$.)

Si el polinomio del arreglo se fuerza para ajustar el polinomio de Chebyshev de tal manera que la región del lóbulo lateral del arreglo ocupe la región $|z| \leq 1$ y el pico del rayo (en $\theta = 0$) esté en la región $z_0 > 1$, entonces:

$$T_M(z_0) = r$$

La Figura 2.1 muestra el patrón de un arreglo de 8 elementos con iluminación de Chebyshev y niveles del lóbulo lateral de -20 dB, -30 dB, y -40 dB. Las corrientes necesarias para producir el patrón sintetizado fueron dadas por Stegen (Stegen, 1953) para $d_x / \lambda \geq 0.5$ como:

$$I_m = \frac{2}{N_T} \left[r + 2 \sum_{s=1}^{(N_T-1)/2} T_m \{z_0 \cos (s\pi/N_T)\} \cos [2s\pi m/N_T] \right] \quad (2.6a)$$

$$m = 0, 1, 2, \dots, (N_T - 1)/2$$

para N_T impar y como:

$$I_m = \frac{2}{N_T} \left[r + 2 \sum_{s=1}^{N_T/2-1} T_m \{z_0 \cos (s\pi/N_T)\} \cos [(2m - 1) s\pi/N_T] \right] \quad (2.6 b)$$

$$m = 1, 2, 3, \dots, (N_T/2 - 1)$$

para N_T par, donde N_T es el número de elementos; $2N + 1$ es N_T impar; y $2N$ es N_T par; y otra vez $M \equiv N_T - 1$.

Otros autores han dado fórmulas válidas para $dx / \lambda < 0.5$ y arreglos con números impares de elementos. Las fórmulas de Stegen fueron obtenidas ampliando el patrón de radiación de Chebyshev en una serie de Fourier y es más conveniente y estable para computar que la ecuación original de Dolph o de aquellos derivados antes del trabajo de Stegen. El procedimiento de la síntesis del patrón de Chebyshev ha recibido mucha atención en la literatura. Brown y Scharp (Brown y Sharp, 1958) dan tabulaciones extensas de las distribuciones corrientes computadas de las fórmulas antes dichas (aunque Hansen (Hansen, 1983) ha precisado que la exactitud numérica de los datos tabulados no resuelve estándares actuales). Stegen y otros dan las ecuaciones para la amplitud de rayo, y hay varias expresiones convenientes para la ganancia del arreglo válidas para los arreglos grandes.

Stegen (Stegen, 1960) da la expresión siguiente para la directividad:

$$D = \frac{W}{N_T / (1 + (2/r^2) \sum_{s=1} [T_M (z_0 \cos (s\pi/N_T))]^2)} \quad (2.7)$$

donde

$$W = N_T / 2 - 1 \text{ para } N_T \text{ par.}$$

$$W = (N_T - 1) / 2 \text{ para } N_T \text{ impar}$$

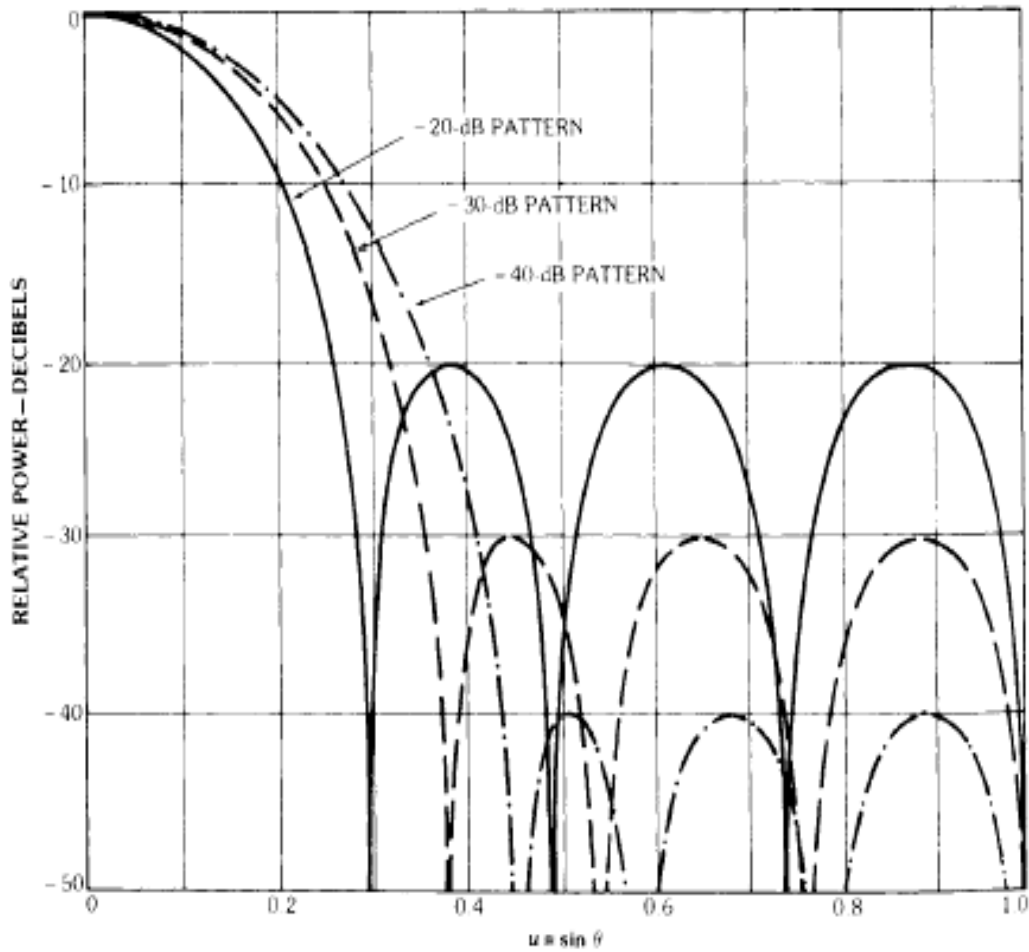


Figura 2.1 Patrones de los arreglos de Dolph-Chebyshev con ocho elementos (lóbulos laterales de -20 , -30, - 40 dB). (Mailloux, 1988)

Para espaciamientos mayores que $\lambda/2$, (Drane, 1968) da la ecuación siguiente para la directividad de un arreglo grande:

$$D = 2r^2 / (1 + (\lambda/L') r^2 [\ln(2r/\pi)]^{1/2}) \quad (2.8)$$

y la amplitud del rayo en radianes:

$$\theta_{CH} = 0.18 (\lambda/L') (SL_{dB} + 4.52)^{1/2} \quad (2.9)$$

En estas expresiones, L' es la longitud física del arreglo $L' = (N_T - 1) dx$. Drane también da relaciones similares para los arreglos con espaciamiento menor que $\lambda/2$.

(Elliott, 1966) da la siguiente expresión aproximada de la directividad en términos del factor de ensanchamiento del rayo. Esta expresión es válida para arreglos grandes:

$$D = 2r^2 / (1 + (r^2 - 1) (\lambda/L) Bb) \quad (2.10)$$

donde el factor de ensanchamiento del rayo Bb para un arreglo grande de Chebyshev es

$$Bb = 1 + 0.636 \{(2/r) \cosh [(\cosh^{-1} r)^2 - \pi^2]^{1/2}\} \quad (2.11)$$

y la amplitud del rayo es

$$\theta_3 = 0.886(\lambda/L) Bb \quad (2.12)$$

La Figura 2.2 compara directividad según lo computado por (Drane, 1968), usando las fórmulas de (Elliott, 1966) con el cálculo exacto. El buen acuerdo se demuestra sobre una ancha gama de las longitudes del arreglo. La figura también muestra que la directividad no aumenta indefinidamente con L , pero alcanza un valor máximo $2r^2$, o 3 dB mayor que el valor numérico del nivel del lóbulo lateral especificado.

Este efecto se demuestra en la figura 2.3, debido a Elliott (Elliott, 1966), que muestra la directividad computada contra longitud del arreglo para los elementos isotrópicos. La figura muestra un aumento lineal en la directividad con la longitud del arreglo para los arreglos relativamente pequeños, pero cada curva alcanza una directividad máxima relacionada con su nivel del lóbulo lateral. Esto se debe a los lóbulos laterales constantes forzados a tomar una parte progresivamente grande de la potencia cuando el tamaño del arreglo aumenta y la amplitud del rayo se estrecha.

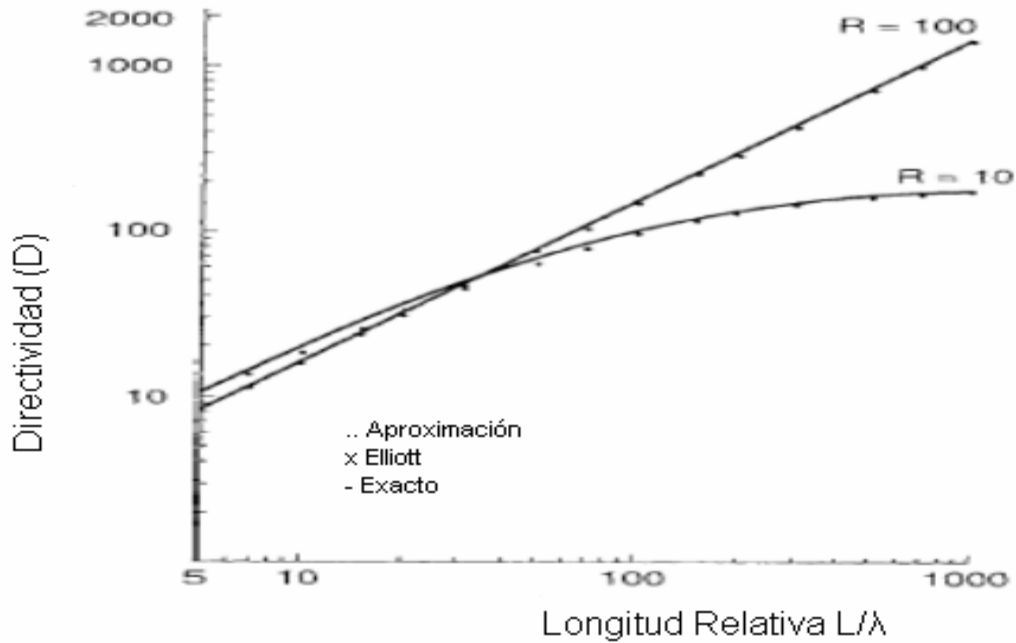


Figura 2.2 Características de los patrones de Chebyshev: Directividad del conjunto de antenas contra la longitud para -20 dB ($R = 10$) y -40 dB ($R = 100$) del lóbulo lateral de algunos arreglos: comparación entre la aproximación de Drane (...), Elliott (xxxx), y valores exactos (Drane, 1968)

La Figura 2.4 muestra la amplitud de rayo de Chebyshev según lo computado de (2.9) y el valor exacto, y la Figura 2.5 muestra la directividad normalizada D / N_T o eficiencia de reducción ϵ_T en función del nivel del lóbulo lateral SL_{dB} computado de (2.8). La tendencia general de las curvas (para $SL_{dB} > 40$) es un resultado del ensanchamiento del rayo y es también independiente del tamaño del arreglo una vez que el arreglo sea bastante grande. Para niveles de lóbulo lateral más grandes a la izquierda de la figura, el cociente de la eficiencia de reducción es un resultado del efecto de la saturación mencionado anterior. Los arreglos más grandes necesitan menores lóbulos laterales para ser eficientes.

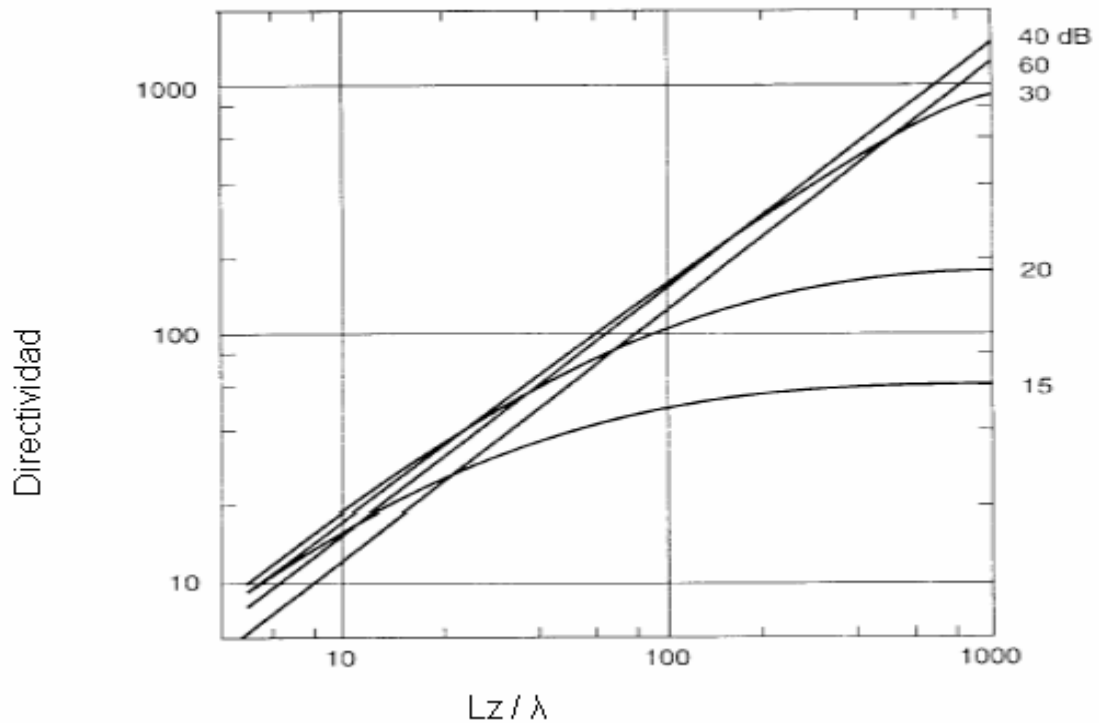


Figura 2.3 Directividad del arreglo contra longitud. Nota: el texto utiliza L en lugar de Lz de Elliott; los niveles del lóbulo lateral están desde -15 dB hasta -60 dB (Elliott, 1966)

El patrón de Chebyshev es un procedimiento clásico de la síntesis y está bien documentado y convenientemente tabulado. La estipulación que los lóbulos laterales permanezcan constantes para los ángulos grandes conduce a un máximo en la directividad y después reduce directividad con aumentos posteriores en las longitudes del arreglo, según lo demostrado en las figuras 2.2, 2.3, 2.4 y 2.5. Además, para los arreglos cada vez más grandes, esto requiere una iluminación de abertura no monótonica con picos en los bordes del arreglo y no se puede excitar eficientemente. Estos detalles de la iluminación de abertura se discuten en la sección siguiente, puesto que pertenecen a la síntesis del patrón del Taylor.

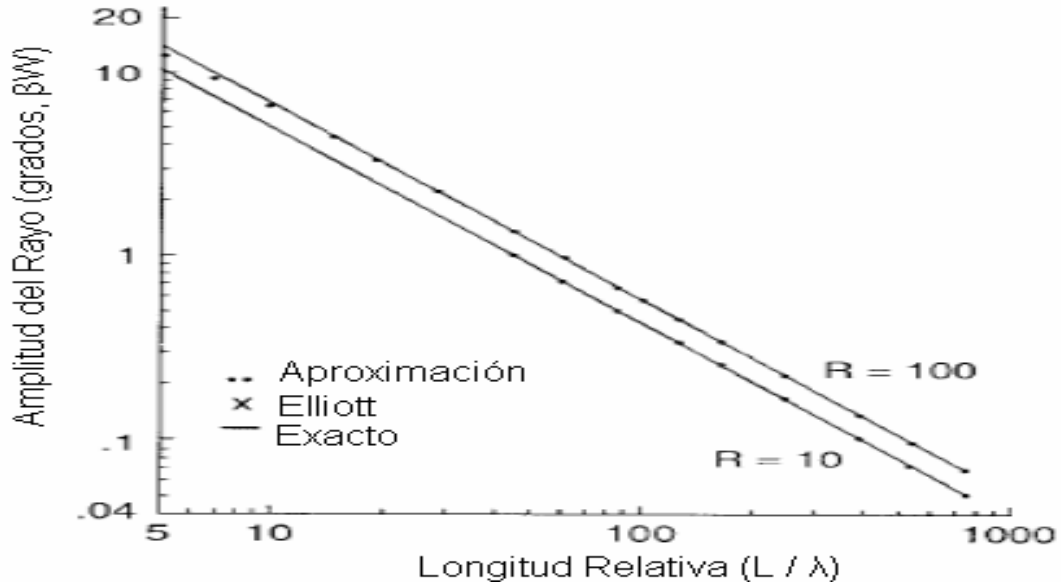


Figura 2.4 Amplitud de rayo del arreglo contra la longitud para arreglos de lóbulo lateral de - 20 dB y - 40 dB: comparación entre la aproximación de Drane, de Elliott, y de valores exactos (Drane, 1968).

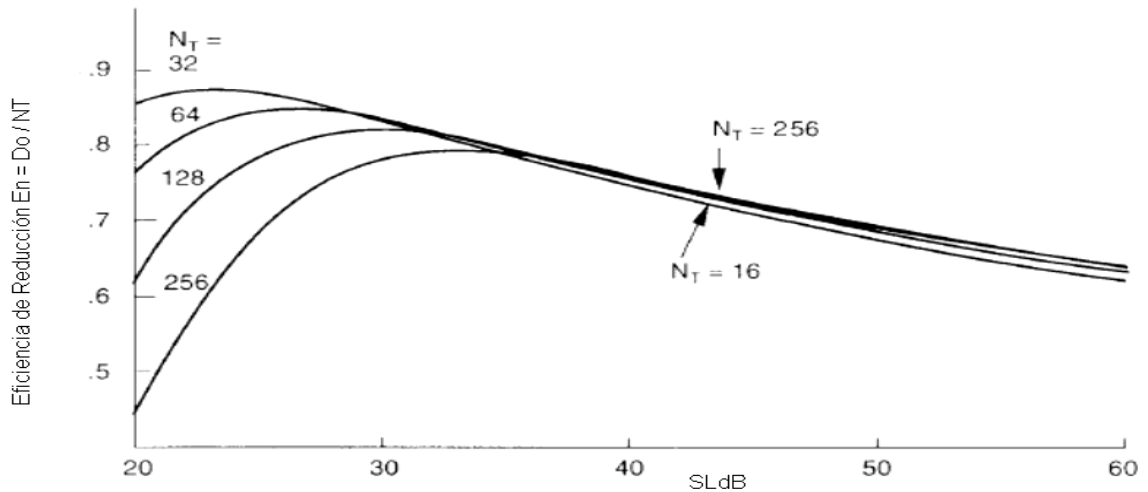


Figura 2.5 Eficiencia de reducción $\epsilon_T = D/N_T$ contra el nivel del lóbulo lateral (Mailloux, 2005).

2.2 Síntesis de la Fuente de Línea de Taylor.

Taylor (Taylor, 1955) analizó las deficiencias del patrón de Chebyshev y formuló una función del patrón que tiene buena eficiencia para los arreglos grandes. Taylor examinó el límite de una fuente de línea continua y dibujó conclusiones sobre iluminaciones permitidas y niveles del patrón lejano del lóbulo lateral. Él comparó el patrón de iluminación de Chebyshev con el de una iluminación constante $[\text{sen}(\pi z) / \pi z]$ para $z = uL/\lambda$, la cual tiene la eficiencia más alta en el límite del arreglo grande.

Según lo precisado por Taylor, la pérdida en la eficiencia del patrón de Chebyshev resulta del requisito que las alturas del lóbulo lateral sean constantes. Para los arreglos grandes, esto implica que cada vez más la energía está en la región del lóbulo lateral. En el límite de un arreglo muy grande, manteniendo la estructura del lóbulo lateral de Chebyshev requiere de una iluminación de apertura irrealizable. Él demostró que los lóbulos laterales lejanos de una fuente de línea dada están en función solamente de la iluminación del borde de la fuente de línea. En detalle, para una fuente de línea de longitud $2a$, y si la iluminación del borde tiene el comportamiento:

$$(a - I x I)^\alpha \quad (2.12)$$

para x medido desde el centro de la fuente, entonces para $\alpha \geq 0$, el nivel del lóbulo lateral lejano tiene el comportamiento indicado en la tabla 2.1. Los valores para $\alpha < 0$ no se dieron porque las iluminaciones son irrealizables.

Los datos antes dichos demuestran que seleccionando una iluminación de apertura con derivada cero ($\alpha = 0$) o una base en el borde del arreglo conduce a los lóbulos laterales lejanos con dependencia angular $\text{sen} \pi z / \pi z$, semejante a aquellos de iluminación uniforme. Esta distribución del patrón mantiene su eficiencia cuando el arreglo se hace más grande. La elección de valores más grandes de α hace que los lóbulos laterales lejanos decaigan más rápidamente, según lo indicado en la tabla, pero tienen generalmente más baja la eficiencia.

Taylor también demostró que la localización de los ceros lejanos del patrón está determinada por la iluminación del borde. El par nth de ceros del patrón (para n grande) ocurre en las localizaciones:

$$z_n = \pm (n + \alpha/2)$$

aquí n tiende al infinito.

Claramente, esto está también relacionado con el caso de la iluminación uniforme para $\alpha = 0$. Sin embargo, en comparación con la localización real del par nth de los ceros para el patrón de Chebyshev, se encuentra que estos ocurren asintóticamente en $\pm(n - 1/2)$. Estas localizaciones cero corresponden a $\alpha = -1$, una iluminación irrealizable para el caso de la abertura continua.

Taylor se basó en estos entendimientos matemáticos para sugerir una función del patrón con ceros lejos del rayo principal en las localizaciones que corresponden a la iluminación uniforme, mientras que los ceros más cercanos al rayo principal son elegidos similarmente a aquellos del patrón de Chebyshev.

Tabla 2.1 Nivel del lóbulo lateral contra el

parámetro de iluminación del borde α .

α	F(z) asintótica.
0	$(\text{sen } \pi z) (\pi z)$
1	$(\text{cos } \pi z) (\pi z)$
2	$(\text{sin } \pi z) (\pi z)$
3	$(\text{cos } \pi z) (\pi z)$

Aclaración: $z = uL\lambda$.

Debido a que Taylor eligió simular y después modificar no el patrón del arreglo de Chebyshev, pero sí el de una fuente continua con las características similares al patrón de Chebyshev, él utilizó el siguiente patrón de fuente de línea ideal como sustituto:

$$F_0(z, A) = \cos [\pi (z^2 - A^2)^{1/2}] \quad \text{para } z^2 > A^2 \quad (2.13a)$$

$$= \cosh [\pi (A^2 - z^2)^{1/2}] \quad \text{para } z^2 < A^2 \quad (2.13b)$$

donde

$$z = uL/\lambda$$

y la razón del lóbulo lateral se da evidentemente como el valor de F_0 en $z = 0$, o

$$r = \cosh (\pi A) \quad (2.14)$$

así A se define como:

$$A = (1/\pi) \cosh^{-1} r \quad (2.15)$$

Este patrón corresponde al caso del límite del arreglo de Chebyshev al ser el número de elementos aumentado indefinidamente, y tiene ceros en las localizaciones:

$$z_N = \pm [A^2 + (N - 1/2)^2]^{1/2} \quad N = 1, 2, 3, \dots, \infty \quad (2.16)$$

El patrón tiene características de Chebyshev con todos los lóbulos laterales iguales, pero es físicamente irrealizable por las razones anteriormente descritas, mientras que los nulos lejanos tienen localizaciones asintóticas correspondiendo a $\alpha = -1$.

Una expresión para la amplitud de rayo de este patrón idealizado se obtiene fácilmente de la función del patrón, puesto que, en la región del rayo principal,

$$\cosh^{-1} F_0(z, A) = \pi \{[(\cosh^{-1} r)/\pi]^2 - z^2\}^{1/2} \quad (2.17)$$

y en el punto de mitad de potencia

$$F_0(Z_3, A) = \cosh^{-1}(r/2^{1/2}) \quad (2.18)$$

Combinar estas relaciones da la amplitud del rayo de mitad de potencia (en el espacio u) como:

$$\begin{aligned} u &= (\lambda/L) (2/\pi) \{(\cosh^{-1} r)^2 - [\cosh^{-1}(r/2^{1/2})]^2\}^{1/2} \\ &= (\lambda/L) \beta_0 \end{aligned} \quad (2.19)$$

La amplitud del rayo es así una constante β_0 veces de la amplitud del rayo estándar λ/L .

Aunque el patrón idealizado es irrealizable, Taylor reconoció que por seleccionar una nueva función con ceros cercanos muy semejantes a aquellos del patrón ideal (2.16), pero con los ceros lejanos que corresponden a los de la función $\text{sen } \pi z / (\pi z)$ en los valores enteros de z , él podría satisfacer el requisito en ambos lóbulos laterales tanto los cercanos como los lejanos. Taylor eligió guardar todos los nulos en la localización de entero para $|u| \geq \bar{n}$, y mover aquellos para $|u| < \bar{n}$ cerca de las localizaciones (2.16) que producirán los lóbulos laterales casi constantes cerca del rayo principal.

Para emparejar estos dos sistemas de ceros, Taylor introdujo un factor de dilatación σ que es levemente mayor que la unidad, para aumentar el factor ideal del espacio horizontalmente moviendo las localizaciones de ceros ideales z_n , tal que uno de los ceros llega a ser eventualmente igual a el correspondiente número entero \bar{n} .

El patrón sintetizado normalizado a la unidad es:

$$F(z, A, \bar{n}) = \frac{\text{sen}(\pi z)}{\pi z} \prod_{n=1}^{\bar{n}-1} (1 - z^2/z_n^2)/(1 - z^2/n^2) \quad (2.20)$$

para:

$$z = uL/\lambda$$

Los números z_n son las localizaciones cero del patrón sintetizado y se dan por:

$$Z_n = \pm \sigma (A^2 + (n - 1/2)^2)^{1/2} \quad \text{para } 1 \leq n \leq \bar{n} \quad (2.21a)$$

$$= \pm n \quad \text{para } \bar{n} \leq n \leq \infty \quad (2.21b)$$

donde:

$$\sigma = \bar{n} / [A^2 + (\bar{n} - 1/2)^2]^{1/2} \quad (2.22)$$

Observe que en $n = \bar{n}$, $z_n = \bar{n}$.

Puesto que el factor de dilatación σ estira o dilata el factor "ideal" del espacio para mover sus ceros lejos del rayo principal, entonces la amplitud del rayo se aumenta a una primera aproximación por ese mismo factor. Una buena aproximación para la amplitud de rayo es por lo tanto dado por:

$$\theta_3 = \sigma \beta_0 \lambda / L \quad (\text{radianes}) \quad (2.23)$$

para $\beta_0 \lambda / L$, la amplitud de rayo del patrón idealizado (2.19). La tabla V.1 del Anexo V según Tang y Burns (Tang y Burns, 1984) da valores del parámetro β_0 en grados y el factor de la dilatación σ usado en el cómputo de la amplitud del rayo aproximado (2.23).

La distribución de la abertura requerida para producir patrones de Taylor se amplía como una serie de Fourier finita de términos con los derivados cero en los bordes de la abertura.

$$g(x) = F(0, A, \bar{n}) + 2 \sum_{m=1}^{\bar{n}-1} F(m, A, \bar{n}) \cos(2m\pi x / L) \quad (2.24)$$

para $-L/2 \leq x \leq L/2$

Los coeficientes $F(z, A, n)$ se evalúan para ser:

$$F(m, A, \bar{n}) = \left\{ \frac{(\bar{n}-1)!}{[(\bar{n}-1+m)! (\bar{n}-1-m)!]} \right\} \prod_{n=1}^{\bar{n}-1} [1 - m^2/z_n^2] \quad (2.25)$$

Cuando los \bar{n} se eligen demasiado pequeños ocurre una cierta distorsión del patrón. Con la distorsión no se puede controlar todos los lóbulos laterales, entonces se mantienen a los niveles de la función $\sin \pi z / \pi z$, que va a ser mayor que el nivel de lóbulo lateral deseado.

Se debe aumentar \bar{n} a medida que se quiera bajar el nivel del lóbulo lateral. Esto se puede apreciar en las figuras 2.6 y 2.7 aquí el patrón de Taylor computado se realizó usando la ecuación (2.20) con $\bar{n}=2$ y $\bar{n}=11$. La distorsión en este patrón es debido a $\bar{n}=2$ ya que solo se puede controlar un único lóbulo lateral, el resto tienden a alcanzar el nivel de la función $\sin \pi z / \pi z$.

A la hora de muestrear la distribución continua (2.24). Es importante que la distribución sea muestreada en los puntos de la mitad del espaciado del elemento del extremo de la función de distribución de Taylor, y así la iluminación de apertura se muestrea en los puntos $(L / N \lambda) i$ para $\pm i = 1/2, 3/2, 5/2 \dots, (N - 1)/2$ para los arreglos con un número par de elementos, e $\pm i = 0, 1, 2 \dots, (N - 1)/2$ para los arreglos con un número impar de elementos. El procedimiento de muestreo mantiene el buen control del primer nivel del lóbulo lateral.

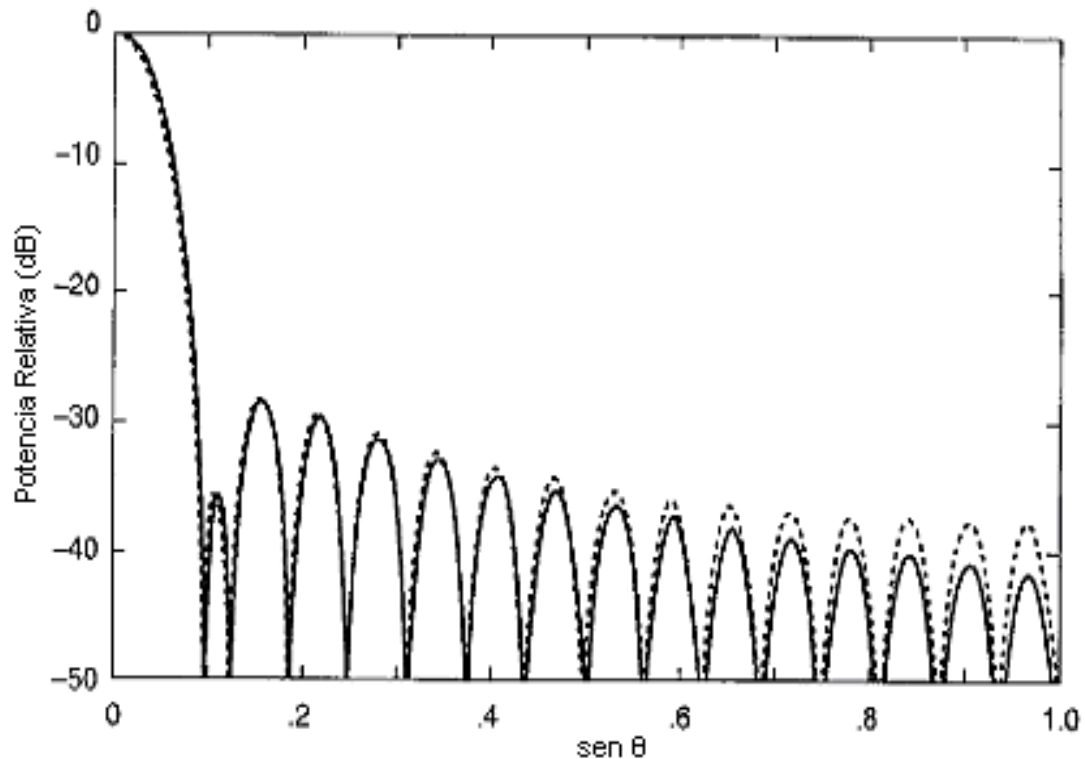


Figura 2.6 Patrones de Taylor de las fuentes de línea y arreglos de 32 elementos. Arreglo con Taylor $\bar{n} = 2$, patrón de lóbulo lateral de -40 dB (Hansen, 1983).

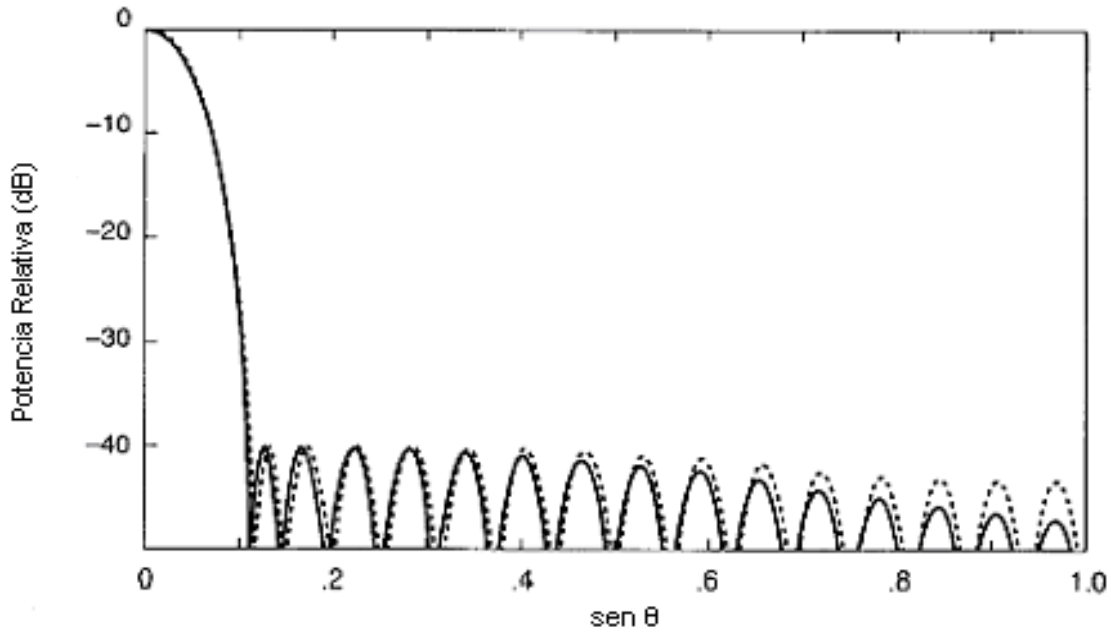


Figura 2.7 Patrones de Taylor de las fuentes de línea y arreglos de 32 elementos. Arreglo con Taylor $\bar{n} = 11$, patrón del lóbulo lateral de -40dB (Hansen, 1983).

La eficiencia de esta distribución es dada por (Hansen, 1983) como:

$$\eta = \frac{\bar{n}-1}{1 + 2 \sum_{m=1}^{\bar{n}-1} F^2(m, A, \bar{n})} \quad (2.26)$$

para los factores $F(m, A, n)$, dado por la expresión anterior. Esta eficiencia η pertenece a la distribución continua, pero es análogo a la eficacia de reducción para arreglo discreto.

La opción del parámetro \bar{n} no es arbitraria, puesto que el aumento de \bar{n} conserva más los lóbulos laterales en el nivel del lóbulo lateral del diseño y hace así el patrón de Taylor más cercano al patrón de Chebyshev. El aumento de \bar{n} conduce así a patrones del rayo principal más estrecho y a una eficiencia más alta de la abertura. Pero las iluminaciones de aberturas que no son monótonicas al aumentar \bar{n} hasta la eficiencia máxima pueden aumentar la iluminación cerca de los bordes de la abertura, y así ocurrir una reducción inversa severa cercana del borde del arreglo.

Esto puede no resultar en una excitación realizable actualmente ya que esta variación rápida de corriente es difícil de aproximar con un arreglo discreto y puede ser irrealizable en un tamaño práctico.

En la Tabla VI.1 del Anexo VI, que es debido a Hansen (Hansen, 1983), se muestra la eficiencia η para los patrones de Taylor de los varios niveles del lóbulo lateral a partir de -20dB hasta los -40dB para dos selecciones de \bar{n} . Una opción conduce a la eficiencia máxima, que también es acompañada por un pico en la iluminación de abertura cerca del borde del arreglo, y una opción corresponde a la eficiencia máxima η obtenible con una iluminación monotónica.

2.3 Diseño del conjunto o arreglo de antenas.

El sistema de antenas que se va a elaborar debe cumplir con las siguientes condiciones:

- ✓ Banda de trabajo: SAF, con el siguiente rango aproximado de frecuencias $3.9 \text{ Ghz} < f < 5.2 \text{ Ghz}$ ($5.76 \text{ cm} < \lambda < 7.68 \text{ cm}$).
- ✓ La ganancia debe mantenerse entre: $35 \text{ dBi} < G < 40 \text{ dBi}$.
- ✓ El coeficiente de onda estacionaria (ROE) debe ser no mayor que 1.5.
- ✓ Deben lograrse las menores dimensiones posibles, el menor peso y el menor volumen.
- ✓ El diagrama direccional con forma de abanico, debe tener un ancho, en el plano de desplazamiento, igual a 1° y en el plano perpendicular al desplazamiento igual a 7° .

Como el sistema de antenas es para un radar de radiolocalización, el tipo de arreglo de antenas que se propone para el mismo es del tipo plano rectangular. Con el objetivo de hacer el diseño más sencillo y flexible el rectángulo va a poseer todos sus lados iguales, es decir, va a ser un cuadrado. Este va a estar formado por N arreglos lineales a lo largo de la dirección y, donde cada arreglo lineal estará constituido por M elementos a lo largo del eje x.

El sistema de antenas operará a una frecuencia de trabajo de 4.55 Ghz al ser este el valor medio del rango de frecuencias que se debe utilizar para implementar el diseño. Es decir, $f_0 = (f_{\text{mín}} + f_{\text{máx}})/2$, $f_0 = (3.9 \text{ GHz} + 5.2 \text{ GHz})/2 = 4.55 \text{ GHz}$.

Por otra parte, como $\lambda = c / f_0$ y $c = 300 * 10^6 \text{ m/s}$, la longitud de onda para el conjunto de antenas será $\lambda = 0.066\text{m}$.

Al estar la ganancia del sistema entre 35 dBi y 40 dBi, si se parte de $G \text{ (dBi)} = 10 \log (G)$ se usa $G = 10^{G \text{ (dBi)}/10}$, esta debe encontrarse en el rango de: $3162.3 < G < 10000$.

El coeficiente de reflexión Γ , según $\Gamma = (\text{ROE} - 1) / (\text{ROE} + 1)$, será de 0.2 si se selecciona una ROE de 1.5 que es el caso más crítico del intervalo de ROE que se proporciona en las condiciones del diseño, sin embargo, esta va a ser una ROE adecuada.

2.3.1 Arreglo plano.

A la hora de calcular la ganancia de un arreglo plano lo primero que se debe tener en cuenta es la configuración (Mailloux, 2005) que tendrá el conjunto: este puede ser un arreglo activo, con dispositivos activos (amplificadores), en cada elemento; o un arreglo pasivo, con una simple fuente de potencia de RF a la entrada del arreglo. A continuación se expondrán las expresiones que se emplean para el cálculo de la ganancia en ambas estructuras

$$G = D_0 \epsilon_L (1 - |\Gamma|^2) \quad \text{para "arreglo pasivo"} \quad (2.27)$$

$$G = D_0 (1 - |\Gamma|^2) \quad \text{para "arreglo activo"} \quad (2.28)$$

Como se puede apreciar en ambas expresiones un factor determinante de la ganancia es la ganancia directiva que posee el arreglo de antenas. En caso de los arreglos planos rectangulares se cuenta con dos expresiones para llegar a esta última estas son: (1.34) y (1.35). Como la segunda depende principalmente del ángulo sólido que presenta el patrón de radiación del conjunto dado por (1.33), partiendo del hecho de que el diagrama direccional del diseño debe ser de 1° en el plano del desplazamiento, se asume $\Psi_h = 1^\circ$, y 7° en el plano perpendicular al desplazamiento, con $\Theta_h = 7^\circ$, se puede comprobar si la

ganancia directiva que le corresponde al sistema según la expresión (1.35) se halla en el rango de ganancia del sistema.

En caso de que esto se cumpla, el conjunto se deberá crear de tal manera que el factor de pérdidas de la red ϵ_L no sea capaz de desplazar la ganancia del arreglo fuera del rango en que debe estar la misma. Entonces:

$$\Psi_h \text{ (radianes)} = 1^\circ (\pi \text{ radianes})/180^\circ = 0.0174 \text{ radianes}$$

$$\Theta_h \text{ (radianes)} = 7^\circ (\pi \text{ radianes})/180^\circ = 0.1221 \text{ radianes}$$

$$D_0 \approx \pi^2 / \Omega_A \text{ (rads}^2\text{)} = \pi^2 / \Psi_h (\Theta_h) \text{ (rads}^2\text{)} = (3.14)^2 / 0.0021 = 4695.24$$

$$D_0 \approx 36.72\text{dB}$$

Al estar la ganancia directiva en el rango de ganancia que debe cumplir el arreglo de antenas a diseñar, se toma el valor de ganancia directiva o directividad hallada arriba a través de la ecuación (1.35) para calcular la directividad de cada arreglo lineal, D_x y D_y , que va a conformar el conjunto plano, pero en esta ocasión se utiliza la expresión (1.34)

$$D_0 = \pi \cos \theta_0 D_x D_y$$

Tanto D_x como D_y van a ser iguales al ser un cuadrado la forma del conjunto de antenas. Sin embargo, para poder encontrar el valor de D_x y D_y , hace falta el valor de θ_0 . Como se conocen los valores de Θ_h y Ψ_h , usando (1.31a) se puede despejar θ_0 , quedando:

$$\theta_0 = \cos^{-1} (\Psi_h / \Theta_h) = \cos^{-1} (1^\circ / 7^\circ) = \cos^{-1} (0.149) = 81,79^\circ \approx 82^\circ$$

Ahora partiendo de (1.34) se tiene que:

$$D_x = (D_0 / \pi \cos \theta_0)^{1/2} = (4695.24 / (3.14 (\cos (82^\circ))))^{1/2} = 103.72$$

2.3.2 Arreglo lineal.

Tanto el algoritmo de Dolph-Chebyshev como el de la Fuente de Línea de Taylor se emplearon con el fin de encontrar las dimensiones y el número de elementos de los diferentes arreglos lineales que constituirán en su conjunto el arreglo plano cuadrado.

Método de Dolph-Chebyshev.

Procedimiento.

Pasos que se siguieron:

- ✓ Se buscó el nivel del lóbulo lateral SL_{dB} idóneo para el diseño que se desea confeccionar, para esto se usó (2.5).
- ✓ Con (2.11) se halló el factor de ensachamiento del rayo Bb .
- ✓ Tomando la ganancia directiva D_x encontrada anteriormente, el nivel de lóbulo lateral, la longitud de onda a la que va a trabajar el sistema de antenas y el factor de ensanchamiento del rayo Bb , se llegó a las dimensiones del arreglo plano cuadrado L_x y L_y , que van a ser iguales, despejándolas de (2.10).
- ✓ Con las dimensiones L_x y L_y se pudo hallar primero el número de elementos de cada arreglo lineal (N_x) y después el número de elementos del arreglo plano (N_T).
- ✓ Para calcular: Ψ_h se trabajó con (2.12), y Θ_h se usó (1.31a). Una vez que se tuvo ambas se pudo encontrar el ángulo sólido Ω_A .
- ✓ Para buscar la ganancia directiva o directividad del arreglo plano (D_0) se basó en (1.35) al tener Ω_A .
- ✓ Se llegó al ϵ_{Lmin} que debe poseer el sistema para que la ganancia del mismo no se salga del rango en que debe permanecer, en caso de que el diseño sea un arreglo pasivo y no activo.

Método de la Fuente de Línea de Taylor.

Procedimiento.

Pasos que se siguieron:

- ✓ Se buscó el nivel del lóbulo lateral SL_{dB} idóneo para el diseño que se desea confeccionar, para esto se usó (2.5).
- ✓ En dependencia del SL_{dB} , con (2.15), se encontró A y posteriormente A^2 .
- ✓ La constante β_0 se igualó a:

$$\beta_0 = \{(\cosh^{-1} r)^2 - [\cosh^{-1}(r/2^{1/2})]^2\}^{1/2}$$
- ✓ Para llegar al factor de dilatación σ , se empleó la expresión (2.22).

- ✓ Después de conocer los parámetros antes mencionados, usando (2.23) con un valor de $\theta_3 = \Psi_h = 1^\circ$, se pudo saber cuál era el tamaño de cada lado del arreglo plano cuadrado, y con este, el número de elementos en cada arreglo lineal y el número de elementos total.

2.4 Utilización de Matlab.

MATLAB es un entorno de computación y desarrollo de aplicaciones totalmente integrado orientado para llevar a cabo proyectos en donde se encuentren implicados elevados cálculos matemáticos y la visualización gráfica de los mismos. MATLAB integra análisis numérico, cálculo matricial, procesamiento de señal y visualización gráfica en un entorno completo donde los problemas y sus soluciones son expresados del mismo modo en que se escribirían tradicionalmente, sin necesidad de hacer uso de la programación tradicional. Con este se comprobarán los resultados obtenidos con los cálculos, graficando los mismos.

2.4.1 Archivos con extensión .m.

En caso de que se necesite usar una función que no esté definida dentro del directorio del Matlab, este brinda la facilidad de implementar el programa que posibilita que la función que se desea se lleve a cabo. Lo único que se debe hacer es copiar el programa que define la función en un fichero archivo con extensión punto m (.m). Desde aquí el programa se puede modificar, revisar, y ejecutar cuantas veces se quiera. El archivo va a tomar el nombre de la función que define.

Con el fin de agilizar el trabajo se han implementado dos funciones para la realización de todos los cálculos. Estas han sido denominadas **Chebyshev** (\mathbf{D}_x , \mathbf{SLdB} , \mathbf{d}_x) (Anexo VII) y **Taylor** (\mathbf{SLdB} , \mathbf{N} , \mathbf{d}_x) (Anexo VIII); las mismas se crearon para realizar de una manera más rápida los cálculos del diseño. Para graficar los resultados se desarrolló la función **array2** (Anexo IX).

La función Chebyshev (\mathbf{D}_x , \mathbf{SLdB} , \mathbf{d}_x).

Esta función como su nombre lo indica fue creada con el fin de desarrollar todos los parámetros que se deben tener en cuenta en el algoritmo de Dolph-Chebyshev. La función

consta de tres variables de entrada: D_x , la directividad o ganancia directiva de cada arreglo lineal que forma el conjunto plano, $SLdB$, el nivel del lóbulo lateral con que se trabajará, y d_x , el espaciamiento entre los elementos que estarán en el arreglo de antenas. Además se aprecia N_T , número total de elementos, la cual a diferencia de las ya mencionadas va a ser de salida.

Para llevar el valor del lóbulo lateral de dB a número normal según lo indicado en (2.5) se tiene que:

$$r = 10^{(SLdB/20)};$$

Teniendo r se pasa al cálculo de Bb (factor de ensanchamiento del rayo)

$$a = \cosh([\operatorname{acosh}(r)]^2 - \pi^2)^{0.5};$$

$$b = (2/r) * a;$$

$$Bb = 1 + 0.636 * b$$

Despejando L_y o L_x de (2.10) se halló las dimensiones del arreglo plano

$$\lambda = 0.066;$$

$$L_y = [\lambda * D_x * (r^2 - 1) * Bb] / (2 * (r^2) - D_x);$$

Así se llegó a la cantidad de elementos de cada arreglo lineal

$$N_y = L_y / 0.033 + 1;$$

Con el número de elementos por arreglo lineal, sabiendo que la configuración del conjunto en general es un cuadrado, elevando N_y al cuadrado se obtiene N_T , número total de elementos.

$$N_T = [\operatorname{round}(N_y)]^2$$

Para conseguir el valor del ángulo sólido Ω_A se utilizó:

$$\chi_H = 0.886 * c * Bb;$$

$$\chi_{Hg} = (180 * \chi_H) / \pi$$

$$\theta_H = \chi_H * (1/0.139);$$

$$\text{sitahg} = (180 * \text{sitah}) / \pi$$

$$\text{angulosolido} = \text{chiH} * \text{sitah}$$

Luego se calcula la directividad de cada arreglo lineal por (2.10). Esto se hace para comprobar que los resultados que se han ido obteniendo son adecuados.

$$\text{Dx1} = 2 * r^2 / (1 + (r^2 - 1) * (\lambda / Ly) * Bb)$$

La directividad o ganancia directiva del arreglo plano está dada por:

$$\text{D01} = \pi * 0.139 * (\text{Dx1}^2)$$

en caso de que se emplee (1.34). Si se trabajara con (1.35) en Matlab quedaría expresada de la siguiente forma:

$$\text{D0} = (\pi^2) / \text{angulosolido}$$

La función Taylor (SL_{dB} , N , d_x).

Esta función surge por la necesidad de resolver las expresiones matemáticas del método de la Fuente de Línea de Taylor. Más adelante se darán varias explicaciones sobre diferentes fragmentos que forman parte del programa que la define.

Las variables de entrada van a ser: SL_{dB} , N y d_x ; SL_{dB} , nivel del lóbulo lateral; N , número entero que controla el nivel del lóbulo lateral; y d_x . Para la salida se dispone de NT como el caso anterior.

Con el fragmento que se tiene a continuación basándose en (2.15) se puede alcanzar los valores de A^2

$$k = \text{acosh}(r);$$

$$A = (1/\pi) * k;$$

$$A2 = A^2$$

Si se guía por (2.19) para llegar a β_0 el fragmento del programa que proporciona esto será:

$$p = \text{acosh}(r);$$

$$p1 = p^2;$$

$$q = \text{acosh}(r/\sqrt{2});$$

$$q1 = q^2;$$

$$o = (p1 - q1)^{0.5};$$

$$B0 = (2/\pi) * o$$

El factor de dilatación del rayo σ se obtiene con (2.22)

$$\text{fact0} = N/[A^2 + (N - 0.5)^2]^{0.5}$$

Las longitudes del conjunto ahora se hallan:

$$Lx = (\text{fact0} * B0 * \lambda) / 0.0174$$

y al ángulo sólido se llega a través de:

$$\text{chiH} = (\text{fact0} * B0 * \lambda) / Lx;$$

$$\text{chiHg} = (180 * \text{chiH}) / \pi$$

$$\text{sitaH} = \text{chiH} / 0.139;$$

$$\text{sitaHg} = (180 * \text{sitaH}) / \pi$$

$$\text{ang_solido} = \text{chiH} * \text{sitaH}$$

La función Array2.

La validación de los resultados numéricos se hace a través de la función **array2**; con este se confecciona el patrón de radiación de cada conjunto de antenas que se ha obtenido.

Para la obtención del gráfico se siguen los siguientes pasos:

% Fase progresiva entre elementos (1.27 a y 1.27 b)

$$\text{Betax} = -k * dx * \sin(\text{Theta0}) * \cos(\text{Phi0});$$

$$\text{Betay} = -k * dy * \sin(\text{Theta0}) * \sin(\text{Phi0});$$

% Ángulos de acimut del patrón de radiación

Theta = 0:.01/2*pi;

% Ángulos de elevación del patrón de radiación

Phi = 0:.01:2*pi;

% Factor de Arreglo ecuación (1.23).

AFx = 0;

for m = 1:M

AFx = AFx + exp(j*(m-1)*Chix);

end

AFy = 0;

for n = 1:N

AFy = AFy + exp(j*(n-1)*Chiy);

end

AF = AFx .* AFy;

% Gráfico del patrón de radiación

polar(Theta,AF)

Para graficar el patrón de radiación en tres dimensiones se le adiciona el siguiente fragmento:

[xx,yy,zz] = sph2cart(Theta,Phi,AF); %Aquí se lleva de coordenadas polares a
rectangulares.

x = zz;

```
y = yy;  
z = xx;  
ti = -1:.01:10;  
[XI,YI] = meshgrid(ti,ti);  
ZI = griddata(x,y,z,XI,YI);  
mesh(XI,YI,ZI)  
hold on
```

2.5 Conclusiones del capítulo.

A pesar de basar casi completamente los diseños confeccionados en el algoritmo de Dolph-Chebyshev y en el método de la Fuente de Línea de Taylor, con el objetivo de obtener patrones de arreglos lo suficientemente estrechos, semejantes a los que se necesitan implementar, es importante destacar que con este último se van a presentar menos problemas o impedimentos a la hora de que la ganancia del sistema diseñado se acerque más a la del sistema que existe en estos momentos. Esto se va a deber a que la eficiencia del método de la Fuente de Línea de Taylor será mayor que la de la metodología de Dolph-Chebyshev.

CAPÍTULO 3. Resultados finales de los diseños propuestos.

Aquí se dan los resultados numéricos obtenidos para los diferentes parámetros, que son imprescindibles conocer a la hora de confeccionar los diseños. Se hace una comparación de estos con los requisitos que posee el sistema actual de antenas que existe en el radar que se está tratando, para realizar la elección adecuada de los valores para cada parámetro. Finalmente se realizarán gráficas para validar los valores antes mencionados.

3.1 Análisis de los resultados alcanzados con el método de Dolph – Chebyshev.

A continuación en las tablas 3.1 y 3.2 se muestran algunos de los resultados obtenidos después de emplear el procedimiento de Dolph-Chebyshev para el diseño del conjunto de antenas deseado. Aquí se efectuaron varios cálculos con el fin de obtener los parámetros adecuados que posibiliten un mejor acercamiento al modelo que hay en la actualidad.

Tabla 3.1 Nivel de los lóbulos laterales vs. número de elementos.

		Espaciamiento entre los elementos $dx = dy = \lambda/4$.		Espaciamiento entre los elementos $dx = dy = \lambda/2$.	
SL_{dB}	$Lx(m)$	N_x	N_T	N_x	N_T
22	5.71	348	121104	174	30276
24	5.06	308	94864	154	23716

		Espaciamiento entre los elementos $dx = dy = \lambda/4$.		Espaciamiento entre los elementos $dx = dy = \lambda/2$.	
SL_{dB}	Lx(m)	Nx	SL_{dB}	Lx(m)	Nx
25	4.90	300	88804	150	22500
29	4.70	286	81796	143	20449
30	4.70	286	81796	143	20449
32	4.73	288	82944	144	20736
34	4.78	290	84100	145	21025
39	4.96	302	91204	151	22801
40	5.00	304	92416	152	23104

Como se puede apreciar en la Tabla 3.1 se seleccionaron varios niveles constantes del lóbulo lateral, en un rango que va desde 20 dB hasta 40 dB; su comportamiento consistió en que a medida que se disminuyó este, le sucedió lo mismo a la longitud de los lados del arreglo cuadrado hasta que el SL_{dB} tomó valores de 29 dB y 30 dB donde tanto Lx como Ly permanecieron constante. Luego de 30 dB en lo adelante la longitud de cada lado comenzó a aumentar.

Con el incremento del tamaño de los lados también creció el número de elementos de los arreglos lineales que forma el conjunto del arreglo plano y, por tanto, el número total de elementos de este en general. Se debe destacar que para los cálculos se utilizó dos valores de espaciamiento entre los elementos; uno de $\lambda/4$ y otro de $\lambda/2$, con el primero existen pocos lóbulos laterales pero el número de elementos se incrementa al doble con respecto a

la cantidad de elementos que se necesitan si d es de $\lambda/2$, y con el segundo se requiere de menos elementos pero los lóbulos laterales aumentan en número.

Al emplear la expresión (1.34), a pesar de variar la longitud de los lados del arreglo plano con el cambio del nivel del lóbulo lateral se pudo comprobar que la directividad de cada arreglo lineal D_x que forma el conjunto plano se mantiene constante, influyendo esto en la directividad del arreglo plano D_0 que se comporta similar a D_x . Esto puede verificarse en la tabla 3.2.

A la hora de implementar el arreglo de antenas uno de los requisitos que se debe tener en cuenta es la configuración que debe poseer el sistema; en caso de que el conjunto sea pasivo el mínimo factor de pérdida de la red que se va a poder usar será $\epsilon_{L\text{mín}} = 0.70$ para que la ganancia sea de 35 dBi como se necesita. Un conjunto con un $\epsilon_{L\text{mín}} < 0.70$ no cumple con la ganancia que debe poseer. Si la configuración que se desea es activa no es necesario tener en cuenta lo antes mencionado según (2.28).

Tabla 3.2 Parámetros hallados según la fórmula (1.34).

SL_{dB}	L_x	D_{x1}	D_{01}	D_0 (dB)	$\epsilon_{L\text{mín}}$	G_p	G_A	G_A (dB)
22	5.71	103.72	4697.7	36.72	0.70	4509.8 ϵ_L	4509.8	36.54
24	5.06	103.72	4697.7	36.72	0.70	4509.8 ϵ_L	4509.8	36.54
25	4.90	103.72	4697.7	36.72	0.70	4509.8 ϵ_L	4509.8	36.54
29	4.70	103.72	4697.7	36.72	0.70	4509.8 ϵ_L	4509.8	36.54
30	4.70	103.72	4697.7	36.72	0.70	4509.8 ϵ_L	4509.8	36.54
32	4.73	103.72	4697.7	36.72	0.70	4509.8 ϵ_L	4509.8	36.54

SL_{dB}	L_x	D_{x1}	D₀₁	D₀ (dB)	ε_{Lmin}	G_p	G_A	G_A (dB)
34	4.78	103.72	4697.7	36.72	0.70	4509.8 ε _L	4509.8	36.54
39	4.96	103.72	4697.7	36.72	0.70	4509.8 ε _L	4509.8	36.54
40	5.00	103.72	4697.7	36.72	0.70	4509.8 ε _L	4509.8	36.54

Sin embargo, cuando se usó (1.35), los parámetros no se mantuvieron estables como con (1.34). Para los diferentes valores del nivel del lóbulo lateral variaron las dimensiones del arreglo plano; esto trajo consigo cambios en el ángulo sólido, la directividad y la ganancia (más detalles en la Tabla 3.3). El factor de pérdida va a estar en dependencia del nivel del lóbulo lateral que se va a usar si se desea un arreglo pasivo.

Tabla 3.3 Parámetros buscados usando la fórmula (1.35).

SL_{dB}	L_x	ψ_h (grado)	θ_h (grado)	D₀ (dB)	ε_{Lmin0}	G_p	G_A	G_A (dB)
22	5.71	0.66	4.77	40.11	0.32	9843.1 ε _L	9843.1	39.93
24	5.06	0.78	5.61	38.69	0.44	7108.5 ε _L	7108.5	38.52
25	4.90	0.82	5.91	38.25	0.49	6415.3 ε _L	6415.3	38.07
SL_{dB}	L_x	ψ_h (grado)	θ_h (grado)	D₀ (dB)	ε_{Lmin0}	G_p	G_A	G_A (dB)
29	4.70	0.92	6.59	37.30	0.61	5151.5 ε _L	5151.5	37.12

SL_{dB}	L_x	ψ_h (grado)	θ_h (grado)	D₀ (dB)	ε_{Lmin0}	G_p	G_A	G_A (dB)
30	4.70	0.93	6.68	37.17	0.63	5009.2 ε _L	5009.2	37.00
32	4.73	0.95	6.82	37.00	0.66	4816.5 ε _L	4816.5	36.83
34	4.78	0.96	6.89	36.90	0.67	4700.7 ε _L	4700.7	36.72
39	4.96	0.97	6.99	36.78	0.69	4570.5 ε _L	4570.5	36.60
40	5.00	0.97	7.00	36.76	0.69	4558.4 ε _L	4558.4	36.59

Como para el método de Dolph-Chebyshev, cuando se diseña un arreglo grande es recomendable elegir el valor del lóbulo lateral lo más pequeño posible con el fin de ganar en eficiencia se dispuso tomar SL_{dB} de 40 dB.

Diseño 1.

- ✓ Nx: 304 elementos.
- ✓ NT: 92416 elementos
- ✓ SLdB: 40 dB.
- ✓ dx = dy: λ/4
- ✓ L_x = L_y = 5.00m

Diseño 2.

- ✓ Nx: 152 elementos.
- ✓ NT: 23104 elementos.
- ✓ SLdB: 40 dB.
- ✓ dx = dy: λ/2
- ✓ L_x = L_y = 5.00 m

3.2 Análisis de los resultados alcanzados con el procedimiento de la Fuente de línea de Taylor.

Las longitudes de los lados del conjunto de antenas, según el procedimiento de Taylor, van a variar en dependencia de \check{n} pero este cambio no va a estar definido pues este será desordenado, porque tanto con el incremento o disminución de \check{n} las dimensiones pueden aumentar o reducir su valor. Para conocer cualquier valor tanto de L_x como de L_y se tendrá que realizar los cálculos pertinentes (Tabla 3.4). No obstante, se puede afirmar que a medida que se disminuye el SL_{dB} los conjuntos se van a hacer mayores pues las dimensiones de los mismos van a aumentar. Esto trae como consecuencia que la cantidad total de elementos del arreglo plano cuadrado crezca a medida que el lóbulo lateral se hace mayor (Tabla 3.5).

Tabla 3.4 Comportamiento de las dimensiones del arreglo en dependencia de el nivel del lóbulo lateral y el número entero \check{n} que controla el SL_{dB} .

L_x					
SL_{dB}	$\check{n} = 2$	$\check{n} = 3$	$\check{n} = 4$	$\check{n} = 6$	$\check{n} = 7$
20	3.81	3.80	3.73	3.64	3.61
25	3.94	4.05	4.03	3.96	3.93
30	4.01	4.25	4.29	4.25	4.23
35	4.03	4.41	4.50	4.51	4.50
40	4.03	4.53	4.69	4.75	4.74

Tabla 3.5 Número de elementos con $d_x = \lambda/2$ de cada arreglo lineal y del arreglo plano en función del número entero \check{n} y de SL_{dB} .

SL_{dB}	$\check{n} = 2$		$\check{n} = 3$		$\check{n} = 4$		$\check{n} = 6$		$\check{n} = 7$	
	N_x	N_T	N_x	N_T	N_x	N_T	N_x	N_T	N_x	N_T
20	116	13456	116	13456	114	12996	112	12544	110	12100

SL_{dB}	$\check{n} = 2$		$\check{n} = 3$		$\check{n} = 4$		$\check{n} = 6$		$\check{n} = 7$	
	N_x	N_T	N_x	N_T	N_x	N_T	N_x	N_T	N_x	N_T
25	120	14400	124	15376	123	15129	121	14641	120	14400
30	123	15179	130	16900	131	17161	130	16900	129	16441
35	123	15175	135	18225	137	18769	138	19044	137	18769
40	123	15175	138	19044	143	21316	145	21025	145	21025

El factor de dilatación σ del rayo de cada arreglo lineal no variará de forma ordenada, este puede tanto aumentar como disminuir con el incremento de \check{n} o pasar lo mismo con la reducción de \check{n} ; pero a medida que los lóbulos laterales se hacen más pequeños con respecto al lóbulo principal ocurre una reducción de σ (Tabla 3.6).

Tabla 3.6 Comportamiento del factor de dilatación del rayo para los diferentes SL_{dB} y \check{n} .

σ					
SL_{dB}	$\check{n} = 2$	$\check{n} = 3$	$\check{n} = 4$	$\check{n} = 6$	$\check{n} = 7$
20	1.1255	1.1213	1.1027	1.0749	1.0655
25	1.0627	1.0924	1.0870	1.0683	1.0608
30	1.0010	1.0612	1.0693	1.0608	1.0554
35	0.9418	1.0284	1.0501	1.0523	1.0492
40	0.8861	0.9948	1.0296	1.0430	1.0424

Se debe aclarar que para este procedimiento el ángulo sólido y la ganancia directiva se van a mantener constantes en relación con el SL_{dB} que se trabaje. Pero a medida que el nivel del SL_{dB} y de \check{n} sea mayor el conjunto de antena se comportará de una forma más eficiente.

Tabla 3.7 Valores de algunos parámetros según el SL_{dB} .

SL_{dB}	A^2	β_0	ψ_h (grado)	θ_h (grado)	Ω_A (rad ²)	D_0	D_0 (dB)
20	0.9072	0.8931	0.9969	7.1723	0.0022	4531.2	36.56
25	1.2918	0.9780	0.9969	7.1723	0.0022	4531.2	36.56
30	1.7423	1.0569	0.9969	7.1723	0.0022	4531.2	36.56
35	2.2598	1.1306	0.9969	7.1723	0.0022	4531.2	36.56
40	2.8443	1.1999	0.9969	7.1723	0.0022	4531.2	36.56

Entonces basado en la tabla (Anexo VI) se seleccionó SL_{dB} de 20 dB, $\tilde{n} = 6$.

Diseño 3.

- ✓ N_x : 224 elementos.
- ✓ N_T : 50176 elementos.
- ✓ SL_{dB} : 20 dB.
- ✓ $dx = dy: \lambda/4$.
- ✓ $L_x = L_y = 3.68m$

Diseño 4.

- ✓ N_x : 112 elementos.
- ✓ N_T : 12544 elementos.
- ✓ SL_{dB} : 20 dB.
- ✓ $dx = dy: \lambda/2$.
- ✓ $L_x = L_y = 3.68 m$

3.3 Resultados gráficos.

Los gráficos muestran el comportamiento del patrón de radiación en el plano x - y . Para esto se mantiene constante el ángulo de elevación, θ_0 , y se varía el ángulo del acimut, ϕ_0 . Después de efectuar varias pruebas se determinó que para lograr un lóbulo principal adecuado la Φ_0 debe cambiar en un factor de 1 por cada grado que se desee mover el lóbulo principal en el plano x - y . El rango que se escogió para variar Φ_0 comienza en 160° y concluye en 180° . Para realizar la prueba se seleccionó $\Phi_0 = 170^\circ$; en todos los diseños se obtuvo un lóbulo principal lo suficientemente estrecho en el plano x - y (1°).

Se graficó el patrón de radiación en tres dimensiones para poder verificar que el plano y - z sea de 7° ; para conseguir esto se transfirieron los resultados del sistema polar al rectangular, entonces esto trajo consigo que el rayo fuera muy estrecho. Esto ocurre debido a que la amplitud del rayo a mitad de potencia ahora se toma en radianes y no en grados. Aclaración: 7° equivalen a 0.122 radianes.

Las gráficas se muestran en el Anexo X.

3.4 Comparación de los resultados logrados con las condiciones reales del sistema de radar estudiado.

Después de analizar los resultados obtenidos se pudo verificar que los cuatro diseños elaborados cumplen lo más fiel posible con las condiciones establecidas al inicio del trabajo, acercándose lo suficiente a las características propias del sistema de radar que se desea sustituir (ver Tabla 3.8). Esto hace posible escoger cualquiera de los cuatro para el diseño definitivo, sin embargo, en caso de que la configuración que se cree sea la de un arreglo pasivo, lo más conveniente es seleccionar uno de los dos diseños elaborados con el método de Taylor, al poseer estos mayor eficiencia en comparación con el procedimiento de Dolph-Chebyshev.

Teniendo en cuenta que las dimensiones del diseño que se escoja deben ser las menores posibles para que sea sencillo y el costo no muy alto; el diseño que más se acerca en su comportamiento a las condiciones de funcionamiento del sistema real será el de

$M = N = 112$ elementos con $dx = dy = \lambda/2$. No obstante, vale aclarar que cualquiera de los cuatro se puede elegir.

Tabla 3.8 Comparación entre los cuatro diseños implementados y el sistema real.

Aspectos a comparar	Dolph-Chebyshev		Fuente de Línea de Taylor		Sistema actual
	$dx = 0.25\lambda$	$dx = 0.5\lambda$	$dx = 0.25\lambda$	$dx = 0.5\lambda$	
ROE	ROE =1.5	ROE =1.5	ROE =1.5	ROE =1.5	ROE \leq 1.5
Frecuencia de operación	$f_0 = 4.55$ GHz	$f_0 = 4.55$ GHz	$f_0 = 4.55$ GHz	$f_0 = 4.55$ GHz	$3.9\text{GHz} < f_0 < 5.2\text{GHz}$
Longitud de onda	$\lambda = 6.6\text{cm}$	$\lambda = 6.6\text{cm}$	$\lambda = 6.6\text{cm}$	$\lambda = 6.6\text{cm}$	$5.76\text{cm} < \lambda < 7.68\text{cm}$
Ganancia	$35\text{dBi} < G < 36.59\text{dBi}$	$35\text{dBi} < G < 36.59\text{dBi}$	$35\text{dBi} < G < 36.38\text{dBi}$	$35\text{dBi} < G < 36.38\text{dBi}$	$35\text{dBi} < G < 40\text{dBi}$
Patrón direccional	0.97° por 7.00°	0.97° por 7.00°	0.99° por 7.17°	0.99° por 7.17°	1.00° por 7.00°
$L_x = L_y$	5.00 m	5.00 m	3.68 m	3.68 m	desconocido
$N_x = N_y$	304 elementos	152 elementos	224 elementos	112 elementos	-
N_T	92416 elementos	23104 elementos	50176 elementos	12544 elementos	-

3.5 Conclusiones del capítulo.

Con la realización de este capítulo se ha hecho un amplio análisis de los resultados alcanzados con los algoritmos utilizados para conformar el diseño del conjunto de antenas que se necesita; así como se ha verificado la veracidad de los valores hallados, una vez desarrolladas las expresiones matemáticas que constituyen cada método empleado, a través de las gráficas obtenidas en el Matlab.

CONCLUSIONES

Con la realización de este trabajo se arribó a las siguientes conclusiones:

- ✓ El patrón de radiación obtenido es lo suficientemente estrecho como para alcanzar la directividad necesitada.
- ✓ Para un mismo valor de Φ_0 , el lóbulo principal del patrón de radiación posee una posición estable para los diseños obtenidos; sin embargo su magnitud varía.
- ✓ Se logró la implementación del diseño de una antena más sencilla en cuanto a su arquitectura física haciendo que sea más maniobrable.
- ✓ Después de analizar los diseños implementados se escogió el que mayor correspondencia tiene con las características de funcionamiento del sistema que existe en la actualidad.

RECOMENDACIONES

Como continuación de este trabajo de diploma se recomienda:

- ✓ Buscar el tipo de antena que sus características permitan llevar a cabo la implementación del diseño seleccionado.
- ✓ Emplear programas propios de arreglos de antenas para la simulación de los diferentes parámetros a tener en cuenta a la hora de crear un conjunto de este tipo.
- ✓ Realizar un estudio del funcionamiento de los arreglos planos circulares de antenas en la rama de los radares de radiolocalización con el fin de lograr nuevos diseños.
- ✓ La investigación sirva como fuente de estudio e información para estudiantes o personas que estén interesadas en el tema tratado al poseer información sobre la teoría y el diseño de arreglos de antenas.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Bach, H. y J. E. Hansen (1969). *Uniformly Spaced Arrays*. Parte 1. McGraw -Hill, New York.
- Balanis, C. A. (1996). *Antennas Theory, Analysis and Design*. New York. Wiley.
- Balanis, C. A. (1997). *Antennas Theory, Analysis and Design*. New York. Wiley.
- Berdiñas, C. y R. Testoni (2000). *Antenas*. Disponible en: <http://web.frm.utn.edu.ar/comunicaciones/antenas.html>. Consultado: 18 de febrero del 2008.
- Brooker, E., y col (1991). *Practical Phased Array Antenna Systems*. Artech House, Boston.
- Brown, L. B. y G. A. Sharp (1958). *Tschebyscheff Antenna Distribution, Beamwidth, and Gain Tables*. Naval Ordnance Lab., Corona, CA, NAVORD Rept. 4629 (NOLC Rept. 383).
- Collin, R. E. (1985). *Modern Antenna Design*. McGraw-Hill.
- Collin, R. E., F. J. Zucker, y col (1969). *Antenna Theory*. Parte 1. McGraw-Hill, New York.

- Dolph, C. L. (1946). *A Current Distribution for Broadside Arrays Which Optimizes the Relationship Between Beamwidth and Sidelobe Level*. Proc. IRE, Vol.34. pp. 335 – 345.
- Drane, C. J. Jr.(1968). *Useful Aproximation for the Directivity and Beamwidth of Large Scanning Dolph-Chebyshev Array*. Proc. IEEE, Vol. 56.pp. 1779-1787.
- Elliott, R. E. (1966). *The Theory of Antenna Arrays*. Capítulo 1 en Microwave Scanning Antennas, Vol. (II), Hansen, R. C., y col, New York: Academic Press. Pp.29, 32.
- Elliott, R. S.(1963). *Beamwidth and Directivity of Large Scanning Arrays*. Primera Edición. The Microwave Journal. Pp.53-60.
- Elliott, R. S.(1964). *Beamwidth and Directivity of Large Scanning Arrays*. Última de dos partes. The Microwave Journal. Pp.74-82.
- Elliott, R. S.(1981). *Antenna Theory and Design*. Prentice Hall, Upper Saddle River, New York.
- Hacker, P. S. y H. E. Schrank (1982). *Range Distance Requeriments for measuring Low and Ultralow Sidelobe Antenna Patterns*. IEEE Trans. en Antennas and Propagation. Vol. AP-30. No.5. pp. 956-965.
- Hansen, R. C. (1983). *Linear Array*.Capítulo 9 en The Handbook of Antenna Design, Rudge, A. W., y col, London, England: Peter Peregrinus.pp.22,309.
- Hansen, R. C. (1984). *Measurement Distance Effects on Low Sidelobe Patterns*. IEEE Trans. en Antenna and Propagation. Vol. AP – 32.No.6.pp.591 -594.
- Iturri, L. A., E. R. Rivera, y col (2006). *Avance tecnológico en antenas de arreglos de fase*. Disponible en: <http://www.aiturrih.com/archivos/trabajos - AMICEE. pdf> . Consultado: 18 de febrero del 2008.
- Jonson, R. C.(1993). *Antenna Engineering Handbook*. New York, McGraw-Hill.
- Kinsey, R. R. (1962). *Monopulse Difference Slope and Gain Standards*. IRE Trans. Antennas and Propagation, Vol. AP-10,pp.343-344.
- Kraus, J. D. (1988). *Antennas*. MacGraw-Hill. New York.

- Litva, J. y Y. T. Lo (1996). *Digital Beamforming in Wireless Communications*. Artech House. Boston. London. pp.18.
- Ma, M. T. (1974). *Theory and Application of Antenna Arrays*. John Wiley & Sons. New York.
- Mailloux, R. J. (1988). *Periodic Arrays*. Capítulo 13 en *Antenna Handbook*, Lo, Y. T. y S. W. Lee, col, New York: Van Nostrand Reinhold.
- Mailloux, R. J. (2005). *Phased Array Antenna Handbook*. Segunda Edición. Artech House. Boston London.
- Martínez, M. J. (2006). *Diseños de Arreglos de Antenas con Aplicación en Sistemas de Antenas Inteligentes*. Disponible en: <http://exa.unne.edu.ar/depar/areas/informatica/SistemasOperativos/UDGDisenosArreglosAntenas.pdf>. Revisado: 18 de febrero del 2008.
- Matt, H. (1992). *Antenas for Radar and Communications: A polarimetric Approach*. Wiley. New York.
- Milligan, T. A. (1985). *Modern Antenna Design*. McGraw – Hill.
- Parker, D. (2002). *Phased Array, Theory and Architectures*. Parte I, IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, Vol.50, No.3
- Ramos, J. L., M. J. Martínez, y col (2002). *Arreglos planos: La Cruz de Mills*. Disponible en: <http://exa.unne.edu.ar/depar/areas/informatica/SistemasOperativos/cie200286.pdf>. Accedido: 18 de febrero del 2008.
- Rudge, A. W., K. Milne, y col (1986). *The Handbook of Antenna Design*. Vol. 1 y 2. Segunda Edición. Peter Peregrinus Ltd. London.
- Schelkunoff, S. A. y H. T. Friis (1952). *Antenna, Theory and Practice*. New York. Wiley.
- Skolnik, M. I., y col (1970). *Radar Handbook*. McGraw-Hill. New York.
- Skolnik, M. I. (1980). *Introduction to Radar Principle*. McGraw-Hill. New York.
- Stegen, R. J. (1953). *Excitation Coefficients and Beamwidth of Tschebyscheff Arrays*. IRE, Vol.41. pp.1671-1674.

- Stegen, R. J. (1960). *Gain of Tschebyscheff Arrays*. IEEE Trans. en Antennas and Propagation, Vol. AP-81.pp.629-631.
- Stutzman, W. L. y G. A. Thiele (1981). *Antenna Theory and Design*. John Wiley, New York.
- Stutzman, W. L. y G. A. Thiele (1998). *Antenna Theory and Design*. Segunda edición, Wiley, New York.
- Tang, R., y R.W. Burns (1984). *Phased Array*. Capítulo 20 en Antenna Engineering Handbook, Johnson, R. C., H. Jasik, y col, New York: McGraw-Hill.
- Taylor, T. T.(1955). *Design of Line Source Antennas for Narrow Beamwidth and Low Sidelobes*. IEEE Trans. on Antennas and Propagation. Vol. AP-3. pp.16 – 28.
- Toomay, J. C. (1982). *Radar Principles*. Lifetime Learning Publications. Belmont.CA.
- Weeks, W. L. (1968). *Antenna Engineering*. New York. McGraw-Hill.

ANEXOS

ANEXO I

TABLA I.1 NULOS, LÓBULO PRINCIPAL, PUNTOS DE MITAD DE POTENCIA, Y MÁXIMO DEL LÓBULO SECUNDARIO PARA UN ARREGLO BROADSIDE DE AMPLITUD UNIFORME.

NULOS	$\theta_n = \cos^{-1}(\pm n\lambda/Nd)$ $n = 1, 2, 3, \dots$ $n \neq N, 2N, 3N, \dots$
MÁXIMO PRINCIPAL	$\Theta_m = \cos^{-1}(\pm m\lambda/d)$ $m = 0, 1, 2, \dots$
PUNTOS DE MITAD DE POTENCIA	$\Theta_h \approx \cos^{-1}(\pm 1.391/\pi Nd)$ $\pi d/\lambda \ll 1$
MÁXIMO DEL LÓBULO SECUNDARIO	$\Theta_s = \cos^{-1}[\pm \lambda (2s + 1)]/2d(N)$ $s = 1, 2, 3, \dots$ $\pi d/\lambda \ll 1$

ANEXO II

**TABLA II.1 AMPLITUDES DE LOS RAYOS
PARA ARREGLOS BROADSIDE DE AMPLITUD
UNIFORME.**

AMPLITUD DEL RAYO DEL PRIMER NULO (FNBH)	$\Theta_n = 2[\pi/2 - \cos^{-1}(\lambda/Nd)]$
AMPLITUD DEL RAYO A MITAD DE POTENCIA (HPBW)	$\Theta_h \approx 2[\pi/2 - \cos^{-1}(1.391\lambda/\pi Nd)]$ $\pi d/\lambda \ll 1$
AMPLITUD DEL RAYO EN EL PRIMER LÓBULO LATERAL (FSLBW)	$\Theta_s \approx 2[\pi/2 - \cos^{-1}(3\lambda/2dN)]$ $\pi d/\lambda \ll 1$

ANEXO III

TABLA III.1 NULOS, LÓBULO PRINCIPAL, PUNTOS DE MITAD DE POTENCIA, Y MÁXIMO DEL LÓBULO SECUNDARIO PARA UN ARREGLO END- FIRE ORDINARIO DE AMPLITUD UNIFORME.

NULOS	$\theta_n = \cos^{-1}(1 - n\lambda/Nd)$ $n = 1, 2, 3, \dots$ $n \neq N, 2N, 3N, \dots$
MÁXIMO PRINCIPAL	$\Theta_m = \cos^{-1}(1 - m\lambda/d)$ $m = 0, 1, 2, \dots$
PUNTOS DE MITAD DE POTENCIA	$\Theta_h \approx \cos^{-1}(\pm 1.391/\pi Nd)$ $\pi d/\lambda \ll 1$
MÁXIMO DEL LÓBULO SECUNDARIO	$\Theta_s = \cos^{-1}[\pm \lambda (2s + 1)]/2d(N)$ $s = 1, 2, 3, \dots$ $\pi d/\lambda \ll 1$

ANEXO IV

**TABLA IV.1 AMPLITUDES DE LOS RAYOS
PARA ARREGLOS BROADSIDE DE AMPLITUD
UNIFORME.**

AMPLITUD DEL RAYO DEL PRIMER NULO (FNBH)	$\Theta_n = 2[\pi/2 - \cos^{-1}(\lambda/Nd)]$
AMPLITUD DEL RAYO A MITAD DE POTENCIA (HPBW)	$\Theta_h \approx 2[\pi/2 - \cos^{-1}(1.391\lambda/\pi Nd)]$ $\pi d/\lambda \ll 1$
AMPLITUD DEL RAYO EN EL PRIMER LÓBULO LATERAL (FSLBW)	$\Theta_s \approx 2[\pi/2 - \cos^{-1}(3\lambda/2dN)]$ $\pi d/\lambda \ll 1$

ANEXO V

**TABLA V.1 DISEÑO DEL LÓBULO LATERAL Y LA AMPLITUD DEL RAYO
PARA DISTRIBUCIONES DE TAYLOR (TANG Y BURNS, 1984).**

Design Sidelobe Level (dB)	R (Sidelobe Voltage Ratio)		A^2	Values of the Parameter (σ)									
	$180\beta_0/\pi$ (Degrees)			$\bar{n} = 2$	$\bar{n} = 3$	$\bar{n} = 4$	$\bar{n} = 5$	$\bar{n} = 6$	$\bar{n} = 7$	$\bar{n} = 8$	$\bar{n} = 9$	$\bar{n} = 10$	
15	5.62341	45.93	0.58950	1.18689	1.14712	1.11631	1.09528	1.08043	1.06969	1.06112	1.05453	1.04921	
16	6.30957	47.01	1.64798	1.17486	1.14225	1.11378	1.09375	1.07491	1.06876	1.06058	1.05411	1.04887	
17	7.07946	48.07	1.6267	1.13723	1.11115	1.11115	1.09216	1.07835	1.06800	1.06001	1.06367	1.04852	
18	7.94328	49.12	0.77266	1.15036	1.13206	1.10843	1.09050	1.07724	1.06721	1.05942	1.05328	1.04815	
19	8.91251	50.15	0.83891	1.13796	1.12676	1.10563	1.08879	1.07609	1.06639	1.05880	1.05273	1.04777	
20	10.00000	51.17	0.90777	1.12549	1.12133	1.10273	1.08701	1.07490	1.06554	1.05816	1.05223	1.04738	
21	11.2202	52.17	0.97927		1.11577	1.09974	1.08518	1.07367	1.06465	1.05750	1.06172	1.04697	
22	12.5893	53.16	1.05341		1.11009	1.09668	1.08329	1.07240	1.06374	1.05682	1.05119	1.04654	
23	14.1254	54.13	1.13020		1.10430	1.09352	1.08135	1.07108	1.06280	1.05611	1.05064	1.04610	
24	15.8489	55.09	1.20965		1.09840	1.00029	1.07954	1.06973	1.06183	1.05538	1.05007	1.04565	
25	17.7828	56.04	1.29177		1.09241	1.08598	1.07728	1.06834	1.06083	1.05463	1.04948	1.04518	
26	19.9526	56.97	1.37654		1.08632	1.08360	1.07517	1.06690	1.05980	1.05385	1.04888	1.04669	
27	22.3872	57.88	1.46395		1.08015	1.08014	1.07300	1.06543	1.05874	1.05305	1.04826	1.04420	
28	25.1189	58.78	1.55406			1.07661	1.07078	1.06392	1.05765	1.05223	1.04762	1.04368	
29	28.1838	59.67	1.64683			1.07300	1.06851	1.06237	1.05653	1.05139	1.04696	1.04316	
30	31.6228	60.55	1.74229			0.6934	1.06619	1.06079	1.05538	1.05052	1.04628	1.04262	
31	35.4813	61.42	1.84044			1.06561	1.06382	1.05916	1.05421	1.04963	1.04559	1.04206	
32	39.8107	62.28	1.94126			1.06182	1.06140	1.05751	1.05300	1.04872	1.04488	1.04149	
33	44.6684	63.12	2.04472				1.05893	1.05581	1.05177	1.04779	1.04415	1.04091	
34	50.1187	63.96	2.15092				1.05642	1.05408	1.05051	0.04684	1.04341	1.04031	
35	56.2341	64.78	2.25976				1.05386	1.05231	1.04923	1.04587	1.04264	1.03970	
36	63.0957	65.60	2.37129				1.05126	1.05051	1.04792	1.04487	1.04186	1.03907	
37	70.7946	66.40	2.48551					1.04868	1.04658	1.04385	1.04107	1.03843	
38	79.4328	67.19	2.60241					1.04681	1.04521	1.04282	1.04025	1.03777	
39	89.1251	67.98	2.72201					1.04491	1.04382	1.04176	1.03942	1.03711	
40	100.0000	68.76	2.84428					1.04298	1.04241	1.04068	1.03808	1.03643	

ANEXO VI

TABLA VI.1 EFICIENCIA DE REDUCCION PARA PATRONES DE TAYLOR (HANSEN, 1983).

SL_{dB}	<i>Max η Values</i>		<i>Monotonic \bar{n}</i>	
	\bar{n}	η	\bar{n}	η
20	6	0.9667	3	0.9535
25	12	0.9252	5	0.9105
30	23	0.8787	7	0.8619
35	44	0.8326	9	0.8151
40	81	0.7899	11	0.7729

ANEXO VII

PROGRAMA PARA EL CÁLCULO DE TODOS LOS PARÁMETROS SEGÚN EL ALGORITMO DE DOLPH-CHEBYSHEV.

```

function NT = Chebyshev (Dx, SLdB, dx)

SLDB = SLdB

% Cálculo del nivel del lóbulo lateral.
r = 10 ^ (SLDB/20);
a = cosh ([acosh (r)]^2-pi^2)^0.5);
b = (2/r)*A;

% Cálculo del factor de ensanchamiento del rayo.
Bb = 1 + 0.636*b;

% Cálculo de la longitud de cada lado del arreglo.
lanbda =0.066;

Ly = [lanbda*Dx*(r^2-1)*Bb]/ (2*(r^2)-Dx

% Número de elementos de cada arreglo lineal.
Ny = Ly / dx + 1;

% Eficiencia de cada arreglo lineal
e = Dx / Ny;

c = lanbda / Ly;

ChiH = 0.886 * c * Bb; % Cálculo de la amplitud del rayo de cada arreglo lineal Ψh.

ChiHg = (180*ChiH) / pi % Conversión de Ψh desde radianes a grados.

SitaH = ChiH*(1/0.139); % Cálculo de Θh.

```

SitaHg = (180*SitaH) / pi *% Conversión de Θ_h desde radianes a grados*

% Ángulo sólido

angulo_solido = ChiH*SitaH

D₀ = (pi^2) / angulo_solido *% Ganancia directiva del arreglo cuadrado según (1.35)*

d = log10 (D₀);

D₀dB = d*10

D_{x1} = 2*r^2 / (1+(r^2-1)*(lanbda/Ly)*Bb) *% Ganancia directiva de cada arreglo lineal*

D₀₁ = pi*0.139*(D_{x1}^2) *% Cálculo de la directividad del arreglo plano (1.34)*

f = log10 (D₀₁);

D₀₁dB = f*10

factor = (1-(0.2)^2);

perdida_min0 = 3162.28 / (D₀*0.96)

perdida_min01 = 3162.28 / (D₀₁*0.96)

G_{A0} = D₀*factor *% Cálculo de la ganancia del arreglo plano en caso de arreglo activo*

% para (1.35)

G_{A0}dB = log10 (G_{A0})*10

G_{A01} = D₀₁*factor *% Cálculo de la ganancia del arreglo plano en caso de arreglo activo*

% para (1.34)

G_{A01}dB = log10 (G_{A01})*10

ANEXO VIII

PROGRAMA PARA EL CÁLCULO DE TODOS LOS PARÁMETROS SEGÚN EL ALGORITMO DE TAYLOR.

function NT = Taylor (SLdB, N, dx)

% SLdB es el nivel del lóbulo lateral

% N es el número entero n con el palito encima

% dx es el espaciamiento entre los elementos

lanbda = 0.066;

% Cálculo del nivel del lóbulo lateral

r = 10[^] (SLdB/20)

% Cálculo de A²

k = acosh(r);

A = (1/pi)*k;

A² = A[^]2

% Cálculo de β₀

p = acosh(r);

q = acosh(r/1.41);

o = (p[^]2- q[^]2) [^]1/2;

B₀ = (2/pi)*o

% Cálculo de σ

fact0 = N/[A²+(N-0.5)[^]2][^]0.5

% Longitud de cada lado

L_x = (fact0 * B₀ * lanbda) / 0.0174

% Cantidad de elementos tanto del arreglo lineal como del plano

$$N_x = L_x/d_x + 1$$

$$N_T = N_x^2$$

% Ángulo sólido

$$\chi_H = (\text{fact0} * B_0 * \lambda) / L_x;$$

$$\chi_{Hg} = (180 * \chi_H) / \pi$$

$$\theta_H = \chi_H / 0.139;$$

$$\theta_{Hg} = (180 * \theta_H) / \pi$$

$$\text{ang_solido} = \chi_H * \theta_H$$

% Ganancia directiva del arreglo plano (1.35)

$$D_0 = (\pi^2) / \text{ang_solido}$$

$$D_{0dB} = \log_{10}(D_0) * 10$$

ANEXO IX

PROGRAMA PARA GRAFICAR LOS RESULTADOS DE LOS CÁLCULOS.

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
%% Arreglos Rectangulares %%
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
clear
```

```
% Número de elementos
```

```
M = 152;
```

```
N = 152;
```

```
% Separación entre elementos en lambda
```

```
dx = 1/2;
```

```
dy = 1/2;
```

```
k = 2*pi;
```

```
Theta0 = deg2rad(82);
```

```
Phi0 = deg2rad(191);
```

```
% Fase progresiva entre elementos
```

```
Betax = -k*dx*sin(Theta0)*cos(Phi0);
```

```
Betay = -k*dy*sin(Theta0)*sin(Phi0);
```

```
% Ángulos de acimut del patrón de radiación
```

```
Theta = 0:.01/2: pi;
```

```
% Ángulos de elevación del patrón de radiación
```

```
Phi = 0:.01:2*pi;
```

```
% Factor de arreglo
```

```
Chix = (k*dx*sin (Theta).*cos (Phi))+Betax;
```

Chiy = (k*dy*sin (Theta).*sin (Phi))+Betay;

%AF = ((1/M) * sin((M/2) * Chix) ./ sin(Chix/2)) .* ((1/N) * sin((N/2) * Chiy) ./ sin(Chiy/2));

%% Factor de Arreglo ecuación (1.23)

AFx = 0;

for m = 1:M

AFx = AFx + exp (j*(m-1)*Chix);

end

AFy = 0;

for n = 1:N

AFy = AFy + exp (j*(n-1)*Chiy);

end

AF = AFx .* AFy;

% Magnitud (Módulo) del Factor de Arreglo normalizado.

AF = (1/N) * (1/M) * abs(AF);

[x,y,z] = sph2cart(Theta,Phi,AF);

%figura

polar (Theta, AF)

%polar (Theta, AF)

ANEXO X**COMPORTAMIENTO DE LOS PATRONES DE RADIACIÓN PARA LOS
DIFERENTES DISEÑOS IMPLEMENTADOS.****Diseño 1.**

Para $N = M = 304$ elementos, $\theta_0 = 82^\circ$, $\Phi_0 = 170^\circ$, $dx = 0.25\lambda$

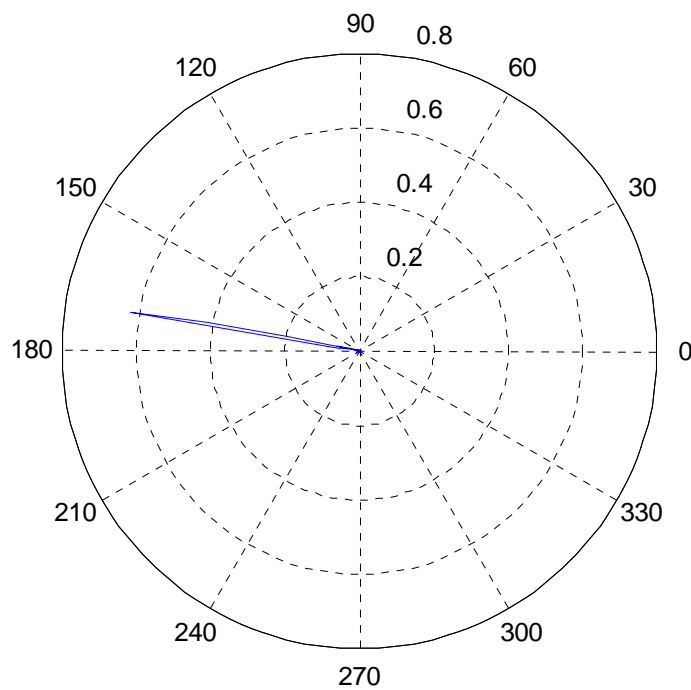


Figura X.1 Plano x-y, $\Psi_h = 0.0174$.

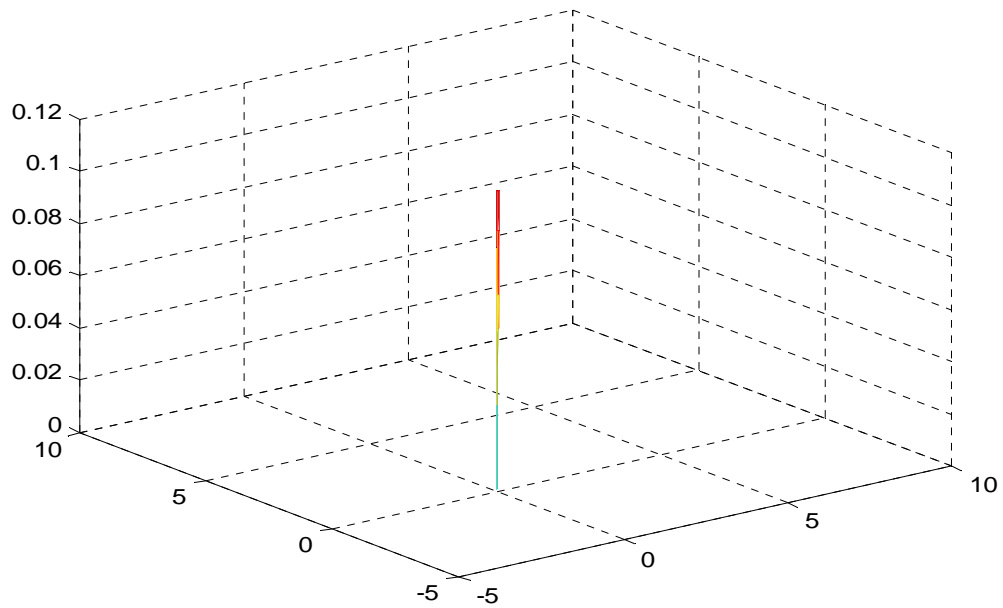


Figura X.2 Plano y-z, $\Theta_h = 0.122$ radianes.

Diseño 2.

Para $N = M = 152$, $\theta_0 = 82^\circ$, $\Phi_0 = 170^\circ$, $dx = 0.5\lambda$

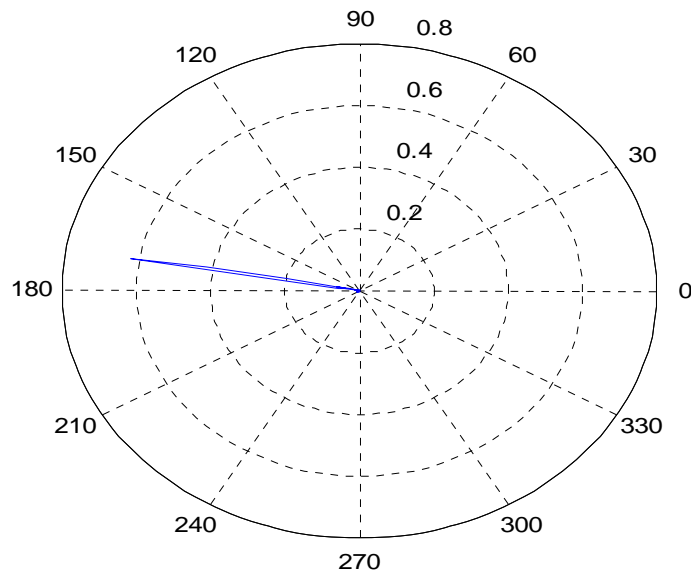


Figura X.3 Plano x-y, $\Psi_h = 0.0174$.

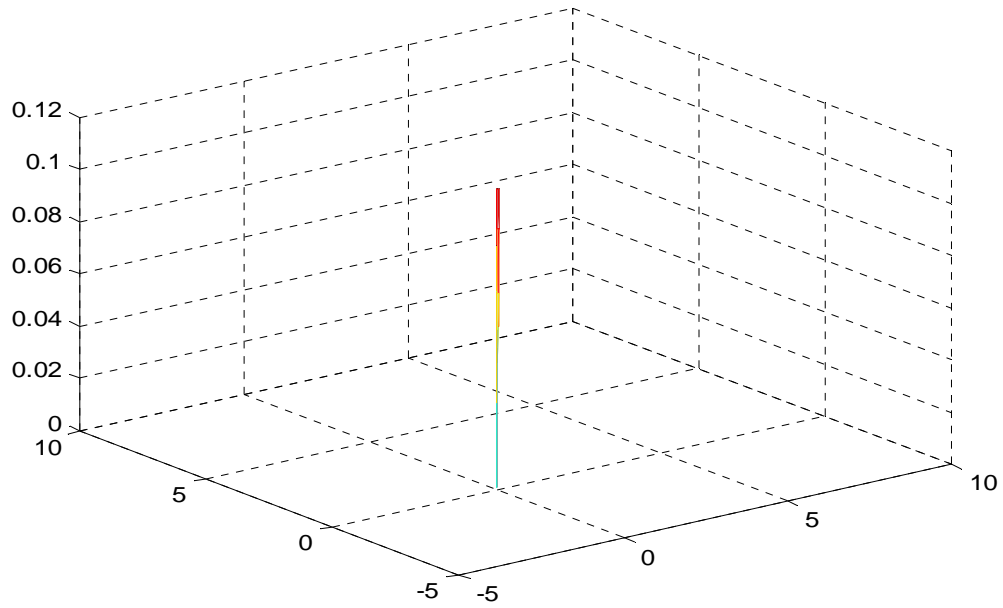


Figura X.4 Plano y-z, $\Theta_h = 0.122$ radianes.

Diseño 3.

Para $N = M = 224$, $\theta_0 = 82^\circ$, $\Phi_0 = 170^\circ$, $d_x = 0.25\lambda$

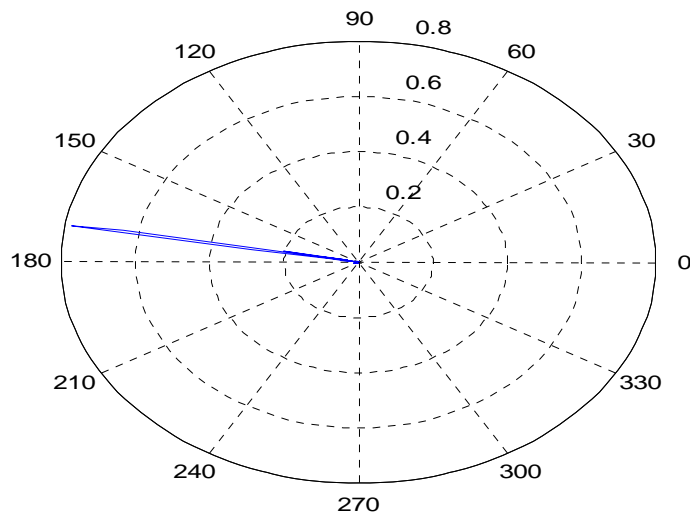


Figura X.5 Plano x-y, $\Psi_h = 0.0174$.

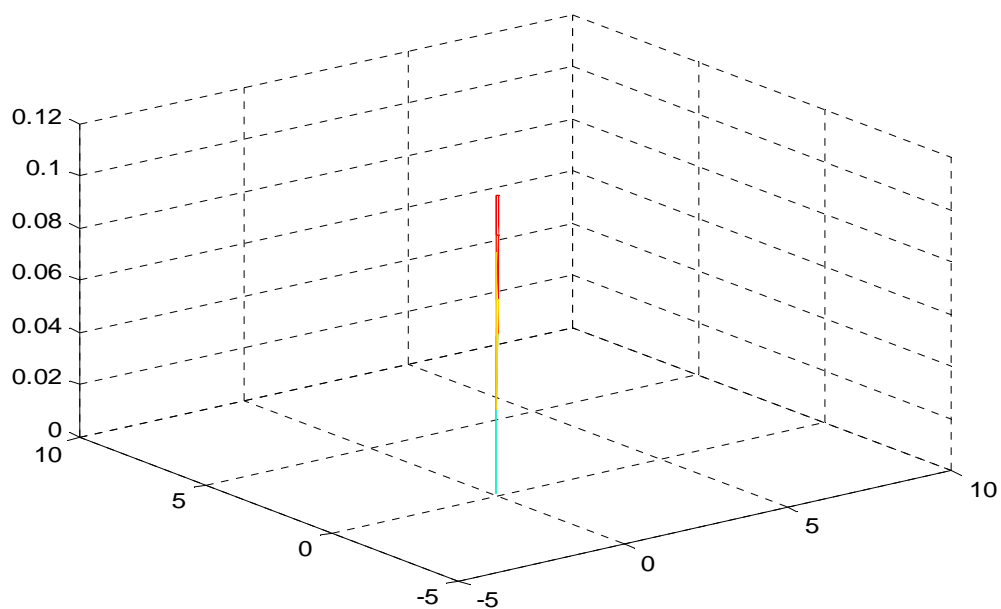


Figura X.6 Plano y-z, $\Theta_h = 0.122$ radianes.

Diseño 4.

Para $N = M = 112$, $\theta_0 = 82^\circ$, $\Phi_0 = 170^\circ$, $dx = 0.5\lambda$

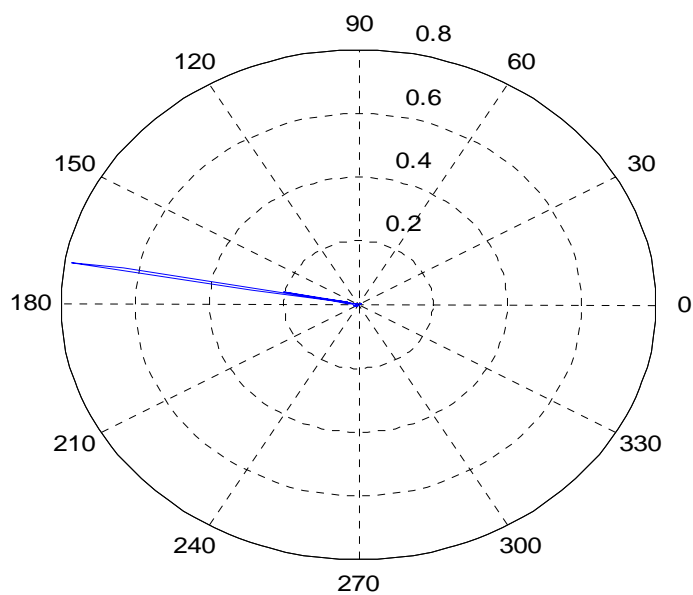


Figura X.7 Plano x-y, $\Psi_h = 0.0174$.

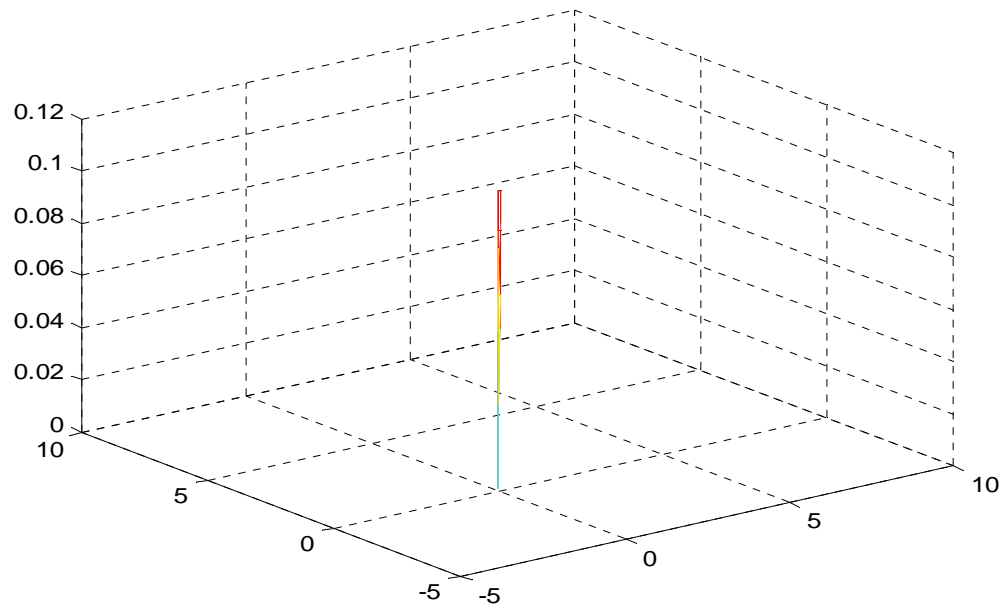
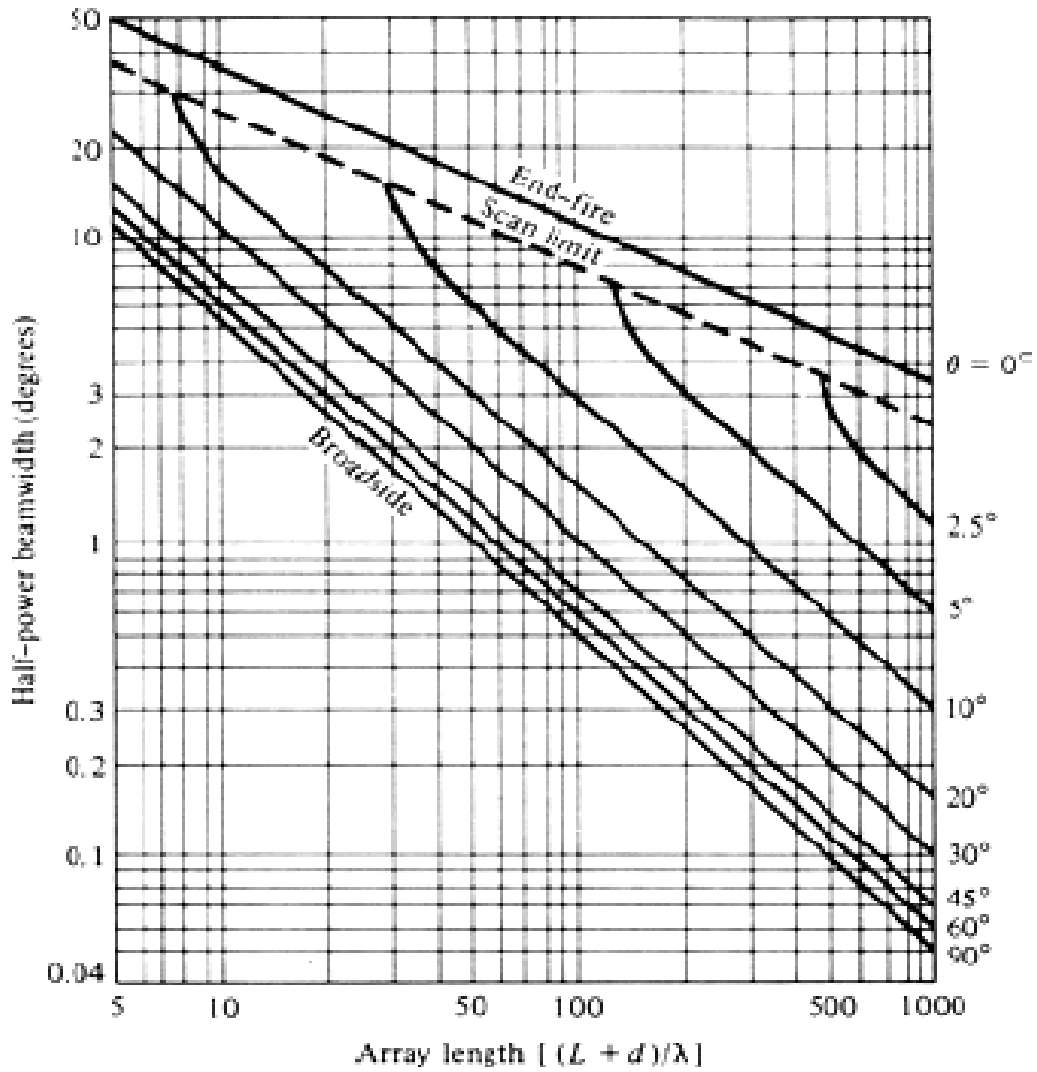


Figura X.8 Plano y-z, $\Theta_h = 0.122$ radianes.

ANEXO XI

FIGURA XI.1 AMPLITUD DEL RAYO A MITAD DE POTENCIA PARA ARREGLOS BROADSIDE, END-FIRE ORDINARIOS Y LINEALES EXPLORADOS UNIFORMEMENTE (ELLIOT, 1963).



ANEXO XII

FIGURA XII.1 ARREGLO CIRCULAR CON N ELEMENTOS ESPACIADOS IGUALMENTE (LITVA Y KWOD-YEUNG, 1996).

