

**CENTRO DE INVESTIGACION CIENTIFICA Y DE EDUCACION SUPERIOR  
DE ENSENADA**



---

**PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS  
EN ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES**

---

**OPTIMIZACION EN EL DISEÑO DE ARREGLOS DE ANTENAS UTILIZANDO EL  
METODO DE ALGORITMOS GENETICOS**

TESIS

que para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de  
DOCTOR EN CIENCIAS

Presenta:

MARCO ANTONIO PANDURO MENDOZA

Ensenada, Baja California, a Noviembre de 2004.

**RESUMEN** de la tesis que presenta **Marco Antonio Panduro Mendoza**, como requisito parcial para la obtención del grado de DOCTOR en CIENCIAS en Electrónica y Telecomunicaciones. Ensenada, Baja California, México, Noviembre de 2004.

**“OPTIMIZACION EN EL DISEÑO DE ARREGLOS DE ANTENAS UTILIZANDO EL METODO DE ALGORITMOS GENETICOS.”**

Resumen aprobado por:

---

Dr. David H. Covarrubias Rosales  
*Director de Tesis*

En esta tesis se aborda la problemática asociada al diseño de arreglos de antenas aplicados en los sistemas de comunicaciones móviles celulares. Este trabajo de investigación presenta un modelo del problema de diseño de arreglos de antenas y propone emplear el método de algoritmos genéticos para su solución. El problema de diseño se modela como un problema de optimización de objetivo simple y luego multi-objetivo. En el proceso de optimización de objetivo simple, el procedimiento de diseño se realiza en base a especificaciones del patrón de radiación (ancho de haz principal y nivel de lóbulos laterales) previamente establecidas. El algoritmo de optimización establece el mejor diseño del arreglo de antenas para generar las características del patrón de radiación deseadas.

El compromiso de diseño establece que el ancho de haz principal y el nivel de lóbulos laterales son dos parámetros en conflicto. En base a esto, el problema de diseño se modela como un problema de optimización multi-objetivo, donde los objetivos de optimización son la minimización del ancho de haz y el nivel de lóbulos laterales. En el contexto de optimización multi-objetivo en lugar de establecer una solución simple, se establece un conjunto de “buenos” intercambios de compromisos, del cuál, el diseñador de arreglos de antenas seleccionará la mejor solución de acuerdo a la meta de diseño. Un procedimiento de optimización multi-objetivo denominado NSGA-II se propone como solución para el problema de diseño. Este algoritmo genético calcula de manera eficiente las curvas de intercambio de compromisos entre el ancho de haz principal y el nivel de lóbulos laterales para arreglos lineales y circulares. Los resultados de salida del algoritmo propuesto se verifican comparando su frente no-dominado con el frente de Pareto real, que se obtiene con el método de Chebyshev para arreglos lineales con separación uniforme. Para los casos donde no se conocen técnicas analíticas de diseño, por ejemplo, los casos de diseño de arreglos no-uniforme considerando la dirigibilidad del haz principal, el algoritmo genético multi-objetivo establece un frente no-dominado que proporciona al diseñador la siguiente

información; dado un ancho de haz medio el valor mínimo del nivel máximo de lóbulos laterales (o viceversa) que se puede tener físicamente, en un conjunto de ángulos dado.

Aunque solamente arreglos lineales y circulares se abordan en esta tesis, el método propuesto se puede aplicar al diseño de diferentes geometrías y estructuras.

**Palabras clave:** Arreglos de antenas no-uniformes, multi-objetivo, algoritmo genético, nivel de lóbulos laterales, ancho de haz principal, patrón de radiación.

**ABSTRACT** of the thesis presented by **Marco Antonio Panduro Mendoza**, as a partial requirement to obtain the DOCTOR in SCIENCE in Electronics and Telecommunications. Ensenada, Baja California, México, October 2004.

**“DESIGN OF ANTENNA ARRAYS USING THE METHOD OF GENETIC ALGORITHMS.”**

This thesis deals with the design of antenna arrays for mobile and wireless communications systems. This research shows that antenna array design can be modeled as a simple and multi-objective optimization problem. In the simple optimization process, the antenna array designer specifies the desired antenna parameters then the optimization algorithm attempts to find the best antenna array design.

The design trade-off sets that the main beam width and the side lobe level are two conflicting requirements. Therefore, the antenna array design is modeled as a multi-objective optimization problem where the optimization objectives are the minimization of the main beam width and the minimization of the side lobe level. In the context of multi-objective optimization instead of aiming to find a single solution, it is established a set of good compromises or “trade-offs” from which the decision maker, i.e., the antenna array designer will select the best solution in accordance with the design goal. An evolutionary multi-objective optimization procedure denominated NSGA-II is proposed for solving the design problem. This genetic algorithm efficiently computes the trade-off curve between the main beam width and the side lobe level for linear and circular antenna arrays. For uniformly spaced linear arrays, the proposed algorithm is validated by comparing its non-dominated set against the real Pareto front obtained by Chebyshev method. For non-uniform steerable antenna arrays, the genetic algorithm finds a non-dominated front that provides antenna array designers the following information, given a value of the main beam width it provides information on the minimum values of the maximum side lobe level (or vice versa) physically attainable.

Although only linear and circular antenna arrays are dealt with in this thesis, the proposed method can be applied to the design of different array geometries and configurations.

**Keywords:** Non-uniform arrays, multi-objective, genetic algorithm, side lobe level, main beam width, radiation pattern.



## **DEDICATORIA**

*Para una persona muy especial, que siempre me ha guiado con su luz a través de las personas y de los eventos más sencillos, gracias Jesús.*

*A mi gran amiga y fiel compañera de grandes aventuras, gracias “chiquita” por estar conmigo.*

*A mis padres: Jerónimo Panduro y Aurelia Mendoza por sus consejos y apoyarme en las decisiones de la vida.*



---

## AGRADECIMIENTOS

Agradezco de manera muy especial a mi gran amigo y director de tesis, Dr. David Covarrubias Rosales por su apoyo y confianza en la realización de este trabajo de tesis.

A los miembros de mi comité de tesis: Dr. Francisco Reinerio Marante Rizo, Dr. Rafael de Jesús Kelly Martínez, Dr. Arturo Velázquez Ventura por su disponibilidad y recomendaciones a este trabajo de tesis. En especial agradezco al Dr. Marante toda su confianza y por compartir conmigo sus experiencias.

A mi buen amigo el Dr. Carlos Alberto Brizuela Rodríguez por su asesoría en el área de computación evolutiva.

Al Grupo de Comunicaciones Inalámbricas de CICESE por todo el apoyo recibido; Dr. Roberto Conte Galván, Dr. Aldo Méndez Pérez, a mis grandes e inmejorables compañeros de esta aventura llamada doctorado, Cand. a Dr. Angel Gabriel Andrade Reátiga y Cand. a Dr. Claudio Alfredo López por las interminables pláticas que sosteníamos en la lucha por salir del túnel. Así mismo agradezco a mis buenos amigos José Arceo y Darío su amistad y comprensión.

A CONACYT por su apoyo económico y brindarme la oportunidad de seguir estudiando.



---

## CONTENIDO

<b>I. INTRODUCCION.....</b>	<b>1</b>
1.1 Marco de referencia .....	2
1.2 Motivación.....	4
1.2.1 Optimización en el diseño de arreglos de antenas.....	5
1.2.2 Evaluación de capacidad para sistemas de comunicaciones móviles celulares.....	6
1.3 Objetivo general de la tesis.....	7
1.4 Contribuciones.....	8
1.5 Organización de la tesis.....	8
<b>II. ARREGLOS DE ANTENAS.....</b>	<b>11</b>
2.1 Introducción.....	11
2.2 Diferentes geometrías y características del patrón de radiación de un arreglo de antenas.....	13
2.3 Importancia de utilizar herramientas de optimización en el diseño de arreglos de antenas.....	18
2.4 Método de Chebyshev.....	20
2.5 Aplicación de algoritmos genéticos en el diseño de arreglos de antenas.....	24
2.5.1 Comparación del método de Chebyshev con algoritmos genéticos...29	
2.5.1.1 Formulación del problema.....	30
2.5.1.2 Resultados de simulación.....	31
2.6 Conclusiones.....	32
<b>III. OPTIMIZACION SIMPLE EN EL DISEÑO DE ARREGLOS DE ANTENAS CONSIDERANDO LA DIRIGIBILIDAD DEL HAZ PRINCIPAL .....</b>	<b>34</b>
3.1 Introducción.....	34
3.2 Impedancia de acoplamiento.....	36
3.3 Arreglo lineal.....	40
3.3.1 Formulación del problema.....	43
3.3.2 Resultados de simulación.....	45
3.4 Arreglo circular.....	48
3.4.1 Formulación del problema.....	50
3.4.2 Resultados de simulación.....	52
3.5 Análisis comparativo del desempeño de un arreglo lineal y uno circular.....	54
3.6 Conclusiones.....	58

## **CONTENIDO (continuación)**

<b>IV. OPTIMIZACION MULTI-OBJETIVO EN EL DISEÑO DE ARREGLOS DE ANTENAS.....</b>	<b>60</b>
4.1 Introducción.....	60
4.2 Formulación del problema.....	62
4.3 Algoritmo genético multi-objetivo de ordenamiento no dominado-NSGA-II.....	63
4.4 Resultados de simulación.....	65
4.4.1 Arreglo lineal.....	66
4.4.1.1 Caso transversal (broadside).....	66
4.4.1.1.1 Espaciamiento uniforme.....	67
4.4.1.1.2 Espaciamiento no uniforme.....	69
4.4.1.2 Caso que considera la dirigibilidad del haz principal.....	73
4.4.2 Arreglo circular.....	77
4.5 Conclusiones.....	81
<b>V. EVALUACION DE CAPACIDAD DE UN SISTEMA CDMA DE COMUNICACIONES MOVILES CON EL DISEÑO DE ARREGLO DE ANTENAS OPTIMIZADO.....</b>	<b>82</b>
5.1 Introducción.....	82
5.2 Escenario de análisis.....	84
5.2.1 Distribución celular.....	84
5.2.2 Caracterización de canal radio.....	85
5.2.3 Tecnología CDMA.....	87
5.3 Resultados de simulación.....	89
5.4 Conclusiones.....	93
<b>VI. CONCLUSIONES.....</b>	<b>94</b>
6.1 Conclusiones de la investigación realizada.....	94
6.2 Publicaciones como resultado de este trabajo de investigación.....	97
6.3 Futuras líneas de investigación.....	98
<b>LITERATURA CITADA.....</b>	<b>100</b>





---

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Patrón de radiación típico de un arreglo de antenas normalizado.....	12
Figura 2. Diferentes geometrías de arreglos de antenas.....	15
Figura 3. Geometría y notaciones empleadas por un arreglo de antenas lineal.....	17
Figura 4. Geometría y notaciones empleadas por un arreglo de antenas circular.....	18
Figura 5. Geometría y notaciones empleadas por el método de Chebyshev.....	22
Figura 6. Patrón de radiación generado por el método de Chebyshev considerando un arreglo lineal de 8 elementos, con $SLL=10$ dB y $SLL=13$ dB respectivamente.....	24
Figura 7. Pasos que componen a un algoritmo genético convencional.....	27
Figura 8. Comparación del patrón de radiación generado por el método de Chebyshev y algoritmos genéticos para un arreglo lineal de 10 elementos con separación uniforme $d=\lambda/2$ .....	33
Figura 9. Configuración de dos dipolos paralelos en una distancia $d$ .....	39
Figura 10. Comportamiento del ancho de haz principal cuando es dirigido sobre un sector de $120^\circ$ , para un arreglo lineal de 8 elementos con separación y excitación uniforme ( $d=\lambda/2$ ).....	41
Figura 11. Formación de lóbulo tipo rejilla empleando un arreglo lineal de 8 elementos con separación uniforme $d=0.7\lambda$ (la dirección del haz principal $\theta_0 = 45^\circ$ ).....	43
Figura 12. Comparación del comportamiento del ancho de haz principal cuando es dirigido sobre un sector de $120^\circ$ , para un arreglo lineal de 8 elementos con separación y excitación uniforme ( $d=\lambda/2$ ) y cuando se aplica el método de algoritmos genéticos.....	46
Figura 13. Comparación del patrón de radiación empleando un arreglo lineal de 8 elementos con separación uniforme $d=0.7\lambda$ , y el diseño propuesto por el método de algoritmos genéticos que utiliza separación no uniforme ( $\theta_0 = 45^\circ$ ).....	48

## LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura 14. Comportamiento del ancho de haz principal cuando es dirigido en el plano azimutal ( $360^\circ$ ), para un arreglo circular de 8 elementos con separación y excitación uniforme ( $d=\lambda/2$ ).....	50
Figura 15. Comparación del comportamiento del ancho de haz principal cuando se dirige sobre el plano azimutal ( $360^\circ$ ), para un arreglo circular de 8 elementos con separación y excitación uniforme ( $d=\lambda/2$ ) y cuando se aplica el método de algoritmos genéticos.....	54
Figura 16. Comparación del comportamiento del ancho de haz principal dirigido sobre un sector de $120^\circ$ , considerando un arreglo de 8 elementos de antena lineal y uno circular, cuando se aplica el método de algoritmos genéticos para optimizar el diseño del arreglo.....	56
Figura 17. Comparación del comportamiento del ancho de haz principal dirigido sobre todo el plano azimutal ( $360^\circ$ ), considerando 3 arreglos lineales de 8 elementos de antena y un arreglo circular de 24 elementos, cuando se aplica el método de algoritmos genéticos para optimizar el diseño del arreglo.....	58
Figura 18. Diagrama de flujo para el algoritmo de optimización multi-objetivo NSGA-II.	64
Figura 19. Curvas de intercambio de compromisos entre ancho de haz principal y nivel de lóbulos laterales obtenidas por el algoritmo NSGA-II (círculos) y el método de Chebyshev (línea sólida), para arreglos lineales espaciados uniformemente.....	68
Figura 20. Curvas de intercambio de compromisos entre ancho de haz principal y nivel de lóbulos laterales obtenidas con el algoritmo NSGA-II para arreglos lineales con separación y excitación no uniforme.....	70
Figura 21. Comparación entre la curva de intercambio de compromisos de nivel de lóbulos laterales y ancho de haz, obtenida por el algoritmo NSGA-II (separación no uniforme) y el método de Chebyshev para $N=10$ .....	73
Figura 22. Curvas de intercambio de compromisos entre $BW$ medio y $SLL$ máximo, obtenidas con el algoritmo NSGA-II para arreglos lineales considerando la dirigibilidad del haz principal sobre un sector de $120^\circ$ .....	74
Figura 23. Comparación entre la curva de intercambio de compromisos de diseño, obtenida por el algoritmo NSGA-II cuando se considera dirigibilidad del haz principal y el caso broadside para $N=10$ .....	77

## LISTA DE FIGURAS (continuación)

Figura 24. Curvas de intercambio de compromisos entre $BW$ medio y $SLL$ máximo, obtenidas con el algoritmo NSGA-II para arreglos circulares considerando la dirigibilidad del haz principal sobre el plano azimuthal ( $360^\circ$ ).....	78
Figura 25. Comparación entre la curva de intercambio de compromisos de diseño, obtenida por el algoritmo NSGA-II cuando se considera dirigibilidad del haz principal en el plano azimuthal ( $360^\circ$ ) y cuando se considera una sola dirección ( $0^\circ$ ) para $N=10$ .....	81
Figura 26. Geometría del sistema para evaluación de interferencia.....	86
Figura 27. Modelo de canal para la evaluación de interferencia.....	86
Figura 28. Dispersión angular debido al efecto multitrayectoria.....	87
Figura 29. Comparación de la probabilidad de interrupción empleando un arreglo lineal con optimización en el diseño, con respecto al caso de diseño uniforme y sectorial ( $N=8$ ).....	92
Figura 30. Comparación de la probabilidad de interrupción empleando un arreglo circular con optimización en el diseño, con respecto al caso de diseño uniforme y sectorial ( $N=8$ ).....	93



---

## LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Parámetros de simulación empleados en la aplicación del algoritmo NSGA-II para el problema de diseño de arreglos de antenas.....	68
Tabla 2. Estimación del error entre los resultados de simulación obtenidos con el algoritmo NSGA-II y el método de Chebyshev.....	70
Tabla 3. Ejemplos de la distribución de elementos y la excitación resultante obtenidas por el NSGA-II, para arreglos lineales con separación y excitación no uniforme.....	73
Tabla 4. Reducción máxima de nivel de lóbulos laterales y ancho de haz con respecto al método de Chebyshev, para el caso de separación no uniforme.....	74
Tabla 5. Ejemplos de la distribución de elementos y la excitación resultante obtenidas por el NSGA-II, para arreglos lineales con separación y excitación no uniforme cuando se considera la dirigibilidad del haz principal en un intervalo de ángulos de $120^\circ$ .....	77
Tabla 6. Ejemplos de la distribución de elementos y la excitación resultante obtenidas por el NSGA-II, para arreglos circulares con separación y excitación no uniforme cuando se considera la dirigibilidad del haz principal sobre el plano azimutal $360^\circ$ .....	81
Tabla 7. Parámetros de simulación empleados para la evaluación de capacidad.....	92



---

## I. INTRODUCCION

Los sistemas de comunicaciones móviles celulares demandan nuevas tecnologías para satisfacer las necesidades de la sociedad moderna. Actualmente, la investigación en el desarrollo de nuevas tecnologías va encaminada a satisfacer las necesidades de servir a un mayor número de suscriptores y proveer una mejor calidad de servicio. El problema fundamental en los sistemas de comunicaciones móviles, es que muchos usuarios quieren acceder a la estación base simultáneamente y establecer, por tanto, primero el enlace en la cadena de comunicación. La forma en que los recursos de la estación base, que son muy escasos, son distribuidos a los usuarios se conoce como acceso múltiple. Por lo tanto, el acceso múltiple se implementa compartiendo los recursos del sistema entre los usuarios aleatoriamente localizados en espacio y tiempo. Por tiempo significa que diferentes usuarios pueden iniciar usando el sistema en diferentes tiempos.

Una tecnología, la cual ha sido propuesta para los sistemas de comunicaciones móviles celulares de tercera generación es: CDMA<sup>1</sup> [Tanner y Woodard, 2004] y [Kang *et al.*, 2002]. En este caso, todos los usuarios tienen acceso simultáneamente a todo el ancho de banda en todo el tiempo, por lo que, la interferencia entre usuarios en el sistema es el factor

---

<sup>1</sup> CDMA: Code Division Multiple Access

principal que limita el desempeño. Es decir, técnicas que reduzcan interferencia mejoran la capacidad de este tipo de sistemas.

Existen diferentes técnicas de reducción de interferencia [Liberti y Rappaport 1999] y [Soni *et al*, 2002] que han sido estudiadas. Particularmente, en esta tesis se aborda la problemática asociada con la optimización del sistema de radiación, empleado en una técnica de reducción de interferencia conocida como: *antenas inteligentes*. En este caso, la inclusión de antenas inteligentes en el receptor de la estación base, es propuesta por la tecnología CDMA de tercera generación.

Con la idea de describir el enfoque que le da la singularidad y oportunidad al presente trabajo de investigación, en las siguientes secciones se establece el marco de referencia, objetivo general y motivación, así como su originalidad e importancia.

## **1.1 MARCO DE REFERENCIA**

Esta tesis se ubica en el marco de los sistemas de comunicaciones móviles celulares basados en antenas inteligentes, que emplean un arreglo de antenas en la estación base. En los sistemas de comunicaciones móviles celulares el término *antenas inteligentes* se emplea para referirse a un sistema de arreglo de antenas. En este caso, se utiliza un cierto nivel de procesamiento de las señales que llegan a los elementos de antena, para conformar un patrón de radiación directivo hacia un usuario dado. Existen varios niveles de inteligencia [EPFL, 2003] que se pueden implementar.

En esta tesis, el sistema de antenas inteligentes que se considera en el receptor de la estación base de un sistema CDMA, consiste en el empleo de un arreglo de antenas de fase progresiva; es decir, un arreglo de antenas en el que se pueden controlar electrónicamente las fases con las que se alimentan los distintos elementos, de modo que puede controlarse a voluntad la dirección en la que apunta el lóbulo principal del patrón de radiación generado.

Esta característica los hace aplicables en un sistema de comunicaciones móviles celulares para dar cobertura a un cierto sector, reduciendo en gran medida la interferencia a través del empleo de un patrón de radiación más directivo hacia el usuario, que el proporcionado por un sistema de radiación convencional, generalmente omnidireccional o sectorial. Con esta técnica se puede garantizar que el usuario se encuentra iluminado en todo momento por el lóbulo principal. Debido a las limitaciones en las dimensiones físicas, la implementación de antenas inteligentes en una red de comunicaciones móviles se limita, en principio, a las estaciones base. No obstante, una nueva línea de investigación contempla la posibilidad de incorporar antenas inteligentes a los terminales móviles.

En el contexto de un sistema móvil celular de antenas inteligentes aplicado en el receptor de un sistema CDMA, esta tesis estudia la problemática asociada a la optimización en el diseño del arreglo de antenas de fase progresiva, con el objetivo de mejorar las características de radiación del sistema, que permita tener una mayor reducción de interferencia y a su vez una mayor capacidad.

## 1.2 MOTIVACION

Ante el crecimiento continuado del número de usuarios en los sistemas de comunicaciones móviles, se hace imprescindible pensar en el uso de técnicas que permitan aumentar la capacidad del sistema hasta un nivel tan alto como sea posible. En este aspecto, se ha planteado como una buena solución el uso de antenas inteligentes.

La investigación a nivel mundial sobre este tema, ha adquirido una relevancia muy significativa en los últimos años, debido fundamentalmente a la puesta en marcha experimental de los primeros sistemas comerciales de la nueva generación (3G<sup>2</sup>). En este aspecto, algunas de las empresas y laboratorios privados que han realizado pruebas con antenas inteligentes son: Ericsson, Mannesmann, Nokia, AT&T, Bell labs, etc. Además, este tema ha representado un campo de investigación bastante amplio a nivel internacional. Algunos grupos de investigación que han abordado esta temática son: MPRG<sup>3</sup> del Instituto Politécnico de Virginia USA, IMS<sup>4</sup> de Alemania, Universidad de Queen, Kingston, Ontario, Canadá, entre otros.

El enfoque de esta tesis es la mejora en la capacidad de los sistemas de comunicaciones móviles celulares a través de la optimización en el diseño del sistema de radiación.

A continuación se describen algunos trabajos previos realizados por algunos investigadores, abordando problemas relacionados con la optimización de arreglos de

---

<sup>2</sup> 3G: Tercera Generación

<sup>3</sup> MPRG: Mobile & Portable Radio Research Group

<sup>4</sup> IMS: Institute for Microelectronics Circuits and Systems



antenas y evaluación de la capacidad. Algunos investigadores solamente han evaluado la capacidad del sistema, sin tomar en cuenta la optimización en el diseño del arreglo de antenas.

### **1.2.1 Optimización en el diseño de arreglos de antenas**

Las técnicas para optimizar arreglos de antenas se enfocan en dos clases principales: arreglos de elementos de antena *uniformemente espaciados* y el caso de *separación no uniforme*. La diferencia básica entre estas dos clases es que los arreglos espaciados uniformemente son tratables de una manera analítica [Mailloux, 1994] y [Balanis, 1997], mientras tanto, los arreglos con separación no uniforme sólo se pueden tratar en general por aproximaciones numéricas. Estas técnicas incluyen aquellas basadas en la programación matemática, como la programación restringida [Er *et al*, 1993] y la programación no lineal [Jiao *et al*, 1993].

Recientemente, aproximaciones meta-heurísticas como el “simulated annealing<sup>5</sup>” [Murino *et al*, 1996], [Meijer, 1998], [Trucco y Murino, 1999] y algoritmos genéticos [Ares-Pena *et al*, 1999], [Bray *et al*, 2002], [Haupt, 1994], [Junker, 1998] y [Yan *et al*, 1997] han mostrado ser herramientas de diseño muy robustas. En la mayoría de los casos estos trabajos consideran la optimización del diseño de arreglos de antenas para una dirección en particular del haz principal, generalmente 90°. Sin embargo, en aplicaciones como las comunicaciones móviles celulares, el desempeño en cuanto a las características del patrón

---

<sup>5</sup> Simulated Annealing: Recocido Simulado

de radiación generado por el arreglo de antenas debe ser óptimo sobre un conjunto de ángulos para dar cobertura a un cierto sector o zona deseada.

Esta tesis aborda el problema de optimización del arreglo de antenas considerando su operación en un cierto sector o celda. Además, el problema de diseño de arreglos de antenas se plantea como un problema multi-objetivo. En este caso, se emplea un método de optimización evolutiva para calcular las curvas de intercambio de compromisos de los parámetros más importantes que definen a un patrón de radiación, el nivel de lóbulos laterales y ancho de haz. Esta información permitirá a los diseñadores conocer el límite físico en cuanto a las mejores características del patrón de radiación que un arreglo de antenas pudiera ofrecer para un caso dado. En esta tesis se emplea como herramienta de optimización los algoritmos genéticos.

### **1.2.2 Evaluación de capacidad para sistemas de comunicaciones móviles celulares**

En lo que respecta a la evaluación de capacidad en un sistema CDMA de comunicaciones móviles celulares, se ha realizado una extensa investigación empleando antenas omnidireccionales. [Gilhousen *et al*, 1991] presentaron uno de los artículos más citados para evaluar la capacidad del sistema. En [Gilhousen *et al*, 1991], se aborda el problema de determinar la capacidad de un sistema CDMA empleando antenas omnidireccionales y sectorización, además, de incluir efectos como las pérdidas por trayectoria y actividad de la voz. Algunos investigadores, como [Viterbi y Viterbi, 1993], han adoptado un punto de

vista de la teoría de colas examinando la capacidad en un sistema estableciendo métricas como la capacidad Erlang.

En esta tesis se determina la capacidad de un sistema CDMA de comunicaciones móviles celulares empleando la aproximación dada en [Gilhousen *et al*, 1991], considerando la optimización en el diseño de arreglos de antenas con algoritmos genéticos.

### **1.3 OBJETIVO GENERAL**

En el marco de un sistema de antenas inteligentes aplicado en el receptor de un sistema CDMA, el objetivo principal de la tesis consiste en obtener un diseño óptimo, en cuanto a las características de radiación del arreglo de antenas, que permita un mejor desempeño en cuanto a una mayor capacidad de estos sistemas.

En este caso se considera como piedra angular de este trabajo de tesis la optimización en el diseño de arreglos de antenas. La meta de este estudio es investigar el impacto de la optimización en el diseño de arreglos de antenas, en la capacidad de un sistema CDMA de comunicaciones móviles celulares.

### **1.4 CONTRIBUCIONES**

Las principales contribuciones de esta tesis son:

- La optimización de diferentes estructuras de arreglos de antenas (lineal y circular), para operar en un cierto sector o zona deseada.
- Un análisis comparativo del desempeño de las estructuras de arreglo lineal y circular en cuanto a las características del patrón de radiación, considerando la optimización en su geometría utilizando algoritmos genéticos.
- Un análisis multi-objetivo para el problema de diseño de arreglos de antenas.
- El cálculo de las curvas de intercambio de compromisos de los parámetros principales, que definen al patrón de radiación generado por un arreglo de antenas, para los casos de separación uniforme y no uniforme entre elementos de antena.
- Considerando la optimización del arreglo de antenas empleando algoritmos genéticos, la evaluación de capacidad de un sistema CDMA de comunicaciones móviles celulares.

## **1.5 ORGANIZACION DE LA TESIS**

Los siguientes capítulos de esta tesis estudian la temática asociada con la caracterización y optimización de arreglos de antenas.

El Capítulo II estudia las diferentes geometrías y características principales de arreglos de antenas definiendo los parámetros más importantes para caracterizar un patrón de radiación generado por un arreglo de antenas. Además, se describe la importancia de contar con una herramienta de optimización en el diseño de arreglos de antenas. En este capítulo, se introduce la aplicación de algoritmos genéticos, como técnica de optimización para el

diseño de arreglos de antenas. En este caso, se compara el método de algoritmos genéticos con un caso de diseño, donde la solución óptima se obtiene empleando el método de Chebyshev. Este método analítico proporciona el diseño óptimo para el caso de arreglos lineales de antenas con una separación uniforme, en este caso cuando el lóbulo principal del patrón de radiación es dirigido a  $90^\circ$ .

El Capítulo III estudia la aplicación de algoritmos genéticos para optimizar diferentes estructuras de arreglos de antenas como la lineal y circular para tener un diseño con un desempeño óptimo en un cierto sector o conjunto de ángulos. En este capítulo se realiza un análisis comparativo del desempeño de un arreglo lineal y uno circular.

El Capítulo IV presenta un análisis multi-objetivo en el diseño de arreglos de antenas. En este caso, el problema de diseño de arreglos de antenas se plantea como un problema de optimización multi-objetivo, donde un algoritmo genético denominado NSGA<sup>6</sup>-II [Deb *et al*, 2002] se propone para dar solución a este problema, calculando las curvas de intercambio de compromisos de los parámetros más importantes que definen al patrón de radiación generado por un arreglo de antenas para los casos de separación uniforme y no uniforme entre elementos de antenas. En este caso, se realiza un análisis comparativo para los diferentes casos.

---

<sup>6</sup> NSGA: Non-dominated Sorting Genetic Algorithm

El Capítulo V presenta la evaluación de capacidad de un sistema CDMA de comunicaciones móviles celulares considerando la optimización en el diseño de arreglos de antenas. En este caso, se hace una evaluación de diferentes estructuras de arreglos de antenas lineal y circular.

Finalmente, el Capítulo VI presenta las conclusiones de este trabajo de investigación y trabajos futuros que se pueden desarrollar como continuación de esta tesis.



## II. ARREGLOS DE ANTENAS

### 2.1 INTRODUCCION

Un arreglo de antenas es un conjunto de elementos de antena interconectados en alguna forma geométrica en el espacio para producir un patrón de radiación direccional [Balanis, 1997]. Las características del patrón de radiación típico de un arreglo de antenas se muestran en la Figura 1, éste consiste de varios lóbulos. El *lóbulo principal* es aquél que contiene la dirección de máxima radiación, cualquier otro lóbulo menor al lóbulo principal es conocido como *lóbulo lateral o secundario* [Muñoz *et al*, 2002].

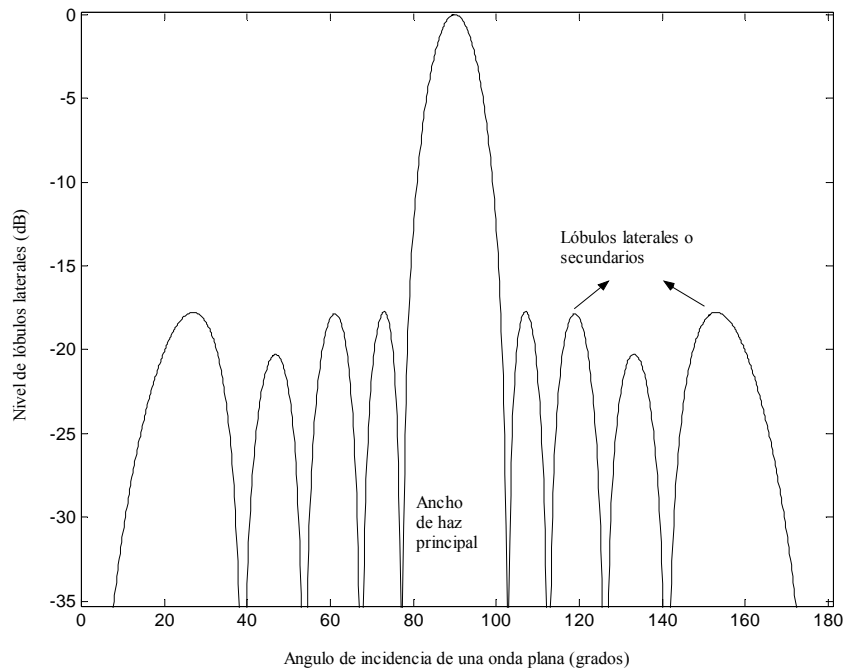


Figura 1. Patrón de radiación típico de un arreglo de antenas normalizado

Los arreglos de antena ofrecen la capacidad única de controlar a voluntad el haz principal del patrón de radiación, empleando un control electrónico en las fases que alimentan a cada uno de los elementos de antena. Esta característica los hace aplicables en un sistema de comunicaciones móviles celulares para dar cobertura a un cierto sector, reduciendo en gran medida la interferencia, a través del empleo de un patrón de radiación más directivo hacia la dirección del usuario que el proporcionado por un sistema de radiación convencional, generalmente omnidireccional o sectorial.

Los parámetros que caracterizan el patrón de radiación generado por un arreglo de antenas están definidos. Es así que la respuesta del patrón de radiación depende en un cierto número de variables de diseño del arreglo de antenas.

El problema del diseñador de arreglos de antenas consiste en encontrar una combinación de valores para las variables de diseño, de manera que, la respuesta del patrón de radiación generado sea óptima. Por lo tanto, existe la necesidad de aplicar herramientas de optimización, de manera que proporcionen un diseño óptimo del arreglo de antenas en la generación de un patrón de radiación, con ciertas características deseadas.

En este capítulo se introduce la aplicación de una herramienta de optimización estocástica conocida como *algoritmos genéticos*, en el diseño de arreglos de antenas. Estos algoritmos son métodos muy robustos que emplean ciertos componentes aleatorios para resolver



problemas de optimización, del tipo combinatorios muy complicados [Rahmat-Samii y Michielsen, 1999].

Los algoritmos genéticos emplean componentes estocásticos en la búsqueda de soluciones para un problema de optimización. Por lo que, generalmente no es posible tener un conocimiento si estos algoritmos obtienen la solución óptima para un problema dado. Por lo tanto, antes de abordar otros casos de diseño de interés, en este capítulo se analiza la aplicación de algoritmos genéticos en un caso de diseño donde la solución óptima es conocida. En este caso, el método de algoritmos genéticos y el método de Chebychev se comparan con la idea de verificar la aplicabilidad de algoritmos genéticos en un caso donde la solución es conocida, y extender su aplicación a casos más complicados.

## **2.2 DIFERENTES GEOMETRIAS Y CARACTERISTICAS DEL PATRON DE RADIACION DE UN ARREGLO DE ANTENAS**

Generalmente, cualquier combinación de elementos puede formar un arreglo. Sin embargo, usualmente se emplean elementos iguales en una geometría regular. Los arreglos se pueden hacer en una, dos o tres dimensiones dependiendo de la dimensión del espacio que uno desea acceder.

La Figura 2 muestra tres ejemplos de diferentes geometrías de arreglos. Con las primeras dos estructuras se pueden generar patrones de radiación solamente en el plano azimutal, que es lo que generalmente se requiere en los sistemas de comunicaciones móviles

celulares. El primer caso (a) muestra un arreglo lineal unidimensional con una cierta separación entre elementos de antena. Esta estructura puede generar un patrón de radiación dentro de un sector angular. Esta es la estructura más empleada debido a su baja complejidad. El segundo caso (b) muestra un arreglo circular con espaciamiento angular entre elementos de antena. Esta estructura puede generar un patrón de radiación en todos los ángulos azimutales. La última estructura se emplea para generar patrones de radiación en dos dimensiones, en azimuth y ángulos de elevación, esto puede ser deseable en ambientes en interiores. Por lo tanto, en este trabajo de tesis nos enfocaremos en las primeras dos geometrías, que sería el diseño óptimo de estas estructuras.

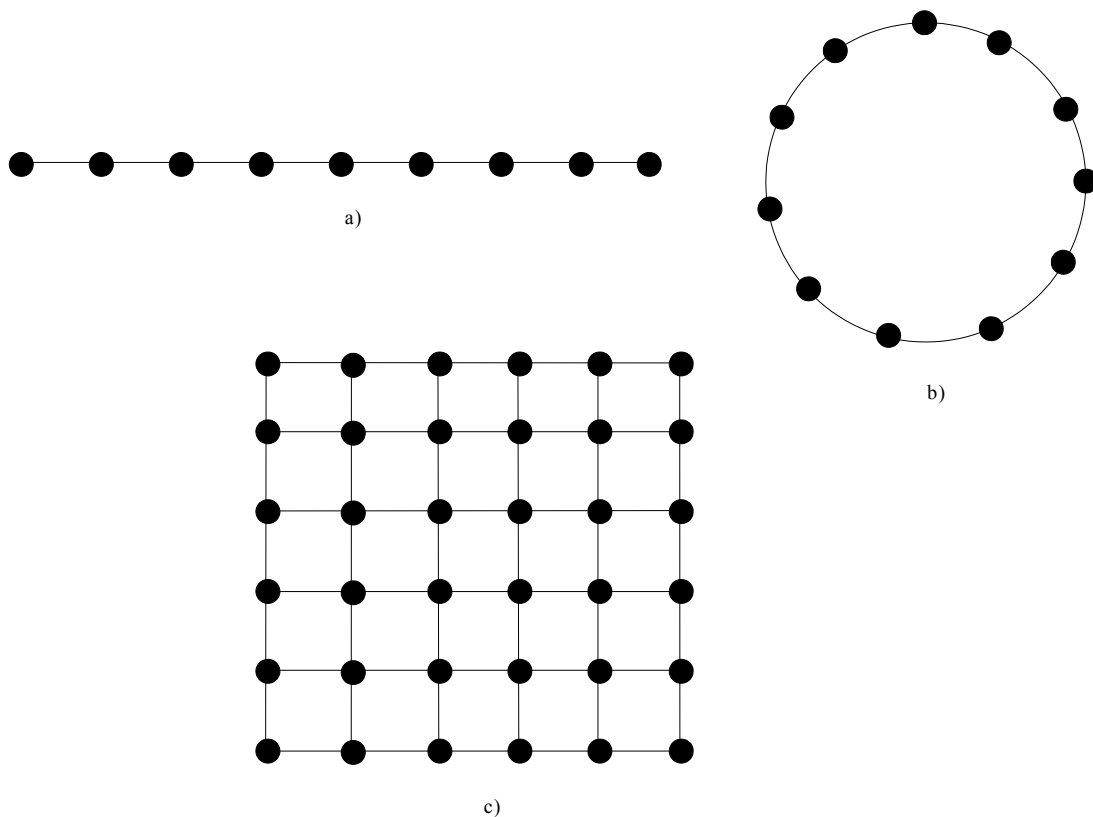


Figura 2. Diferentes geometrías de arreglos de antenas: a) arreglo lineal; b) arreglo circular; c) arreglo tipo rejilla de dos dimensiones.

En general, la respuesta del patrón de radiación de un arreglo de antenas depende de cinco parámetros fundamentales que son [Stutzman *et al*, 1998]:

- 1) el número total de elementos
- 2) la configuración geométrica del arreglo (lineal, circular, etc.)
- 3) el desplazamiento o separación relativa entre elementos
- 4) la función de excitación de amplitud de los elementos
- 5) la función de excitación de fase

A continuación se establecen las consideraciones generales de geometría y excitaciones de amplitud y fase, en la generación del patrón de radiación para arreglos lineales y circulares.

Para un arreglo lineal de  $N$  elementos isotrópicos con separación no uniforme, como se muestra en la Figura 3, tomando la fase de la señal en el  $n$ -ésimo elemento, relativa a la fase de la señal del primero, el patrón de radiación de esta estructura se da como [Stutzman *et al*, 1998]

$$AF(\theta, \mathbf{I}, \mathbf{d}\mathbf{m}) = \sum_{n=1}^N I_n \exp(jkd_n(\cos\theta - \cos\theta_0)) \quad (1)$$

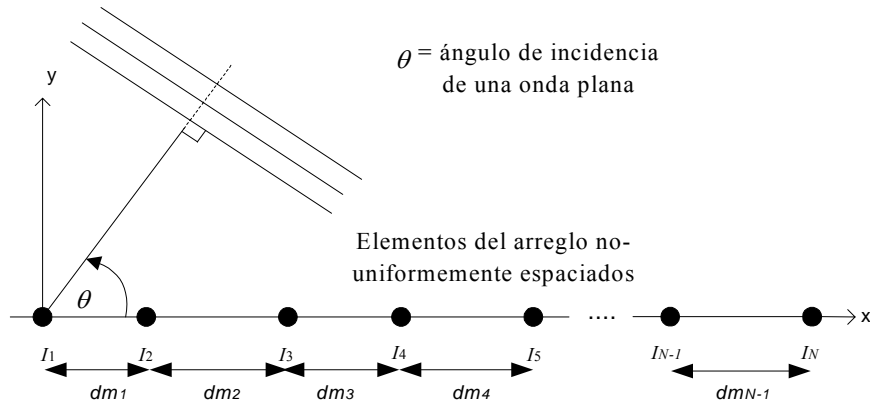


Figura 3. Geometría y notaciones empleadas por un arreglo de antenas lineal.

donde  $d_1 = 0$ ;  $d_2 = dm_1$ ;  $d_3 = d_2 + dm_2$ ;  $d_4 = d_3 + dm_3$ ; ...  $d_N = d_{N-1} + dm_{N-1}$ ,  $\mathbf{I} = [I_1, I_2, \dots, I_N]$  son los coeficientes de excitación de amplitud en los elementos de antena del arreglo,  $k = 2\pi/\lambda$  es la constante de fase de la señal y  $\theta_0$  es la dirección de máxima radiación o haz principal. La excitación de fase en cada elemento de antena ( $-kd_n \cos\theta_0$ ) en el arreglo se considera progresiva y es la responsable de dirigir el haz principal del patrón de radiación para una cierta dirección dada por  $\theta_0$ .

Para una excitación de amplitud uniforme ( $I_1 = I_2 \dots = I_N$ ) el patrón de radiación, dado en la ecuación anterior, se puede escribir como [Cohen y Hohlfeld, 2000]

$$AF(\theta, \mathbf{d}\mathbf{m}) = \sum_{n=1}^N \exp(jkd_n (\cos\theta - \cos\theta_0)) \quad (2)$$

Considerando un arreglo circular de  $N$  elementos isotrópicos con separación no uniforme, como se muestra en la Figura 4, tomando como referencia el centro del arreglo de antenas el patrón de radiación de esta estructura se da como [Balanis, 1997]

$$AF(\theta, \mathbf{I}, \mathbf{dm}) = \sum_{n=1}^N I_n \exp(jka \cos(\theta - \Delta\phi_n) + \alpha_n) \quad (3)$$

donde

$$ka = \sum_{i=1}^N dm_i \quad (4)$$

$$\phi_n = \frac{2\pi \sum_{i=1}^n dm_i}{\sum_{i=1}^N dm_i} \quad (5)$$

$$\alpha_n = -ka \cos(\theta_0 - \Delta\phi_n) \quad (6)$$

$\alpha_n$  representa la excitación de fase en el  $n$ -ésimo elemento de antena para proporcionar la dirigibilidad del haz principal dado por  $\theta_0$ .

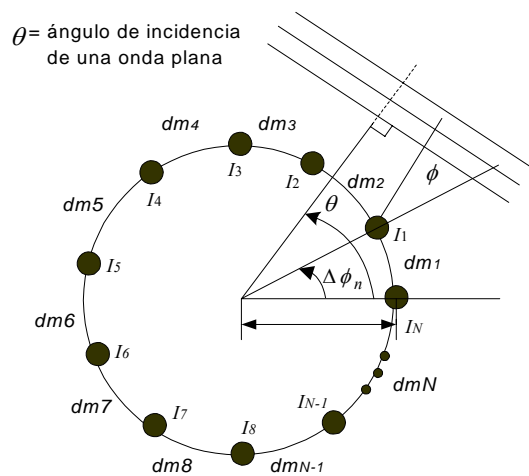


Figura 4. Geometría y notaciones empleadas por un arreglo de antenas circular.

## 2.3 IMPORTANCIA DE UTILIZAR HERRAMIENTAS DE OPTIMIZACIÓN EN EL DISEÑO DE ARREGLOS DE ANTENAS

Desde el punto de vista práctico, el objetivo principal en el diseño de un arreglo de antenas es:

- 1) la *minimización del ancho de haz principal* y
- 2) la *minimización del nivel de lóbulos laterales* (generalmente, se toma como medida el máximo de estos lóbulos laterales)

Para un arreglo de fase, donde el haz principal del patrón de radiación se puede dirigir a una cierta dirección, mediante una excitación progresiva en las fases que alimentan a cada uno de los elementos de antena, el problema de diseño de arreglos de antenas consiste en encontrar: 1) las excitaciones de amplitud, y 2) las posiciones de elementos de antena que sean óptimas en la generación de un patrón de radiación, de manera que sus características deseadas (mínimo ancho de haz y mínimo nivel de lóbulos laterales) se mantengan con la dirigibilidad del haz principal sobre un cierto conjunto de ángulos.

En la primera clase, la salida de cada uno de los elementos de antena se controla en amplitud mediante dispositivos de procesamiento como atenuadores o amplificadores. Esta distribución de amplitud a través del arreglo de antenas debe ser óptima para proporcionar el patrón de radiación deseado. Esta *excitación* en amplitud se considera *no uniforme* (la *excitación* es *uniforme* cuando la excitación en amplitud en cada uno de los elementos de antena es igual). En este caso, la *separación* entre elementos de antenas se considera

*uniforme*, es decir, la distancia entre cada par de elementos consecutivos es igual. En la segunda clase las distancias entre cada par de elementos consecutivos son los parámetros a optimizarse en la generación del patrón de radiación dirigible.

A partir de lo anterior, se puede apreciar la importancia de la aplicación de una herramienta de optimización en el diseño de arreglos de antenas. Para resolver el problema de diseño de arreglos de antena se han desarrollado varias técnicas numéricas y analíticas, ejemplos de técnicas analíticas incluyen el método de Chebyshev [Dolph, 1942]. La principal limitación de estas técnicas es que solamente pueden tratar con arreglos lineales con una separación uniforme entre elementos de antena. Este método proporciona la solución óptima de excitaciones de amplitud para el caso de separación uniforme, cuando el haz principal del patrón de radiación se dirige solamente a  $90^\circ$ .

La extensión de estas técnicas al caso de separación no uniforme no es trivial. En este caso, las técnicas de optimización evolutiva como el “simulated annealing”<sup>7</sup> y muy recientemente los algoritmos genéticos, han mostrado a ser una herramienta muy versátil y robusta en la optimización de arreglos de antenas con separación no uniforme entre elementos. En este caso, la mayoría de estas técnicas no consideran la optimización del diseño de arreglos de antenas para generar un patrón de radiación óptimo que sea dirigible en un conjunto de ángulos o sector.

---

<sup>7</sup> Simulated annealing: Recocido simulado

En la siguiente Sección se analiza el método de Chebyshev. El objetivo de analizar este método es establecerlo como referencia, para verificar si el método de algoritmos genéticos proporciona una solución cercana a la solución óptima, para este caso de diseño.

## 2.4 MÉTODO DE CHEBYSHEV

En esta sección, se discute el método de Chebyshev como técnica de diseño de arreglos de antenas. Este método obtiene la distribución de excitación de amplitud óptima a través del arreglo de antenas basado en las propiedades de los polinomios de Chebyshev. Los polinomios de Chebyshev se definen como [Stutzman *et al*, 1998]:

$$T_n(x) = \begin{cases} (-1)^n \cosh(n \cosh^{-1}|x|), & \text{if } x < -1 \\ \cos(n \cos^{-1} x), & \text{if } -1 < x < 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} x), & \text{if } x > 1 \end{cases}$$

(7)

La relación entre arreglos de antenas y los polinomios de Chebyshev se establece considerando un arreglo lineal de elementos omnidireccionales idénticos (tales como dipolos verticales) posicionado simétricamente a lo largo del eje x, como se muestra en la Figura 5. La separación entre elementos es  $d = \lambda/2$ , (donde  $\lambda$  es la longitud de onda de la señal) y  $M$  es el número de elementos ubicados en cada lado del eje y. Suponiendo que la excitación de amplitud es simétrica alrededor del eje y, el patrón de radiación para esta estructura se puede escribir como:



$$(AF(\theta, \mathbf{I}))_{2M} = 2 \sum_{n=1}^M I_n \cos \left[ \frac{(2n-1)}{2} \psi \right] \quad (8)$$

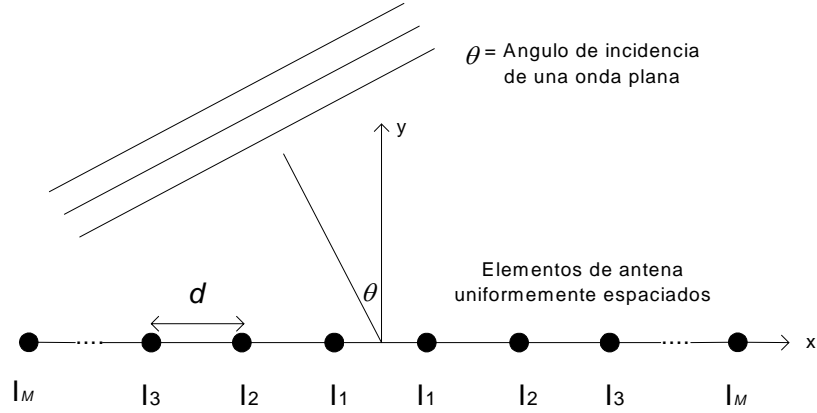


Figura 5. Geometría y notaciones empleadas por el método de Chebyshev

donde  $\psi = kd \cos \theta$ ,  $\mathbf{I} = [I_1, I_2, \dots, I_M]$  son los coeficientes de excitación de amplitud en los elementos de antena del arreglo,  $k = 2\pi/\lambda$  es la constante de fase, y  $\theta$  es el ángulo de incidencia de una onda plana. Nótese que  $\theta$  no es un parámetro de diseño.

El patrón de radiación descrito en la ecuación (8) es una suma de términos  $\cos(n\psi/2)$  para  $n$  hasta  $2M-1$ . Cada término que contiene  $\cos(n\psi/2)$  se puede escribir como una suma de términos con potencias de  $\cos(\psi/2)$  hasta  $n$ , empleando identidades trigonométricas. Por lo tanto, el patrón de radiación se puede expresar como una suma de términos con potencias de  $\cos(\psi/2)$  hasta  $2M-1$ . Mediante la selección de una transformación apropiada entre  $x$  y  $\psi$ , el patrón de radiación y el polinomio de Chebyshev serán idénticos. La transformación

$$x = x_0 \cos \frac{\psi}{2} \quad (9)$$

y la correspondencia

$$f(\psi) = T_{P-1}\left(x_0 \cos \frac{\psi}{2}\right) \quad (10)$$

proporcionan un polinomio en potencias de  $\cos(\psi/2)$  correspondiendo a ese del patrón de radiación. El valor máximo del haz principal ocurre para  $\theta = 90^\circ$ . Por lo tanto, la ecuación (9) indica que  $x = x_0$  en el máximo del patrón de radiación.

El nivel de lóbulos laterales establecido como  $R$ , es la altura que tiene el haz principal con respecto al mayor lóbulo lateral. Evaluando (10) en el máximo del haz principal se tiene

$$R = T_{P-1}(x_0) = \cosh\left[(2M-1)\cosh^{-1} x_0\right] \quad (11)$$

de la ecuación (7). Resolviendo para  $x_0$  se tiene

$$x_0 = \cosh\left[\frac{1}{2M-1} \cosh^{-1} R\right] \quad (12)$$

A partir de lo anterior, el procedimiento de diseño se puede resumir. Para un nivel de lóbulos laterales dado por  $R$ ,  $x_0$  se puede calcular de la ecuación (12). El patrón de radiación se da entonces por la ecuación (10), o bien se puede calcular de la ecuación (8) directamente de los valores de excitación. Las excitaciones de amplitud se encuentran comparando el patrón de radiación de la ecuación (8) y el polinomio de Chebyshev de la ecuación (10). La distribución de las excitaciones de amplitud son óptimas en el sentido de que si se especifica el nivel de lóbulos laterales el ancho de haz principal es tan reducido como sea posible. [Balanis, 1997] explica los detalles y procedimientos en cada paso de este método de diseño.

El método de Chebyshev se programó en una plataforma de simulación (MATLAB) para estudiar la respuesta del patrón de radiación que proporciona este método. En la Figura 6 se muestran dos ejemplos de diseño por el método de Chebyshev empleando un arreglo de antenas con un número de elementos igual a 8. En este caso, el objetivo es generar un patrón de radiación con un nivel de lóbulos laterales ( $SLL$ ) igual a 10 dB y 13 dB respectivamente. Como se puede apreciar, el nivel de lóbulos laterales y el ancho de haz principal ( $BW$ ) son dos parámetros que están en conflicto, es decir, no es posible mejorar uno de ellos sin sacrificar el otro. En este ejemplo, para un nivel de lóbulos laterales igual a 10 dB se tiene un ancho de haz óptimo de  $25^\circ$ . Si se desea reducir el nivel de lóbulos laterales a 13 dB se tendría un  $BW$  igual a  $28^\circ$ , sacrificando  $3^\circ$  en ancho de haz.

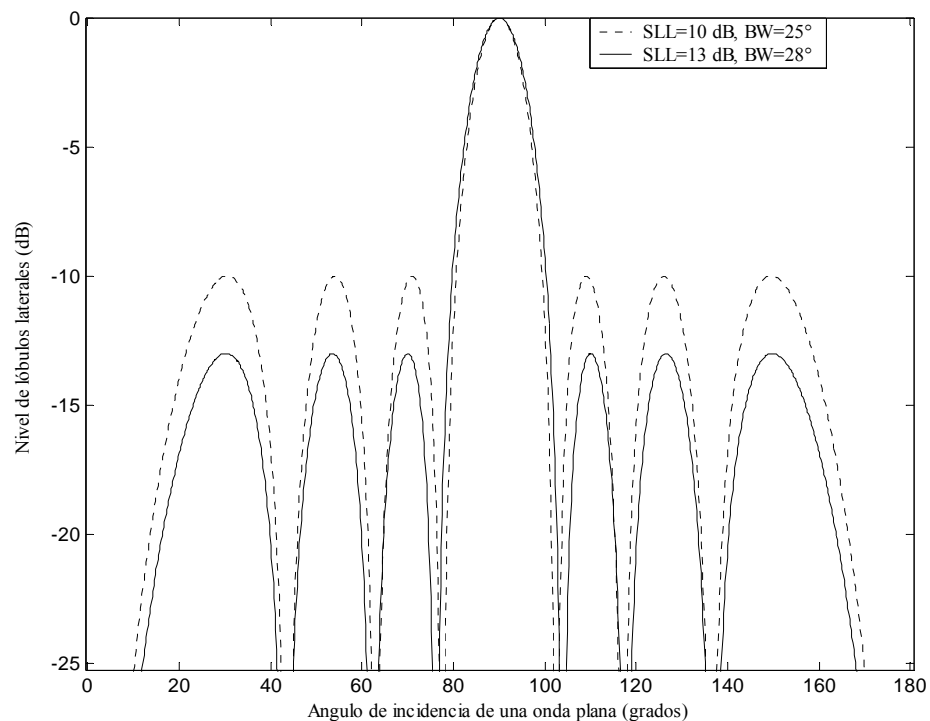


Figura 6. Patrón de radiación generado por el método de Chebyshev considerando un arreglo lineal de 8 elementos, con  $SLL=10$  dB y  $SLL=13$  dB respectivamente.

El método de Chebyshev proporciona la solución óptima de la distribución de excitación en amplitud a través del arreglo de antenas cuando el haz principal se dirige a  $90^\circ$  (broadside). Sin embargo solamente se puede aplicar a arreglos lineales con una separación uniforme entre elementos de antena. Además, las excitaciones de amplitud son difíciles de encontrar por este método para arreglos lineales con un número grande de elementos.

Para el caso de diseño de arreglos de antena que considere una separación no uniforme entre elementos, es indispensable la utilización de una herramienta de optimización numérica.

En la siguiente sección se introduce la aplicación de algoritmos genéticos al problema de diseño de arreglos de antenas. Como primera aplicación, se analiza el caso de diseño donde la solución óptima se obtiene con el método de Chebyshev. En este caso, se realiza una comparación entre estos métodos.

## **2.5 APLICACION DE ALGORITMOS GENETICOS EN EL DISEÑO**

Los algoritmos genéticos son una técnica de optimización muy robusta, que emplean un método de búsqueda estocástica, basados en los principios de la selección y evolución natural. El potencial heurístico de los algoritmos genéticos es muy efectivo para resolver problemas complejos sobre todo combinatorios. A partir de que el problema de diseño de arreglos de antenas requiere examinar todas las posibles combinaciones de excitaciones y separaciones entre elementos de antena, resulta en un problema con un espacio de

búsqueda de solución muy grande, siendo muy práctica la aplicación de esta técnica para resolver este problema de diseño.

Las técnicas convencionales de optimización generalmente requieren como punto de partida estar cerca de la solución, por lo que, para este tipo de problemas tienden a estancarse en un mínimo local, resultando impráctica su aplicación. En este caso, el algoritmo genético evoluciona un conjunto de soluciones potenciales hacia una solución óptima global. Esto ocurre como resultado de la presión ejercida por un proceso de selección de aptitud y exploración del espacio de solución, mediante la recombinación y la mutación de las características presentes en la población actual de soluciones o individuos.

Los algoritmos genéticos aunque relativamente nuevos, están siendo muy útiles en resolver problemas de optimización muy complejos en la ingeniería. Una lista parcial de aplicaciones representativas de la optimización con algoritmos genéticos se proporciona en [Rahmat-Samii y Michielsen, 1999].

A continuación se describen los pasos que componen a los algoritmos genéticos (Fig. 7) describiendo el enlace con la aplicación en el diseño de arreglos de antenas. Para mayores detalles en lo que se refiere a algoritmos genéticos se pueden consultar las siguientes referencias [Golberg, 1989], [Haupt y Haupt, 1998], [Weile y Michielsen, 1997], [Haupt, 1995], [Elias y Chang, 1992], [Rahmat-Samii y Michielsen, 1999].

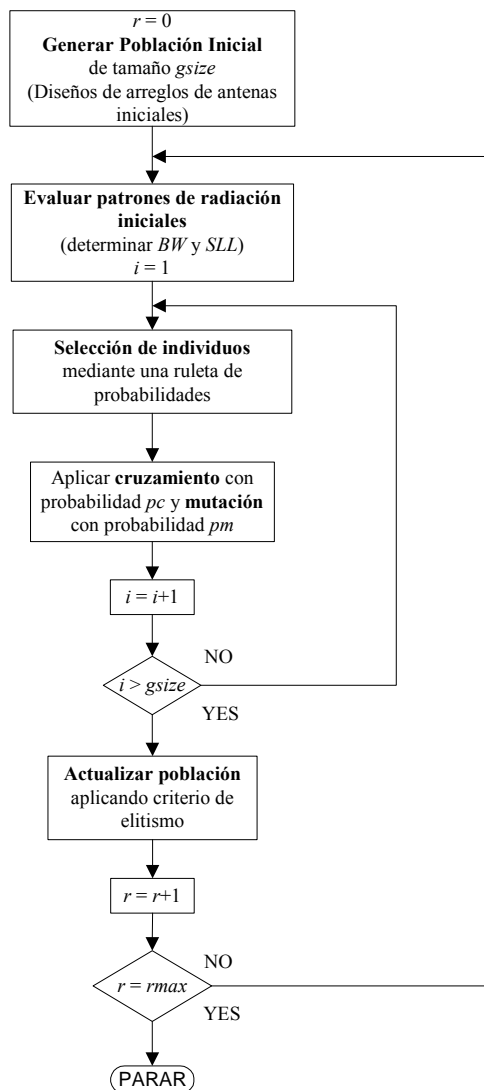


Figura7. Pasos que componen a un algoritmo genético convencional aplicado al diseño de arreglo de antenas.

### Paso 1. Generar una población inicial de individuos.

El algoritmo genético inicia generando una población o conjunto de soluciones potenciales al problema. En este caso para el diseño de arreglos de antenas cada uno de los individuos se representa por medio de un vector de números reales, es decir,  $\mathbf{I} = [I_1, I_2, \dots, I_N]$ , donde  $I_i$  es la excitación del elemento  $i$  (este vector de números se restringe en un intervalo donde la

implementación práctica de los amplificadores o atenuadores sea factible), y un vector de números reales para las separaciones, restringido en un intervalo donde el tamaño del arreglo sea tomado en cuenta., es decir,  $\mathbf{dm} = [dm_1, dm_2, \dots, dm_{N-1}]$  si se trata de un arreglo lineal, o bien,  $\mathbf{dm} = [dm_1, dm_2, \dots, dm_N]$  para un arreglo circular, donde  $dm_i$  es la distancia del elemento  $i$  al elemento  $i+1$ . Si se emplea un arreglo con separación uniforme, generalmente  $dm_i = 0.5\lambda \forall 1 \leq i \leq N-1$ .

### **Paso 2. Evaluación de la población inicial.**

Una vez generado un conjunto de individuos al azar, a cada uno de estos individuos se determina su aptitud mediante una *función objetivo*. Esta función objetivo es el enlace entre el algoritmo de optimización y el problema físico en particular. Para el problema de diseño de arreglos de antenas esta función objetivo va a cambiar de acuerdo a la geometría de arreglo, dependiendo si el objetivo es generar un patrón de radiación hacia una sola dirección, o cuando se toma en cuenta la dirigibilidad del haz principal sobre un conjunto de ángulos. En este caso, en cada ejemplo de diseño con algoritmos genéticos se proporcionará la función objetivo que se desea alcanzar.

### **Paso 3. Procedimiento de selección.**

Una vez evaluada la población inicial, se seleccionan los individuos, llamados “padres”, que tomarán parte en la operación genética en una manera probabilística de acuerdo a la aptitud que tenga cada individuo. Un esquema de selección típico es emplear una *ruleta de probabilidades* [Golberg, 1989] donde el espacio asignado en la ruleta es proporcional a la

aptitud de los individuos. Los individuos con una mejor aptitud tendrán la mayor probabilidad de ser seleccionados para generar descendencia.

#### **Paso 4. Cruzamiento y mutación**

La descendencia se genera empleando operadores genéticos de una manera estocástica que actuarán sobre los individuos o soluciones seleccionadas. Los operadores empleados son el *cruzamiento* y la *mutación* [Golberg, 1989] y [Rahmat-Samii y Michielsen, 1999].

El cruzamiento ocurre con una cierta probabilidad y se genera de un par de padres o individuos seleccionados. El cruzamiento intercambia el material genético o los diferentes elementos de los vectores padres de acuerdo a una cierta posición llamada de cruce, la cual se genera de una manera aleatoria. La idea de emplear el operador cruzamiento es emular a la “cruza sexual” en el proceso de la evolución genética para generar nuevos individuos que sean mejores a los padres.

El operador mutación es un mecanismo que se encarga de que la generación “agresiva” de mejores individuos, que se lleva a cabo en el cruzamiento, no resulte en una convergencia prematura del algoritmo. El operador mutación también sirve como un medio para introducir nuevos puntos no explorados por el algoritmo de optimización. La mutación ocurre con una cierta probabilidad y actúa sobre los individuos resultantes del cruzamiento, alterando uno de los elementos de estos vectores. El elemento que se altera se determina de una manera aleatoria.



### **Paso 5. Evaluación de la población resultante**

La población que resulta de la operación genética se evalúa de acuerdo a como se explicó en el paso 2.

### **Paso 6. Aplicar criterio de elitismo.**

De la población que resulta de la operación genética y la generación actual se seleccionan a los mejores individuos. Estos individuos son la nueva generación a los cuales se aplica el mecanismo de selección de padres para operarlos genéticamente. Este proceso continúa hasta que el algoritmo converge a una solución.

Los algoritmos genéticos aunque son una herramienta de optimización muy robusta, tienen la desventaja de que no se tiene conocimiento si el algoritmo encontró la solución óptima para un problema en particular. Esto se debe a los componentes estocásticos que integran a un algoritmo genético. Por lo tanto, la primera aplicación de algoritmos genéticos será para un caso de diseño donde la solución óptima del problema sea conocida, con el objetivo de verificar si los algoritmos genéticos llegan a la solución óptima y de esta forma validar la aplicación de este tipo de algoritmos en el diseño de arreglos de antenas.

Un caso de diseño donde la solución óptima es conocida es el caso de arreglos lineales con separación uniforme entre elementos cuando el haz principal se dirige solamente a  $90^\circ$ . En este caso la solución óptima la proporciona el método de Chebyshev [Balanis, 1997]. A continuación se hace una comparación del patrón de radiación generado por el método de

Chebyshev y algoritmos genéticos para el caso de arreglos lineales con separación uniforme.

### **2.5.1 Comparación del método de Chebyshev con algoritmos genéticos**

En esta sección se analiza la aplicación de los algoritmos genéticos para un caso de diseño de arreglo de antenas, donde la solución óptima es conocida, a partir del método de Chebyshev descrito en la Sección 2.4. Este método obtiene la distribución de excitación óptima a través de un arreglo lineal de antenas cuando el patrón de radiación se dirige a  $90^\circ$ . En este caso, se emplearán algoritmos genéticos para optimizar un arreglo lineal uniforme con el patrón de radiación dirigido a  $90^\circ$ , y se comparará su respuesta del patrón de radiación con el método de Chebyshev.

#### **2.5.1.1 Formulación del problema**

En la aplicación de algoritmos genéticos para este caso de diseño, se sigue la metodología descrita en la Sección 2.5. Para un nivel de lóbulos laterales fijo del patrón de radiación, la función objetivo evolucionará el ancho de haz principal hasta hacerlo lo mínimo posible, tomando en cuenta la ecuación del patrón de radiación para un arreglo lineal con separación uniforme (Ec. 8), cuando el haz principal se dirige a  $90^\circ$ . Este problema se plantea de la siguiente manera.

Sea  $m = \{\theta \in \Xi \mid |AF(\theta, \mathbf{I})| \geq |AF(\omega, \mathbf{I})| \forall \omega \in \Xi\}$  el conjunto de ángulos donde se tienen los máximos globales en  $\Xi=[0, \pi]$ . Sea  $q = \{\theta \in \Xi-m \mid (\partial |AF|/\partial\theta) = 0\}$  el conjunto de

ángulos donde se tienen los máximos locales excluyendo el máximo global, y  $p = \{\theta \in \Xi \mid |AF(\theta, \mathbf{I})| = 0\}$  el conjunto de ángulos donde el patrón de radiación cruza cero. Basado en estas definiciones la función objetivo se puede escribir como:  $f_o = \min_p \{|m - p(\mathbf{I})|\}$ , para un valor deseado de nivel de lóbulos laterales  $SLL = \max_q (|AF(q, \mathbf{I})| / |AF(m, \mathbf{I})|)$ .

De esta forma, el problema de optimización es la minimización del ancho de haz principal ( $f_o$ ). Este problema se puede definir como: *minimizar* ( $f_o$ ).

#### **2.5.1.2 Resultados de simulación**

La metodología descrita en la sección 2.5 se programó en una plataforma de simulación (MATLAB) para la aplicación de algoritmos genéticos en el diseño de un arreglo lineal, los parámetros de simulación, después de un procedimiento de prueba y error, se establecieron como sigue: número máximo de generaciones = 500, tamaño de la población = 20, probabilidad de cruzamiento = 1.0 y probabilidad de mutación = 0.1. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 4.

En la Figura 8 se ilustra una comparación del patrón de radiación obtenido con el método de Chebyshev y algoritmos genéticos. En este caso se considera un arreglo lineal de 10 elementos con separación uniforme  $d = \lambda/2$ .

Las excitaciones de amplitud encontradas por el método de Cheyshev y algoritmos genéticos son  $I_1=1.5016$ ,  $I_2=1.1756$ ,  $I_3=1.4723$ ,  $I_4=1.7158$ ,  $I_5=1.8316$  y  $I_1=5.8012$ ,  $I_2=5.5436$ ,  $I_3=4.5032$ ,  $I_4=3.8012$ ,  $I_5=4.0717$  respectivamente.

Los resultados mostrados en la Figura 8 se generan a partir de la ecuación 8, tomando en cuenta el conjunto de excitaciones de cada método. En este ejemplo de diseño el error que existe entre el patrón de radiación generado por el método de Chebyshev y algoritmos genéticos es de  $0.00017 \text{ rad}$ . Tomando en cuenta el error en cuanto al ancho del haz principal que generan ambos patrones de radiación.

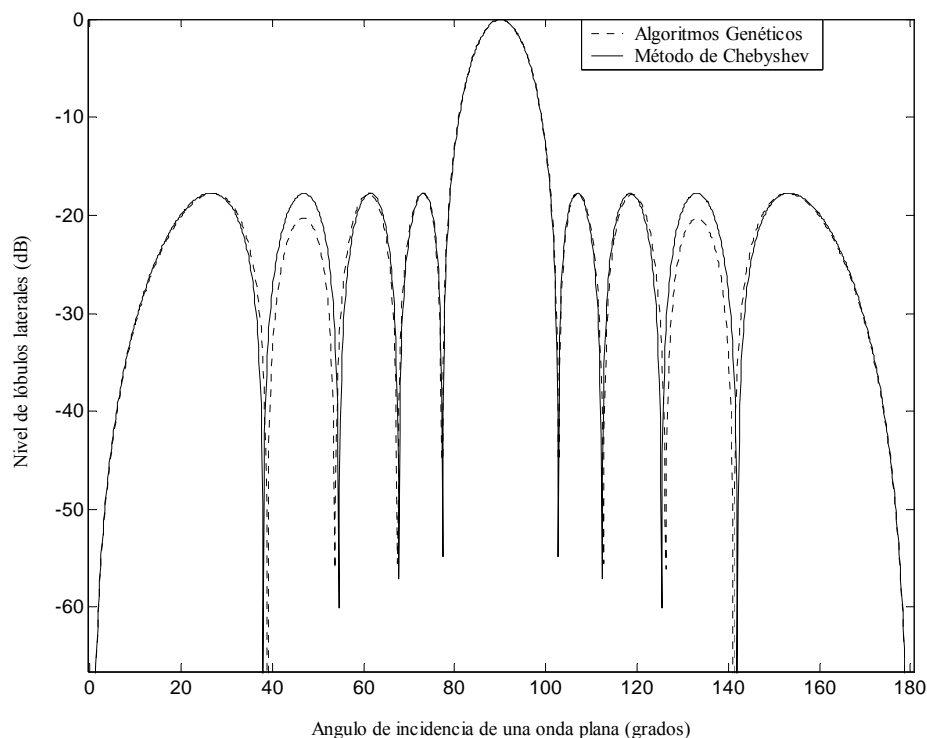


Figura 8. Comparación del patrón de radiación generado por el método de Chebyshev y algoritmos genéticos para un arreglo lineal de 10 elementos con separación uniforme  $d = \lambda/2$ .

Aunque el conjunto de excitaciones de amplitud  $I_i$  establecidas por el método de Chebyshev son muy diferentes al conjunto de excitaciones establecida por el método de algoritmos genéticos, la forma del patrón del patrón de radiación representada por una sumatoria de términos coseno (ecuación 8) permite que diferentes combinaciones  $I_i$  generen patrones de radiación con niveles de ancho de haz y nivel de lóbulos laterales iguales o muy similares.

Como se puede apreciar, el algoritmo genético encuentra la solución óptima de nivel de lóbulos laterales y ancho de haz principal, para este caso en particular, lo cual nos permite verificar la aplicabilidad de este tipo de herramientas heurísticas para un caso donde la solución óptima ya es conocida, y extender su aplicación a casos más complicados.

## **2.6 CONCLUSIONES**

El método de algoritmos genéticos obtiene una solución muy cercana a la solución óptima para el caso de diseño visto anteriormente. Esto nos motiva a emplear el método de algoritmos genéticos en casos más complicados, como el caso de separación no uniforme, donde se tome en cuenta la dirigibilidad del haz principal en un cierto sector, como se verá en el siguiente capítulo.

En el siguiente capítulo se estudia la aplicación de algoritmos genéticos en el diseño de arreglos de antenas con dirigibilidad del haz principal para diferentes geometrías (lineal y circular).



---

## **III. OPTIMIZACION SIMPLE EN EL DISEÑO DE ARREGLOS DE ANTENAS CONSIDERANDO LA DIRIGIBILIDAD DEL HAZ PRINCIPAL**

### **III.1 INTRODUCCIÓN**

En el capítulo anterior se estudió la optimización del diseño de arreglos de antenas para un caso de diseño en particular. Con la idea de verificar la aplicabilidad del método de algoritmos genéticos comparándolo con el método de Chebyshev, se utilizaron arreglos lineales con separación uniforme para una dirección del haz principal ( $90^\circ$ ). Sin embargo, en aplicaciones como las comunicaciones móviles celulares, la respuesta del arreglo de antenas debe ser óptima sobre un conjunto de ángulos para dar cobertura a un cierto sector o zona deseada.

En [Bray *et al*, 2002] se analiza la aplicación de algoritmos genéticos para optimizar el diseño de un arreglo lineal considerando la dirigibilidad del haz principal. Sin embargo, la optimización de diferentes estructuras de arreglos de antenas (como la circular) para operar en un cierto intervalo de ángulos, representa un problema abierto en el diseño de arreglos de antenas. El análisis o estudio del comportamiento de diferentes geometrías de arreglos

de antenas, proporciona información a los diseñadores, relacionada con qué geometría podría tener una mejor respuesta del patrón de radiación, bajo un escenario dado.

En este capítulo se estudia la aplicación de algoritmos genéticos para optimizar diferentes geometrías de arreglos de antenas (lineal y circular) para tener un patrón de radiación óptimo sobre un cierto sector o conjunto de ángulos. En este caso, se hace un análisis comparativo entre estas dos geometrías, con la idea de establecer cual de éstas pudiera generar una mejor respuesta del patrón de radiación, dependiendo de un cierto escenario.

La problemática para tener una respuesta óptima de un arreglo de antenas que genere un patrón de radiación con dirigibilidad del haz principal se puede dividir en dos partes:

- 1) *Las características de radiación deseadas* (mínimo ancho de haz y mínimo nivel de lóbulos laterales) *cambian para cada ángulo hacia donde se dirige el haz principal.*  
Es decir, para diseñar un arreglo de antenas que tenga una respuesta óptima con dirigibilidad del haz principal, se debe optimizar el arreglo considerando todos los ángulos de operación o sector donde se desea dar cobertura.
- 2) Otro aspecto que se debe considerar al optimizar el arreglo de antenas, es la *impedancia de acoplamiento* de cada uno de los elementos de antena, ya que esta impedancia es la requerida para que al conectar el elemento de antena a la línea de transmisión (con los dispositivos de procesamiento) no se produzcan pérdidas por desadaptación. Esta impedancia debe estar acoplada a esta línea de transmisión para

no tener reflexiones en la energía transmitida o recibida, y no se tenga lo que se conoce como “*ángulos ciegos*” [Hansen, 1998], es decir, ángulos donde el patrón de radiación no se genere debido a la ausencia de energía no recibida o transmitida.

Antes de describir la problemática asociada a la optimización de cada geometría (lineal y circular), en la siguiente sección se describe un método de cálculo de la impedancia de acoplamiento. La idea es establecer como se calcula la impedancia de cada uno de los elementos del arreglo, para posteriormente usar estos valores en el procedimiento de optimización.

### **III.2 IMPEDANCIA DE ACOPLAMIENTO**

La impedancia de acoplamiento de cada uno de los elementos de antena varía dependiendo de la excitación de amplitud de corriente empleada, las distancias donde están ubicados los elementos de antena del arreglo y la dirección hacia donde se dirige el haz principal del patrón de radiación [Hansen, 1998].

En el proceso de optimización se debe imponer como restricción, que los valores de impedancia de acoplamiento de cada uno de los elementos de antena en el arreglo, se encuentren en un intervalo donde el acoplamiento de la línea de transmisión con los dispositivos de procesamiento sea factible prácticamente, con técnicas de acoplamiento de impedancias [Varlamos y Capsalis, 2002] ya conocidas.



El *método emf*<sup>8</sup>, descrito en [Balanis, 1997], es un método clásico para calcular la impedancia de acoplamiento para elementos de antena. Este método proporciona soluciones en forma cerrada con buena exactitud, lo cual, resulta muy atractivo cuando se utiliza en conjunto con una herramienta de optimización como algoritmos genéticos. A continuación se presenta una breve descripción del método emf para el cálculo de la impedancia de acoplamiento.

Las excitaciones de corriente  $I_m$  ( $m = 1, \dots, N$ ) en cada uno de los elementos de antena, se relacionan a los voltajes terminales de los elementos de antena, por la matriz de impedancia  $Z$ :

$$V = Z \cdot I \quad (13)$$

donde

$$V = [V_1 \dots V_N]^{-1}, \quad I = [I_1 \dots I_N]^{-1}$$

$$y \quad Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix}$$

Los voltajes terminales en cada uno de los elementos de antena del arreglo se consideran con niveles idénticos, pero con valores de fase de acuerdo a la excitación progresiva (para la dirigibilidad del haz principal) citada en el capítulo anterior.

---

<sup>8</sup> Método emf: método de campos electromagnéticos inducidos

A partir de la ecuación (13), el voltaje terminal de cualquier elemento de antena se puede expresar en términos de las corrientes que fluyen en los otros elementos como:

$$V_n = \sum_{m=1}^N Z_{nm} I_m \quad n = 1, \dots, N, \quad (14)$$

donde  $Z_{nm}$  representa la impedancia mutua entre elementos  $n, m$  (a partir de que la corriente que fluye en un elemento induce cierta corriente en los otros elementos);  $Z_{mm}$  es la impedancia propia del elemento  $m$ .

La impedancia propia de un dipolo de longitud  $L$ , se da por [Balanis, 1997]

$$Z_i = -\frac{1}{I_i^2} \int_{-L/2}^{L/2} E_z(z) I(z) dz \quad (15)$$

donde

$$I(z) = I_m \sin \left[ k \left( \frac{L}{2} - |z| \right) \right] \quad (16)$$

es la distribución de corriente.  $E_z$  el campo eléctrico tangencial a lo largo de la superficie del dipolo y  $a$  el radio del dipolo.

La impedancia mutua (tomando como referencia la corriente  $I_{i1}$  en el elemento 1) entre dos dipolos paralelos en una distancia  $d$  como se muestra en la Figura 9, se da por [Balanis, 1997]

$$Z_i = \frac{V_{21}}{I_{i1}} = -\frac{1}{I_{i1} I_{2i}} \int_{-L_2/2}^{L_2/2} E_{z21}(z) I_2(z) dz \quad (17)$$

donde  $V_{21}$  el voltaje inducido en el dipolo 2 debido a la corriente que fluye en el dipolo 1

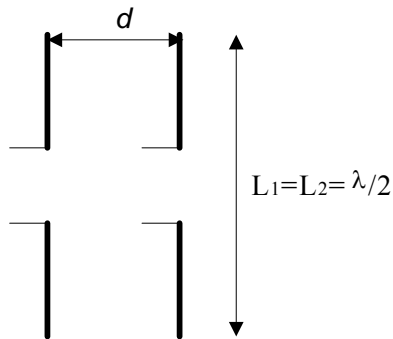


Figura 9. Configuración de dos dipolos paralelos en una distancia  $d$ .

$E_{z21}$  la componente de campo eléctrico a lo largo de la superficie del dipolo 2 radiado por el dipolo 1, el cuál es paralelo al dipolo 2

$I_2$  es la distribución de corriente a lo largo del dipolo 2.

Las ecuaciones (15) y (17) se pueden resolver para proporcionar las impedancias mutua y propia como función de  $L/\lambda$ ,  $a/\lambda$  y  $L_1/\lambda$ ,  $L_2/\lambda$ ,  $d/\lambda$ , respectivamente. Por lo tanto, la impedancia de entrada (acoplamiento) de cada uno de los elementos de antena se obtiene como:

$$Z_{mi}^{in} = \frac{V_m}{I_m} \quad (18)$$

donde

$V_m$  es el voltaje terminal en el elemento de antena  $m$

$I_m$  la corriente que fluye en el elemento  $m$ .

Manteniendo en mente el análisis anterior, a continuación se describe la aplicación de algoritmos genéticos para optimizar diferentes geometrías de arreglos de antenas

considerando la dirigibilidad del haz principal. En el primer caso se abordará la problemática asociada al arreglo lineal y posteriormente el arreglo circular.

### **III.3 ARREGLO LINEAL**

En esta sección se analiza la optimización de un arreglo lineal de antenas considerando la dirigibilidad del haz principal. Teóricamente, un arreglo lineal de antenas tiene un intervalo de visibilidad de  $180^\circ$  [Bray *et al*, 2002]. Sin embargo, generalmente se utiliza para dar cobertura a un sector de  $120^\circ$ . Esto se debe a que las contribuciones de radiación de cada uno de los elementos no son uniforme en todos los ángulos de visibilidad que tiene el arreglo [Bae *et al*, 2003] y [Yu, 1997].

En la Figura 10 se ilustra el comportamiento del ancho de haz principal cuando se dirige sobre un cierto sector o conjunto de ángulos. En este caso se emplea un arreglo lineal de 8 elementos separados uniformemente una distancia  $d=\lambda/2$ . Los resultados que se muestran en esta Figura, se generan a partir de la ecuación 1, donde se considera  $\theta=[0, 180^\circ]$  y la dirección del haz principal ( $\theta_0$ ) se barre en el intervalo de  $[30^\circ, 150^\circ]$ .

Como se puede apreciar en la Figura 10, el arreglo lineal presenta sus mejores características de ancho de haz en la región de  $90^\circ$  y tienden a deteriorarse conforme el haz principal se dirige en direcciones alejadas de  $90^\circ$ . Esto se debe a que, en un arreglo lineal, las contribuciones de radiación de los elementos de antena no son uniforme en todos los ángulos de visibilidad que tiene el arreglo. El intervalo de dirigibilidad del haz principal se

establece para dar cobertura en un sector de  $120^\circ$ , teniendo un nivel máximo de lóbulos laterales de 0.24 (con respecto al haz principal) en todo el conjunto de ángulos.

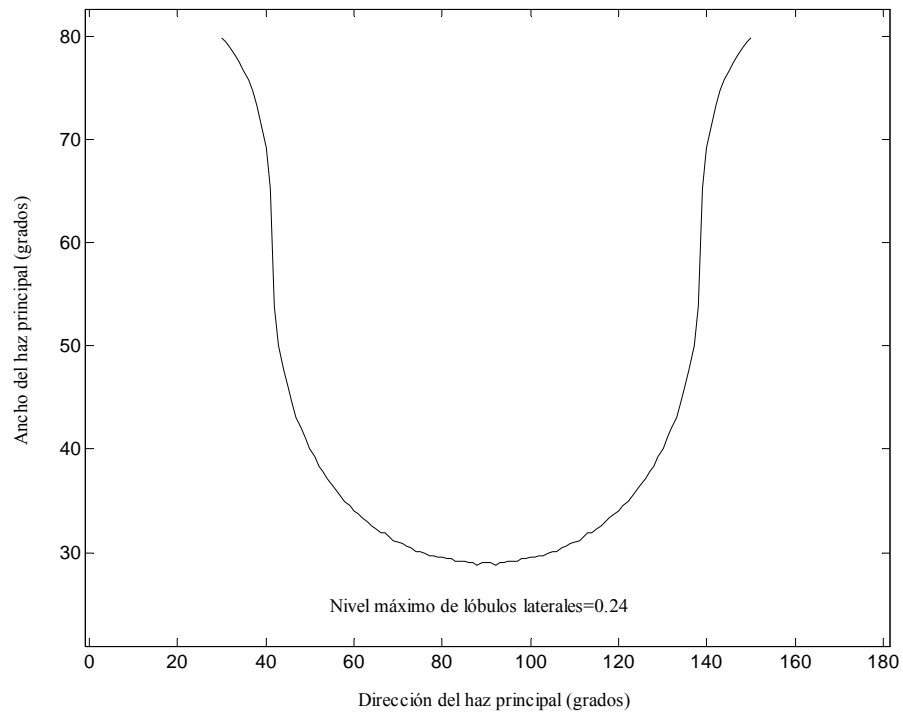


Figura 10. Comportamiento del ancho de haz principal cuando es dirigido sobre un sector de  $120^\circ$ , para un arreglo lineal de 8 elementos con separación y excitación uniforme ( $d=\lambda/2$ ).

Un efecto indeseado en la respuesta del patrón de radiación, cuando se considera la dirigibilidad del haz principal en direcciones alejadas a  $90^\circ$ , es la aparición de los denominados *lóbulos de tipo rejilla* (grating lobes) conforme el espaciamiento entre elementos se incrementa más allá de  $\lambda/2$  [Lo y Lee, 1988]. Estos lóbulos de tipo rejilla son lóbulos del mismo nivel del haz principal, por lo que son indeseados debido al alto nivel de interferencia que se pudiera percibir en un sistema. Para ilustrar esto, en la Figura 11 se muestra el patrón de radiación generado por un arreglo lineal de 8 elementos con

separación uniforme  $d = 0.7\lambda$ . Para generar los resultados de esta Figura se utiliza la ecuación 1, considerando  $\theta=[0, 180^\circ]$  con la dirección del haz principal  $\theta_0 = 45^\circ$ .

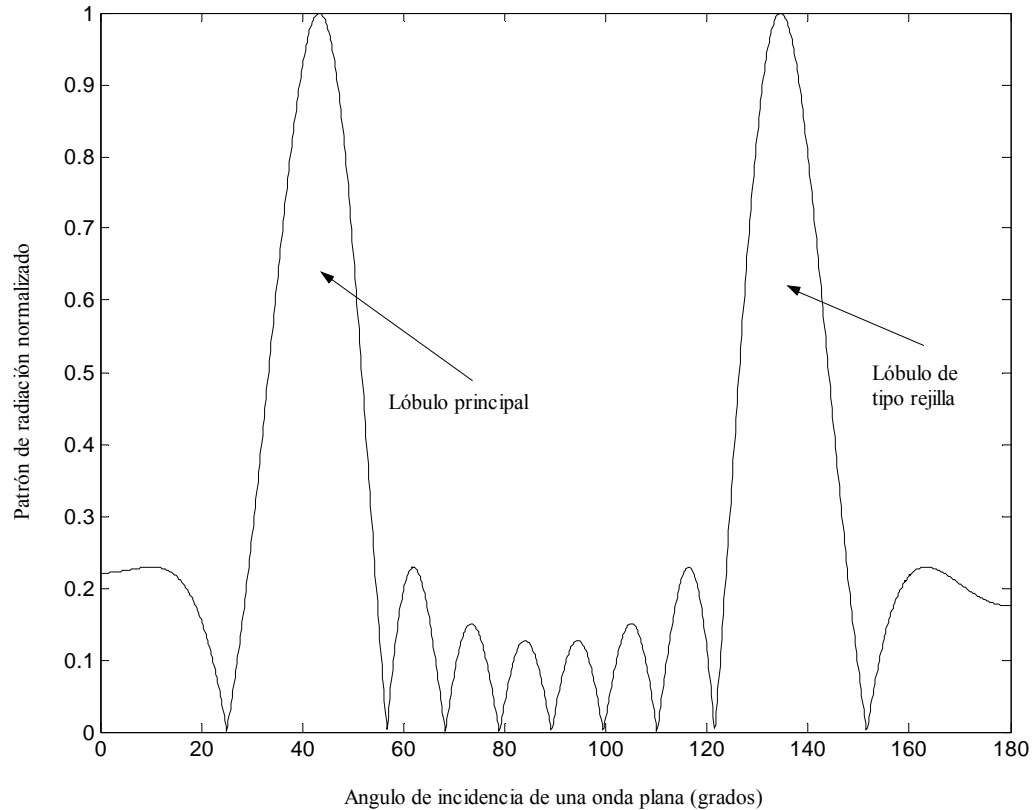


Figura 11. Formación de lóbulo tipo rejilla empleando un arreglo lineal de 8 elementos con separación uniforme  $d=0.7\lambda$  (la dirección del haz principal  $\theta_0 = 45^\circ$ ).

En la Figura 11, se puede observar la aparición de un lóbulo similar al haz principal en la dirección cercana a  $140^\circ$ . Esto se debe a que las señales que inciden en los elementos de antena, además de agregarse en fase en la dirección del haz principal, están en fase en la dirección del lóbulo tipo rejilla.

Por lo tanto, el algoritmo de optimización deberá proporcionar un espaciamiento óptimo, de manera que, las contribuciones de radiación de los elementos de antena se agreguen en fase en la dirección del haz principal, y no se generen lóbulos tipo rejilla en cualquier ángulo sobre el sector deseado.

A partir de que las características del patrón de radiación generadas por cualquier arreglo lineal presentan el ancho de haz principal más grande, y el nivel de lóbulos laterales más alto para la dirección más alejada de  $90^\circ$  (broadside), solamente habrá que considerar esta dirección en el algoritmo de optimización [Chang *et al*, 1994] y [Haupt, 1994]. En la siguiente sección se establece la formulación del problema para este caso.

### **III.3.1 FORMULACIÓN DEL PROBLEMA**

Para la aplicación de algoritmos genéticos, se sigue la metodología descrita en la sección 2.5. A partir de que con un arreglo lineal sólo puedo dar cobertura a un sector de  $120^\circ$ , la función objetivo para este caso de diseño en particular, considera el patrón de radiación dado en la ecuación (1) con la dirección del haz principal  $\theta_0$  siendo igual a  $30^\circ$ , o bien<sup>9</sup>  $150^\circ$ , restringiendo los valores de impedancia de los elementos de antena en un intervalo donde sea factible implementar de una manera práctica, el acoplamiento de impedancias con la línea de transmisión. En este caso, para un nivel de lóbulos laterales fijo del patrón

---

<sup>9</sup> A partir de la simetría que presentan las características de radiación de un arreglo lineal alrededor de  $90^\circ$  (vea Fig. 9), el patrón de radiación con haz principal dirigido a  $30^\circ$  presenta las mismas características de ancho de haz principal y nivel de lóbulos laterales, que el patrón de radiación dirigido a  $150^\circ$ .

de radiación, la función objetivo evolucionará el ancho de haz principal hasta hacerlo lo mínimo posible.

Es decir, sea  $m = \theta_0 = 30^\circ = \{\theta \in \Xi \mid |AF(\theta, \theta_0, \mathbf{I}, \mathbf{dm})| \geq |AF(\omega, \theta_0, \mathbf{I}, \mathbf{dm})| \forall \omega \in \Xi\}$  el conjunto de ángulos donde se tienen los máximos globales en  $\Xi=[0, \pi]$ . Sea  $q = \{\theta \in \Xi-m \mid (\partial |AF|/\partial \theta) = 0\}$  el conjunto de ángulos donde se tienen los máximos locales excluyendo el máximo global, y  $p = \{\theta \in \Xi \mid |AF(\theta, \theta_0, \mathbf{I}, \mathbf{dm})| = 0\}$  el conjunto de ángulos donde el patrón de radiación cruza cero. Basado en estas definiciones la función objetivo se puede escribir como:  $f_0 = \min_p \{|m - p(\mathbf{I}, \mathbf{dm})|\}$ , para un valor deseado de nivel de lóbulos laterales  $SLL = \max_q (|AF(q, \mathbf{I}, \mathbf{dm})| / |AF(m, \mathbf{I}, \mathbf{dm})|)$ .

De esta forma, el problema de optimización es la minimización del ancho de haz principal ( $f_0$ ). Este problema se puede definir como:

$$\begin{aligned} & \text{Minimizar } (f_0) \\ & \text{sujeto a } \mathbf{dm} \in \mathbf{D}, \mathbf{Z} \in \Gamma, \mathbf{I} \in \Lambda, \\ & SLL = \text{Valor deseado,} \end{aligned}$$

donde  $\mathbf{D} = [\lambda/2, \lambda)^{N-1}$  establece que el límite inferior del espaciado entre elementos es al menos  $0.5\lambda$ , para reducir efectos del acoplamiento mutuo, y en el límite superior, la separación entre elementos es  $\lambda$ , para tomar en cuenta el tamaño del arreglo;  $\mathbf{Z} = [20\Omega, 250\Omega]^N$  para asegurar que los valores de impedancia de los elementos de antena, resulten en valores de componentes, para redes de acoplamiento, donde es factible de manera



práctica el acoplamiento de impedancias con la línea de transmisión [Bray *et al*, 2002];  $\mathbf{I} = (0, 5]^N$  para la elaboración práctica de amplificadores y atenuadores.

### III.3.2 RESULTADOS DE SIMULACION

La metodología descrita en la sección 2.5 se programó en una plataforma de simulación (MATLAB) para la aplicación de algoritmos genéticos en el diseño de un arreglo lineal, los parámetros de simulación, después de un procedimiento de prueba y error, se establecieron como sigue: número máximo de generaciones = 500, tamaño de la población = 30, probabilidad de cruzamiento = 1.0 y probabilidad de mutación = 0.1. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 12.

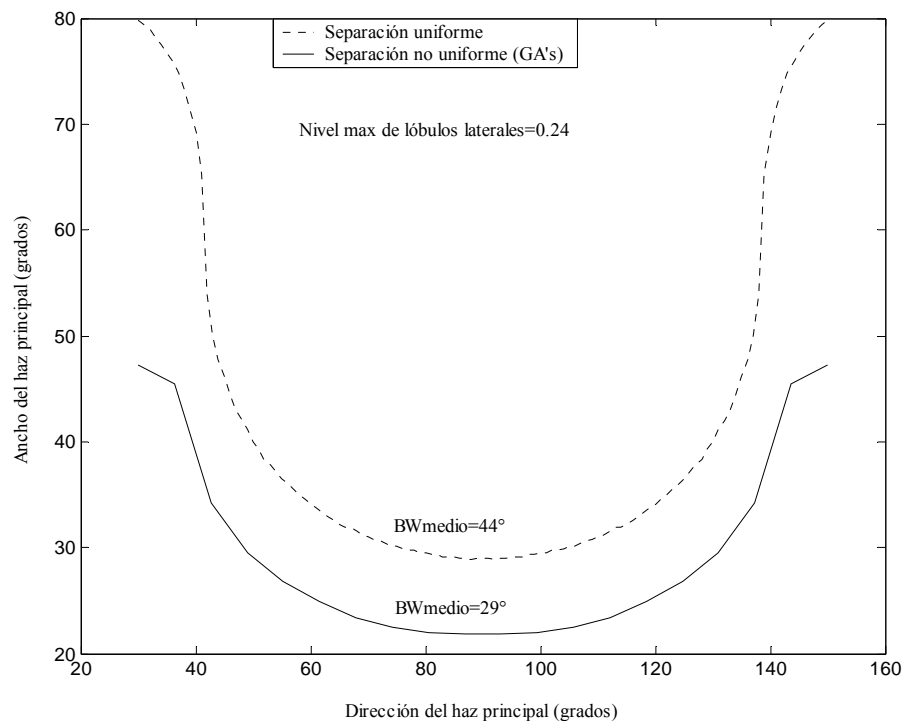


Figura 12. Comparación del comportamiento del ancho de haz principal cuando es dirigido sobre un sector de  $120^\circ$ , para un arreglo lineal de 8 elementos con separación y excitación uniforme ( $d=\lambda/2$ ) y cuando se aplica el método de algoritmos genéticos.

En la Figura 12 se muestra una comparación del comportamiento del ancho de haz principal, cuando se dirige sobre un sector de  $120^\circ$  empleando un arreglo lineal de 8 elementos con separación ( $d=\lambda/2$ ) y excitación uniforme (Fig. 10), y cuando se aplica el método de algoritmos genéticos para optimizar el diseño del arreglo.

Las separaciones entre elementos de antena y las excitaciones encontradas por el método de algoritmos genéticos son  $dm_1=0.5227$ ,  $dm_2=0.3693$ ,  $dm_3=0.8021$ ,  $dm_4=0.8410$ ,  $dm_5=0.3898$ ,  $dm_6=0.9672$ ,  $dm_7=0.4142$ , y  $I_1=5.1874$ ,  $I_2=4.3218$ ,  $I_3=5.8465$ ,  $I_4=6.0912$ ,  $I_5=5.8568$ ,  $I_6=5.4705$ ,  $I_7=4.4916$ ,  $I_8=3.6715$ , respectivamente. Los resultados del método de algoritmos genéticos, que se muestran en la Figura 12, se generan a partir de la ecuación 1, tomando en cuenta el conjunto de separaciones y excitaciones mencionadas anteriormente, donde se considera  $\theta=[0, 180^\circ]$  y la dirección del haz principal ( $\theta_0$ ) barrida sobre el intervalo de  $[30^\circ, 150^\circ]$ . En este caso, el nivel máximo de lóbulos laterales se mantiene en un nivel de 0.24 con respecto al haz principal.

Como se puede apreciar en la Figura 12, el método de algoritmos genéticos encuentra un diseño de arreglo de antenas, para el arreglo lineal, que proporciona un mejor desempeño en cuanto a las características de ancho de haz principal sobre el sector de  $120^\circ$ . En este caso, si se obtiene el valor medio de ancho de haz sobre todo el conjunto de ángulos del sector, se tiene un  $BW_{\text{medio}}=44^\circ$  y  $BW_{\text{medio}}=29^\circ$  para el caso uniforme y algoritmos genéticos, respectivamente. Esto significa una reducción media de ancho de haz principal de  $15^\circ$  manteniendo un nivel máximo de lóbulos laterales de 0.24 con respecto al haz

principal, sobre todo el sector de  $120^\circ$ . Es decir, el diseño encontrado por el método de algoritmos genéticos establece una separación no uniforme que no presenta la generación de lóbulos tipo rejilla en ningún ángulo del sector de  $120^\circ$ .

En la Figura 13 se ilustra como el diseño encontrado por el método de algoritmos genéticos presenta una separación no uniforme, que reduce prácticamente el lóbulo tipo rejilla generado cuando el arreglo tiene una separación uniforme  $d > 0.5\lambda$  (Fig. 11). Los resultados que se muestran en esta Figura, se generan a partir de la ecuación 1, tomando en cuenta el diseño encontrado por el método de algoritmos genéticos, donde se considera  $\theta = [0, 180^\circ]$  y la dirección del haz principal  $\theta_0 = 45^\circ$ .

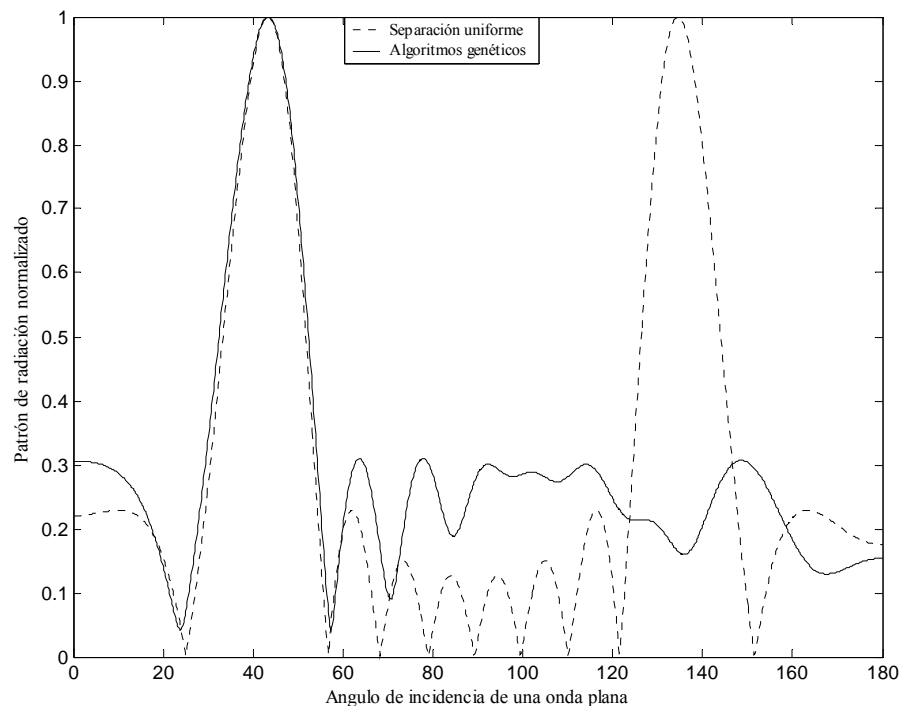


Figura 13. Comparación del patrón de radiación empleando un arreglo lineal de 8 elementos con separación uniforme  $d=0.7\lambda$ , y el diseño propuesto por el método de algoritmos genéticos que utiliza separación no uniforme ( $\theta_0 = 45^\circ$ ).

Como se pudo apreciar anteriormente, el diseño encontrado por el método de algoritmos genéticos mejora las características de radiación para un arreglo lineal, considerando la dirigibilidad del haz principal en un sector de  $120^\circ$ . Precisamente, dada la naturaleza de la geometría lineal, solamente puede dar cobertura en este intervalo de ángulos. A continuación se describe la problemática de optimización del arreglo circular, el cual proporciona una cobertura en todo el plano azimutal ( $360^\circ$ ).

### **III.4 ARREGLO CIRCULAR**

En esta sección se analiza la optimización de un arreglo circular de antenas empleando el método de algoritmos genéticos, considerando la dirigibilidad del haz principal. A diferencia de un arreglo lineal, el arreglo circular proporciona una dirigibilidad del haz principal en todo el plano azimutal ( $360^\circ$ ).

A partir de que las contribuciones de radiación de los elementos de antena son casi uniforme en cualquier ángulo del plano azimutal, el arreglo circular presenta un ancho de haz principal uniforme en todo el intervalo de  $360^\circ$ , presentando niveles altos, tanto de ancho de haz, como de nivel de lóbulos laterales, como se muestra en la Figura 14.

En la Figura 14 se ilustra el comportamiento del ancho de haz principal cuando se dirige sobre el plano azimutal. En este caso se considera un arreglo circular de 8 elementos con separación y excitación uniforme ( $d=\lambda/2$ ). Estos resultados se generan a partir de la ecuación 3, donde se considera  $\theta=[0, 360^\circ]$  y  $\theta_0$  se barre en el intervalo de  $[0^\circ, 360^\circ]$ .

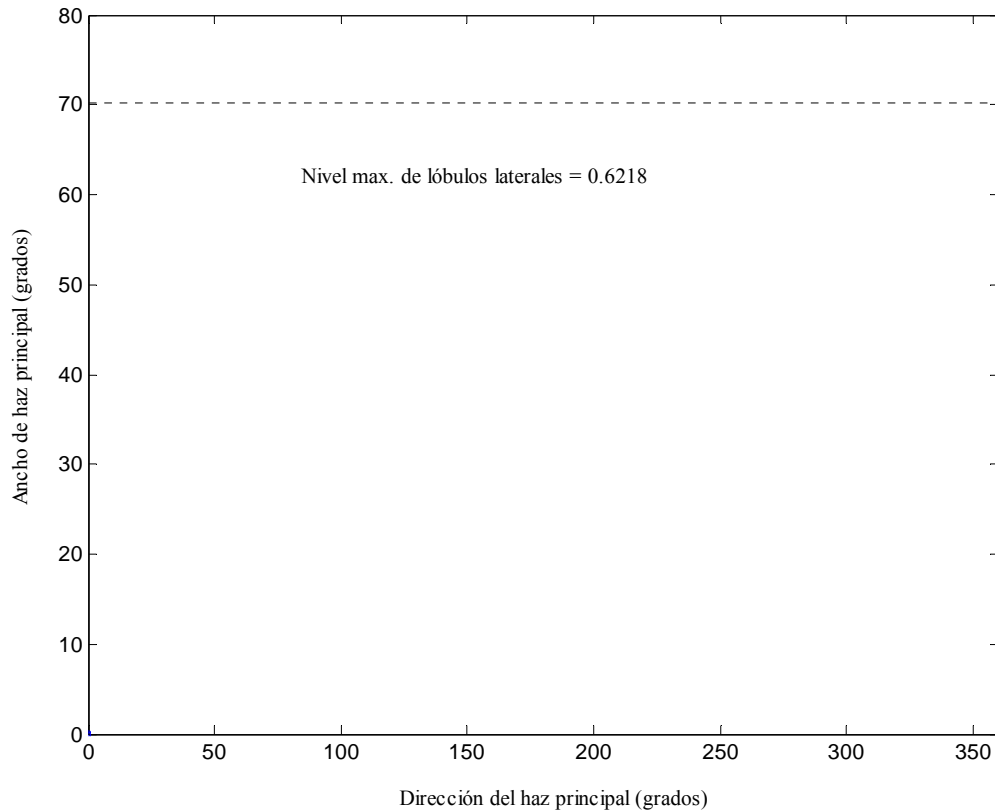


Figura 14. Comportamiento del ancho de haz principal cuando es dirigido en el plano azimutal ( $360^\circ$ ), para un arreglo circular de 8 elementos con separación y excitación uniforme ( $d=\lambda/2$ ).

Como se puede apreciar en la Figura 13, el arreglo circular presenta una respuesta uniforme del ancho de haz principal en todo el plano azimutal, presentando un ancho de haz promedio  $BW_{\text{medio}}=70^\circ$  y un nivel máximo de lóbulos laterales de 0.6218 (con respecto al haz principal) en todo el intervalo de  $360^\circ$ .

En cuanto a la optimización del diseño del arreglo circular, la problemática asociada es que las características de radiación deseadas (mínimo ancho de haz y mínimo nivel de lóbulos laterales) cambian para cada ángulo, en todo el intervalo de  $360^\circ$ , hacia donde se dirige el

haz principal. Es decir, ningún arreglo circular presenta el ancho de haz principal más grande, y el nivel de lóbulos laterales más alto para la dirección más alejada de  $90^\circ$  (broadside), como sucede en el arreglo lineal. En este caso, se debe optimizar el arreglo considerando todos los ángulos del plano azimutal ( $360^\circ$ ), con las restricciones de impedancia de los elementos de antena, como se llevó a cabo con el arreglo lineal. En la siguiente sección se establece la formulación del problema para este caso.

### III.4.1 FORMULACION DEL PROBLEMA

Para la aplicación de algoritmos genéticos, se sigue la metodología descrita en la sección 2.5. La función objetivo considera el patrón de radiación, dado en la ecuación (3), dirigido en todo el conjunto de ángulos de  $[0, 360^\circ]$ . En este caso, para un nivel de ancho de haz principal del patrón de radiación (dado que el ancho de haz principal se mantiene uniforme en todo el conjunto de ángulos), la función objetivo evolucionará el nivel de lóbulos laterales máximo que se encuentre barriendo el patrón de radiación en todos los ángulos de  $[0, 360^\circ]$ , hasta hacerlo lo mínimo posible.

Tomando en cuenta las siguientes definiciones:

Sea  $\theta_0 = \{\theta_1 = 0 \dots \theta_{MU} = 2\pi\}$  el conjunto de ángulos hacia donde se dirige el haz principal en el intervalo  $[0, 2\pi]$ . Sea  $m = \{\theta \in \Xi \mid |AF(\theta, \theta_1, \mathbf{I}, \mathbf{dm})| \geq |AF(\omega, \theta_1, \mathbf{I}, \mathbf{dm})| \dots \theta \in \Xi \mid |AF(\theta, \theta_{MU}, \mathbf{I}, \mathbf{dm})| \geq |AF(\omega, \theta_{MU}, \mathbf{I}, \mathbf{dm})| \forall \omega \in \Xi\}$  el conjunto de ángulos donde se tienen los máximos globales en  $\Xi=[0, \pi]$  para cada dirección del haz principal  $\theta_0$ . Sea  $q = \{\theta \in \Xi - \theta_1 \mid (\partial |AF| / \partial \theta) = 0 \dots \theta \in \Xi - \theta_{MU} \mid (\partial |AF| / \partial \theta) = 0\}$  el conjunto de ángulos donde se

tienen los máximos locales excluyendo el máximo global para cada dirección del haz principal  $\theta_0$  y  $p = \{\theta \in \Xi \mid |AF(\theta, \theta_1, \mathbf{I}, \mathbf{dm})| = 0 \dots \theta \in \Xi \mid |AF(\theta, \theta_{MU}, \mathbf{I}, \mathbf{dm})| = 0\}$  el conjunto de ángulos donde el patrón de radiación dirigido en cada ángulo de  $\theta_1=0$  a  $\theta_{MU}=2\pi$  cruza cero.

Basado en estas definiciones la función objetivo se puede escribir como:  $f_0 = SLL = \max_q (|AF(q, \mathbf{I}, \mathbf{dm})| / |AF(m, \mathbf{I}, \mathbf{dm})|)$ , el valor máximo de nivel de lóbulos laterales en todo el intervalo de dirigibilidad del haz principal, para un valor máximo de ancho de haz entre los primeros nulos  $p_{1+}$  (por la derecha de  $\theta_0$ ) y  $p_{1-}$  (por la izquierda),  $\max_p \{|p_{1+}(\theta_1, \mathbf{I}, \mathbf{dm}) - p_{1-}(\theta_1, \mathbf{I}, \mathbf{dm})| \dots |p_{1+}(\theta_{MU}, \mathbf{I}, \mathbf{dm}) - p_{1-}(\theta_{MU}, \mathbf{I}, \mathbf{dm})|\}$  que toma el patrón de radiación barriendo la dirección del haz principal en el intervalo  $[\theta_1=0, \theta_{MU}=2\pi]$ .

Por lo tanto, el problema de optimización es la minimización del nivel de lóbulos laterales ( $f_0$ ). Este problema se puede definir como:

*Minimizar* ( $f_0$ )

*sujeto a*  $\mathbf{dm} \in \mathbf{D}, \mathbf{Z} \in \Gamma, \mathbf{I} \in \Lambda,$

$BW = \text{Valor deseado},$

donde  $BW$  es el valor máximo de ancho de haz principal deseado en todo el intervalo de dirigibilidad del haz principal,  $\mathbf{D}, \mathbf{I}$  y  $\mathbf{Z}$  se definen como en el caso del arreglo lineal.

### III.4.2 RESULTADOS DE SIMULACION

La metodología descrita en la sección 2.5 se programó en una plataforma de simulación (MATLAB) para la aplicación de algoritmos genéticos en el diseño de un arreglo circular, los parámetros de simulación se establecieron como en el caso del arreglo lineal en la sección III.3.2. Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 15.

En la Figura 15 se muestra una comparación del comportamiento del ancho de haz principal, cuando se dirige sobre el plano azimutal empleando un arreglo circular de 8 elementos con separación ( $d=\lambda/2$ ) y excitación uniforme (Fig. 14), y cuando se aplica el método de algoritmos genéticos para optimizar el diseño del arreglo.

Las separaciones entre elementos de antena y las excitaciones encontradas por el método de algoritmos genéticos para el arreglo circular son:  $dm_1=0.5820$ ,  $dm_2=1.6561$ ,  $dm_3=1.3531$ ,  $dm_4=1.1981$ ,  $dm_5=0.6282$ ,  $dm_6=1.3702$ ,  $dm_7=1.3239$ ,  $dm_8=1.0280$  y  $I_1=8.3809$ ,  $I_2=5.4106$ ,  $I_3=6.6642$ ,  $I_4=7.2397$ ,  $I_5=8.8946$ ,  $I_6=1.9093$ ,  $I_7=5.6846$ ,  $I_8=7.2931$ , respectivamente. Los resultados que se muestran en la Figura 15, se generan a partir de la ecuación 3, considerando el diseño propuesto por algoritmos genéticos y el caso uniforme (Fig. 14). En este caso,  $\theta=[0, 360^\circ]$  y  $\theta_0$  se barre en el intervalo de  $[0^\circ, 360^\circ]$ .

Como se puede apreciar en la Figura 15, el diseño encontrado por el método de algoritmos genéticos proporciona un mejor desempeño en cuanto a las características del patrón de radiación (ancho de haz principal y nivel de lóbulos laterales) sobre todo el plano azimutal.



En este caso, el valor medio de ancho de haz y el nivel máximo de lóbulos laterales sobre todo el intervalo de ángulos entre  $[0, 360^\circ]$  es  $BW_{\text{medio}}=37^\circ$  y 0.3076, respectivamente. Con respecto al caso convencional de separación y excitación uniforme, ésto representa una reducción media de ancho de haz principal y de nivel de lóbulos laterales de casi el 50%, mejorando en gran medida las características de radiación del arreglo de antenas.

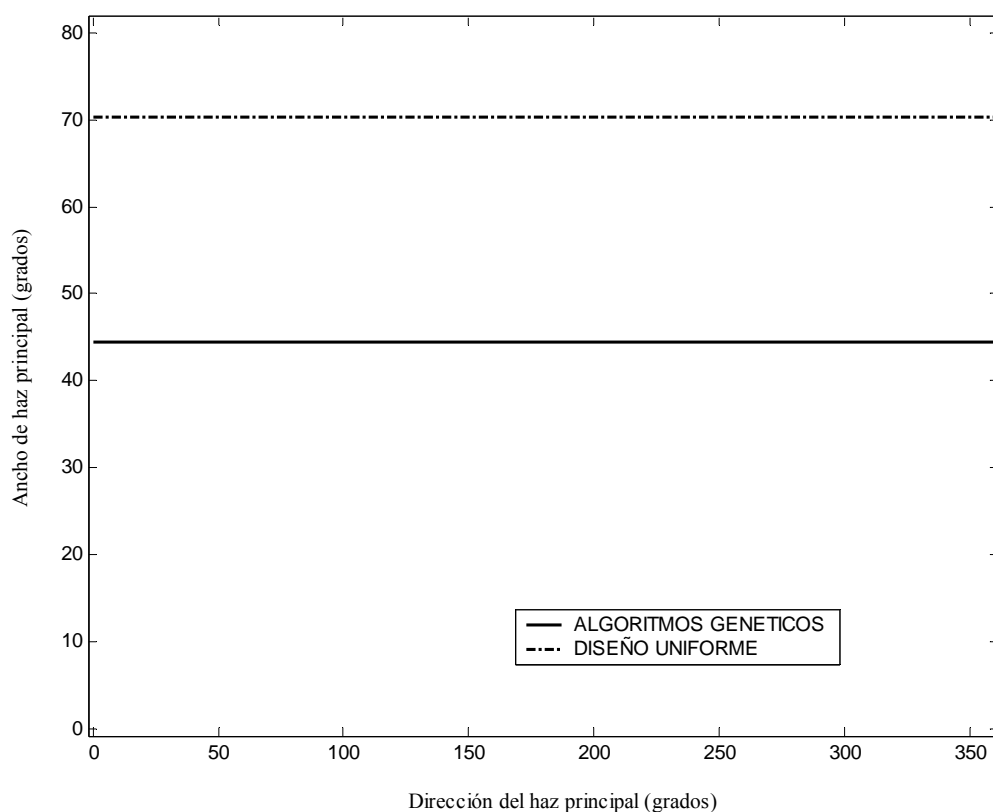


Figura 15. Comparación del comportamiento del ancho de haz principal cuando se dirige sobre el plano azimutal ( $360^\circ$ ), para un arreglo circular de 8 elementos con separación y excitación uniforme ( $d=\lambda/2$ ) y cuando se aplica el método de algoritmos genéticos.

En las últimas secciones, se ha observado, la optimización en el diseño de los arreglos lineal y circular. Dada la naturaleza propia de cada geometría, presentan ciertas diferencias en cuanto al intervalo de cobertura y características de radiación, ya citadas anteriormente.

En este caso, una información interesante para los diseñadores de arreglos de antenas sería cual de estas dos geometrías proporcionaría un mejor desempeño para dar servicio en una cierta área. En la siguiente sección se hace un análisis comparativo del desempeño de estas dos estructuras, en cuanto a las características del patrón de radiación generado.

### **III.5 ANÁLISIS COMPARATIVO DEL DESEMPEÑO DE UN ARREGLO LINEAL Y UNO CIRCULAR, EN CUANTO A LAS CARACTERÍSTICAS DE RADIACIÓN.**

En esta sección se realiza un análisis comparativo en cuanto al desempeño de un arreglo lineal y uno circular. En este análisis se consideran las características del patrón de radiación generado, cuando se aplica optimización en el diseño del arreglo empleando algoritmos genéticos. Como se mostró anteriormente, la diferencia básica entre las características de radiación de un arreglo lineal y uno circular, consiste en que el arreglo lineal sólo puede dar cobertura en un intervalo de  $120^\circ$ , y el arreglo circular proporciona una cobertura en todo el plano azimutal ( $360^\circ$ ).

El primer escenario que se analizará es la comparación de un arreglo lineal y uno circular, empleando el mismo número de elementos de antena para cubrir un sector de  $120^\circ$ . Para este escenario, un arreglo lineal presenta relativamente, mejores características de ancho de haz y nivel de lóbulos laterales, a partir de los resultados mostrados en la Figura 16.

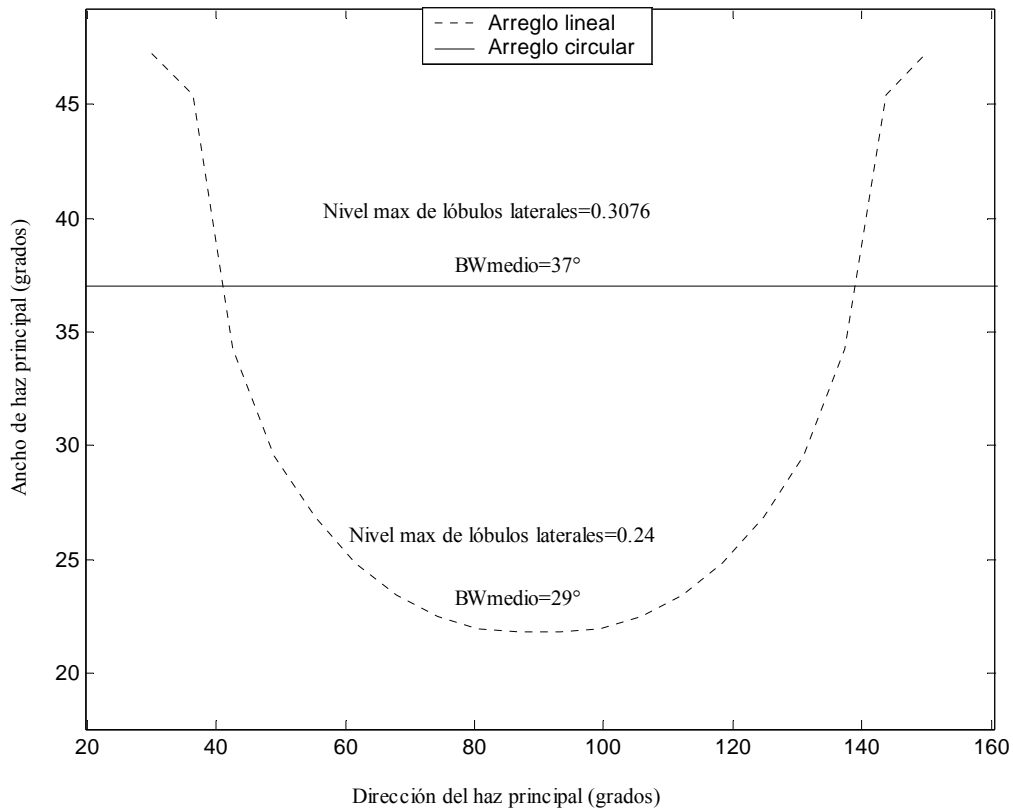


Figura 16. Comparación del comportamiento del ancho de haz principal dirigido sobre un sector de  $120^\circ$ , considerando un arreglo de 8 elementos de antena lineal y uno circular, cuando se aplica el método de algoritmos genéticos para optimizar el diseño del arreglo.

En la Figura 16 se muestra una comparación del comportamiento del ancho de haz principal dirigido sobre un sector de  $120^\circ$ , considerando un arreglo de 8 elementos de antena lineal y uno circular, cuando se aplica el método de algoritmos genéticos para optimizar el diseño del arreglo.

Como se puede apreciar en la Figura 16, el arreglo lineal presenta un mejor desempeño con respecto al arreglo circular, en cuanto a las características de ancho de haz principal y nivel de lóbulos laterales sobre el sector de  $120^\circ$ . Las características de radiación del arreglo

lineal y circular son  $BW_{\text{medio}} = 29^\circ$  y nivel máximo de lóbulos laterales = 0.24, y  $BW_{\text{medio}} = 37^\circ$  y nivel máximo de lóbulos laterales = 0.3076 sobre el sector de  $120^\circ$ , respectivamente.

Sin embargo, en un escenario donde se desea dar cobertura en un área de  $360^\circ$ , se requiere utilizar 3 arreglos lineales conformados en forma de un triángulo. Esto representa un aumento de 3 veces el número de elementos en el sistema de radiación, incrementando el costo del arreglo y del sistema a partir de que se requieren más dispositivos de procesamiento. Por lo tanto, para este escenario se comparan 3 arreglos lineales conformados en un triángulo y un arreglo circular para dar cobertura en todo el plano azimutal ( $360^\circ$ ). Para el caso de los 3 arreglos lineales, sólo es necesario conocer el desempeño de un arreglo lineal, a partir de que el mismo diseño se emplea en cada arreglo.

En la Figura 17 se ilustra una comparación del comportamiento del ancho de haz principal dirigido sobre todo el plano azimutal ( $360^\circ$ ), considerando 3 arreglos lineales de 8 elementos de antena y un arreglo circular de 24 elementos, cuando se aplica el método de algoritmos genéticos para optimizar el diseño del arreglo. En este ejemplo comparativo de diseño cada sistema de radiación utiliza el mismo número de elementos de antena. Es decir, a partir de que un arreglo circular puede dar cobertura en un área de  $360^\circ$ , y en el caso del arreglo lineal se requieren 3 arreglos de antenas, el arreglo circular utiliza 3 veces el número de elementos de antena empleados por el arreglo lineal.

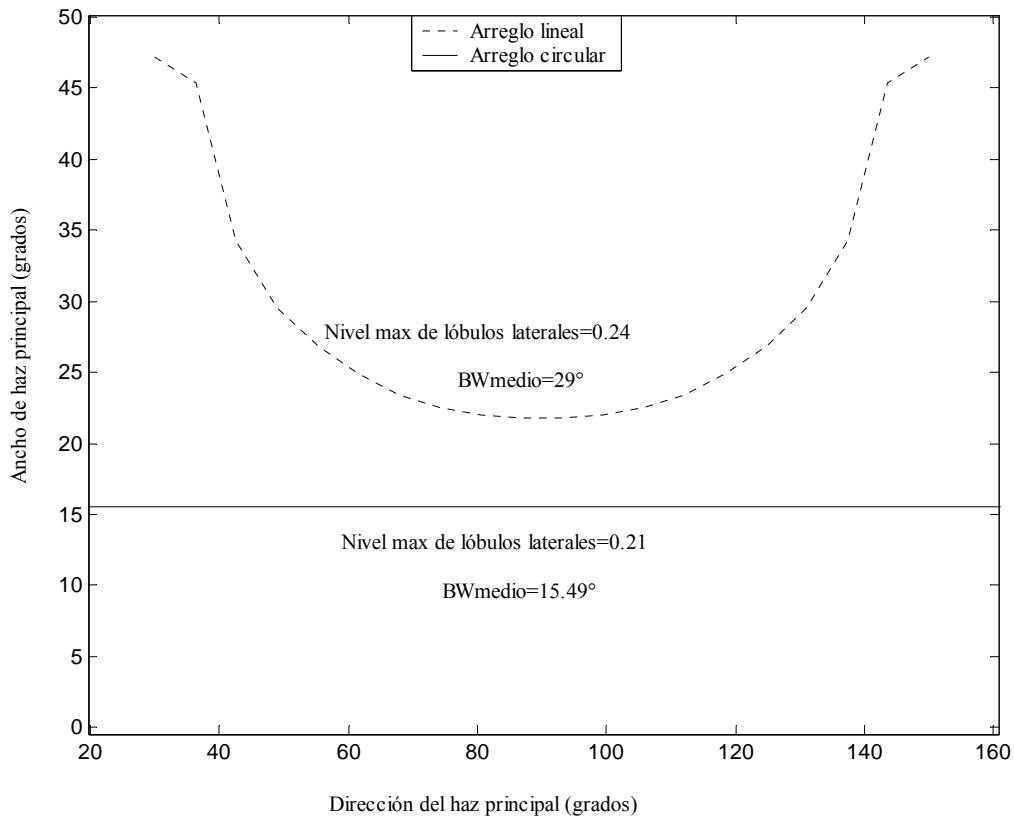


Figura 17. Comparación del comportamiento del ancho de haz principal dirigido sobre todo el plano azimutal ( $360^\circ$ ), considerando 3 arreglos lineales de 8 elementos de antena y un arreglo circular de 24 elementos, cuando se aplica el método de algoritmos genéticos para optimizar el diseño del arreglo.

Como se puede apreciar en la Figura 17, el arreglo circular presenta un mejor desempeño, en cuanto a las características de ancho de haz principal y nivel de lóbulos laterales sobre el área de  $360^\circ$ , con respecto a los 3 arreglos lineales. Esto se debe al incremento de 3 veces el número de elementos de antena, en el arreglo circular con respecto al arreglo lineal. En la Figura 17 sólo se muestran las características de radiación de un arreglo lineal, entendiéndose que el mismo diseño se aplica en cada arreglo para cubrir un sector de  $120^\circ$ , requiriendo 3 arreglos para cubrir  $360^\circ$ . Las características de

radiación del arreglo circular se mantienen en todo el intervalo de  $360^\circ$ , aunque para efectos de comparación sólo se muestran para un cierto intervalo. Las características de radiación del arreglo circular son un  $BW_{\text{medio}} = 15.49^\circ$  y nivel máximo de lóbulos laterales  $= 0.21$  sobre el área de  $360^\circ$ . Mientras tanto, 3 arreglos lineales conformados de tal forma, que se de cobertura en todo el plano azimuthal, presentan un  $BW_{\text{medio}} = 29^\circ$  y un nivel máximo de lóbulos laterales  $= 0.24$ .

### **III.6 CONCLUSIONES**

A partir de los resultados anteriores, se puede observar la flexibilidad que presenta el método de algoritmos genéticos al aplicarse en la optimización de diferentes estructuras de arreglos de antenas. Esto se debe a que los algoritmos genéticos nos permiten tratar con modelos de cualquier grado de libertad en los parámetros de diseño. Por lo tanto, el método de diseño de algoritmos genéticos se puede aplicar para evaluar diferentes estructuras y geometrías de arreglos de antenas, lo que puede traer consigo, la aparición de nuevas estructuras y topologías que mejoren cualquier estado del arte del diseño de arreglos de antenas.

En base a los resultados anteriores, se puede establecer que para dar servicio en un sector de  $120^\circ$ , un arreglo lineal proporciona un mejor desempeño, en cuanto a las características de radiación con respecto al arreglo circular. Sin embargo, si se desea cubrir un área de  $360^\circ$  un arreglo circular proporciona un mejor desempeño, en relación a tres arreglos lineales conformados para dar cobertura al área de  $360^\circ$ .

Hasta aquí, el problema de diseño de arreglos de antenas se ha planteado como un problema de optimización de objetivo simple. Es decir, el problema de optimización considera la minimización del ancho de haz en un nivel de lóbulos laterales fijo, o viceversa. Sin embargo, en cuanto a las características de radiación, el problema de diseño de arreglos de antenas consiste en minimizar dos objetivos en conflicto al mismo tiempo: *minimizar el nivel de lóbulos laterales* y *minimizar el ancho de haz principal*. Por lo tanto, este es un problema multi-objetivo natural.

Como aportación al estado del arte del diseño de arreglos de antenas, en el siguiente capítulo se plantea el problema de diseño de arreglos de antenas, como un problema multi-objetivo. Como solución a este problema se propone un algoritmo genético multi-objetivo, para calcular las curvas de intercambio de compromisos entre el nivel de lóbulos laterales y ancho de haz principal, para los casos de separación uniforme y no uniforme entre elementos de antena.



---

## IV. OPTIMIZACION MULTI-OBJETIVO EN EL DISEÑO DE ARREGLOS DE ANTENAS

### IV.1 INTRODUCCIÓN

En los capítulos anteriores el problema de diseño de arreglos de antenas, en cuanto a las características de radiación, se planteó como un problema de optimización de objetivo simple. Este problema consideró la minimización del ancho de haz principal en un nivel de lóbulos laterales fijo o viceversa.

Sin embargo, los parámetros que caracterizan el patrón de radiación de un arreglo de antenas, ancho de haz principal y nivel de lóbulos laterales son dos parámetros que están en conflicto. Es decir, existe un intercambio de compromisos entre ellos; usualmente, un parámetro no se puede mejorar sin sacrificar el otro [Stutzman, 1998]. Por lo tanto, en cuanto a las características del patrón de radiación, el problema de diseño de arreglos de antenas consiste en minimizar dos objetivos en conflicto al mismo tiempo: *minimizar el nivel de lóbulos laterales y minimizar el ancho de haz principal*. Este es un problema multi-objetivo natural [Panduro *et al*, 2005].



Como se pudo apreciar en el capítulo anterior, los métodos evolutivos como los algoritmos genéticos, son técnicas de diseño muy versátiles y flexibles. Sin embargo, la aplicación de métodos multi-objetivos para diseñar arreglos de antenas es muy escasa, pocos trabajos han sido reportados en la literatura (e.g. [Ansell y Hughes, 2001]). Además, la aplicación de técnicas de optimización multi-objetivo, para calcular las curvas de intercambio de compromisos de nivel de lóbulos laterales y ancho de haz principal, representa un problema en el diseño de arreglos de antenas que no ha sido abordado.

Un conjunto de soluciones de intercambio de compromisos entre nivel de lóbulos laterales y ancho de haz principal, proporcionaría la posible gama de opciones de diseño para un caso dado (separación uniforme y no uniforme). Esta información indicaría, bajo un conjunto de especificaciones del patrón de radiación dadas (ancho de haz y nivel de lóbulos laterales), cual configuración es más apropiada para proporcionar una mejor respuesta.

En este capítulo se muestra que el problema de diseño de arreglos de antenas, se puede plantear como un problema de optimización multi-objetivo. Para resolver este problema se analiza la aplicación de un algoritmo genético multi-objetivo, con el propósito de calcular las curvas de intercambio de compromisos del nivel de lóbulos laterales y ancho de haz para arreglos de antenas lineales y circulares. En el último caso, se aplica una excitación no uniforme a través del arreglo para encontrar la mejor combinación de separación y excitación. Además, se considera la dirigibilidad del haz principal para cada una de las geometrías del arreglo (lineal y circular) tomando en cuenta la restricción de los valores de

impedancia en cada uno de los elementos de antena, como se llevó a cabo en el capítulo anterior. En la siguiente sección se establece la formulación del problema de diseño multi-objetivo.

## IV.2 FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

Basado en las definiciones descritas en las secciones III.3.1 y III.4.1 del capítulo anterior, las funciones objetivos se pueden escribir como:  $f_1 = \max_q (|AF(q, \mathbf{I}, \mathbf{dm})| / |AF(m, \mathbf{I}, \mathbf{dm})|)$  y  $f_2 = \min_p \{|m - p(\mathbf{I}, \mathbf{dm})|\}$  para el arreglo lineal, y  $f_1 = \max_q (|AF(q, \mathbf{I}, \mathbf{dm})| / |AF(m, \mathbf{I}, \mathbf{dm})|)$ ,  $f_2 = \max_p \{|p_{1+(\theta_1, \mathbf{I}, \mathbf{dm})} - p_{1-(\theta_1, \mathbf{I}, \mathbf{dm})}| \dots |p_{1+(\theta_{MU}, \mathbf{I}, \mathbf{dm})} - p_{1-(\theta_{MU}, \mathbf{I}, \mathbf{dm})}|\}$  para el arreglo circular.

De esta forma, el problema de optimización es en el primer componente un problema minimax: minimización del máximo lóbulo lateral ( $f_1$ ), en el segundo componente es la minimización del ancho de haz principal ( $f_2$ ). Este problema se puede definir como:

$$\text{Minimizar } (f_1, f_2)$$

$$\text{sujeto a } \mathbf{dm} \in \mathbf{D}, \mathbf{Z} \in \Gamma, \mathbf{I} \in \Lambda$$

donde  $\mathbf{D}$ ,  $\mathbf{I}$  y  $\mathbf{Z}$  se definen como se hizo en el capítulo anterior.

En la siguiente sección se describe el método multi-objetivo, que se emplea para calcular las curvas de intercambio de compromisos entre nivel de lóbulos laterales y ancho de haz.

### IV.3 ALGORITMO GENÉTICO MULTI-OBJETIVO DE ORDENAMIENTO NO DOMINADO (NSGA-II)

El interés principal en este capítulo es calcular las curvas de intercambio de compromisos de diseño, para arreglos de antenas lineales y circulares. Para este propósito se propone utilizar un algoritmo genético. A partir de que están diseñados para manejar un multi-conjunto de soluciones en una iteración simple [Coello *et al*, 2003] y [Deb, 2001], los algoritmos genéticos son especialmente aplicables para problemas multi-objetivos. El procedimiento de optimización multi-objetivo evolutivo que se propone utilizar, se denomina algoritmo genético de ordenamiento no-dominado (NSGA-II [Deb *et al*, 2002]).

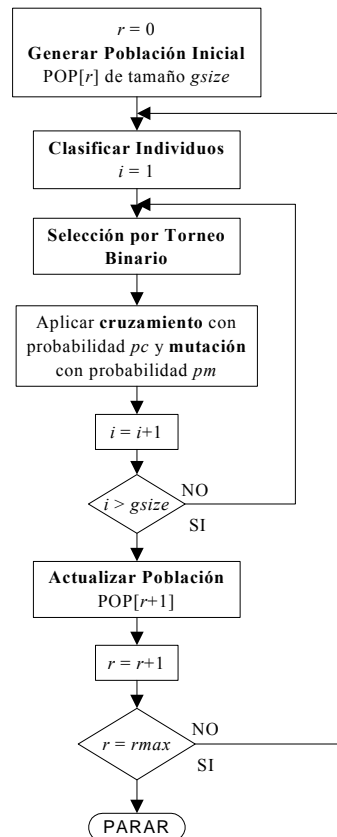


Figura 18. Diagrama de flujo para el algoritmo de optimización multi-objetivo NSGA-II

El algoritmo genético NSGA-II se propone por su factibilidad de programación en alguna plataforma de simulación (MATLAB, C++, etc), y su eficiencia en calcular *frentes no dominados*. En este caso, para explicar que significa un frente no dominado, sólo se necesita explicar que es un individuo no dominado. Sean  $a^1, a^2 \in \mathfrak{R}^n$  dos vectores de dimensión  $n$ . Se dice que  $a^1$  domina  $a^2$  si y sólo si  $a_i^1 \leq a_i^2 \forall i$  y  $a_i^1 < a_i^2$  para al menos un  $i$ . Dado un conjunto de vectores  $A$ , si no existe un vector simple en  $A$  que domine al vector  $a^i \in A$ , entonces se dice que  $a^i$  es un vector no-dominado de  $A$  (para detalles refiérase a [Steuer, 1986]). En nuestro caso  $a^i = [f_1(i) \ f_2(i)]^T$  es el vector de funciones objetivo para el individuo  $i$ . El procedimiento para el NSGA-II (Fig. 17) se describe a continuación.

La función **Generar Población Inicial** genera aleatoria y uniformemente un conjunto de individuos.

La idea principal en **Clasificar Individuos** es ordenar los individuos de acuerdo a su relación de dominancia, es decir, el conjunto de individuos no-dominados se encuentra en el frente 0. Después de remover los individuos de este frente, las soluciones no-dominadas estarán en el frente 1. El procedimiento continúa hasta que todos los individuos se asignen a algún frente.

En la **Selección por Torneo Binario** dos individuos se seleccionan de manera aleatoria, y el ganador es aquél que esté en el mejor frente. Si ambos individuos se encuentran en el mismo frente, entonces el individuo con la *distancia de amontonamiento local* más alta

[Deb, 2002] gana el torneo. Esta distancia proporciona información de que tan apiñado o lleno es el volumen alrededor de un individuo dado.

La función **Actualizar Población** asigna frentes a los individuos de la población generada por la unión de los padres e hijos. El procedimiento inicia copiando individuos en la nueva población, considerando primero los que estén ubicados en los mejores frentes, de manera que, el número de individuos en el último frente que se copiará, no sobrepase el tamaño de la población (*gsize*). En el último frente que se va a copiar, los individuos se ordenan de acuerdo a su distancia de amontonamiento local, eliminando aquellos individuos con una distancia de amontonamiento local más pequeña hasta que se completa el número de individuos (*gsize*) del tamaño de la población. [Deb *et al*, 2003] explica los detalles y procedimientos en cada uno de los pasos de este algoritmo. La representación de cada individuo, así como los operadores cruzamiento y mutación son como se explicaron en la sección 2.5 del capítulo 2.

#### **IV.4 RESULTADOS DE SIMULACION**

La metodología descrita en la sección previa se programó en una plataforma de simulación (MATLAB), para estudiar el comportamiento de las curvas de intercambio de compromisos, entre el ancho de haz principal y el nivel de lóbulos laterales en diferentes casos de diseño para arreglos lineales y circulares.

La dirigibilidad del haz principal se considera en cada uno de los casos, como se planteó en el capítulo anterior. En cada caso se realizaron varias simulaciones utilizando diferentes

números de elementos de antena ( $N=6, 8, 10, 12$ ). En estas simulaciones los parámetros del algoritmo, después de un procedimiento de prueba y error, se establecieron como se muestra en la Tabla 1. El objetivo de cada una de las simulaciones y los resultados obtenidos se explican en las siguientes subsecciones.

Tabla 1. Parámetros de simulación empleados en la aplicación del algoritmo NSGA-II para el problema de diseño de arreglos de antenas.

Número máximo de generaciones $rmax$	500
Tamaño de la población $gsize$	200
Probabilidad de cruzamiento $pc$	1.0
Probabilidad de mutación $pm$	0.1

#### **IV.4.1 ARREGLO LINEAL**

##### **IV.4.1.1 Caso transversal (broadside)**

El primer caso que se estudia es el caso transversal. Aunque, en este caso se considera la dirección del haz principal fija ( $90^\circ$ ), existe mucho interés en los diseñadores de arreglos de antenas por tener un conocimiento del comportamiento de las curvas de intercambio de compromisos de diseño, para este caso en particular. En el caso transversal utilizando una separación uniforme entre elementos de antena, existe un método que proporciona la solución óptima de Pareto, el método de Chebyshev. Por lo tanto, a partir de que los algoritmos genéticos no proporcionan información, si el algoritmo obtiene la solución óptima para un problema en particular, se pueden comparar los resultados de salida del algoritmo genético multi-objetivo con el método de Chebyshev, con la idea de verificar si

los resultados son cercanos a la solución óptima y extender la aplicación de este algoritmo a otros casos.

#### IV.4.1.1.1 Espaciamiento uniforme

En este caso se consideran arreglos lineales espaciados uniformemente para diferentes números de elementos de antena empleando el algoritmo NSGA-II y el método de Chebyshev. El objetivo es verificar si las soluciones no-dominadas generadas por el algoritmo NSGA-II son cercanas al frente de Pareto real generado por el método de Chebyshev. La Figura 19 muestra el resultado de esta simulación, es decir, el comportamiento de las curvas de intercambio de compromisos entre el ancho de haz y el nivel de lóbulos laterales. En esta Figura se puede apreciar que conforme el número de elementos de antena ( $N$ ) incrementa, se mejora el intercambio de compromisos entre el nivel de lóbulos laterales y ancho de haz.

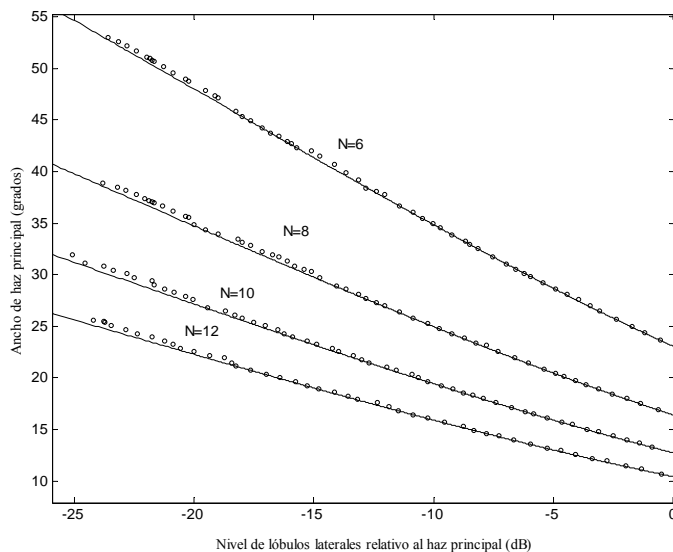


Figura 19. Curvas de intercambio de compromisos entre ancho de haz principal y nivel de lóbulos laterales obtenidas por el algoritmo NSGA-II (círculos) y el método de Chebyshev (línea sólida), para arreglos lineales espaciados uniformemente.

El comportamiento mostrado indica que el frente no-dominado obtenido por el algoritmo NSGA-II es muy cercano al frente de Pareto real que se obtiene con el método de Chebyshev. En este caso, las soluciones óptimas de Pareto se obtuvieron considerando un objetivo a la vez. Aunque el método de Chebyshev es capaz de generar las soluciones óptimas de Pareto, para este caso, se aplica solamente a arreglos lineales con separación uniforme con un número de elementos de tamaño moderado.

La Tabla 2 muestra el error cuadrático medio entre los resultados obtenidos por el algoritmo NSGA-II y el método de Chebyshev. El error  $\varepsilon$  que se considera se da por  $\varepsilon(SLL) = BW_{NSGA-II}(SLL) - BW_{chebyshev}(SLL)$ . En este caso,  $\varepsilon(SLL)$  es la diferencia entre el ancho de haz generado por el algoritmo NSGA-II,  $BW_{NSGA-II}(SLL)$ , y el ancho de haz generado por el método de Chebyshev,  $BW_{chebyshev}(SLL)$ , para un nivel de lóbulos laterales  $SLL$  dado. Una variación de error pequeña considerando diferente número de elementos de antena, se puede observar. Estos resultados muestran que el algoritmo NSGA-II produce una buena aproximación al frente de Pareto real independientemente del número de elementos de antena.

Tabla 2. Estimación del error entre los resultados de simulación obtenidos con el algoritmo NSGA-II y el método de Chebyshev.

Número de elementos de antena ( $N$ )	Error medio (grados)	Desviación estándar del error (grados)
6	0.1948	0.0266
8	0.2463	0.0303
10	0.2177	0.0283
12	0.2119	0.0283



#### IV.4.1.1.2 Espaciamiento no uniforme

Se ha observado que el algoritmo genético propuesto obtiene frentes no dominados muy cercanos al frente de Pareto real. Esto motiva a buscar los frentes no-dominados en el caso de separación no uniforme.

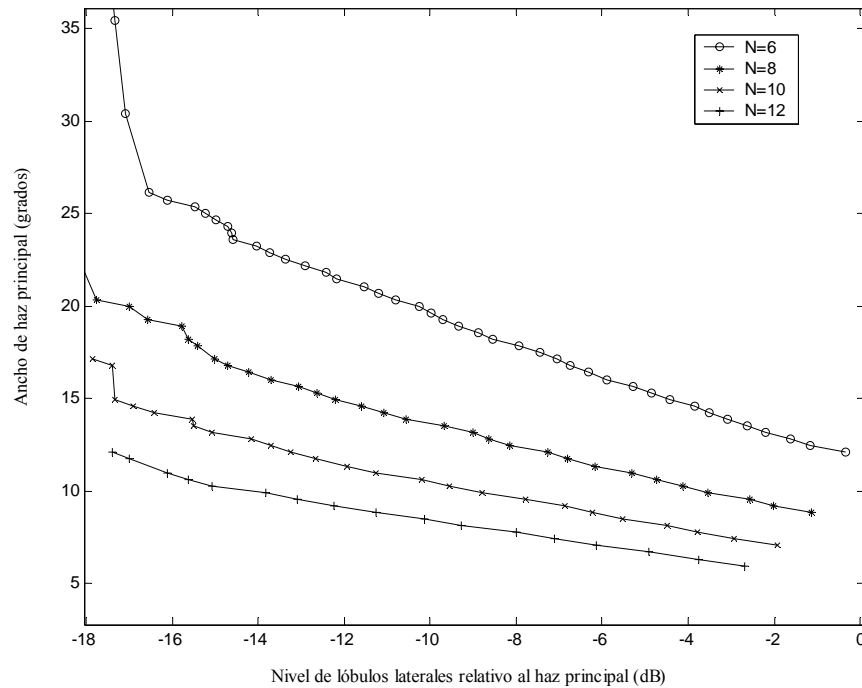


Figura 20. Curvas de intercambio de compromisos entre ancho de haz principal y nivel de lóbulos laterales obtenidas con el algoritmo NSGA-II para arreglos lineales con separación y excitación no uniforme.

La Figura 20 muestra el comportamiento de las curvas de intercambio de compromisos para arreglos lineales no uniformes con diferentes números de elementos de antenas, cuando una excitación no uniforme se aplica a través del arreglo. Como se puede apreciar, conforme el número de elementos de antena se incrementa, se mejora el intercambio de compromisos entre ancho de haz y nivel de lóbulos laterales, como es el caso de separación uniforme.

Cuando se comparan estos resultados con los presentados en la Figura 19, estas curvas ilustran la mejora en el intercambio de compromisos entre ancho de haz principal y nivel de lóbulos laterales para separación no uniforme comparado cuando se utiliza espaciamiento uniforme (Chebyshev). Este resultado es especialmente importante, debido a que, desde un punto de vista de diseño, un arreglo lineal con separación no uniforme puede proporcionar un mejor desempeño que un arreglo lineal con separación uniforme. La Tabla 3 muestra ejemplos de la distribución de elementos de antena y la excitación resultante, así como el tamaño del arreglo. En este caso, se proporcionan valores máximos y mínimos del tamaño del arreglo encontrados por el NSGA-II.

Finalmente, la Figura 21 muestra una comparación de la curva de intercambio de compromisos entre ancho de haz principal y nivel de lóbulos laterales obtenida por NSGA-II (caso de separación no uniforme), y el método de Chebyshev, considerando el mismo número de elementos de antena en todos los casos ( $N=10$ ). Como se puede observar en la Figura 21, el ancho de haz principal más angosto que el método de Chebyshev puede proporcionar es de 12.76 grados. Para este valor, el espaciamiento no uniforme proporciona una reducción máxima de nivel de lóbulos laterales de -14.36 dB. Además, el espaciamiento no uniforme proporciona una reducción de ancho de haz del 45.29%, cuando una excitación no uniforme se aplica a través del arreglo. En la Tabla 4 se puede apreciar que conforme el número de elementos de antena se incrementa los valores máximos de reducción de nivel de lóbulos laterales y ancho de haz con respecto al método de Chebyshev se incrementan para el caso de separación no uniforme.

Tabla 3. Ejemplos de la distribución de elementos y la excitación resultante obtenidas por el NSGA-II, para arreglos lineales con separación y excitación no uniforme

$N$	$SLL$ (dB)	$BW$ (deg)	$dm_1, dm_2, dm_3, dm_4 \dots dm_{N-1}; I_1, I_2, I_3, I_4 \dots I_N$	Apertura
6	-15.89	25.40	0.8443 $\lambda$ , 0.8472 $\lambda$ , 0.8522 $\lambda$ , 0.7983 $\lambda$ , 0.8290 $\lambda$ ; 3.7840, 4.2833, 5.3547, 5.2280, 4.5810, 3.8998	Min: 4.17 $\lambda$
	-13.9	23.24	0.8669 $\lambda$ , 0.8020 $\lambda$ , 0.8754 $\lambda$ , 0.8986 $\lambda$ , 0.8290 $\lambda$ ; 4.1401, 4.2833, 4.6950, 4.6384, 3.8927, 3.8998	4.27 $\lambda$
	-8.067	17.83	0.9014 $\lambda$ , 0.8911 $\lambda$ , 0.8913 $\lambda$ , 0.9278 $\lambda$ , 0.8628 $\lambda$ ; 5.8498, 2.9740, 2.4243, 3.8874, 2.9811, 6.2321	4.47 $\lambda$
	-0.289	11.71	0.9623 $\lambda$ , 0.9967 $\lambda$ , 0.9908 $\lambda$ , 0.9947 $\lambda$ , 0.9713 $\lambda$ ; 5.6781, 0.1168, 0.0701, 0.0487, 0.1092, 4.2925	Max: 4.91 $\lambda$
8	-16.77	18.55	0.8613 $\lambda$ , 0.8867 $\lambda$ , 0.8530 $\lambda$ , 0.8551 $\lambda$ , 0.8480 $\lambda$ , 0.8777 $\lambda$ , 0.7993 $\lambda$ ; 5.1874, 4.3218, 5.8465, 6.0912, 5.8568, 5.4705, 4.4916, 3.6715	Min: 5.98 $\lambda$
	-14.28	16.39	0.9154 $\lambda$ , 0.8815 $\lambda$ , 0.9209 $\lambda$ , 0.9231 $\lambda$ , 0.8160 $\lambda$ , 0.9270 $\lambda$ , 0.8347 $\lambda$ ; 5.1648, 4.3218, 4.4212, 6.0377, 4.6710, 4.8974, 4.4916, 4.6359	6.21 $\lambda$
	-8.732	12.79	0.9428 $\lambda$ , 0.9524 $\lambda$ , 0.8530 $\lambda$ , 0.9086 $\lambda$ , 0.9691 $\lambda$ , 0.9776 $\lambda$ , 0.8519 $\lambda$ ; 6.9560, 3.8987, 1.8731, 4.1507, 2.2780, 3.8081, 2.3123, 6.5847	6.45 $\lambda$
	-1.162	8.828	0.9568 $\lambda$ , 0.9524 $\lambda$ , 0.9936 $\lambda$ , 0.9755 $\lambda$ , 0.9744 $\lambda$ , 0.9776 $\lambda$ , 0.9838 $\lambda$ ; 5.1874, 0.3956, 0.2331, 0.0150, 0.4317, 0.1877, 1.3308, 7.6340	Max: 6.81 $\lambda$
10	-16.82	14.23	0.8423 $\lambda$ , 0.8996 $\lambda$ , 0.9032 $\lambda$ , 0.8265 $\lambda$ , 0.9357 $\lambda$ , 0.9699 $\lambda$ , 0.8157 $\lambda$ , 0.9921 $\lambda$ , 0.7520 $\lambda$ ; 6.2690, 5.0062, 4.9859, 6.5816, 6.9306, 6.8973, 5.9606, 5.7098, 4.5492, 3.6024	Min: 7.93 $\lambda$
	-14.36	12.43	0.8423 $\lambda$ , 0.9331 $\lambda$ , 0.9931 $\lambda$ , 0.8265 $\lambda$ , 0.9361 $\lambda$ , 0.9787 $\lambda$ , 0.8157 $\lambda$ , 0.9921 $\lambda$ , 0.8986 $\lambda$ ; 7.0213, 4.5746, 4.9859, 6.5816, 5.4331, 6.8015, 4.9636, 5.7098, 4.6933, 6.3475	8.21 $\lambda$
	-10.64	10.63	0.9079 $\lambda$ , 0.9567 $\lambda$ , 0.9207 $\lambda$ , 0.9136 $\lambda$ , 0.9400 $\lambda$ , 0.9699 $\lambda$ , 0.9053 $\lambda$ , 0.9474 $\lambda$ , 0.8986 $\lambda$ ; 6.2690, 3.1834, 2.8056, 3.6800, 4.3140, 2.7423, 3.0957, 2.8659, 2.7572, 6.8092	8.36 $\lambda$
	-1.740	7.027	0.9816 $\lambda$ , 0.9567 $\lambda$ , 0.9565 $\lambda$ , 0.9936 $\lambda$ , 0.9682 $\lambda$ , 0.9940 $\lambda$ , 0.9980 $\lambda$ , 0.9921 $\lambda$ , 0.9406 $\lambda$ ; 7.0213, 1.2733, 0.3348, 1.1552, 0.0328, 0.1652, 0.2213, 0.5726, 1.0772, 7.6498	Max: 8.78 $\lambda$
12	-16.10	10.99	0.8855 $\lambda$ , 0.8905 $\lambda$ , 0.9917 $\lambda$ , 0.8469 $\lambda$ , 0.9610 $\lambda$ , 0.9276 $\lambda$ , 0.8699 $\lambda$ , 0.9886 $\lambda$ , 0.8622 $\lambda$ , 0.9813 $\lambda$ , 0.8012 $\lambda$ ; 4.0276, 4.4990, 4.5163, 4.1939, 5.1133, 5.9811, 6.0489, 6.4257, 6.5058, 4.3693, 4.3445, 6.6729	Min: 10.0 $\lambda$
	-14.86	10.27	0.8986 $\lambda$ , 0.9990 $\lambda$ , 0.9917 $\lambda$ , 0.8469 $\lambda$ , 0.9610 $\lambda$ , 0.9276 $\lambda$ , 0.8699 $\lambda$ , 0.9886 $\lambda$ , 0.8622 $\lambda$ , 0.9813 $\lambda$ , 0.8012 $\lambda$ ; 6.9540, 4.4990, 4.5163, 4.1939, 5.1133, 5.9811, 6.0489, 6.4257, 6.5058, 4.3693, 4.3445, 6.6729	10.12 $\lambda$
	-7.98	7.74	0.9245 $\lambda$ , 0.9990 $\lambda$ , 0.8336 $\lambda$ , 0.9922 $\lambda$ , 0.9967 $\lambda$ , 0.9986 $\lambda$ , 0.8699 $\lambda$ , 0.9886 $\lambda$ , 0.9574 $\lambda$ , 0.9813 $\lambda$ , 0.9125 $\lambda$ ; 6.9540, 3.0256, 1.9472, 1.4147, 2.1078, 2.9592, 0.7051, 3.5520, 1.3062, 1.9727, 2.9998, 6.2676	10.45 $\lambda$
	-2.587	5.945	0.9245 $\lambda$ , 0.9990 $\lambda$ , 0.9987 $\lambda$ , 0.9623 $\lambda$ , 0.9967 $\lambda$ , 0.9986 $\lambda$ , 0.9469 $\lambda$ , 0.9886 $\lambda$ , 0.9783 $\lambda$ , 0.9911 $\lambda$ , 0.9125 $\lambda$ ; 6.7034, 0.7390, 0.0820, 0.0460, 0.5158, 0.2663, 0.4051, 1.0763, 0.5010, 0.2906, 2.2032, 6.2676	Max: 10.7 $\lambda$

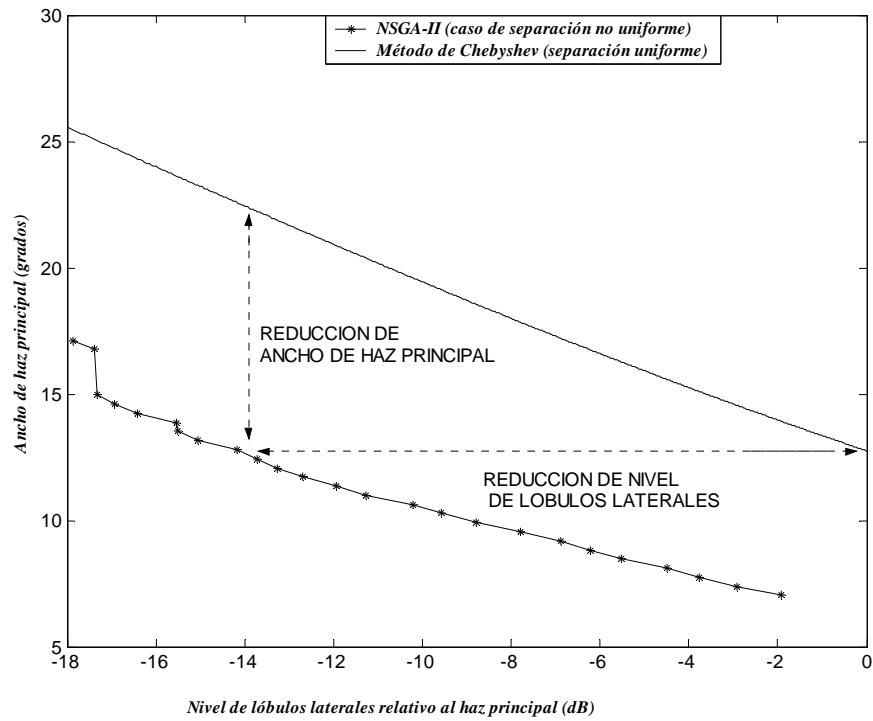


Figura 21. Comparación entre la curva de intercambio de compromisos de nivel de lóbulos laterales y ancho de haz, obtenida por el algoritmo NSGA-II (separación no uniforme) y el método de Chebyshev para  $N=10$ .

Tabla 4. Reducción máxima de nivel de lóbulos laterales y ancho de haz con respecto al método de Chebyshev, para el caso de separación no uniforme

NUMERO DE ELEMENTOS ( $N$ )	REDUCCION MAX. DE $SLL$ (dB)	REDUCCION DE $BW$ MEDIO (%)
6	-13.90	42.70
8	-14.26	44.40
10	-14.34	44.51
12	-15.33	46.55

#### IV.4.1.2 Caso que considera la dirigibilidad del haz principal

En los apartados anteriores se ilustraron las curvas de intercambio de compromisos de diseño para arreglos lineales considerando el caso broadside. Sin embargo, en aplicaciones como los sistemas de antenas inteligentes, donde el haz principal del patrón de radiación se dirige hacia la dirección del usuario de interés, la respuesta del patrón de radiación debe ser óptima, considerando la dirigibilidad del haz, para dar cobertura sobre un cierto intervalo de ángulos o sector, como se analizó en el capítulo anterior.

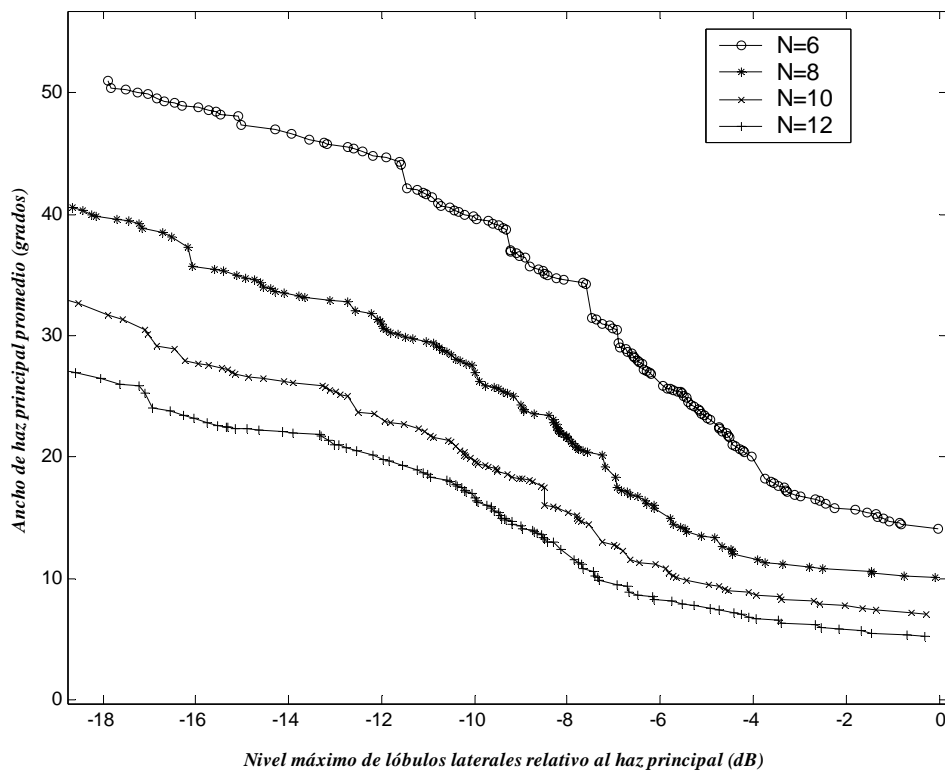


Figura 22. Curvas de intercambio de compromisos entre  $BW$  medio y  $SLL$  máximo, obtenidas con el algoritmo NSGA-II para arreglos lineales considerando la dirigibilidad del haz principal sobre un sector de  $120^\circ$ .

La Figura 22 muestra el comportamiento de las curvas de intercambio de compromisos de diseño, para arreglos lineales no uniformes con diferentes números de elementos de antenas, cuando se considera la dirigibilidad del haz principal sobre un intervalo de ángulos de  $120^\circ$ . Los valores de ancho de haz ( $BW$ ) que se consideran en los resultados mostrados en la Figura 22, es el valor promedio de ancho de haz barriendo el patrón de radiación sobre todo el intervalo de ángulos. Además, el nivel de lóbulos laterales que se considera, es el nivel máximo de lóbulos laterales encontrado barriendo el patrón de radiación en todo el sector.

Como se puede apreciar en la Figura 22, conforme el número de elementos de antena se incrementa, se mejora el intercambio de compromisos de diseño, como sucedió en los casos anteriores. Cuando se comparan estos resultados con los presentados en la Figura 20, estas curvas ilustran una degradación en el intercambio de compromisos de diseño cuando se considera la dirigibilidad del haz principal, con respecto al caso broadside.

Estas curvas de intercambio de compromisos de diseño proporcionarán al diseñador de arreglos de antenas la siguiente información, dado un ancho de haz medio el valor mínimo del nivel máximo de lóbulos laterales (ó viceversa) que se puede tener físicamente, en un intervalo de ángulos de  $120^\circ$ . La Tabla 5 muestra ejemplos de la distribución de elementos de antena y la excitación resultante. Esta Tabla ilustra que el NSGA-II encuentra la apertura de tamaño más grande para valores pequeños de nivel de lóbulos laterales considerando diferentes números de elementos de antenas.

Tabla 5. Ejemplos de la distribución de elementos y la excitación resultante obtenidas por el NSGA-II, para arreglos lineales con separación y excitación no uniforme cuando se considera la dirigibilidad del haz principal en un intervalo de ángulos de 120°.

$N$	$SLL$ (dB)	$BW$ (deg)	$dm_1, dm_2, dm_3, dm_4 \dots dm_{N-1}; I_1, I_2, I_3, I_4 \dots I_N$	Apertura
6	-17.99	51.15	0.4638 $\lambda$ , 0.3843 $\lambda$ , 0.4174 $\lambda$ , 0.4467 $\lambda$ , 0.3793 $\lambda$ ; 1.3541, 3.2558, 4.5067, 4.6100, 3.6853, 2.9040	Min: 2.09 $\lambda$
	-13.92	45.54	0.4055 $\lambda$ , 0.4219 $\lambda$ , 0.4376 $\lambda$ , 0.4467 $\lambda$ , 0.4668 $\lambda$ ; 3.9668, 4.1002, 5.1199, 4.3312, 4.1453, 4.0947	2.17 $\lambda$
	-8.79	38.13	0.4638 $\lambda$ , 0.4219 $\lambda$ , 0.9999 $\lambda$ , 0.4467 $\lambda$ , 1.4628 $\lambda$ ; 6.2302, 6.2224, 5.1199, 4.6602, 5.1097, 4.9804	3.79 $\lambda$
	-0.0252	14.05	1.9514 $\lambda$ , 1.9726 $\lambda$ , 1.9924 $\lambda$ , 1.9881 $\lambda$ , 1.8928 $\lambda$ ; 6.9639, 1.1541, 1.1627, 1.2939, 2.5900, 6.9799	Max: 9.79 $\lambda$
8	-18.23	40.89	0.4549 $\lambda$ , 0.4095 $\lambda$ , 0.4937 $\lambda$ , 0.3740 $\lambda$ , 0.4561 $\lambda$ , 0.3974 $\lambda$ , 0.3818 $\lambda$ ; 1.7379, 4.9814, 5.1272, 5.1520, 3.5844, 3.7522, 3.7474, 4.4448	Min: 2.96 $\lambda$
	-12.74	33.69	0.4317 $\lambda$ , 0.5234 $\lambda$ , 0.4197 $\lambda$ , 0.5330 $\lambda$ , 0.4007 $\lambda$ , 0.4720 $\lambda$ , 0.4564 $\lambda$ ; 5.6241, 3.7557, 5.0673, 4.4454, 4.7037, 3.9950, 5.2752, 2.7023	3.23 $\lambda$
	-8.713	26.59	0.8326 $\lambda$ , 1.0544 $\lambda$ , 0.4937 $\lambda$ , 1.5031 $\lambda$ , 0.4561 $\lambda$ , 0.4467 $\lambda$ , 0.4432 $\lambda$ ; 4.5862, 4.9814, 5.1272, 5.1520, 3.5844, 3.7522, 3.7474, 4.4448	5.22 $\lambda$
	0.000	10.02	1.9836 $\lambda$ , 1.9805 $\lambda$ , 1.9498 $\lambda$ , 1.9408 $\lambda$ , 1.9997 $\lambda$ , 1.9732 $\lambda$ , 1.9612 $\lambda$ ; 6.9040, 2.9594, 1.0946, 1.4073, 1.1879, 1.3693, 1.2550, 6.9310	Max: 13.7 $\lambda$
10	-18.51	32.43	0.4487 $\lambda$ , 0.4676 $\lambda$ , 0.4710 $\lambda$ , 0.5040 $\lambda$ , 0.4576 $\lambda$ , 0.4272 $\lambda$ , 0.4652 $\lambda$ , 0.5193 $\lambda$ , 0.3260 $\lambda$ ; 3.2158, 4.5400, 4.7413, 5.4574, 5.8343, 5.2705, 5.7180, 2.9392, 2.8818, 1.3267	Min: 4.08 $\lambda$
	-14.86	27.54	0.4487 $\lambda$ , 0.4669 $\lambda$ , 0.4710 $\lambda$ , 0.5040 $\lambda$ , 0.4576 $\lambda$ , 0.4272 $\lambda$ , 0.4652 $\lambda$ , 0.5193 $\lambda$ , 0.3787 $\lambda$ ; 5.5907, 4.5400, 4.7413, 5.4574, 6.2817, 5.0553, 5.1912, 6.1143, 3.8153, 4.6595	4.13 $\lambda$
	-11.80	21.97	0.4663 $\lambda$ , 0.3653 $\lambda$ , 0.4710 $\lambda$ , 0.5040 $\lambda$ , 0.4576 $\lambda$ , 0.4272 $\lambda$ , 0.9258 $\lambda$ , 1.0282 $\lambda$ , 0.4531 $\lambda$ ; 3.9688, 5.2287, 4.7413, 4.5776, 5.8343, 5.0553, 5.7180, 6.1143, 3.8153, 6.1456	5.09 $\lambda$
	-0.005	7.270	1.9572 $\lambda$ , 1.9682 $\lambda$ , 1.9956 $\lambda$ , 1.9751 $\lambda$ , 1.9804 $\lambda$ , 1.9483 $\lambda$ , 1.9829 $\lambda$ , 1.9647 $\lambda$ , 1.9518 $\lambda$ ; 0.9941, 0.1398, 0.0696, 0.0039, 0.0710, 0.0350, 0.0320, 0.0231, 0.0315, 0.9086	Max: 17.7 $\lambda$
12	-9.935	17.54	0.4139 $\lambda$ , 1.4000 $\lambda$ , 1.3664 $\lambda$ , 0.6039 $\lambda$ , 0.9207 $\lambda$ , 0.3941 $\lambda$ , 0.4824 $\lambda$ , 0.3459 $\lambda$ , 0.9191 $\lambda$ , 1.4835 $\lambda$ , 0.9423 $\lambda$ ; 4.0745, 4.7357, 3.6432, 4.9068, 3.3443, 3.5152, 4.8976, 3.5456, 5.3644, 4.5532, 5.6739, 5.2883	Min: 9.27 $\lambda$
	-6.695	10.05	0.4139 $\lambda$ , 1.7561 $\lambda$ , 1.9924 $\lambda$ , 1.9744 $\lambda$ , 1.9274 $\lambda$ , 1.9900 $\lambda$ , 1.9772 $\lambda$ , 1.9503 $\lambda$ , 0.9191 $\lambda$ , 1.4835 $\lambda$ , 0.9423 $\lambda$ ; 5.4207, 5.5517, 1.1889, 1.2645, 3.6813, 3.1581, 2.9591, 3.6671, 1.2476, 6.9574, 4.4296, 6.7013	17.32 $\lambda$
	-4.403	7.478	0.9514 $\lambda$ , 1.9878 $\lambda$ , 1.9924 $\lambda$ , 1.9744 $\lambda$ , 1.9274 $\lambda$ , 1.9900 $\lambda$ , 1.9772 $\lambda$ , 1.9805 $\lambda$ , 1.9595 $\lambda$ , 1.9011 $\lambda$ , 1.5191 $\lambda$ ; 6.7151, 4.4245, 1.1889, 1.0740, 1.5917, 1.1844, 1.1235, 2.1427, 1.2476, 1.0478, 5.6739, 6.9277	20.16 $\lambda$
	-0.980	6.102	1.8827 $\lambda$ , 1.9878 $\lambda$ , 1.9924 $\lambda$ , 1.9744 $\lambda$ , 1.9274 $\lambda$ , 1.9900 $\lambda$ , 1.9772 $\lambda$ , 1.9503 $\lambda$ , 1.9595 $\lambda$ , 1.9768 $\lambda$ , 1.5191 $\lambda$ ; 6.7151, 5.0605, 1.1889, 1.0740, 1.1237, 1.1844, 1.1235, 1.2327, 1.1691, 1.0478, 6.8265, 6.9277	Max: 21.1 $\lambda$

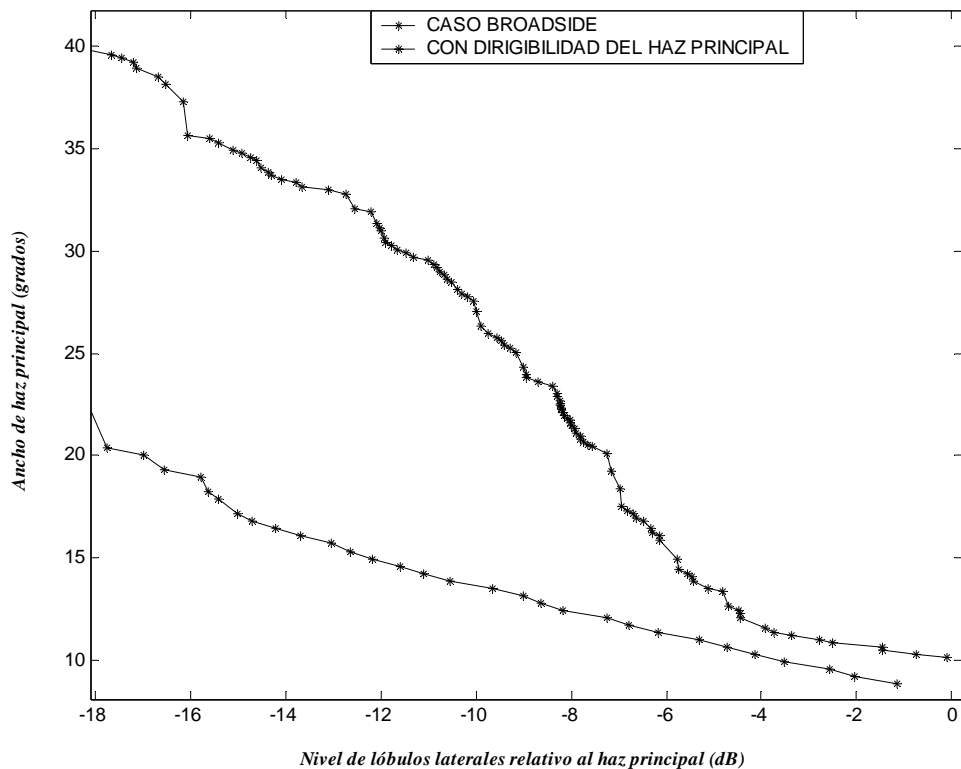


Figura 23. Comparación entre la curva de intercambio de compromisos de diseño, obtenida por el algoritmo NSGA-II cuando se considera dirigibilidad del haz principal y el caso broadside para  $N=10$ .

Finalmente, la Figura 23 muestra una comparación de la curva de intercambio de compromisos de diseño obtenida por el algoritmo NSGA-II, cuando se considera dirigibilidad del haz principal y el caso broadside, para el mismo número de elementos de antena en ambos casos ( $N=10$ ). Como se puede observar en la Figura 23, cuando se considera dirigibilidad del haz principal, el intercambio de compromisos de diseño se deteriora. Esto se debe a que el caso broadside, solamente considera la evaluación del ancho de haz y nivel de lóbulos laterales en una dirección en particular ( $90^\circ$ ), mientras tanto, cuando se diseña un arreglo con dirigibilidad del haz se evalúa el ancho de haz y el



nivel de lóbulos laterales barriendo el patrón de radiación sobre todo el conjunto de ángulos en el sector, en este caso de  $120^\circ$ .

#### IV.4.2 ARREGLO CIRCULAR

Los algoritmos genéticos permiten incluir cualquier grado de libertad en las variables de diseño. Por lo tanto, el método propuesto se puede aplicar para encontrar los frentes no dominados en el diseño de diferentes geometrías y estructuras.

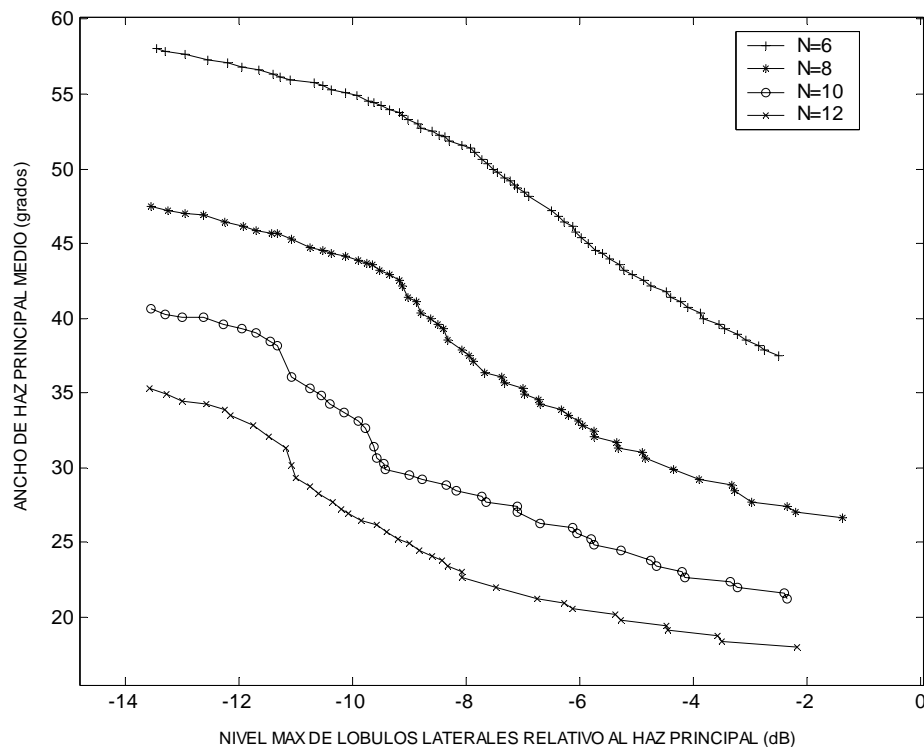


Figura 24. Curvas de intercambio de compromisos entre  $BW$  medio y  $SLL$  máximo, obtenidas con el algoritmo NSGA-II para arreglos circulares considerando la dirigibilidad del haz principal sobre el plano azimuthal ( $360^\circ$ ).

La Figura 24 muestra el comportamiento de las curvas de intercambio de compromisos de diseño, para arreglos circulares no uniformes con diferentes números de elementos de

antenas, cuando se considera la dirigibilidad del haz principal sobre el plano azimutal  $360^\circ$ . De igual manera, que en el caso anterior, los valores de ancho de haz ( $BW$ ) que se consideran en los resultados mostrados en la Figura 24, es el valor promedio de ancho de haz barriendo el patrón de radiación sobre todo el plano azimutal. Además, el nivel de lóbulos laterales que se considera, es el nivel máximo de lóbulos laterales encontrado barriendo el patrón de radiación en todo el intervalo de ángulos.

Los resultados mostrados en la Figura 23 proporcionan al diseñador de arreglo de antenas, información a cerca del límite físico, en cuanto a las características de radiación de un arreglo circular. En este caso se emplean diferentes números de elementos de antenas, considerando que el haz principal se puede dirigir en todo el plano azimutal, a diferencia de un arreglo lineal que solamente puede cubrir un sector de  $120^\circ$ .

Como sucedió en el caso del arreglo lineal, cuando se comparan los resultados del intercambio de compromisos de diseño considerando la dirigibilidad del haz principal, con respecto al caso cuando se considera sólo una dirección en particular, el intercambio de compromisos de diseño para arreglos circulares presenta una degradación. Esto se puede apreciar en la Figura 25.

En la Figura 25 se muestra una comparación de la curva de intercambio de compromisos de diseño obtenida por el algoritmo NSGA-II, cuando se considera dirigibilidad del haz

principal y el caso cuando se considera una sola dirección del haz en  $0^\circ$ , empleando el mismo número de elementos de antena en ambos casos ( $N=10$ ).

Tabla 6. Ejemplos de la distribución de elementos y la excitación resultante obtenidas por el NSGA-II, para arreglos circulares con separación y excitación no uniforme cuando se considera la dirigibilidad del haz principal sobre el plano azimutal  $360^\circ$ .

$N$	$SLL$ (dB)	$BW$ (deg)	$dm_1, dm_2, dm_3, dm_4 \dots dm_N; I_1, I_2, I_3, I_4 \dots I_N$	Apertura
6	-13.69	57.18	0.4547 $\lambda$ , 0.3734 $\lambda$ , 0.4184 $\lambda$ , 0.4571 $\lambda$ , 0.3699 $\lambda$ , 0.4571 $\lambda$ ; 1.3891, 3.3558, 4.4069, 5.6100, 4.6853, 2.9345	Min: 2.53 $\lambda$
	-10.12	54.84	0.4175 $\lambda$ , 0.4314 $\lambda$ , 0.4299 $\lambda$ , 0.4569 $\lambda$ , 0.4559 $\lambda$ , 0.4691 $\lambda$ ; 3.8876, 4.1023, 5.1123, 4.3111, 4.1251, 4.0947	2.66 $\lambda$
	-6.23	46.17	0.4711 $\lambda$ , 0.4321 $\lambda$ , 0.9999 $\lambda$ , 0.4467 $\lambda$ , 1.4628 $\lambda$ , 1.4621 $\lambda$ ; 6.2302, 6.2224, 5.1199, 4.6602, 5.1097, 4.9804	5.27 $\lambda$
	-2.11	37.50	1.9110 $\lambda$ , 1.9521 $\lambda$ , 1.9824 $\lambda$ , 1.9885 $\lambda$ , 1.9284 $\lambda$ , 1.9284 $\lambda$ ; 6.9639, 1.1541, 1.1627, 1.2939, 2.5900, 6.9799	Max: 11.6 $\lambda$
8	-13.72	47.09	0.4443 $\lambda$ , 0.4193 $\lambda$ , 0.4899 $\lambda$ , 0.3741 $\lambda$ , 0.4161 $\lambda$ , 0.4010 $\lambda$ , 0.3911 $\lambda$ , 0.38765 $\lambda$ ; 1.7181, 4.9219, 5.1172, 5.1529, 3.6841, 3.1529, 3.6474, 4.4448	Min: 3.32 $\lambda$
	-11.05	44.92	0.4317 $\lambda$ , 0.5234 $\lambda$ , 0.4198 $\lambda$ , 0.5332 $\lambda$ , 0.4019 $\lambda$ , 0.4723 $\lambda$ , 0.4568 $\lambda$ , 0.4566 $\lambda$ ; 5.6347, 3.7589, 5.0687, 5.4459, 5.7031, 3.9951, 5.2752, 3.7823	3.69 $\lambda$
	-6.70	34.88	0.8326 $\lambda$ , 1.0544 $\lambda$ , 0.4937 $\lambda$ , 1.5031 $\lambda$ , 0.4561 $\lambda$ , 0.4467 $\lambda$ , 0.4432 $\lambda$ , 0.4439 $\lambda$ ; 5.5962, 4.9864, 5.1271, 4.1520, 3.5844, 3.7522, 3.7474, 4.4448	5.67 $\lambda$
	-1.26	26.42	1.9631 $\lambda$ , 1.9805 $\lambda$ , 1.9197 $\lambda$ , 1.9408 $\lambda$ , 1.9197 $\lambda$ , 1.9732 $\lambda$ , 1.9218 $\lambda$ , 1.9217 $\lambda$ ; 6.9100, 2.9294, 1.0941, 1.4173, 1.1879, 1.3693, 1.2550, 6.9319	Max: 15.5 $\lambda$
10	-13.83	41.50	0.4189 $\lambda$ , 0.4676 $\lambda$ , 0.4117 $\lambda$ , 0.5141 $\lambda$ , 0.4576 $\lambda$ , 0.4377 $\lambda$ , 0.4652 $\lambda$ , 0.6191 $\lambda$ , 0.3260 $\lambda$ , 0.4465 $\lambda$ ; 3.2158, 4.5400, 4.7413, 5.4574, 5.8343, 5.2705, 5.7180, 2.9392, 2.8818, 1.3267	Min: 4.56 $\lambda$
	-9.02	29.07	0.4187 $\lambda$ , 0.4669 $\lambda$ , 0.4711 $\lambda$ , 0.5040 $\lambda$ , 0.4576 $\lambda$ , 0.4672 $\lambda$ , 0.4189 $\lambda$ , 0.5193 $\lambda$ , 0.3787 $\lambda$ , 0.3187 $\lambda$ ; 1.5907, 4.5120, 4.7118, 5.4579, 6.2817, 5.0553, 5.1912, 6.1178, 3.8178, 1.6599	4.13 $\lambda$
	-5.80	24.28	0.5664 $\lambda$ , 0.3738 $\lambda$ , 0.4119 $\lambda$ , 0.5049 $\lambda$ , 0.4576 $\lambda$ , 0.4272 $\lambda$ , 0.9258 $\lambda$ , 1.0282 $\lambda$ , 0.4531 $\lambda$ , 0.4531 $\lambda$ ; 3.9688, 5.2287, 4.7413, 4.5776, 5.8343, 5.0553, 5.7180, 6.1143, 3.8153, 6.1456	5.60 $\lambda$
	-2.03	22.33	1.9179 $\lambda$ , 1.8689 $\lambda$ , 1.9956 $\lambda$ , 1.9867 $\lambda$ , 1.9804 $\lambda$ , 1.9189 $\lambda$ , 1.9865 $\lambda$ , 1.9347 $\lambda$ , 1.9518 $\lambda$ , 1.9233 $\lambda$ ; 1.9941, 4.1391, 3.0691, 2.0039, 1.0010, 5.1350, 3.1321, 1.0231, 3.1368, 1.9086	Max: 19.4 $\lambda$
12	-13.91	35.05	0.5134 $\lambda$ , 1.4000 $\lambda$ , 1.3656 $\lambda$ , 0.6233 $\lambda$ , 0.9206 $\lambda$ , 0.3443 $\lambda$ , 0.4125 $\lambda$ , 0.3159 $\lambda$ , 0.9191 $\lambda$ , 1.1818 $\lambda$ , 0.9423 $\lambda$ , 0.9138 $\lambda$ ; 1.0741, 2.7371, 3.6112, 1.9161, 2.3841, 3.5152, 4.8976, 3.5456, 6.3194, 4.0032, 5.6730, 5.2083	Min: 9.85 $\lambda$
	-11.02	28.08	0.3119 $\lambda$ , 1.8561 $\lambda$ , 1.9129 $\lambda$ , 1.9124 $\lambda$ , 1.9178 $\lambda$ , 1.9900 $\lambda$ , 1.9879 $\lambda$ , 1.9503 $\lambda$ , 0.9191 $\lambda$ , 1.4838 $\lambda$ , 0.9423 $\lambda$ , 0.9921 $\lambda$ ; 1.4199, 2.5518, 1.1186, 3.2645, 5.6618, 5.1586, 2.6598, 5.6675, 1.2478, 3.9577, 4.4296, 6.7013	18.17 $\lambda$
	-7.15	22.23	0.9918 $\lambda$ , 1.9178 $\lambda$ , 1.9242 $\lambda$ , 1.9148 $\lambda$ , 1.9219 $\lambda$ , 1.9900 $\lambda$ , 1.9171 $\lambda$ , 1.9895 $\lambda$ , 1.9297 $\lambda$ , 1.9014 $\lambda$ , 1.5191 $\lambda$ , 1.3192 $\lambda$ ; 2.7129, 1.4289, 1.1981, 2.0741, 1.5911, 3.1948, 2.1239, 1.1428, 5.2969, 5.0879, 4.6739, 5.1278	21.23 $\lambda$
	-2.01	18.14	1.8929 $\lambda$ , 1.9970 $\lambda$ , 1.9900 $\lambda$ , 1.9134 $\lambda$ , 1.9904 $\lambda$ , 1.9900 $\lambda$ , 1.9772 $\lambda$ , 1.9101 $\lambda$ , 1.9998 $\lambda$ , 1.9768 $\lambda$ , 1.5191 $\lambda$ , 1.9997 $\lambda$ ; 5.1519, 3.0100, 2.1191, 1.0740, 4.1237, 4.1844, 3.1235, 4.2327, 3.1891, 5.0479, 6.8265, 6.9277	Max: 23.1 $\lambda$

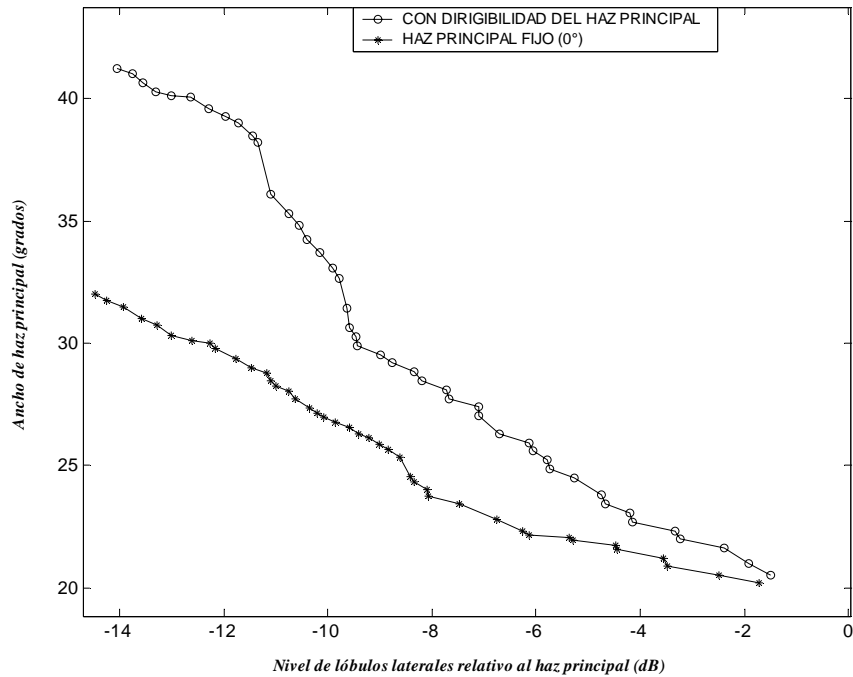


Figura 25. Comparación entre la curva de intercambio de compromisos de diseño, obtenida por el algoritmo NSGA-II cuando se considera dirigibilidad del haz principal en el plano azimutal ( $360^\circ$ ) y cuando se considera una sola dirección ( $0^\circ$ ) para  $N=10$ .

El objetivo principal de este capítulo es ilustrar la utilidad e importancia de una técnica de optimización multi-objetivo evolutiva en el diseño de arreglos de antenas. Este algoritmo (NSGA-II) se aplica para calcular una aproximación al conjunto de soluciones óptimas de Pareto definidas por el ancho de haz principal y el nivel de lóbulos laterales. Estas soluciones de intercambio de compromisos permitirá a los diseñadores de arreglos de antenas decidir, bajo las demandas de alta ganancia de los sistemas de comunicaciones móviles celulares, cual opción de diseño o configuración es más eficiente [Panduro *et al*, 2005]. Esto para encontrar potencialmente una reducción del costo del arreglo, la complejidad del control y la carga de procesamiento de datos. Aunque solamente arreglos lineales y circulares se abordan en esta tesis, el método propuesto se puede aplicar al diseño

de diferentes geometrías y estructuras. Esto es posible debido a que el algoritmo genético propuesto permite incluir cualquier grado de libertad en las variables de diseño. Por lo tanto, este algoritmo genético se puede aplicar para encontrar conjunto de valores óptimos de ancho de haz y nivel de lóbulos laterales para cualquier conjunto de funciones objetivos dado. Esto abre una nueva línea de investigación, relacionada con la evaluación de diferentes geometrías y configuraciones que mejoren cualquier estado del arte del diseño de arreglos de antenas [Panduro *et al*, 2005].

#### **IV.5 CONCLUSIONES**

En este capítulo se muestra que el diseño de arreglos de antenas se puede modelar como un problema de optimización multi-objetivo, donde los objetivos de optimización son la minimización del nivel de lóbulos laterales y el ancho de haz. Un procedimiento de optimización multi-objetivo evolutivo denominado NSGA-II se propone para la solución de este problema. Este algoritmo genético calcula de manera eficiente las curvas de intercambio de compromisos entre el ancho de haz y nivel de lóbulos laterales para arreglos lineales y circulares. Para el caso de arreglos lineales con separación uniforme, el algoritmo propuesto se valida comparando su frente no dominado con el frente de Pareto real. Para los casos de diseño donde se considera la dirigibilidad del haz principal, el algoritmo genético multi-objetivo encuentra un frente no dominado que proporciona al diseñador la siguiente información, dado un ancho de haz medio el valor mínimo del nivel máximo de lóbulos laterales (o viceversa) que se puede tener físicamente, en el conjunto de ángulos dado.



## **V. EVALUACION DE CAPACIDAD DE UN SISTEMA CDMA DE COMUNICACIONES MOVILES CON EL DISEÑO DE ARREGLO DE ANTENAS OPTIMIZADO**

### **V.1 INTRODUCCION**

En los capítulos anteriores se analizó la aplicación de una herramienta de optimización estocástica conocida como algoritmos genéticos, en el diseño de arreglos de antenas. La optimización en el diseño del arreglo considera la capacidad de controlar a voluntad el haz principal del patrón de radiación, empleando un control electrónico en las fases que alimentan a cada uno de los elementos de antena. Esta característica los hace aplicables en un sistema de comunicaciones móviles celulares para dar cobertura a un cierto sector, reduciendo en gran medida la interferencia, a través del empleo de un patrón de radiación más directivo hacia la dirección del usuario que el proporcionado por un sistema de radiación convencional, generalmente omnidireccional o sectorial.

El objetivo de este capítulo es ilustrar la mejora en capacidad de un sistema de comunicaciones móviles celulares, donde se considere la utilización de un arreglo de antenas con un diseño óptimo, como se determinó en los capítulos previos. Esto con la

finalidad de reflejar el impacto que puede tener la aplicación de un diseño óptimo del arreglo de antenas en el sistema. El escenario de análisis contempla a la tecnología CDMA, considerando sólo el enlace de subida (uplink<sup>11</sup>).

En lo que respecta a la evaluación de capacidad en un sistema CDMA de comunicaciones móviles celulares, se ha realizado una extensa investigación empleando antenas omnidireccionales. [Gilhousen *et al*, 1991] presentaron uno de los artículos más citados para evaluar la capacidad del sistema. En [Gilhousen *et al*, 1991], se aborda el problema de determinar la capacidad de un sistema CDMA empleando antenas omnidireccionales y sectorización. Además, de incluir efectos como las pérdidas por trayectoria y actividad de la voz. Algunos investigadores, como [Viterbi y Viterbi, 1993], han adoptado un punto de vista de la teoría de colas examinando la capacidad en un sistema estableciendo métricas como la capacidad Erlang.

En este capítulo se determina la capacidad de un sistema CDMA de comunicaciones móviles celulares empleando la aproximación dada en [Gilhousen *et al*, 1991], considerando la optimización en el diseño de arreglos de antenas con algoritmos genéticos. El propósito es ilustrar la mejora en la capacidad de estos sistemas empleando la optimización en el diseño.

---

<sup>11</sup> Uplink: El enlace de subida sólo considera la transmisión de la señal del usuario a estación base.

A continuación se describe el escenario de análisis utilizado para determinar la capacidad del sistema.

## **V.2 ESCENARIO DE ANALISIS**

El escenario de análisis para determinar la capacidad del sistema CDMA contempla los siguientes puntos:

1. La distribución celular considera 7 células interferentes.
2. Caracterización de canal radio
3. Tecnología CDMA
4. El empleo de un sistema de antenas inteligentes (arreglo de fase) en el receptor de la estación base, con un diseño óptimo del arreglo de antenas.

### **V.2.1 Distribución celular**

En esta investigación, el modelo del sistema considera sólo la primera capa de células interferentes, lo que significa que existen seis células (vecinas) de interferencia. Por lo tanto, la geometría del modelo de interferencia se puede representar como se muestra en la Figura 27. La interferencia de la segunda y tercera capa con respecto a la célula de referencia es extremadamente pequeña [Wu *et al*, 1998], y se ignora en este análisis. En esta investigación se supone que los usuarios están distribuidos de manera uniforme dentro de las células y se ignoran las características de movilidad de los usuarios. Las células se consideran idénticas en tamaño y forma.



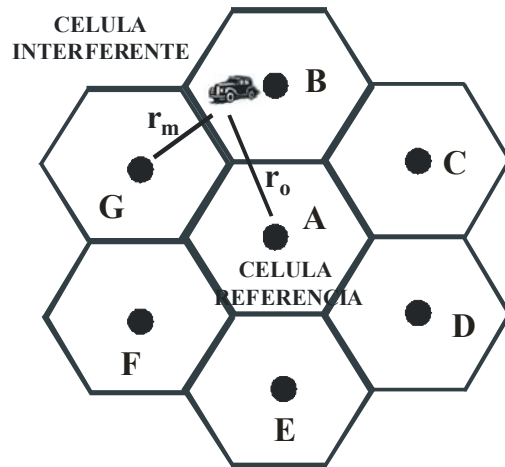


Figura 26. Geometría del sistema para evaluación de interferencia

### V.2.2 Caracterización de canal radio

La señal de propagación en el canal se modela tomando en cuenta tres componentes (Fig. 26), uno inversamente proporcional a una potencia de la distancia representando las *pérdidas por trayectoria*, el segundo una variable aleatoria con distribución log-normal representando las *pérdidas por sombreado* y el tercero la *dispersión angular*.

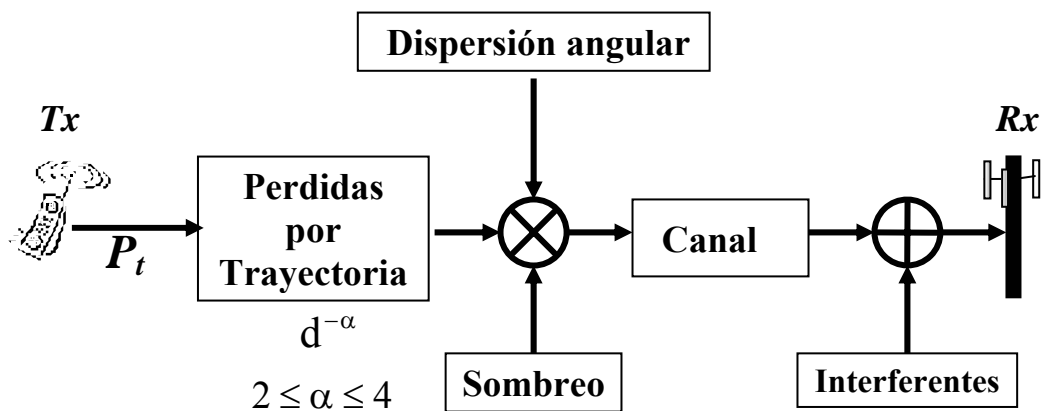


Figura 27. Modelo de canal para la evaluación de interferencia

Debido al sombreado la potencia de la señal fluctúa con distribución log-normal, y la desviación standard  $\sigma$  de esta distribución generalmente varía entre 6 y 12 dB y tiene un valor típico de 7 dB [Ramakrishna, 2002].

La dispersión es un fenómeno asociado con la propagación multitrayectoria [Ramakrishna, 2002]. Esto ocurre cuando las señales de un usuario llegan a la estación base de diferentes direcciones dentro de una región angular después de haber sido reflejadas por objetos en el ambiente de propagación. Una representación gráfica de esta definición se muestra en la Figura 28. Esta región angular se conoce como *angle spread* o esparcimiento angular [López *et al*, 2004], y varía de acuerdo al ambiente de propagación.

En el dominio angular, la potencia de transmisión del usuario se modela como una distribución normal (gaussiana) centrada alrededor de la dirección del usuario. Para detalles del modelo de dispersión gaussiano se pueden consultar las referencias [López *et al*, 2004], [Ramakrishna, 2002] y [Andrade y Covarrubias, 2003].

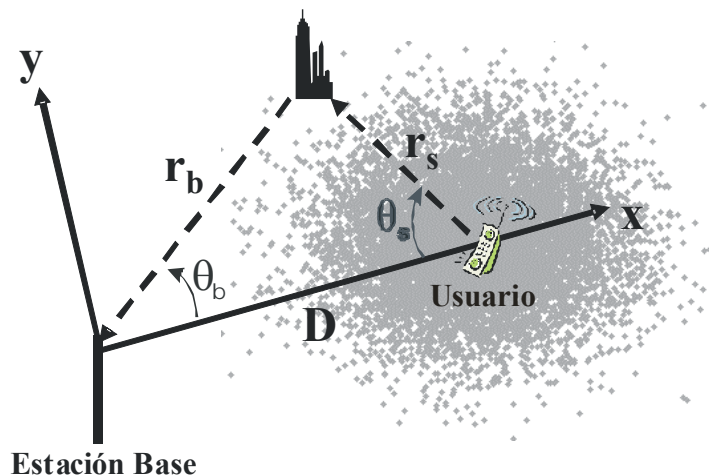


Figura 28. Dispersión angular debido al efecto multitrayectoria.

### V.2.3 Tecnología CDMA

En este escenario se contempla la tecnología CDMA. En este tipo de sistemas, los usuarios se comunican dentro de la misma banda de frecuencia, por lo que la interferencia de acceso múltiple es la principal causa de degradación en el sistema [Naguib *et al*, 1994]. En este análisis se supone un control de potencia perfecto [Viterbi *et al*, 1994] en el enlace de subida. Esto significa que el nivel de potencia de la señal recibida ( $S$ ) por la estación base en una célula es el mismo para cada usuario dentro de la célula, y es verdadero para todas las células. Por lo tanto, la relación señal a interferencia ( $SIR$ ) en la estación base de una célula se puede expresar como [Nguyen *et al*, 2004]:

$$\left(\frac{S}{I}\right) = \left(\frac{S}{I_{interna} + I_{externa}}\right) \quad (19)$$

donde  $I_{interna}$  es la interferencia que ocurre dentro de la célula,  $I_{externa}$  es la interferencia de las células vecinas. Si  $M_i$  es el número de usuarios en la célula,

$$I_{interna} = (M_i - 1) \cdot S \cdot E\{\phi_i\} \quad (20)$$

donde

$$E\{\phi_i\} = \frac{1}{4\pi^2} \sum_{\theta_d \in \Theta_d} \sum_{\theta_i \in \Theta_i} |AF(\theta_d, \theta_i, \mathbf{d}_m, \mathbf{I})|^2 \quad (21)$$

es la reducción de interferencia interna promedio al asignar un patrón de radiación a la dirección del usuario [Panduro *et al*, 2003]. La interferencia interna considera a los usuarios dentro de la célula que son percibidos por el patrón de radiación. Dado que las características del patrón de radiación generado por el arreglo de antenas (ya sea lineal o circular) no son uniforme en todos los ángulos, se toma en cuenta la interferencia interna

promedio barriendo el patrón de radiación en el intervalo  $\Theta_d=[0, 2\pi]$  y bajo la hipótesis que los usuarios están distribuidos de manera uniforme en  $\Theta_i=[0, 2\pi]$ .

La interferencia externa considera a los usuarios de las células vecinas, que caen dentro del ancho de haz del patrón de radiación asignado a un usuario deseado. A partir de que los usuarios en las células vecinas se controlan en potencia por sus estaciones base, la interferencia externa se puede expresar como [Nguyen *et al*, 2004]

$$I_{externa} = \sum_{j=B:G} \sum_{k \in \{1, \dots, M_j'\}} S \cdot \left( \frac{r_{ji}}{r_{Ai}} \right)^4 \cdot 10^{(\zeta_{Ak} - \zeta_{jk})/10} \quad (22)$$

donde  $M_j'$  es el número de usuarios (de las células vecinas) dentro del haz principal,  $\zeta_{Ak}$  y  $\zeta_{jk}$  son variables aleatorias independientes de media cero y desviación estándar  $\sigma$  (generalmente igual a 7 dB) de las células  $Ak$  y  $jk$  respectivamente. Por lo tanto, la diferencia ( $\zeta_{Ak} - \zeta_{jk}$ ) es también una variable aleatoria con media cero y desviación estándar  $2\sigma$ . Sustituyendo las ecuaciones (20) y (22) en la ecuación (19) se tiene

$$\left( \frac{S}{I} \right) = \frac{S}{\chi \cdot \left\{ S \cdot (M_{AI} - 1) + \sum_{j=B:G} \sum_{k \in \{1, \dots, M_j'\}} S \cdot \left( \frac{r_{ji}}{r_{Ai}} \right)^4 \cdot 10^{(\zeta_{Ak} - \zeta_{jk})/10} \right\}} \quad (23)$$

donde  $\chi$  es el factor de actividad de la voz. Cuando un usuario accede a una cierta estación base de una célula, la estación base verificará si el  $SIR$  que prevalece es más grande que un valor mínimo (umbral) requerido. Si el  $SIR$  presentado es menor que el umbral requerido el servicio al usuario se interrumpe. Este valor umbral es una función del  $E_b/N_o$  ( $E_b/N_o = SIR \cdot PG$ ) y la ganancia de procesamiento ( $PG$ ) en el sistema [Milstein *et al*, 1992]. El

$E_b/N_o$  requerido en el sistema es cerca de 7 dB de manera que la tasa de error en el bit ( $BER$ ) no exceda a  $10^{-3}$  y se asegure una buena transmisión de la señal de voz [Cameron y Woerner, 1996]. Por lo tanto, en esta investigación, la capacidad del sistema se evalúa de acuerdo al número de usuarios que el sistema puede soportar manteniendo una cierta calidad de servicio. Esto se da utilizando la *probabilidad de interrupción*. La probabilidad de interrupción se define como la probabilidad de que el  $BER$  exceda el umbral requerido para mantener una calidad de la señal aceptable. La probabilidad de interrupción se puede expresar como [Naguib, 1996]

$$P_{int\ errupcion} = P_r\left(\frac{E_b}{N_o} \leq 7\text{ dB}\right) \quad (24)$$

En la siguiente sección se presentan algunos resultados de la evaluación de capacidad utilizando un diseño óptimo del arreglo de antenas (lineal y circular). Nótese que, el propósito de este capítulo no es presentar una investigación en la evaluación de capacidad de los sistemas CDMA de comunicaciones móviles celulares, el objetivo principal es ilustrar la mejora en la capacidad de estos sistemas empleando la optimización en el diseño. Para esto se puede utilizar software (programas de simulación) ya existentes que simulen un cierto escenario. En este caso se emplean programas desarrollados en el grupo de comunicaciones inalámbricas del CICESE. Para mayores detalles e información en lo que respecta a la evaluación de capacidad de sistemas CDMA se pueden consultar las referencias [Wyglinski y Blostein, 2003], [Colman, 1998], [Earnshaw, 1998], [Kim, 2001], [Lee, 1998] y [Nguyen *et al*, 2004].

### V.3 RESULTADOS DE SIMULACION

En este trabajo de investigación, la probabilidad de interrupción se evaluó utilizando programas de simulación desarrollados en la tesis doctoral que realiza actualmente Angel Andrade en el grupo de comunicaciones inalámbricas del CICESE, y en la tesis realizada por [Pardo, 2003], de acuerdo a las expresiones descritas anteriormente. Los programas de simulación se escribieron en MATLAB empleando generadores de números aleatorios para representar las localizaciones de los usuarios. Los parámetros de simulación que se emplearon se muestran en la Tabla 7.

Tabla 7. Parámetros de simulación empleados para la evaluación de capacidad.

Tecnología	CDMA
Frecuencia de operación	1900 MHz
Ancho de banda del sistema	1.28 MHz
Tasa de transmisión del usuario	14400 bps
Esparcimiento angular	6°
Factor de actividad de voz ( $\alpha$ )	0.375
Radio de la célula	1 Km
$E_b/N_0$ mínimo (voz BER=10 <sup>-3</sup> )	7 dB

En las Figuras 29-30 se muestra la probabilidad de interrupción empleando un arreglo de antenas lineal y uno circular ( $N=8$ ) con un diseño óptimo, respectivamente. Después de evaluar diferentes opciones de diseño proporcionadas por las soluciones de intercambio de compromisos mostrado en el capítulo anterior, los diseños que proporcionaron un mejor comportamiento presentan un ancho de haz medio  $BW_{\text{medio}}=33^\circ$  y un nivel máximo de lóbulos laterales  $SLL_{\text{max}}=-12.7$  dB para el arreglo lineal, y un ancho de haz medio

$BW_{\text{medio}}=47.5^\circ$  y un nivel máximo de lóbulos laterales  $SLL_{\text{max}}=-13$  dB para el arreglo circular.

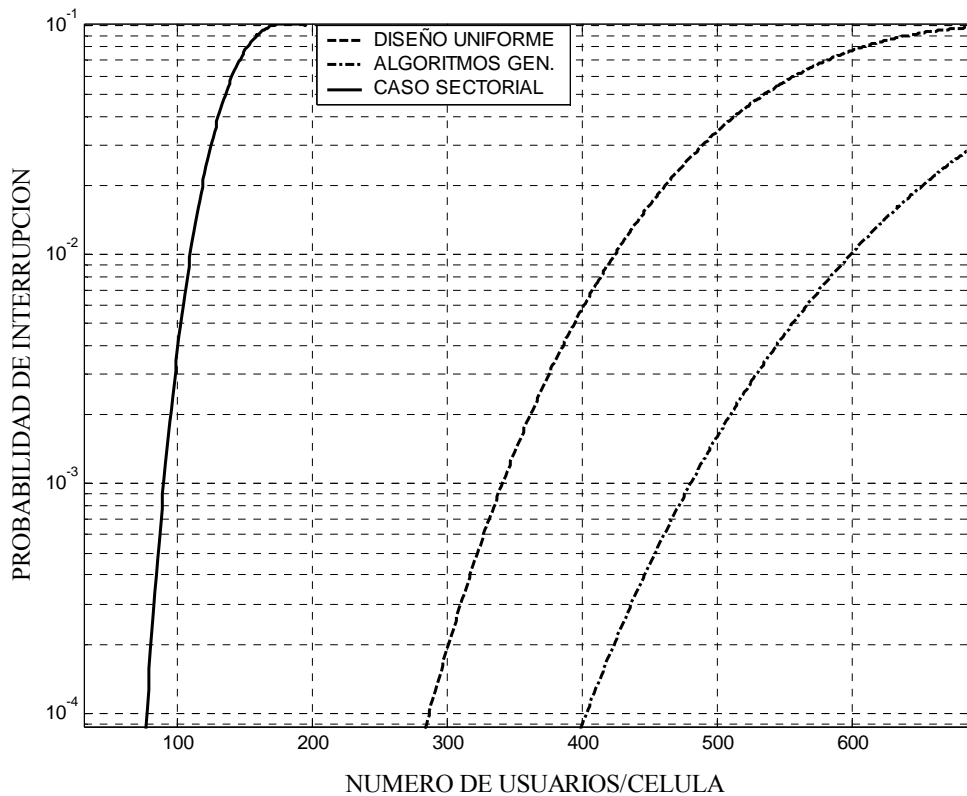


Figura 29. Comparación de la probabilidad de interrupción empleando un arreglo lineal con optimización en el diseño, con respecto al caso de diseño uniforme y sectorial ( $N=8$ ).

En la Figura 29 se muestra una comparación de la probabilidad de interrupción empleando el arreglo lineal con optimización en el diseño, con respecto al caso de diseño uniforme y el caso sectorial. En este caso se utiliza el arreglo lineal para dar cobertura a un sector de  $120^\circ$ . Para una cierta probabilidad de interrupción, estas curvas ilustran una mejora promedio del 37.5% en la capacidad del sistema al utilizar un arreglo de antenas lineal con optimización en el diseño. Evidentemente, esto se debe a que las características de

radiación del diseño optimizado con algoritmos genéticos, son mejores que las que presentan un diseño uniforme y el caso sectorial.

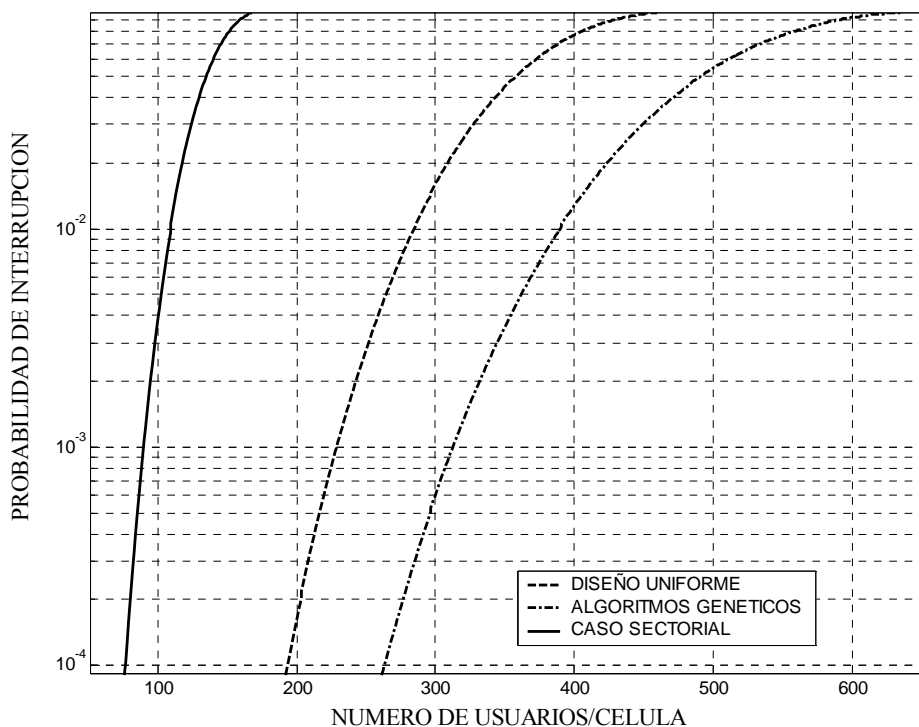


Figura 30. Comparación de la probabilidad de interrupción empleando un arreglo circular con optimización en el diseño, con respecto al caso de diseño uniforme y sectorial ( $N=8$ ).

En la Figura 30 se muestra la probabilidad de interrupción empleando el arreglo de antenas circular ( $N=8$ ) con un diseño óptimo. En este caso se utiliza un arreglo circular para dar cobertura en una célula ( $360^\circ$ ). El diseño propuesto presenta las siguientes características de radiación: un ancho de haz medio  $BW_{\text{medio}}=47.5^\circ$  y un nivel máximo de lóbulos laterales  $SLL_{\text{max}}=-13$  dB. Como en el caso anterior, la Figura 29 ilustra la mejora en capacidad del sistema al utilizar un arreglo de antenas con optimización en el diseño, con respecto al caso



de diseño uniforme y el caso sectorial. En este caso, se tiene una mejora promedio en capacidad del 31%.

En las figuras anteriores se ilustra el impacto que tiene la optimización en el diseño de un arreglo de antenas al ser utilizado en la estación base de un sistema CDMA. Esto se refleja en el intercambio de compromisos que existe en el número de usuarios atendidos y la probabilidad de interrupción. Para una cierta probabilidad de interrupción, el sistema podrá atender a mayor número de usuarios empleando un diseño óptimo del arreglo de antenas. A partir de las características de radiación del diseño son las funciones objetivo al optimizar el diseño del arreglo, estas características de radiación óptimas permiten una reducción de interferencia con respecto a los otros casos. Esta reducción de interferencia en el sistema CDMA trae consigo una mejora en la capacidad.

#### **V.4 CONCLUSIONES**

En este capítulo se muestra que un diseño óptimo del arreglo de antenas, ya sea lineal o circular, permite mejorar la capacidad en número de usuarios de un sistema CDMA. Esto se refleja a partir de la probabilidad de interrupción. Para una cierta probabilidad de que se tenga una interrupción en el sistema, un diseño óptimo del arreglo de antenas tiene la capacidad de atender a más usuarios en relación al diseño uniforme y al caso tradicional sectorizado. Esto se debe a que las características de radiación que presenta un diseño óptimo permite una mayor reducción de interferencia con respecto a los otros casos de diseño.



---

## VI CONCLUSIONES

### VI.1 CONCLUSIONES DE LA INVESTIGACION REALIZADA

Como resultado de este trabajo de investigación se puede concluir lo siguiente:

- Este trabajo de investigación presenta un modelo para el problema de diseño de arreglos de antenas y propone emplear el método de algoritmos genéticos para su solución. El problema de diseño de arreglos de antenas se modela como un problema de optimización de objetivo simple y luego multi-objetivo. En el caso de optimización de objetivo simple, el procedimiento de diseño se realiza en base a especificaciones de diseño establecidas por el ancho de haz principal y nivel de lóbulos laterales del patrón de radiación. El compromiso de diseño establece que estos dos parámetros están en conflicto. En base a esto, el problema de diseño se modela como un problema de optimización multi-objetivo, donde los objetivos de optimización son el ancho de haz principal y el nivel de lóbulos laterales. Un procedimiento de optimización multi-objetivo evolutivo denominado NSGA-II se propone para la solución de este problema. Este algoritmo genético calcula de manera eficiente las curvas de intercambio de compromisos de diseño, entre el ancho de haz y nivel de lóbulos laterales para arreglos lineales y circulares. Para el caso de arreglos lineales con separación uniforme, el algoritmo propuesto se valida

comparando su frente no dominado con el frente de Pareto real que se obtiene con el método de Chebyshev. Para los casos de diseño donde se considera la dirigibilidad del haz principal, el algoritmo genético multi-objetivo encuentra un frente no dominado que proporciona al diseñador la siguiente información: dado un ancho de haz medio el valor mínimo del nivel máximo de lóbulos laterales (o viceversa) que se puede tener físicamente, en el conjunto de ángulos dado. Estas soluciones de intercambio de compromisos permitirá a los diseñadores de arreglos de antenas decidir, bajo las demandas de alta ganancia de los sistemas de comunicaciones móviles celulares, cual opción de diseño o configuración es más adecuada. Esto para encontrar potencialmente una reducción del costo del arreglo, la complejidad del control y la carga de procesamiento de datos. Aunque solamente arreglos lineales y circulares se abordan en esta tesis, el método propuesto se puede aplicar al diseño de diferentes geometrías y estructuras. Esto es posible debido a que el algoritmo genético propuesto permite incluir cualquier grado de libertad en las variables de diseño. Por lo tanto, este algoritmo genético se puede aplicar para encontrar conjunto de valores óptimos de ancho de haz y nivel de lóbulos laterales para cualquier conjunto de funciones objetivos dado. Esto abre una nueva línea de investigación, relacionada con la evaluación de diferentes geometrías y configuraciones que mejoren el diseño de arreglos de antenas. Por lo tanto, la optimización multi-objetivo en el diseño de arreglos de antenas se considera una aportación relevante de este trabajo de investigación. La singularidad del tema de

investigación es la interdisciplinariedad. La aplicación de técnicas de optimización genética en el diseño de arreglos de antenas.

- El impacto de la optimización en el diseño de arreglos de antenas se refleja en la capacidad de usuarios que un sistema CDMA de comunicaciones móviles celulares puede atender. Un diseño óptimo del arreglo de antenas, ya sea lineal o circular, permite mejorar la capacidad en número de usuarios de un sistema CDMA. Para una cierta probabilidad de que se tenga una interrupción en el sistema, un diseño óptimo del arreglo de antenas tiene la capacidad de atender a más usuarios en relación al diseño uniforme y al caso tradicional sectorizado. Esto se debe a que las características de radiación que presenta un diseño óptimo permite una mayor reducción de interferencia con respecto a los otros casos de diseño. En este caso, se evaluaron diferentes estructuras de arreglos de antenas, lineal y circular donde una estructura puede ser mejor que otra, dependiendo del escenario. En un escenario donde se desea proporcionar cobertura en un sector de  $120^\circ$ , un arreglo lineal proporciona un mejor desempeño que un arreglo circular. Sin embargo, si se desea dar cobertura en todo el plano azimuthal, un arreglo circular resulta más apropiado que un arreglo lineal.

## VI.2 PUBLICACIONES COMO RESULTADO DE ESTE TRABAJO DE INVESTIGACION

La principal aportación de este trabajo de investigación al estado del arte es la aplicación de algoritmos genéticos a la optimización multi-objetivo en el diseño de arreglos de antenas. Los principales resultados se publicaron en las siguientes referencias:

- Panduro, M. A., Covarrubias D., Brizuela C. y Marante, F. R. 2005. “A Multi-objective Approach in the Linear Antenna Array Design”, por publicarse en *AEU International Journal of Electronics and Communications*. 59 (6).
- Panduro, M. A., Brizuela C., Covarrubias, D. y López, C. 2005. “A Trade-off Curve Computation for Linear Antenna Arrays using a Evolutionary Multi-objective Approach”, por publicarse en *Soft Computing Journal, Springer-Verlag*.
- Panduro, M. A. y Covarrubias D. 2005. “Design Trade-off of Different Antenna Array Structures using a Multi-objective Genetic Algorithm”, sometida al *AEU International Journal of Electronics and Communications*.

En relación a la temática de evaluación de capacidad de sistemas de comunicaciones móviles celulares, los principales resultados se publicaron en los siguientes documentos:

- López, C., Covarrubias, D., Muñoz, D. y Panduro, M. A. 2004. “Statistical Cellular Gaussian Scatter Density Channel Model Employing a Directional Antenna for Mobile Environments”, *por publicarse en el AEU Internacional Journal of Electronics and Communications*. 58 (5).
- Panduro M. A., Covarrubias D. y Solis L. 2003. “SIR Improvement of Different Antenna Arrays Structures in CDMA Cellular Systems”, *World Scientific Engineering Academy Society*. 2: 105-110 pp.
- Muñoz, M. A., Panduro, M. A. y Covarrubias D. 2002. “A Complete Modeling and Simulation of Antenna Arrays in Smart Antenas Wireless Cellular 3G Systems”, *Proceedings of 12th Virginia Tech/MPRG Symp. on Wireless Personal Communications*. 169-179 pp.

### **VI.3 FUTURAS LINEAS DE INVESTIGACION**

Como resultado de la investigación realizada en esta tesis, ha surgido un conjunto de trabajos futuros de investigación que pueden llevarse a cabo. Estos se mencionan a continuación:

- La evaluación de estructuras de arreglos de antenas diferentes a la lineal y circular, ya abordadas en esta tesis. En este caso, la evaluación contemplaría el caso de optimización simple y multi-objetivo.

- La evaluación simple y multi-objetivo en el diseño de arreglos de antenas considerando elementos direccionales.
- La aplicación de la técnica de diseño multi-objetivo para abordar la problemática de diseño de arreglos de antenas multi-bandas (multi-frecuencia) y de banda amplia. En el caso de arreglos multibandas, un diseño interesante sería utilizar arreglos de antenas fractales.



---

## LITERATURA CITADA

Andrade, A. y Covarrubias, D. 2003. “Radio Channel Spatial Propagation Model for Mobile 3G in Smart Antenna Systems”, *IEICE Trans. Comm.* E86-B (1).

Ansell, D. y Hughes, E. J. 2001. “Use of multi-objective genetic algorithms to optimize the excitation and subarray division of multifunction radar antennas”, *IEE Publication in Multifunction Radar and Sonar Sensor Management Techniques*. 8/1-8/4 pp.

Ares-Pena, F. J., Rodriguez-Gonzalez, J. A., Villanueva-Lopez E. y Rengarajan, S. R. 1999. “Genetic algorithms in the design and optimization of antenna array patterns”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 47: 506-510 pp.

Bae, J. H., Kim, K. T., Lee J. H., Kim H. T. y Choi J. I. 2003. “Design of steerable non-uniform linear array geometry for sidelobe reduction”, *Microwave and Optical Technology Letters*. 36 (5): 363-367 pp.

Balanis, C. 1997. “Antenna Theory-Analysis and Design”, Wiley, Segunda Edición, New York. 941 pp.



Bray, M. G., Werner, D. H., Boeringer, D. W. y Machuga, D. W. 2002. "Optimization of thinned aperiodic linear phased arrays using genetic algorithms to reduce grating lobes during scanning", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 50: 1732–1742 pp.

Cameron, R. y Woerner, B. 1996. "Performance analysis of CDMA with imperfect power control", *IEEE Transactions on Communications*. 44 (7): 777-781 pp.

Chang, B. K., Ma X. y Sequeira H. B. 1994. "Minimax-maxmini: A new approach to optimization of the thinned antenna arrays", *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp* Seattle, WA. 514-517 pp.

Coello, C. A., Van-Veldhuizen, D. A. y Lamont, G. B. 2003. "Evolutionary algorithms for solving multi-objective problems", Kluwer Academic Publishers, Boston Dordrecht London.

Cohen, N. y Hohlfeld, R. G. 2000. "Array sidelobe reduction by small position offsets of fractal elements", *Proc. Applied Computational Electromagnetic Soc.*, Monterey, CA. 822-828 pp.

Colman, G. W. K. 1998. "An investigation into the capacity of cellular CDMA communications systems with beamforming in environments with scatter", Tesis de Maestría. Universidad de Kingston Canadá.

Deb, K., Agrawal, S., Pratap, A. y Meyarivan T. 2002. “A fast elitist non-dominated sorting algorithm for multiobjective optimization: NSGA-II”, *Parallel Problem Solving from Nature-PPSN VI. Springer*, 849-858 pp.

Deb, K. 2001. “Multiobjective optimization using evolutionary algorithms”, John Wiley & Sons, Chichester New York Weinheim Brisbane Singapore Toronto.

Dolph, C. L. 1942. “A current distribution for broadside arrays which optimizes the relationship between beam width and side lobe level”, *Proceedings IRE*. 34: 335-348 pp.

Earnshaw A. M. y Blostein, S. D. 1998. “Efficient evaluation of adaptive digital beamforming for multiservice provision in a cellular CDMA system”, *IEEE Vehicular Technology Conference*. 1665-1669 p.

Elias, J. G. y Chang, B. 1992. “A genetic algorithm for training networks with artificial dendritic trees”, *Proc Int. Joint Conf. Neural Networks*. 1: 652-657 pp.

EPFL, 2003. “Smart Antenna Systems for Mobile Communications”, Reporte Técnico EPFL CH-1015, Ecole Polytechnique Fédérale de Laussane.

Er, M. H., Sim, S. L. y Koh, S. N. 1993. “Application of constrained optimization techniques to array pattern synthesis”, *Signal Processing*. 34: 323-334 pp.

Gilhousen, K. S., Jacobs, I. M., Padovani, R., Viterbi, A. J., Weaver L. A. y Wheatley C. E. 1991. "On the capacity of a cellular CDMA system", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 40 (2): 303-312 pp.

Golberg, D. E. 1989. "Genetic algorithms in search, optimization, and machine learning", Addison-Wesley, Massachusetts.

Hansen, R. C. 1998. "Phased Array Antennas", Wiley, New York Chichester Weinheim Brisbane Singapore Toronto. 486 pp.

Haupt, R. 1994. "Thinned arrays using genetic algorithms", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 42: 993-999 pp.

Haupt, R. L. y Haupt, S. E. 1998. "Practical genetic algorithms", Wiley, New York.

Haupt, R. L 1995. "An introduction to genetic algorithms for electromagnetics", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 37: 7-15 pp.

Jiao, Y. C., Wei, W. Y., Huang, L. W. y Wu, H. S. 1993. "A new low-side-lobe pattern synthesis technique for conformal arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 41: 824-831 pp.

Junker, G. P., Kuo, S. S. y Chen C. H. 1998. "Genetic algorithm optimization of antenna arrays with variable interelement spacings", *Proc IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp Atlanta GA*. 1: 50-53 pp.

Kang, M., Mohamed, S. A. y Yang, L. 2002. "Outage Probability and Spectrum Efficiency of Cellular Mobile Radio Systems with Smart Antennas" *IEEE Transactions on Communications*. 50 (12): 1871-1877 pp.

Kim, D. K y Sun D. K. 2001. "Capacity Estimation for a Multicode CDMA System with SIR-Based Power Control", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 50 (3): 701-710 pp.

Lee, C. C. y Steele R. 1998. "Effect of Soft and Softer Handoff on CDMA System Capacity", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 47 (3): 830-841 pp.

Liberti, J. C. y Rappaport, T. S. 1999. "Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications", Prentice Hall, New Jersey. 376 pp.

Lo, Y. T. y Lee, S. W. 1988. "Antenna Handbook: Theory, Applications, and Design", New York: Van Nostrand Reinhold.

López, C., Covarrubias, D., Muñoz, D. y Panduro, M. A. en proceso. “Statistical Cellular Gaussian Scatter Density Channel Model Employing a Directional Antenna for Mobile Environments”, *por publicarse en el AEU Internacional Journal of Electronics and Communications*.

Mailloux, R. J. 1994. “Phased Array Antenna Handbook”, Artech House, Boston London. 536 pp.

Meijer C. A. 1998. “Simulated annealing in the design of thinned arrays having low sidelobe levels”, *Proc. South African Symp. Communications and Signal Processing*. 361-366 pp.

Milstein L. B., Rappaport, T. S. y Bargouti, R. 1992. “Performance evaluation for cellular CDMA” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 10 (4): 680-689 pp.

Muñoz, M. A., Panduro, M. A. y Covarrubias D. 2002. “A Complete Modeling and Simulation of Antenna Arrays in Smart Antenas Wireless Cellular 3G Systems”, *Proceedings of 12th Virginia Tech/MPRG Symp. on Wireless Personal Communications*. 169-179 pp.

Murino, V., Trucco, A. y Regazzoni, C. S. 1996. “Synthesis of unequally spaced arrays by simulated annealing”, *IEEE Transactions on Signal Processing*. 44: 119–123 pp.

Naguib, A. F. y Paulraj, A. 1996. "Performance of wireless CDMA with m-ary orthogonal modulation and cell site antenna arrays" *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 14 (9): 1770-1783 pp.

Naguib, A. F., Paulraj, A. y Kailath T. 1994. "Capacity Improvement with Base-Station Antenna Array" *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 43 (3): 691-698 pp.

Nguyen, T. V., Dassanayake, P. y Faulkner M. 2004. "Use of Adaptive Sectorization for Capacity Enhancement in CDMA Cellular Systems with Non-Uniform Traffic", *Wireless Personal Communications, Kluwer Academic Publishers*. 00: 1-14 pp.

Panduro, M. A., Covarrubias D., Brizuela C. y Marante, F. R. en proceso. "A Multi-objective Approach in the Linear Antenna Array Design", por publicarse en *AEU International Journal of Electronics and Communications*.

Panduro, M. A., Brizuela C., Covarrubias, D. y López, C. en proceso. "A Trade-off Curve Computation for Linear Antenna Arrays using a Evolutionary Multi-objective Approach", por publicarse en *Soft Computing Journal Springer*.

Panduro M. A., Covarrubias D. y Solis L. 2003. "SIR Improvement of Different Antenna Arrays Structures in CDMA Cellular Systems", *World Scientific Engineering Academy Society*. 2: 105-110 pp.

Pardo, J. A. 2003. "Capacidad de Sistemas CDMA con Antenas Inteligentes", Tesis de Maestría. CICESE.

Rahmat-Samii, Y. y Michielsen, E. 1999. "Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms", John Wiley & Sons, Chichester New York Weinheim Brisbane Singapore Toronto. 480 pp.

Ramakrishna, J. 2002. "Angle and Time of Arrival Statistics for the Gaussian Scatter Density Model," *IEEE Transactions on Wireless Comm.* 1 (3): 488-497 pp.

Ramakrishna, J. 2001. "Radiowave Propagation and Smart Antennas for Wireless Communications", Kluwer Academic Publishers.

Soni, R. A., Buehrer, M. y Benning, R. D. 2002. "Intelligent Antenna System for CDMA2000", *IEEE Signal Processing Magazine.* 50 (07): 54-67 pp.

Steuer, R. 1986. "Multiple criteria optimization: theory, computation and application", John Wiley & Sons.

Stutzman, W. L. y Thiele, G. A. 1998. "Antenna Theory and Design", Wiley, Segunda Edición, New York. 648 pp.

Tanner, R. y Woodard, J. 2004. "WCDMA Requirements and Practical Design", John Wiley & Sons, Chichester England. 422 pp.

Trucco, A. y Murino V. 1999. "Stochastic optimization of linear sparse arrays", *IEEE J. Ocean. Eng.* 24: 291-299 pp.

Varlamos, P. K. y Capsalis C. N. 2002. "Electronic Beam Steering Using Switched Parasitic Smart Antenna Arrays", *Progress in Electromagnetics Research PIER.* 36: 101-119 pp.

Viterbi, A. M., y Viterbi, A. J. 1993. "Erlang capacity of a power controlled CDMA system" *IEEE Journal on Selected Areas in Communications.* 11 (6): 892-900 pp.

Viterbi, A. J., Viterbi, A. M., Gilhousen y Zehavi E. 1994. "Soft Handoff Extends CDMA Cell Coverage and Increases Reverse Link Capacity" *IEEE Journal on Sel. Areas in Comm.* 12: 1281-1288 pp.

Weile, D. S. y Michielsen, E. 1997. "Genetic algorithm optimization applied to electromagnetics: A review", *IEEE Antennas and Propagation Magazine.* 45: 343-353 pp.

Wu, J. S., Chung, J. K. y Wen, C. C. 1998. "Hot-Spot Traffic Relief with a Tilted Antenna in CDMA Cellular Networks", *IEEE Transactions on Vehicular Technology.* 47: 1-9 pp.



Wygłinski, A. 2000. "Performance of CDMA systems using digital beamforming with mutual coupling and scattering effects", Tesis de Maestría. Universidad de Kingston Canadá.

Wygłinski A. y Blostein, S. D. 2003. "On uplink CDMA cell capacity: mutual coupling and scattering effects on beamforming", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 52 (2): 289-304 pp.

Yan, K. K. y Lu, Y. 1997. "Sidelobe reduction in array-pattern synthesis using genetic algorithms", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 45: 1117-1122 pp.

Yu C. C. 1997. "Sidelobe reduction of asymmetric linear array by spacing perturbation", *Electronics Letters*. 33: 730-732 pp.