



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL
Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

“OPTIMIZACIÓN DE PARÁMETROS MIXTOS DE ARREGLOS
DE ANTENAS, UTILIZANDO TÉCNICAS DE COMPUTACIÓN
INTELIGENTE”

TRABAJO DE TITULACIÓN

Previa a la obtención del Título de:

MAGISTER EN TELECOMUNICACIONES

DIÓGENES GEOVANNY MERA VILLAVICENCIO

GUAYAQUIL – ECUADOR

AÑO: 2016

AGRADECIMIENTOS

Agradecido principalmente con Dios, ya que gracias a sus bendiciones e iluminación me permite estar hasta este punto de mi vida.

Agradecer a mis familiares por su apoyo incondicional durante todo este proceso y por estar día a día pendientes para culminar esta nueva meta.

También agradecer a esta prestigiosa institución, MET-ESPOL, a mis compañeros, a mis profesores de la carrera por compartir sus conocimientos; en especial a mi director, Dr. Nelson Pérez García, por brindarme amistad, comprensión, experiencia y apoyo incondicional durante el desarrollo de este proyecto.

DEDICATORIA

Este trabajo va dedicado a mi madre, quien me ha brindado su apoyo incondicional y confió en mí en todo momento, a mi hermana, hijos y familiares, quienes han sido mi pilar fundamental y fortaleza para alcanzar esta nueva meta, exhortándome a seguir adelante ante cualquier adversidad.

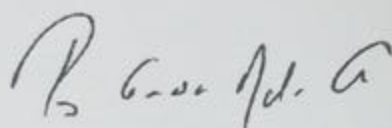
A mis amigos, que siempre han estado pendiente de mí, preocupándose y dándome ánimos en los momentos más difíciles.

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN



SUBDECANO DE LA FIEC

Dr. Sixto García Aguilar



DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

Dr. Nelson A. Pérez García



MIEMBRO PRINCIPAL DEL TRIBUNAL

Dr. Francisco Novillo P.

DECLARACIÓN EXPRESA

"La responsabilidad y la autoría del contenido de este Trabajo de Titulación, me corresponde exclusivamente; y doy mi consentimiento para que la ESPOL realice la comunicación pública de la obra por cualquier medio con el fin de promover la consulta, difusión y uso público de la producción intelectual"



Diógenes Geovanny Mera V.

RESUMEN

Del desempeño de las antenas depende el nivel de potencia recibido en el equipo receptor, el nivel de la potencia de interferencia en el receptor, etc., en sistemas inalámbricos de telecomunicaciones. En ese particular, es de especial interés el diseño y fabricación de antenas, que contemplen en el proceso de diseño de las mismas, parámetros que estén en concordancia con las especificaciones requeridas según el uso destinado para la antena en estudio.

En el presente trabajo, se recurre al uso de dos de las técnicas de inteligencia computacional (IC), también llamada computación inteligente (CI), específicamente, Optimización por Enjambre de Partículas o PSO (*Particle Swarm Optimization*) y algoritmos genéticos (AG), para optimizar el diagrama de radiación de un arreglo *broadside* y un arreglo circular, en términos del nivel de los lóbulos secundarios y el ancho del haz entre los primeros nulos (*FNWB = First Null Beam Width*) de los respectivos diagramas.

Los resultados obtenidos permiten verificar la eficiencia de las técnicas de IC señaladas, en la reducción del nivel de los lóbulos secundarios (especialmente, PSO) y en la disminución del porcentaje del inevitable crecimiento que presenta el FNWB cuando los lóbulos secundarios disminuyen su nivel.

ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTOS	ii
DEDICATORIA	iii
TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN	iv
DECLARACIÓN EXPRESA	v
RESUMEN	vi
ÍNDICE GENERAL	vii
ÍNDICE DE FIGURAS	x
ÍNDICE DE TABLAS	xii
INTRODUCCIÓN	xiii
CAPÍTULO 1	1
1. DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA	1
1.1 Antecedentes	1
1.2 Planteamiento del Problema	3
1.3 Justificación	4
1.4 Descripción de la Solución Propuesta	4
1.5 Objetivos	5
1.6 Alcance y Limitaciones	6
CAPÍTULO 2	7
2. CONCEPTOS BÁSICOS DE ANTENAS	7
2.1 Ecuaciones de Maxwell	7
2.2 Potenciales Magnético Vector y Eléctrico Escalar	9
2.3 Características de Radiación de un Dipolo Infinitesimal de Corriente	10
2.3.1 Campos Eléctrico y Magnético	11
2.3.2 Diagrama de Radiación	16
2.3.3 Densidad de Potencia	20

2.3.4 Resistencia de Radiación.....	21
2.3.5 Directividad, Eficiencia y Ganancia	23
2.3.6 Longitud Efectiva	25
CAPÍTULO 3.....	26
3. ARREGLOS DE ANTENAS	26
3.1 Aspectos Fundamentales de los Arreglos de Antenas	26
3.2 Parámetros de Arreglos de Antenas.....	27
3.3 Arreglos Lineales de Antenas	28
3.3.1 Arreglo de Dos Antenas Isotrópicas	28
3.3.2 Arreglos Lineales Uniformes de “n” Antenas Isotrópicas	30
3.3.3 Arreglos Broadside.....	31
3.4 Distribuciones de Amplitud de Corriente en Arreglos de Antenas	33
3.4.1 Uniforme.....	34
3.4.2 Binomial.....	34
3.4.3 Dolph-Tchebysheff	35
3.4.4 Triangular	39
3.4.5 Coseno	40
3.4.6 Coseno Cuadrado.....	40
3.5 Síntesis de Arreglos de Antenas	41
3.5.1 Schelkunof	43
3.5.2 Series de Fourier	43
3.5.3 Woodward-Lawson.....	44
3.5.4 Taylor	44
3.6 Arreglos Circulares de Antenas.....	45
CAPÍTULO 4.....	49
4. TÉCNICAS DE COMPUTACIÓN INTELIGENTE UTILIZADAS EN LA OPTIMIZACIÓN DE ARREGLOS DE ANTENAS.....	49
4.1 Introducción	49
4.2 Optimización e Inteligencia Computacional	50

4.3 Algoritmos Genéticos	51
4.3.1 Funcionamiento de un Algoritmo Genético	51
4.3.2 Algoritmo Genético Básico	53
4.3.3 Ejemplo de Aplicación.....	59
4.4 Optimización por Enjambre de Partículas (PSO, <i>Particle Swarm Optimization</i>).....	59
4.4.1 Estructura de una Partícula.....	60
4.4.3 Algoritmo PSO Básico	62
4.4.4 Ejemplo de Aplicación.....	64
CAPÍTULO 5.....	65
5. SÍNTESIS DE ARREGLOS DE ANTENAS A SER OPTIMIZADOS	65
5.1 Síntesis de Arreglo <i>Broadside</i>	65
5.2 Síntesis de Arreglo Circular	68
CAPÍTULO 6.....	70
6. OPTIMIZACIÓN DE ARREGLOS DE ANTENAS UTILIZANDO ALGORITMOS GENÉTICOS Y PSO	70
6.1 Introducción	70
6.2 Función de Costo Multivariable: Parámetros Evaluados de los Arreglos de Antenas	71
6.3 Modelos de Optimización de los Arreglos de Antenas: Elaboración de los Algoritmos para PSO y Algoritmo Genético	72
6.4 Implementación en Scilab o Matlab	75
6.5 Resultados: Valores de los Parámetros de los Arreglos de Antenas antes y después de la Optimización	76
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	88
BIBLIOGRAFÍA	90

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1: Configuración geométrica para el cálculo del potencial magnético vector producido por un dipolo eléctrico ideal.	11
Figura 2.2: Componentes del potencial magnético vector A , en coordenadas esféricas.	12
Figura 2.3: Frente de onda electromagnética radiada por un dipolo eléctrico ideal.	14
Figura 2.4: Frente de onda plana en la región de campo lejano.	16
Figura 2.5: Diagrama de radiación del dipolo elemental: a) Plano θ o "E"; b) Plano φ o "H".	17
Figura 2.6: Diagrama de radiación en coordenadas rectangulares.	18
Figura 2.7: Partes de un diagrama de radiación.	20
Figura 2.8: Esquema de impedancias en el sistema transmisor, línea de transmisión y antenas.	22
Figura 2.9: Longitud efectiva de una antena.	25
Figura 3.1: Arreglo lineal de antenas.	28
Figura 3.2: Arreglo de dos antenas isotrópicas.	28
Figura 3.3: Diagrama de radiación de un arreglo <i>broadside</i> , con $d = \lambda/4$	32
Figura 3.4: Diagrama de radiación de un arreglo <i>broadside</i> , con $d = \lambda$	33
Figura 3.5: Arreglo lineal con número par de elementos.	36
Figura 3.6: Arreglo lineal con número impar de elementos.	37
Figura 3.7: Arreglo circular.	46
Figura 3.8: Diagrama de radiación de un arreglo circular.	48
Figura 4.1: Funcionamiento de un algoritmo genético.	52
Figura 4.2: Diagrama de flujo del algoritmo genético.	53
Figura 4.3: Mecanismo de recombinación de único punto.	56
Figura 4.4: Mecanismo de recombinación multipunto.	57
Figura 4.5: Mutación por sustitución puntual.	58
Figura 4.6: Movimiento de una partícula en el espacio de soluciones.	61
Figura 4.7: Diagrama de flujo de PSO.	63

Figura 5.1: Diagrama de radiación del arreglo <i>broadside</i> con espaciamento uniforme $d = \lambda/2$ y corrientes no uniformes.....	67
Figura 5.2: Diagrama de radiación de un arreglo circular para $\phi = 90^\circ$	69
Figura 6.1: Diagrama de radiación del arreglo <i>broadside</i> , con espaciamento uniforme $d = \lambda/2$, antes y después de la optimización, función de costo de una variable.	77
Figura 6.2: Diagrama de radiación del arreglo <i>broadside</i> , con espaciamento uniforme $d = \lambda/2$, antes y después de la optimización, función de costo de dos variables, expresión (6.4), con $\alpha = 0,8$ y $\beta = 0,2$	78
Figura 6.3: Diagrama de radiación del arreglo <i>broadside</i> , con espaciamento uniforme $d = \lambda/2$, antes y después de la optimización, función de costo de dos variables, expresión (6.4), con $\alpha = 0,9$ y $\beta = 0,1$	79
Figura 6.2: Diagrama de radiación del arreglo <i>broadside</i> , con espaciamento uniforme $d = \lambda/2$, antes y después de la optimización, función de costo de dos variables, expresión (6.4), con $\alpha = 0,8$ y $\beta = 0,2$	82
Figura 6.5: Convergencia con PSO, arreglo <i>broadside</i> , función de dos variables, expresión (6.4), con $\alpha = 0,8$ y $\beta = 0,2$	83
Figura 6.6: Convergencia con algoritmo genético, arreglo <i>broadside</i> , función de dos variables, expresión (6.4), con $\alpha = 0,8$ y $\beta = 0,2$	84
Figura 6.7: Diagrama de radiación del arreglo circular, con $\varphi = 90^\circ$, antes y después de la optimización, función de costo de una variable.	86
Figura 6.8: Diagrama de radiación del arreglo circular, con $\varphi = 90^\circ$, antes y después de la optimización, función de costo de dos variables, expresión (6.4), con $\alpha = 0,8$ y $\beta = 0,2$	86

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3.1: Series de funciones coseno para la distribución de corrientes Dolph-Tchebysheff.	37
Tabla 3.2: Polinomios de Tchebysheff.	39
Tabla 3.3: FA o FS, según la distribución de corriente.	41
Tabla 6.1: Amplitudes de las corrientes de excitación, arreglo <i>broadside</i> , función de ajuste de una variable.	76
Tabla 6.2: Amplitudes de las corrientes de excitación, arreglo <i>broadside</i> , función de ajuste de dos variables, expresión (6.4), con $\alpha = 0,8$ y $\beta = 0,2$	78
Tabla 6.3: Amplitudes de las corrientes de excitación, arreglo <i>broadside</i> , función de ajuste de dos variables, expresión (6.4), con $\alpha = 0,9$ y $\beta = 0,1$	80
Tabla 6.4: Amplitudes de las corrientes de excitación, arreglo <i>broadside</i> , función de ajuste de dos variables, expresión (6.5), con $\alpha = 0,8$ y $\beta = 0,2$	81
Tabla 6.5: Amplitudes de las corrientes de excitación, arreglo circular, función de ajuste de una variable, con $\alpha = 0,8$ y $\beta = 0,2$	84
Tabla 6.6: Amplitudes de las corrientes de excitación, arreglo circular, función de ajuste de dos variables, expresión 6.4, con $\alpha = 0,8$ y $\beta = 0,2$	85

INTRODUCCIÓN

Las antenas constituyen una de las partes más importantes en los sistemas inalámbricos de telecomunicaciones; ya que gracias a ellas las señales u onda electromagnética se propagan entre los puntos de transmisión y recepción del sistema.

El análisis de las antenas es muy amplio, pues las características físicas y eléctricas que presenta una determinada antena varían significativamente dependiendo de la frecuencia o banda de frecuencia de operación del espectro de RF (radiofrecuencia) para la cual sea diseñada.

En todo caso, en general, una sola antena presenta limitaciones especialmente cuando se requieren altas directividades, mitigación de interferencias a través del direccionamiento adecuado de los nulos del diagrama de radiación, entre otras, que son superadas mediante el uso de arreglos de antenas, es decir, conjunto de antenas interactuando entre sí que generan características eléctricas que pueden ser ajustadas a requerimientos particulares de diseño, tales como dirección del lóbulo principal, número de lóbulos principales, nivel de los lóbulos secundarios, ganancia del arreglo, dirección de los nulos del diagrama de radiación, entre otros.

Para lograr que un determinado arreglo cumpla con uno o más de esos requerimientos de diseño, no es suficiente el uso de alguno de los diversos métodos de síntesis o diseño que existen para tal fin, sino que es necesario recurrir a técnicas complementarias para la optimización del arreglo. Entre esas técnicas han venido jugando un papel muy importante las conocidas como computación inteligente (CI) o inteligencia computacional (IC), las cuales presentan un buen desempeño en la optimización de problemas complejos multivariables, significativa no linealidad, elevadas discontinuidades, no diferenciables, etc., como los que suelen caracterizar a las agrupaciones de antenas.

En ese sentido, el objetivo principal del presente trabajo está centrado en la aplicación de algunas de esas técnicas CI, específicamente, algoritmo genético (AG) y Optimización por Enjambre de Partículas (PSO = *Particle Swarm Optimization*), para la optimización, de forma simultánea, del nivel de lóbulos secundarios y el ancho del

haz en los puntos en los primeros nulos del diagrama de radiación, de arreglos de antenas *broadside* y circulares.

Ahora bien, para una mejor comprensión del texto del trabajo, el mismo se ha dividido en los siguientes capítulos:

Capítulo 1: se presentan algunos de los antecedentes de los temas involucrados. Asimismo, se formula el problema y plantean los objetivos a seguir para alcanzar la solución del problema.

Capítulo 2: se estudian los aspectos más resaltantes de las antenas tales como campos eléctrico y magnético producidos por el dipolo elemental o dipolo infinitesimal, diagrama de radiación, directividad, ganancia, entre otros.

Capítulo 3: comprende una sucinta revisión de los aspectos más importantes relacionados con los arreglos de antenas, como, por ejemplo, el factor de arreglo (FA), algunos tipos de arreglos y métodos para la síntesis o diseño de los mismos.

Capítulo 4: se hace un análisis general de las dos técnicas de inteligencia computacional que serán utilizadas en el presente trabajo. En ese sentido, se estudia la filosofía de los algoritmos genéticos y PSO, así como la concepción básica de las mismas.

Capítulo 5: comprende el diseño de los dos arreglos de antenas considerados en el presente trabajo para la aplicación de las técnicas IC mencionadas, es decir arreglo *broadside* y arreglo circular.

Capítulo 6: se implementan las técnicas de inteligencia computacional en los arreglos en cuestión y se comparan los resultados.

CAPÍTULO 1

1. DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA

Este capítulo contempla una breve revisión de algunos de los prácticamente innumerables antecedentes que existen en la literatura escrita y electrónica acerca de los tres principales temas tratados en el presente trabajo: antenas, inteligencia computacional y aplicación de la inteligencia computacional en la optimización de antenas. Seguidamente, se plantea el problema a ser resuelto mediante el presente desarrollo. Asimismo, se justifica el por qué el problema planteado es de interés como tema de investigación. También, se establecen los objetivos, general y específicos, que permiten resolver el problema. Finalmente, se indican los alcances del trabajo como tal.

1.1 Antecedentes

El estudio de las antenas, así como de las técnicas de computación inteligente o inteligencia computacional, no sólo es de vieja data, sino que abarca un espectro prácticamente ilimitado de asuntos, incluyendo sus antecedentes. Por ello, en esta sección, a manera de ejemplo, se presentarán algunos de esos antecedentes.

En ese sentido, cualquier línea del tiempo que se quiera elaborar sobre la teoría y desarrollo de antenas debe incluir las famosas ecuaciones del escocés James Clarke Maxwell [1], quien gracias a su trabajo intitulado “*Treatise on Electricity on Magnetism*” publicado en 1873, puso a disposición de los investigadores del área

las herramientas analíticas para resolver un sinnúmero de problemas relacionados con electromagnetismo, como es el caso de las antenas.

El trabajo de Maxwell, de una manera directa o indirecta, abrió paso a grandes invenciones, tales como el teléfono, motores eléctricos, la radio, la televisión, antenas, entre muchos otros más. Asimismo, fue el preámbulo para el desarrollo de importantes teorías relacionadas con el campo de la electricidad y magnetismo, como, por ejemplo, los trabajos de Hall [2], Tesla [3], Hertz [4], Marconi [5], Einstein [6], etc.

En el caso concreto del desarrollo de antenas, en 1886 Hertz construyó el primer dipolo eléctrico que se conoce en la historia [7]. Dos años más tarde, el mismo Hertz elaboró la primera antena con reflector parabólico [8]. En 1897, Jagadis Chandra Bose fabricó la primera antena de bocina con funcionalidades realmente prácticas [9].

Por muchos años el desarrollo de antenas no mostró avances significativos en cuanto a nuevos diseños hasta que en 1926 se inventó la antena Yagi-Uda, siendo uno de los primeros arreglos de antenas en aparecer en la historia [10]. En 1938, fue patentada la primera antena de lazo, con forma rómbica [11].

La antena helicoidal fue inventada por 1946 [12], mientras que a finales de la década de los años 60 se desarrolló la antena log-periódica [13]. Al año 1962 refiere la historia la puesta en operación de la primera antena parabólica para comunicaciones vía satélite [14] y a inicio de los años 70 se inventó la antena *microstrip* [15].

En las últimas décadas ha habido significativos avances no sólo en el marco de la creación de antena, sino también en lo relacionado con la optimización del desempeño de las mismas. En este último objetivo, ha jugado un rol muy importante las técnicas de inteligencia computacional (IC), también llamada, computación inteligente (CI).

La computación inteligente tiene su primer antecesor importante en la conocida inteligencia artificial, término introducido por primera vez en 1956 por John

McCarthy [16], hablando de la capacidad de los computadores también de “pensar”.

De manera similar al caso de la teoría, desarrollo y aplicaciones de las antenas, son prácticamente innumerables los antecedentes relacionados con la inteligencia computacional y sus aplicaciones. Por ejemplo, en 1951 fue creada la primera red neuronal artificial por Marvin Minsky [17], en tanto que los algoritmos genéticos (AG) fueron inventados por John Holland a mediados de la década de los 60 [18], ACO (*Ant Colony Optimization*) fue propuesta por Dorigo en 1992 [19], técnica PSO fue surgió en 1995 por Eberhart and Kennedy [20], entre otros.

Asimismo, en el caso concreto del uso de la computación inteligencia en el diseño u optimización de antenas, también existe en la literatura una importante cantidad de antecedentes, la mayoría de ellos publicados en los últimos años. En ese sentido, se tiene el empleo de redes neuronales artificiales [21], PSO [22], algoritmos genéticos [23], lógica difusa [24], etc., por mencionar apenas algunos, para el caso específico de optimización de antenas.

1.2 Planteamiento del Problema

Para muchas de las aplicaciones en sistemas inalámbricos de telecomunicaciones es importante que el diagrama de radiación de las antenas cumpla con determinadas características particulares relacionadas, por ejemplo, con el ancho del haz, nivel de los lóbulos laterales, ganancia, dirección de los nulos, relación “frente-espalda”, entre otras. Ello es debido a que dichas aplicaciones pueden requerir, por ejemplo, que se incremente la ganancia de la antena en una determinada dirección o que se modifique la dirección de máxima radiación o que se disminuya el nivel de los lóbulos secundarios, etc.

Las antenas más apropiadas para obtener diagramas de radiación particulares para una determinada aplicación son los arreglos de antenas, los cuales consisten en la interacción simultánea de dos o más antenas, la mayoría de las veces, con idénticos diagrama de radiación. No obstante, no siempre es posible conseguir diagramas de radiación, producidos por dichos arreglos de antenas, que se adapten con un determinado nivel de precisión a una o más condiciones previamente establecidas como requerimiento. En ese caso, ello incidirá

negativamente en el desempeño del sistema inalámbrico de telecomunicaciones en cuestión; como, por ejemplo, se pudiese tener una relación S/I (señal/interferencia) por debajo de la requerida.

Por otra parte, si bien en la literatura se consiguen aplicaciones de las técnicas de computación inteligente (redes neuronales, algoritmos genéticos, PSO, etc.) en la optimización de arreglos de antenas, las mismas son generalmente aplicadas sobre sólo un parámetro del arreglo y no a dos o más de ellos, de manera simultánea. Más aún, en los casos en los que se implementa la optimización sobre más de un parámetro del arreglo, prácticamente no existe ninguna explicación en relación a como se hace la implementación de los algoritmos de optimización como tal.

1.3 Justificación

Los algoritmos que se desarrollan e implementan en el presente trabajo, basados en técnicas de computación inteligente, específicamente algoritmos genéticos y PSO (*Particle Swarm Optimization*), permiten optimizar más de un parámetro a la vez en arreglos de antenas, con el valor agregado dichas técnicas ofrecen buenos resultados cuando se trata de problemas complejos multivariados, elevados no lineales, no diferenciables, etc. Con ello, se incrementa la eficiencia en el control de esos parámetros, para satisfacer determinadas características que se desean para dichos arreglos, como, por ejemplo, disminución del ancho del haz del diagrama de radiación, disminución del nivel de los lóbulos secundarios, entre otros.

Adicionalmente, se consigue desarrollar algoritmos propios del autor del presente trabajo, en la herramienta computacional Matlab, que pueden ser modificados para optimizar otras características de los arreglos de antenas.

1.4 Descripción de la Solución Propuesta

Básicamente, la solución del problema planteado consiste en desarrollar los correspondientes algoritmos en la herramienta computacional Matlab, basados en las técnicas IC consideradas en el presente trabajo, es decir, algoritmo genético y PSO, que permitan lograr los objetivos de optimización seleccionados

en las respectivas funciones de ajuste, también conocidas como funciones de costo, aptitud o *fitness*. La efectividad de las mencionadas técnicas CI en la meta planteada se evalúa a través de la comparación de los diagramas de radiación de los arreglos de antenas seleccionados (*broadside* y *circular*), antes y después de la optimización.

1.5 Objetivos

General

Usar las técnicas de computación inteligente PSO y algoritmo genético, para la optimización de arreglos de antenas *broadside* y circular.

Específicos

- Examinar los conceptos básicos de la teoría de antenas, especialmente lo concerniente a los principales parámetros característicos de las mismas.
- Analizar los principales aspectos relacionados con los arreglos de antenas: parámetros, arreglos lineales, distribuciones de amplitud de corrientes y métodos más utilizados para la síntesis de arreglos.
- Estudiar las técnicas de computación inteligente basadas en algoritmos genéticos y PSO (*Particle Swarm Optimization*), que son aplicadas para la optimización de arreglos de antenas.
- Realizar las síntesis de los arreglos *broadside* y circular.
- Desarrollar, en la herramienta computacional Matlab, los algoritmos de PSO y algoritmo genético para la optimización de los arreglos de antenas seleccionados.
- Comparar, en términos de los valores de los parámetros (de los arreglos) seleccionados para su optimización, los resultados obtenidos antes y después de la aplicación de las técnicas de inteligencia computacional consideradas.

1.6 Alcance y Limitaciones

El alcance del trabajo se limitó a la evaluación de la efectividad de dos de las diversas técnicas de computación inteligente que existen, concretamente, PSO y algoritmo genético, en dos de los también existentes diversos tipos de arreglos de antenas, en torno a una sola de las variantes de cada uno de esos dos arreglos. No obstante, los algoritmos desarrollados para la evaluación de la referida optimización son escalables para al menos otros tipos de arreglos de antenas, otros parámetros de dichos arreglos e incluso, para antenas individuales.

En cuanto a las limitaciones, la realmente resaltante se refiere a las dificultades en la convergencia de PSO y algoritmo genético en caso de que los valores de los parámetros fijos de ambos algoritmos sean seleccionados fuera del rango de acuerdo al problema a ser optimizado.

CAPÍTULO 2

2. CONCEPTOS BÁSICOS DE ANTENAS

En este capítulo, se abordarán los aspectos teóricos más resaltantes relacionados con la teoría básica de antenas. En ese contexto, juegan un papel inicial importante la teoría electromagnética, representada en este caso por su máximo exponente, las ecuaciones de Maxwell, base fundamental en el cálculo de los campos eléctrico y magnético producidos por la antena más elemental, es decir, el dipolo infinitesimal de corriente, también conocido como dipolo eléctrico ideal. El presente capítulo esbozará las principales características de ese dipolo; características que en general son las que presentan las antenas (individuales o en arreglos), con las correspondientes variaciones que implican las características particulares de las mismas.

2.1 Ecuaciones de Maxwell

En esencia, una antena puede ser considerada como una interfaz entre un transmisor (o receptor) y el aire como medio de propagación de la onda electromagnética que viaja entre ambos extremos de un enlace de radiofrecuencia, resaltando que entre el transmisor (o receptor) y la antena existe una línea de transmisión (cable coaxial o guía de onda).

Por tanto, para el estudio de las características de una antena, en principio se recurre a la teoría electromagnética. En dicho estudio, juegan un papel muy importante las famosas ecuaciones de Maxwell [25]:

$$\overline{\nabla \times \vec{H}} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.1a)$$

$$\overline{\nabla \times \vec{E}} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.1b)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (2.1c)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.1d)$$

Donde:

\vec{H} = Campo magnético

\vec{E} = Campo eléctrico

\vec{D} = Inducción eléctrica = $\epsilon \vec{E}$

\vec{B} = Inducción magnética = $\mu \vec{H}$

\vec{J} = Densidad de corriente de conducción

ρ = Densidad de carga eléctrica

ϵ = Permitividad eléctrica del medio

μ = Permeabilidad magnética del medio

Por otra parte, la divergencia y rotacional de un campo vectorial \vec{F} y el gradiente de un campo escalar V , en coordenadas esféricas, que son en las que se expresarán los campos eléctrico y magnético de una antena, vienen dados por [26]:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{F} = \left[\frac{1}{r^2} \frac{\partial(r^2 F_r)}{\partial r} + \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial(\sin \theta F_\theta)}{\partial \theta} + \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial(F_\phi)}{\partial \phi} \right] \quad (2.2a)$$

$$\overline{\nabla \times \vec{F}} = \frac{1}{r^2 \sin \theta} \begin{vmatrix} \vec{a}_r & r\vec{a}_\theta & r \sin \theta \vec{a}_\phi \\ \frac{\partial}{\partial r} & \frac{\partial}{\partial \theta} & \frac{\partial}{\partial \phi} \\ F_r & rF_\theta & r \sin \theta F_\phi \end{vmatrix} \quad (2.2b)$$

$$\vec{\nabla} V = \frac{\partial V}{\partial r} \vec{a}_r + \frac{1}{r} \frac{\partial V}{\partial \theta} \vec{a}_\theta + \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial V}{\partial \phi} \vec{a}_\phi \quad (2.2c)$$

Ahora bien, de la expresión (2.1d) se concluye que el campo \vec{B} es solenoidal (líneas de fuerza del campo cerradas), por lo que \vec{B} se puede escribir como el rotacional de otro campo vectorial, en este caso, \vec{A} , llamado "potencial magnético vector", es decir [25]:

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A} \quad (2.3)$$

2.2 Potenciales Magnético Vector y Eléctrico Escalar

Tal como fue mencionado en la sección anterior, el potencial magnético vector es el rotacional del campo de inducción magnética \vec{B} .

De (2.1b) y (2.3), se tiene que:

$$\nabla \times \left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = \vec{0} \quad (2.4)$$

Donde $\vec{0}$ es un vector auxiliar conocido como vector nulo.

De (2.4) se deduce que el campo $\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$ es conservativo y, por tanto, deriva de un campo escalar ϕ , del cual es su gradiente negativo, es decir [25]:

$$\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\nabla \phi \quad (2.5)$$

Considerando variación armónica con el tiempo en los campos involucrados, por ejemplo, $\vec{A} = \vec{A}_0 e^{j\omega t}$, la expresión (2.5) queda:

$$\vec{E} + j\omega \vec{A} = -\nabla \phi \quad (2.6)$$

Donde ω es igual a $2\pi f$, siendo "f" la frecuencia de la onda electromagnética.

Por otra parte, se dice que un campo vectorial está completamente definido cuando se conoce su rotacional y divergencia. En el caso del campo \vec{A} fue establecido su rotacional en la expresión (2.3). Por definición, la divergencia del campo \vec{A} es dada por [25]:

$$\nabla \cdot \vec{A} = -j\omega \mu \epsilon \phi \quad (2.7)$$

En (2.7) también se ha considerado variación armónica con el tiempo de los campos.

Por tanto, el gradiente de ϕ ($\nabla \phi$) es:

$$\vec{\nabla} \phi = -\frac{\vec{\nabla} \cdot (\nabla \cdot \vec{A})}{j\omega \mu \epsilon} \quad (2.8)$$

De (2.6) y (2.8), se obtiene que el campo eléctrico viene dado por:

$$\vec{E} = \frac{\vec{\nabla} \cdot (\vec{\nabla} \vec{A})}{j\omega\mu\epsilon} - j\omega\vec{A} \quad (2.9)$$

En consecuencia, una de las formas de calcular los campos \vec{E} y \vec{H} , cuando se considera variación armónica con el tiempo, es hallando primero el campo \vec{A} y después aplicar las expresiones (2.3) y (2.9), recordando que $\vec{B} = \mu\vec{H}$.

Finalmente, para campos electromagnéticos en los que se considera el retardo con el tiempo que sufre la onda durante su propagación desde la fuente emisora hasta el punto de observación, el potencial magnético vector producido, específicamente por una línea de corriente $I = I_0 e^{j\omega t}$ y longitud "L", es dado por [25]:

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \int_L \frac{I_0 e^{j\omega(t-r/v)}}{r} dl \vec{a}_l \quad (2.10)$$

Donde "r" es la distancia desde el diferencial de longitud "dl" (tomado sobre la línea de corriente) hasta el punto de observación, "v" es la velocidad de propagación de la onda electromagnética y \vec{a}_l el vector diferencial de longitud paralelo a la dirección de la corriente I_0 .

2.3 Características de Radiación de un Dipolo Infinitesimal de Corriente

El dipolo infinitesimal, también conocido como dipolo eléctrico ideal, es considerado la antena elemental, que forma parte de una antena real. Las propiedades de esta última se pueden determinar a partir de las propiedades del dipolo ideal.

Las características de un dipolo eléctrico ideal son [25, 27]:

- Longitud infinitesimal: longitud física (h) mucho menor que la longitud de onda de la señal (λ), es decir, $h \ll \lambda$.
- Diámetro (D) mucho menor que la longitud del dipolo ($D \ll h$)
- Su corriente está distribuida de manera uniforme.

2.3.1 Campos Eléctrico y Magnético

Considérese un alambre de longitud “h” mucho menor que la distancia “r” medida desde el centro del alambre hasta el punto de observación “P” ($h \ll r$), por el cual circula una corriente de amplitud constante, $I = I_0 e^{j\omega t}$, tal como muestra la Figura 2.1.

De (2.10) se tiene que el potencial magnético vector, en este caso, es dado por:

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \int_{-h/2}^{h/2} \frac{I_0 e^{j\omega(t-r'/v)}}{r'} dz \vec{a}_z \quad (2.11)$$

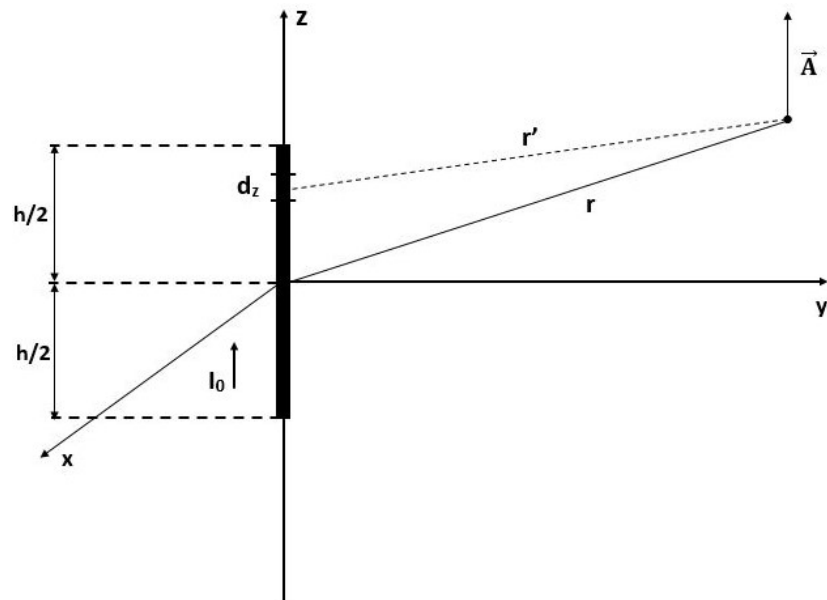


Figura 2.1: Configuración geométrica para el cálculo del potencial magnético vector producido por un dipolo eléctrico ideal.

Como $h \ll r$, desde el punto “P” el dipolo se ve como un punto localizado en el centro en el origen del sistema de coordenadas. Por ello, en este caso, r' pasa a ser “r” de coordenadas esféricas.

Además, la misma condición $h \ll r$ indica que “r” es constante para todos los puntos del alambre, ya que, desde el punto “P” todos los puntos del alambre se ven a una misma distancia “r”.

Por tanto, la expresión (11) queda:

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \frac{I_0 e^{j\omega(t-r/v)}}{r} h \vec{a}_z \quad (2.12)$$

Recordando que corriente $I = I_0 e^{j\omega t}$, resulta:

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi r} h I e^{-j\omega r/v} \vec{a}_z \quad (2.13)$$

Como la constante de fase “k” es igual a $2\pi/\lambda$ y λ es igual a v/f , se puede demostrar que “k” también es igual a ω/v . Por ello, la expresión (2.13) también es igual a:

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi r} h I e^{-jkr} \vec{a}_z \quad (2.14)$$

Ahora bien, para determinar las expresiones de los campos magnético y eléctrico, el potencial magnético vector de la expresión (2.14) se debe transformar en coordenadas esféricas, de acuerdo a la Figura 2.2.

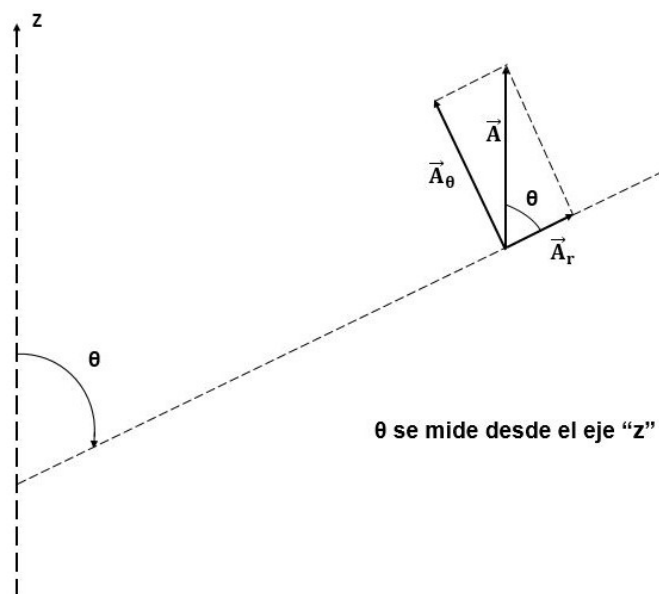


Figura 2.2: Componentes del potencial magnético vector \vec{A} , en coordenadas esféricas.

De la Figura 2.2, se tiene:

$$A_r = A_z \cos \theta \quad (2.15)$$

$$A_\theta = A_z \sin \theta \quad (2.16)$$

$$\vec{A} = A_r \vec{a}_r - A_\theta \vec{a}_\theta \quad (2.17)$$

Es decir:

$$\vec{A} = \frac{\mu h I}{4\pi r} e^{-jkr} \cos \theta \vec{a}_r - \frac{\mu h I}{4\pi r} e^{-jkr} \sin \theta \vec{a}_\theta \quad (2.18)$$

Seguidamente, se calcula el campo magnético \vec{H} a partir de la expresión (2.3), a sabiendas de que, además, $\vec{B} = \mu \vec{H}$:

$$\vec{\nabla} \times \vec{A} = \frac{1}{r^2 \sin \theta} \begin{vmatrix} \vec{a}_r & r\vec{a}_\theta & r\sin\theta\vec{a}_\phi \\ \frac{\partial}{\partial r} & \frac{\partial}{\partial \theta} & \frac{\partial}{\partial \phi} \\ \frac{\mu h I e^{-jkr} \cos \theta}{4\pi r} & r \left(-\frac{\mu h I e^{-jkr} \sin \theta}{4\pi r} \right) & 0 \end{vmatrix} \quad (2.19)$$

De donde se obtiene que:

$$\vec{H} = \frac{I h \sin \theta e^{-jkr}}{4\pi r} \left(j \frac{k}{r} + \frac{1}{r^2} \right) \vec{a}_\phi \quad (2.20)$$

Se observa que el campo magnético tiene sólo componente en ϕ , lo cual era de esperarse por la “regla de la mano derecha”.

Asimismo, aplicando la ecuación (2.9), se obtiene el campo eléctrico \vec{E} :

$$E_r = \frac{I h \cos \theta e^{-jkr}}{2\pi \epsilon} \left(\frac{1}{v r^2} + \frac{1}{j \omega r^3} \right) \quad (2.21)$$

$$E_\theta = \frac{I h \sin \theta e^{-jkr}}{4\pi \epsilon} \left(\frac{1}{j \omega r^3} + \frac{1}{v r^2} + \frac{j \omega}{v^2 r} \right) \quad (2.22)$$

De las expresiones (2.20), (2.21) y (2.22), se concluye que la onda electromagnética producida por un dipolo eléctrico ideal se propaga en la dirección radial esférica “r” (término e^{jkr}). Además, obsérvese que el campo \vec{H} no tiene componente en la dirección de propagación, mientras

que \vec{E} si tiene. Por ello, la onda en cuestión se denomina onda TM (transverso magnética).

Para un frente de onda específico, se tiene la misma fase (una misma "r") y una velocidad de fase dada por ω/k , la cual, en el espacio libre o aire es igual a la velocidad de la luz (aproximadamente, 3×10^8 m/s). Los frentes de onda en cuestión tienen formas esféricas concéntricas con centro en el dipolo infinitesimal de corriente, tal como muestra la Figura 2.3.

Ahora tenemos una condición de campos (eléctrico y magnético) lejanos, donde prevalecen los términos en $1/r$. Por tanto:

$$H_\phi = jk \frac{Ih e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta \quad (2.23a)$$

$$E_\theta = \frac{jIh \sin \theta e^{-jkr} \omega}{v^2 4\pi r \epsilon} \quad (2.23b)$$

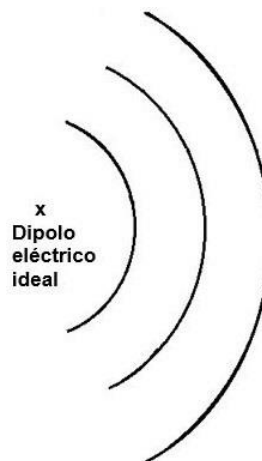


Figura 2.3: Frente de onda electromagnética radiada por un dipolo eléctrico ideal.

De las ecuaciones (2.23a) y (2.23b) se puede observar que, para campo lejano, también llamado campo de radiación (responsable del flujo de potencia "lejos" de la fuente), la onda es transverso electromagnética (TEM), ya que no existe componente de \vec{E} ni de \vec{H} en la dirección de propagación y, además, ambos campos son perpendiculares entre sí.

Por su parte, para campos cercanos, en los que “r” tiende a cero, los términos que predominan son $1/r^3$ (para campo eléctrico) y son $1/r^2$ (para campo magnético), es decir:

$$H_{\varphi} = \frac{Ih \operatorname{sen} \theta e^{-jkr}}{4\pi r^2} \quad (2.24a)$$

$$E_r = \frac{Ih \cos \theta}{j2\pi\epsilon\omega r^3} e^{-jkr} \quad (2.24b)$$

$$E_{\theta} = \frac{Ih \operatorname{sen} \theta}{j4\pi\epsilon\omega r^3} e^{-jkr} \quad (2.24c)$$

En este caso, la onda resultante es transversa magnética (TM).

Es importante resaltar que la región de campo lejano es la considerada como válida para el estudio analítico, numérico, etc., de las características de las antenas. A decir verdad, la referida validez está relacionada con la existencia de la conocida “onda plana” en dicha región.

Una de las características de la onda plana es, precisamente, que se trata de onda TEM. Sin embargo, también debe cumplirse que todos los puntos del frente de onda tengan la misma fase, lo cual sólo puede tener lugar, en forma de aproximación, en esa región de campo lejano.

En la Figura 2.4 se puede observar que cierta porción del frente de onda esférico de una onda radiada por el dipolo eléctrico ideal se “confunde” o solapa con el frente de onda plano, por tanto, en esa zona, la onda esférica se considera plana.

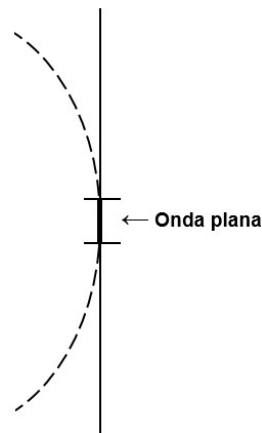


Figura 2.4: Frente de onda plana en la región de campo lejano.

En ese sentido, por tratarse de onda plana, la relación de las intensidades de los campos eléctrico y magnético es igual a la impedancia intrínseca del medio o impedancia de la onda, η [25].

De (2.23a) y (2.23b) se tiene:

$$\frac{E_{\theta}}{H_{\phi}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \eta \quad (2.25)$$

2.3.2 Diagrama de Radiación

En general, el diagrama o patrón de radiación de una antena es la representación gráfica, en principio, en tres dimensiones, de las propiedades de radiación de la antena en función de la distancia medida desde la antena.

Sin embargo, en la práctica, se suele representar el diagrama de radiación de una antena en dos dimensiones y generalmente esos planos son el plano horizontal a la antena y uno de los verticales.

Para el caso del dipolo infinitesimal de corriente, del diagrama de radiación se puede obtener a partir de (2.23b), haciendo "r" constante y asignando valores al ángulo θ . En las Figuras 2.5a y 2.5b, se observan los patrones de radiación obtenidos para los planos θ (plano "E") y ϕ (plano

“H”), respectivamente [28]. Ambos diagramas están graficados en coordenadas polares.

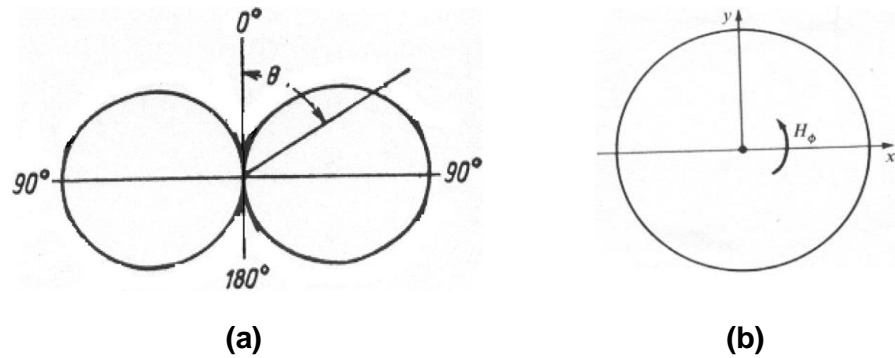


Figura 2.5: Diagrama de radiación del dipolo elemental: a) Plano θ o “E”; b) Plano φ o “H”.

Las Figuras 2.5a y 2.5b, muestran que el diagrama de radiación de un dipolo eléctrico ideal es direccional en el plano θ y omnidireccional en el plano φ .

Otra forma de mostrar el diagrama de radiación es mediante el llamado patrón de discriminación, que es una representación en coordenadas rectangulares en el cual el eje de las abscisas representa el ángulo θ (o φ) y el eje de las ordenadas representa la intensidad del campo eléctrico, generalmente, normalizado entre el máximo valor de ese campo eléctrico y en decibelios. En la Figura 2.6 se muestra un diagrama de radiación de este tipo, el cual corresponde a una antena Yagi [29].

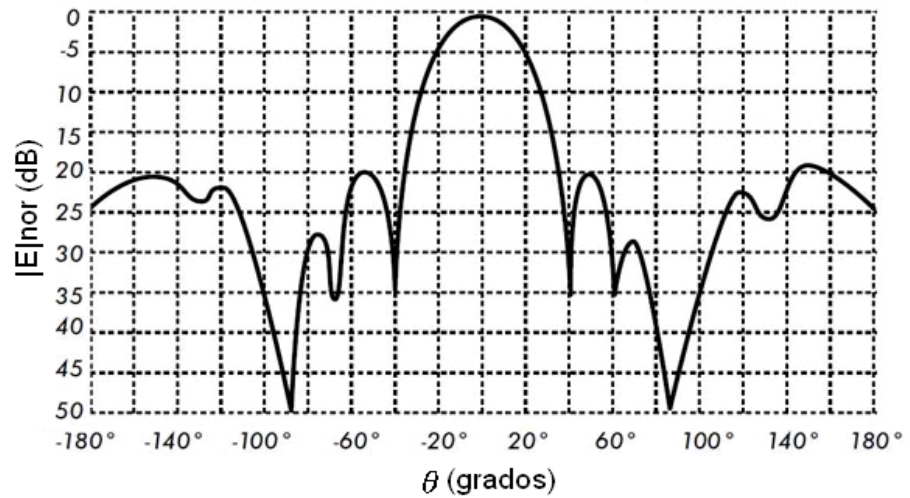


Figura 2.6: Diagrama de radiación en coordenadas rectangulares.

Precisamente, el hallar el diagrama de radiación normalizado es la práctica común. Por ejemplo, en el caso del dipolo elemental o dipolo eléctrico ideal o dipolo infinitesimal, se tendría:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{E_\theta}{E_{\theta_{max}}} \quad (2.26)$$

Donde:

$F(\theta, \varphi)$ = Factor del diagrama de radiación

E_θ = Campo eléctrico dado en (2.23b)

$E_{\theta_{max}}$ = Campo eléctrico máximo, obtenido de (2.23b)

De (2.23b) se tiene que el máximo valor del campo eléctrico producido por un dipolo infinitesimal en la región de campo lejano se obtiene cuando θ es igual a 90° . Por lo que, $E_{\theta_{max}}$ es igual a:

$$E_{\theta_{max}} = \frac{jI l e^{-jkr} \omega}{v^2 4\pi r \epsilon} \quad (2.27)$$

Reemplazando (2.24) y (2.23b) en (2.26), se tiene:

$$F(\theta, \varphi) = \text{sen}\theta \quad (2.28)$$

Las gráficas de $F(\theta, \varphi)$, en los planos θ (plano "E") y φ (plano "H"), son las mismas de las Figuras 2.5a y 2.5b, respectivamente.

En ocasiones, el diagrama de radiación también se puede representar en términos de potencia, $P(\theta, \varphi)$. En este caso, se puede demostrar que [25]:

$$P(\theta, \varphi) = |F(\theta, \varphi)|^2 \quad (2.29)$$

Ahora bien, de acuerdo a la forma del diagrama de radiación que presenten las antenas, las mismas se pueden clasificar en [25]:

- Isotrópicas: emiten o reciben señales con igual intensidad en todas las direcciones. Son antenas hipotéticas, que no presentan pérdidas.
- Omnidireccionales: tienen diagrama de radiación direccional en un plano y no direccional en un plano ortogonal (generalmente, el plano horizontal). Por ejemplo, el dipolo infinitesimal.
- Unidireccionales: presentan una sola dirección de máxima radiación o recepción.
- Multidireccionales: presentan dos o más dirección de máxima radiación o recepción.

Las principales partes del diagrama de radiación de una antena son [25,27]:

- Lóbulo principal: contiene la dirección de máxima radiación.
- Lóbulos menores o secundarios: son todos aquellos lóbulos que tienen un nivel menor al principal.
- Nulos: puntos o direcciones en las cuales el diagrama de radiación es cero.
- FNBW (First Null Beam Width): separación angular entre los primeros dos nulos del diagrama de radiación que tienen lugar inmediatamente a ambos lados del lóbulo principal.
- Ancho del haz de los puntos de media potencia (θ_{MP} o φ_{MP}) o HPBW (Half Power Beam Width): separación angular entre los puntos donde el lóbulo principal del diagrama de radiación de potencia es igual a la mitad de su valor máximo o entre los puntos donde el lóbulo principal

del diagrama de radiación del campo eléctrico es igual a 3 dB abajo del valor máximo del campo normalizado (0 dB).

En la Figura 2.7, se pueden observar las partes del diagrama de radiación explicadas arriba [30].

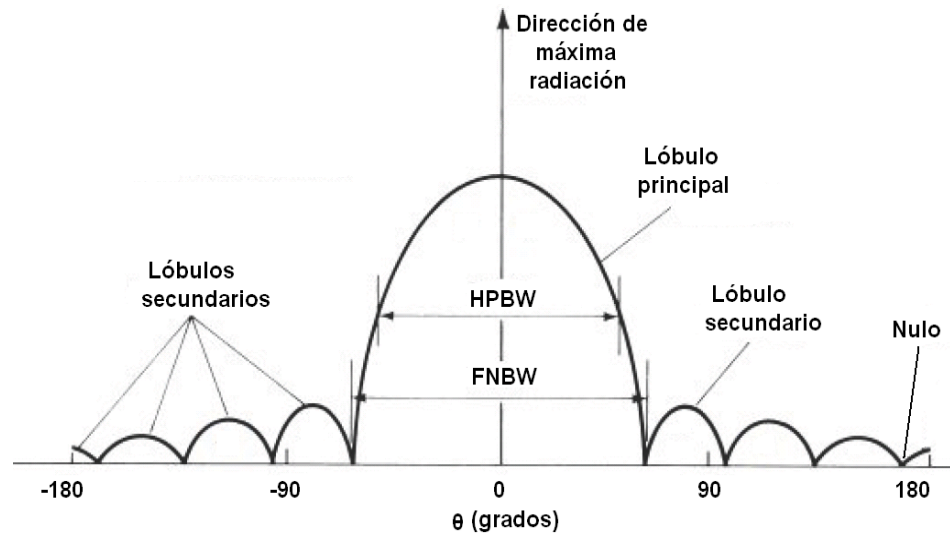


Figura 2.7: Partes de un diagrama de radiación.

2.3.3 Densidad de Potencia

La densidad de potencia por unidad de área, es decir, vatios por unidad de área, de una onda electromagnética es dada por el vector de Poynting [25]:

$$\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H} \quad [\text{W/m}^2] \quad (2.30)$$

Dado que la región de interés es la de campo lejano, entonces:

$$\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H} = \begin{vmatrix} \vec{a}_r & \vec{a}_\phi & \vec{a}_\theta \\ 0 & 0 & E_\theta \\ 0 & H_\phi & 0 \end{vmatrix} \Rightarrow \vec{P} = E_\theta H_\phi \vec{a}_r \quad (2.31)$$

Reemplazando (2.23a) y (2.23b) en (2.31) y haciendo las debidas manipulaciones de los términos, se tiene que:

$$\vec{P} = \frac{k^2 \eta I^2 h^2}{16 \pi^2 r^2} \sin^2 \theta e^{-j2kr} \vec{a}_r \quad (2.32)$$

El valor promedio de la potencia es dado por [25]:

$$\bar{P} = \frac{1}{2} = E_{\theta} H_{\varphi}^* \quad (2.33)$$

Donde H_{φ}^* es valor el conjugado de H_{φ} .

Por lo que, la potencia promedio resulta:

$$P_{av} = \frac{k^2 \eta I^2 h^2}{32\pi^2 r^2} \sin^2 \theta \quad [\text{W/m}^2] \quad (2.34)$$

Finalmente, la potencia total radiada o transmitida por el dipolo infinitesimal de corriente se determina a partir de [25]:

$$W_T = \iint_S \vec{P} \cdot \vec{ds} \quad (2.35)$$

Donde "S" está relacionada a una superficie esférica (frente de onda original del dipolo eléctrico ideal), es decir, $\vec{ds} = r^2 \sin\theta \vec{a}_r$.

Por ello, la potencia total radiada por el dipolo en el espacio libre resulta:

$$W_T = 40\pi^2 \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 I^2 \quad [\text{W}] \quad (2.36)$$

Es decir, la potencia total transmitida por un dipolo eléctrico ideal, depende de la longitud de dipolo y de la corriente que por él circula.

2.3.4 Resistencia de Radiación

Una antena transmisora o receptora, presenta una determinada impedancia a la línea de transmisión que la conecta con el equipo transmisor o receptor, respectivamente.

A cierta frecuencia de operación, la impedancia de entrada Z_A de una antena puede representarse por una parte resistiva, R_A y una parte reactiva, X_A , como sigue:

$$Z_A = R_A + j X_A \quad (2.37)$$

En realidad, R_A representa la potencia disipada en la región de campo cercano de la antena, mientras que X_A representa la potencia almacenada en dicho campo.

La importancia de conocer el valor de Z_A es que de esa manera se podrá lograr la mejor adaptación de impedancia posible para el sistema transmisor o receptor.

En la Figura 2.8 se ilustra el esquema general clásico de las impedancias en juego entre el transmisor (o receptor), la línea de transmisión y la antena.

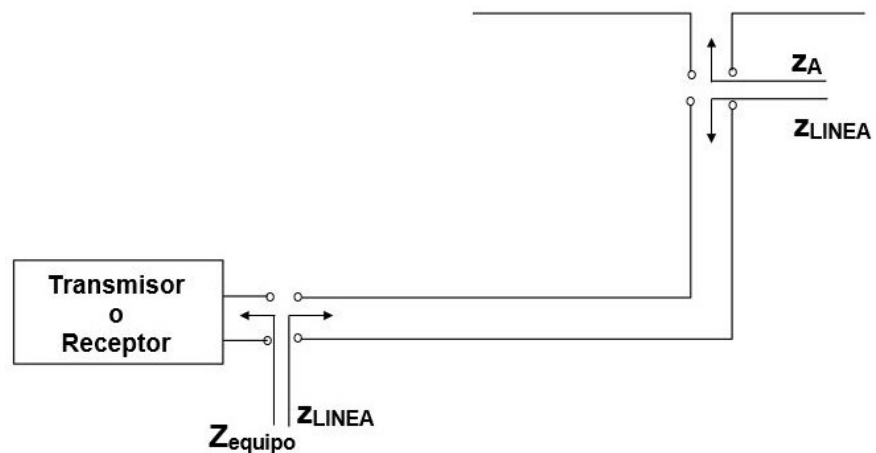


Figura 2.8: Esquema de impedancias en el sistema transmisor, línea de transmisión y antenas.

En la Figura 2.8, Z_{equipo} representa la impedancia de entrada del equipo transmisor o receptor y Z_{LINEA} se refiere a la impedancia de entrada de la línea.

Si W_t es la potencia generada por el transmisor y W_p la potencia disipada debido a las pérdidas óhmicas existentes en la estructura de la antena, entonces se tiene [25]:

$$W_t = W_T + W_p \quad (2.38)$$

Donde W_T , como es sabido, es la potencia total radiada por la antena.

Además, W_t se puede expresar en función de la corriente generada por el transmisor de la siguiente manera [25]:

$$W_t = \left(\frac{I}{\sqrt{2}}\right)^2 R_A = \frac{I^2 R_A}{2} \quad (2.39)$$

Donde “I” es la corriente máxima entregada por el transmisor.

Igualando las ecuaciones (2.38) y (2.39):

$$\frac{I^2 R_A}{2} = W_T + W_p \Rightarrow R_A = \frac{W_T}{I^2/2} + \frac{W_p}{I^2/2} \Rightarrow R_A = R_r + R_p \quad (2.40)$$

Donde “R_r” es la resistencia de radiación y “R_p” es la resistencia de pérdidas.

En la mayoría de las antenas, las pérdidas óhmicas son menores que las pérdidas de radiación, lo que significa que generalmente $R_r \gg R_p$.

2.3.5 Directividad, Eficiencia y Ganancia

La directividad representa la propiedad que tienen las antenas transmisoras de concentrar más energía en una dirección o las antenas receptoras de absorber más potencia incidente en una determinada dirección [27].

Cuantitativamente, la directividad se determina comparando el diagrama de radiación de la antena en estudio con el diagrama de radiación de una antena isotrópica o un dipolo $\lambda/2$, siempre y cuando la potencia con las que se alimenta a ambas antenas (la que está en estudio y la de referencia) sea la misma [25].

La directividad se define como [25]:

$$D = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_{av}} \quad (2.41)$$

Donde $P(\theta, \varphi)$ y P_{av} ya fueron definidas anteriormente.

La directividad puede ser calculada a través de [25]:

$$D = \frac{4\pi}{B} \quad (2.42)$$

Donde “B” es conocido como ángulo sólido del haz medido en estereorradian o radian^2 [25].

Otra forma de determinar, esta vez de manera aproximada, la directividad de una antena es mediante los anchos de haz en los planos “E” y “H”, como sigue [25, 27]:

$$D \approx \frac{4\pi}{\theta_{MP} \varphi_{MP}} \quad (2.43)$$

Donde θ_{MP} y φ_{MP} están en radianes.

Ahora bien, si en la antena no hay pérdidas óhmicas, es decir, $W_p = 0$, entonces se cumple que la ganancia “G” de la antena se determina a partir de [25]:

$$G(\theta, \varphi) = D(\theta, \varphi) \quad (2.44)$$

Por otro lado, se define la eficiencia “e” de una antena a través de la relación:

$$e = \frac{W_T}{W_t} = \frac{W_r}{W_R} \quad (2.45)$$

Donde “ W_r ” representa la potencia en el receptor y “ W_R ” la potencia recibida por una antena receptora.

A sabiendas de que W_T se puede escribir como $\frac{I^2 R_r}{2}$ y que W_t es dada por (2.39), la eficiencia se puede escribir como:

$$e = \frac{\frac{I^2 R_r}{2}}{\frac{I^2 R_A}{2}} \Rightarrow e = \frac{\frac{I^2 R_r}{2}}{\frac{I^2 (R_r + R_p)}{2}} = \frac{R_r}{R_r + R_p} \quad (2.46)$$

Es decir, generalmente “e” es menor que la unidad. No obstante, no son pocos los casos en que $R_r \gg R_p$, por lo que la eficiencia sería aproximadamente igual a la unidad en ese tipo de antenas.

Precisamente, en términos de la eficiencia de la antena, la ganancia de la misma es determinada por [25]:

$$G(\theta, \varphi) = eD(\theta, \varphi) \quad (2.47)$$

Es decir, la ganancia es más representativa que la directividad, pues toma en cuenta no solamente la concentración de la energía en una

determinada dirección, sino también las pérdidas de potencia de la antena.

Por otra parte, también es oportuno mencionar que cuando se emplea una antena isotrópica como antena de referencia para la determinación de la directividad, la ganancia se expresa en dBi; mientras que en el caso de que la antena de referencia sea un dipolo $\lambda/2$ la ganancia se expresa en dBd.

Finalmente, existe un parámetro que en ocasiones puede ser útil en el estudio de las características de una antena, tal es el caso del área efectiva o área de recepción de la antena, la cual se puede determinar a partir de [25, 27]:

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} G \quad (2.48)$$

2.3.6 Longitud Efectiva

En la gran mayoría de los casos se suele estudiar las antenas, en términos de su longitud efectiva o equivalente, L_E , en lugar de su longitud física "L".

La longitud L_E de una antena se obtiene asumiendo que la distribución de corriente en la antena es uniforme e igual a " I_0 " y es dada por [25]:

$$L_E = \frac{1}{I_0} \int_L I(l) dl \quad (2.49)$$

Donde $I(l)$ es la corriente original en la antena.

En la Figura 2.9, se puede observar el concepto de L_E .

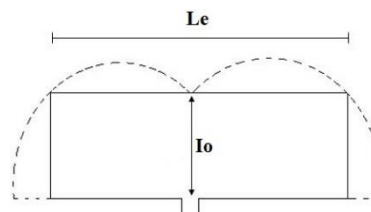


Figura 2.9: Longitud efectiva de una antena.

CAPÍTULO 3

3. ARREGLOS DE ANTENAS

Este capítulo contiene una breve revisión de los aspectos más trascendentales a ser considerados en los arreglos de antenas, así como de los parámetros más importantes de dichos arreglos. También se aborda sucintamente algunos de los clásicos arreglos de antenas, como lo son los arreglos lineales y circulares. Además, se incluye el abordaje de los tipos de distribución de corriente típicamente utilizados en los arreglos de antenas, con énfasis especial en la distribución Dolph-Tchebysheff. Finalmente, se estudia brevemente la síntesis o diseño de arreglos de antenas, nuevamente con énfasis en el método Dolph-Tchebysheff.

3.1 Aspectos Fundamentales de los Arreglos de Antenas

También llamados agrupaciones de antenas, los arreglos tienen gran aplicación en telecomunicaciones debido a que con ellos es posible diseñar antenas cuyas características, tales como diagrama de radiación, ancho del haz, ganancia, entre otras, se adapten a requerimientos propios de determinadas aplicaciones, como, por ejemplo, orientación del o de los lóbulos principales del diagrama de radiación, nivel máximo de los lóbulos secundarios por debajo de cierto valor, etc. Ello es posible, gracias a la interacción que existe entre los campos radiados por todos los elementos (antenas) del arreglo.

Si bien no necesariamente tiene que ser así, por lo general se acostumbra que todas las antenas que conforman un arreglo sea del mismo tipo, como ejemplo,

dipolos de $\lambda/2$, antenas helicoidales, antenas de lazo, antenas parabólicas, entre otras.

En una agrupación de antenas idénticas, el diagrama de radiación resultante del arreglo, depende de [27, 31-32]:

- La configuración geométrica del arreglo, como, por ejemplo, lineal, rectangular, circular, hexagonal, entre otras.
- La distancia o espaciamiento entre los elementos del arreglo (d).
- El número de elementos del arreglo (N).
- El diagrama de radiación de los elementos de la agrupación.
- La amplitud y fase de la corriente de alimentación o excitación de cada elemento del arreglo.
- La dirección de o de los lóbulos principales del patrón de radiación.

Es de hacer notar que, en un arreglo de antenas se asume que el acoplamiento entre los elementos del arreglo es insignificante.

3.2 Parámetros de Arreglos de Antenas

En líneas generales, los parámetros de un arreglo de antenas son los mismos que se consideran para antenas individuales, es decir:

- Diagrama de radiación.
- Ancho del haz.
- Directividad.
- Ganancia.
- Longitud efectiva del arreglo (caso de arreglos lineales), radio del arreglo (caso de arreglos circulares), dimensiones del rectángulo externo (caso de arreglos rectangulares), etc.

Adicionalmente, tal como se estudiará más adelante, en arreglos de antenas es de especial interés conocer los valores del ángulo de barrido del diagrama de radiación en los cuales tienen ocurrencia los nulos de dicho diagrama. Asimismo, es importante conocer también el nivel máximo de los lóbulos laterales del referido diagrama.

3.3 Arreglos Lineales de Antenas

Un arreglo lineal de antenas es aquel en el cual sus elementos se encuentran dispuestos físicamente a lo largo de una misma línea, tal como se puede observar en la Figura 3.1.

En la Figura 3.1, “ I_1 ” hasta “ I_n ” representan las corrientes de excitación o alimentación de cada uno de los elementos del arreglo.

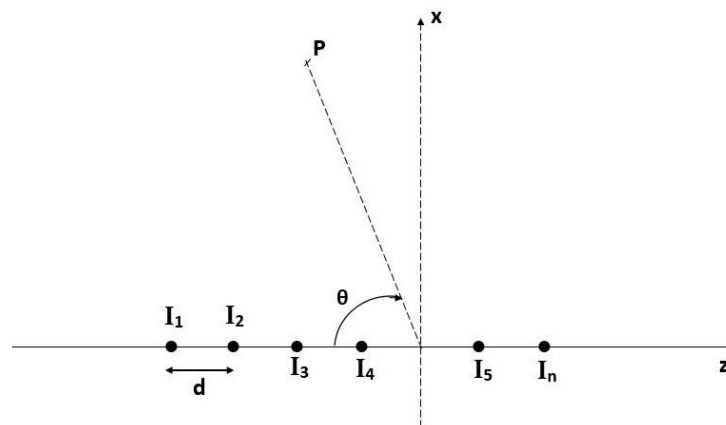


Figura 3.1: Arreglo lineal de antenas.

3.3.1 Arreglo de Dos Antenas Isotrópicas

Considérese el arreglo de dos antenas isotrópicas, con idénticas amplitudes de excitación, I_0 , mostrado en la Figura 3.2.

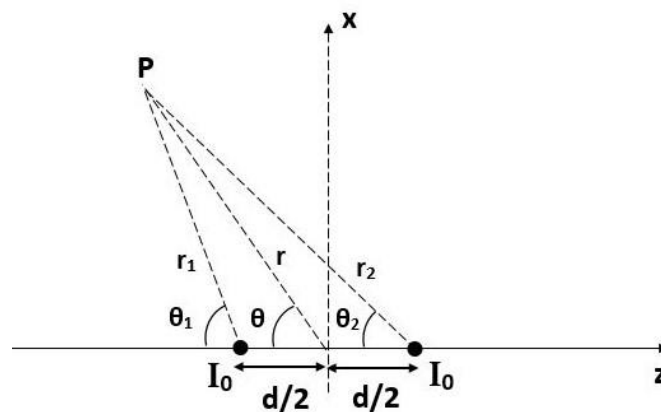


Figura 3.2: Arreglo de dos antenas isotrópicas.

El campo eléctrico producido por ambas antenas en el punto “P” es dado por la suma de los campos eléctricos producidos por cada antena, es decir [27]:

$$\vec{E}_t = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 = j\eta \frac{kI_0l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j[kr_1 - (\beta/2)]}}{r_1} \cos \theta_1 + \frac{e^{-j[kr_2 - (\beta/2)]}}{r_2} \cos \theta_2 \right\} \vec{a}_\theta \quad (3.1)$$

Donde:

β = Diferencia entre la fase de la excitación de ambos elementos.

Para la región de campo lejano, se puede demostrar que el campo eléctrico total en el punto de observación se reduce a [27]:

$$\vec{E}_t = j\eta \frac{kI_0l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta \left[e^{+j(kd \cos \theta + \beta)/2} + e^{-j(kd \cos \theta + \beta)/2} \right] \vec{a}_\theta \quad (3.2)$$

Aplicando la fórmula de Euler, la ecuación (3.2) se puede escribir como:

$$\vec{E}_t = j\eta \frac{kI_0l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta \left\{ 2 \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right] \right\} \vec{a}_\theta \quad (3.3)$$

En la expresión (3.3), se tiene claramente definido el producto de dos factores. El primero de ellos corresponde al campo eléctrico de una de las antenas, mientras que el segundo es el denominado “factor de arreglo” (FA), que, en el caso de dos antenas isotrópicas, entonces es dado por:

$$FA = 2 \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right] \quad (3.4a)$$

Por lo general, se acostumbra a trabajar con el FA normalizado, es decir, dividiendo entre el valor máximo del FA de la expresión la expresión (3.4), resultando:

$$(FA)_{nor} = \cos \left[\frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta) \right] \quad (3.4b)$$

Por tanto, se observa que, tal como fue mencionado anteriormente, el factor de arreglo depende, entre otros parámetros, de la geometría del arreglo, la fase de la excitación o alimentación de las antenas o elementos del arreglo, la distancia o espaciamiento entre dichos elementos y la dirección en la que se desea orientar, por ejemplo, el o los lóbulos principales

De forma general, se puede decir que el campo eléctrico \vec{E} producido por un arreglo de dos antenas isotrópicas, con idéntica amplitud de sus corrientes de excitación, es dado por:

$$\vec{E} = \vec{E}_p FA \quad (3.5)$$

Donde \vec{E}_p representa el campo eléctrico (patrón) de uno de los elementos.

Sin embargo, se puede demostrar que la expresión (3.5) también es válida para cualquier número de elementos idénticos, independientemente de que sus amplitudes o fases y del espaciamiento entre ellos, sea uniforme o no.

3.3.2 Arreglos Lineales Uniformes de “n” Antenas Isotrópicas

Considérese el arreglo de antenas ilustrado en la Figura 3.1, el cual todas las antenas tienen la misma amplitud de alimentación o excitación ($I_n = I_0$), así como el mismo espaciamiento, “d”, entre ellas.

En relación a las fases, β , de dichas alimentaciones, la misma es progresiva, es decir, el incremento es el mismo entre pares consecutivos de elementos.

Este tipo de arreglos se conoce como “arreglo uniforme” y su FA se obtiene considerando los elementos del arreglo como fuentes puntuales. En caso de que los elementos no sean fuentes isotrópicas, el campo total del arreglo se puede determinar multiplicando el FA de fuentes isotrópicas por el campo eléctrico producido por uno de los elementos, tal como lo expresa la ecuación (3.5)

El factor de arreglo para el caso objeto de la presente subsección, es dado por [27, 31]:

$$FA = 1 + e^{j(kd \cos \theta + \beta)} + e^{j2(kd \cos \theta + \beta)} + \dots + e^{j(N-1)(kd \cos \theta + \beta)} \quad (3.6)$$

La ecuación (3.6) se puede expresar en forma de sumatoria, es decir:

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd \cos \theta + \beta)} = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \quad (3.7)$$

Donde “ ψ ” es conocido como “ángulo eléctrico” y es dado por:

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \quad (3.8)$$

Multiplicando a ambos lados de la expresión (3.7) por el factor $e^{i\psi}$ y realizando las debidas manipulaciones, se puede demostrar que el FA de un arreglo lineal de antenas isotrópicas, con idénticas amplitudes de excitación, separación uniforme entre los elementos y fase progresiva de la excitación, se puede escribir como [27]:

$$FA = \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\text{sen}\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (3.9a)$$

$$FA \approx \left[\frac{\sin\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{\psi}{2}} \right] \quad (3.9b)$$

A partir de la expresión (3.9b), se puede obtener, por ejemplo, los ángulos θ en los cuales tienen lugar los nulos del diagrama de radiación y los máximos de los lóbulos secundarios. Asimismo, se puede determinar el ancho del haz, la directividad, entre otros parámetros del arreglo.

3.3.3 Arreglos *Broadside*

Se trata de un arreglo lineal uniforme (amplitudes de corrientes de excitación iguales y mismo distanciamiento entre los elementos) en el cual el lóbulo principal está orientado en la dirección θ igual a 90° , es decir, perpendicular al eje del arreglo.

Bajo esas circunstancias, de la expresión (3.8) se tiene:

$$\psi = kd \cos \theta + \beta = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos(90^\circ) + \beta = \beta \quad (3.10)$$

Por su parte, dado que según la expresión (3.9b) el primer máximo del FA de un arreglo lineal uniforme tiene lugar cuando ψ es igual a 0° , se concluye que $\psi = \beta = 0^\circ$. Por tanto, para que un arreglo lineal uniforme pueda tener el máximo del FA en la dirección perpendicular de dicho arreglo, es necesario que todos los elementos tengan la misma fase de excitación, con la particularidad de que la distancia “d” entre ellos puede ser cualquiera.

No obstante, para garantizar que no existan lóbulos principales en otras direcciones distintas a la perpendicular al eje del arreglo, debe cumplirse que la separación entre los elementos no sea múltiplo de la longitud de onda [27].

En las Figuras 3.3 y 3.4, se muestran los diagramas de radiación de un arreglo *broadside*, para espaciamiento entre sus elementos igual a $\lambda/4$ y λ , respectivamente.

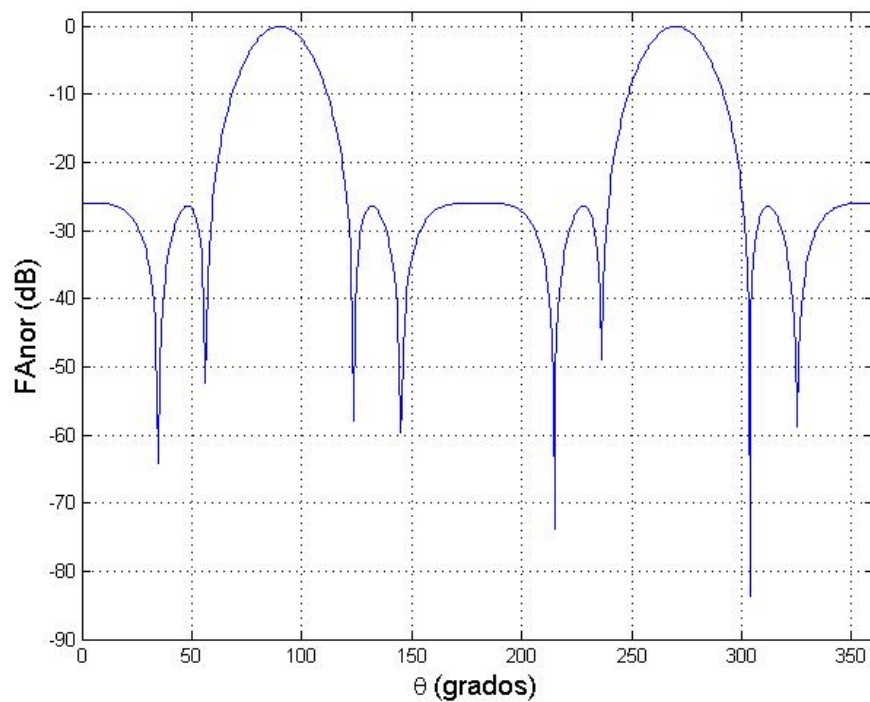


Figura 3.3: Diagrama de radiación de un arreglo *broadside*, con $d = \lambda/4$.

En la Figura 3.3, se puede observar que sólo hay lóbulos principales en las direcciones $\theta = 90^\circ$ y $\theta = 270^\circ$, es decir, direcciones perpendiculares al eje del arreglo; mientras que en la Figura 3.4, que es para el caso de $d = \lambda$, es decir, “d” es múltiplo de la longitud de onda, se tienen también lóbulos principales en $\theta = 0^\circ$ y $\theta = 180^\circ$.

Adicionalmente, las Figuras 3.3 y 3.4 permiten mostrar que a medida que aumenta el espaciamiento entre los elementos de la agrupación, se incrementa el número de lóbulos secundarios y disminuye ligeramente el ancho del haz.

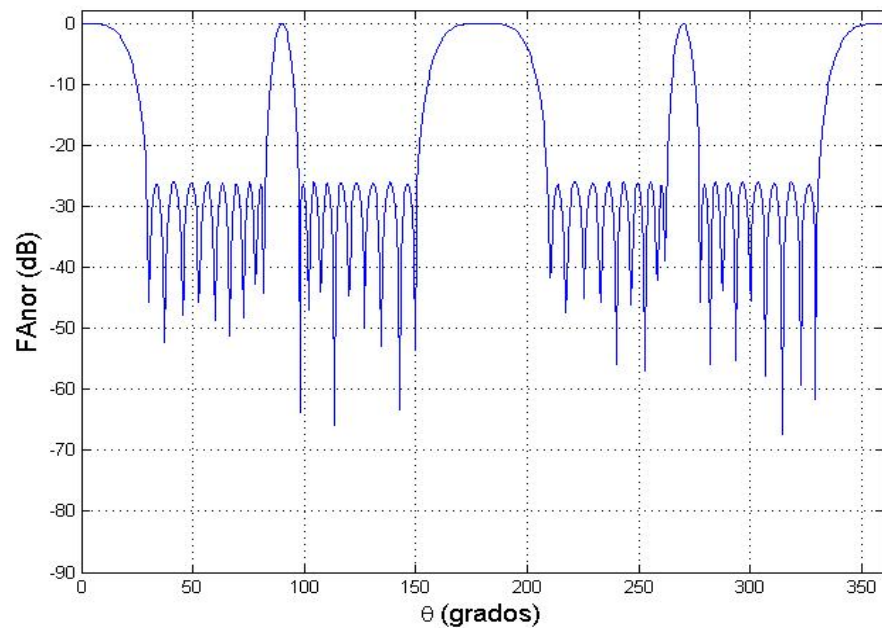


Figura 3.4: Diagrama de radiación de un arreglo *broadside*, con $d = \lambda$.

3.4 Distribuciones de Amplitud de Corriente en Arreglos de Antenas

Tal como ha sido mencionado anteriormente, uno de los parámetros que influye en el FA de un arreglo de antenas y, en consecuencia, en el campo producido por dicho arreglo, es la amplitud de las corrientes de excitación o alimentación de los elementos o antenas que conforman el arreglo.

En ese sentido, las distribuciones de amplitud de corrientes típicas en los arreglos de antenas son [27, 31]:

- Uniforme.
- Binomial.
- Dolph-Tchebysheff.
- Triangular.

- Coseno.
- Coseno Cuadrado.

Para fines del presente trabajo, se hará énfasis en las distribuciones uniforme y Dolph-Tchebysheff, que son las utilizadas para los arreglos aquí diseñados

3.4.1 Uniforme

Conforme se ha dicho anteriormente, la distribución uniforme de corriente consiste en una misma amplitud, I_0 , para todos los elementos del arreglo. Es el caso correspondiente al arreglo lineal uniforme de la subsección 3.3.2 y arreglo *broadside* de la subsección 3.3.3.

En ambos arreglos, y en general, para todos los arreglos lineales cuya distribución de corriente es uniforme, el factor de arreglo viene dado por la expresión (3.9b).

La función de la expresión (3.9b) es la función *sinc* periódica [27].

3.4.2 Binomial

De la ecuación (3.7) se tiene que el FA para un arreglo de dos (2) elementos con igual corriente de alimentación es dado por:

$$FA = 1 + e^{j\Psi}$$

Se puede conformar un arreglo cuyo FA sea el producto de dos (2) arreglos de ese tipo, es decir:

$$FA = (1 + e^{j\Psi})(1 + e^{j\Psi}) = (1 + e^{j\Psi})^2 = 1 + 2e^{j\Psi} + e^{j2\Psi}$$

Se observa que se obtiene un arreglo de tres (3) elementos con igual espaciado entre sus elementos y cuya relación de excitaciones, I_n , es 1:2:1.

De manera similar, un arreglo de cuatro (4) elementos se obtiene a partir de:

$$FA = (1 + e^{j\Psi})^3 = 1 + 3e^{j\Psi} + 3e^{j2\Psi} + e^{j3\Psi}$$

Para "N" elementos, es factor de arreglo es [27, 31]:

$$FA = (1 + e^{j\psi})^{N-1}$$

Haciendo $e^{j\psi} = x$, se tiene $FA = (1 + x)^{N-1}$, que corresponde a una serie binomial:

$$FA = (1 + x)^{N-1} = 1 + \frac{(N-1)}{1!}x + \frac{(N-1)(N-2)}{2!}x^2 + \dots$$

En realidad, los coeficientes de las corrientes se obtienen del triángulo de Pascal, por ejemplo [27]:

N = 1	1
N = 2	1 1
N = 3	1 2 1
N = 4	1 3 3 1
N = 5	1 4 6 4 1
N = 6	1 5 10 10 5 1
N = 7	1 6 15 20 15 6 1
N = 8	1 7 21 35 35 21 7 1
N = 9	1 8 28 56 70 56 28 8 1

El FA de una distribución de corriente binomial se puede escribir como [31]:

$$FA = \left| 2 \cos\left(\frac{\psi}{2}\right) \right|^{N-1}$$

Donde ψ es el “ángulo eléctrico”

3.4.3 Dolph-Tchebysheff

Es una distribución de corrientes no uniformes, a_n , y es una de las más utilizadas para aplicaciones prácticas de arreglos de antenas, debido principalmente a que mediante la variación de las amplitudes de las corrientes de excitación se puede modificar el diagrama de radiación de

la antena para que se ajuste a requerimientos particulares. Las amplitudes de las corrientes están relacionadas con los polinomios de Tchebysheff.

El FA de un arreglo lineal de antenas con espaciamiento uniforme, pero amplitudes no uniformes de las corrientes de alimentación, viene dado por [27]:

$$FA_{2M}(\text{par}) = \sum_{n=1}^M a_n \cos[(2n - 1)u] \quad (3.11a)$$

$$FA_{2M+1}(\text{impar}) = \sum_{n=1}^{M+1} a_n \cos[(2n - 1)u] \quad (3.11b)$$

$$u = \frac{\pi d}{\lambda} \cos \theta \quad (3.11c)$$

Donde “par” se refiere a que el número de elementos, N , del arreglo lineal es par ($N = 2M$) y los mismos están dispuestos, cada mitad, de manera simétrica al centro del arreglo, tal como ilustra la Figura 3.5.

Por su parte, el término “impar” hace alusión a un número, N , impar de elementos ($N = 2M + 1$), estando uno de ellos en el centro del arreglo y los restantes dispuestos de forma simétrica alrededor del centro del arreglo, tal como puede visualizarse en la Figura 3.6.

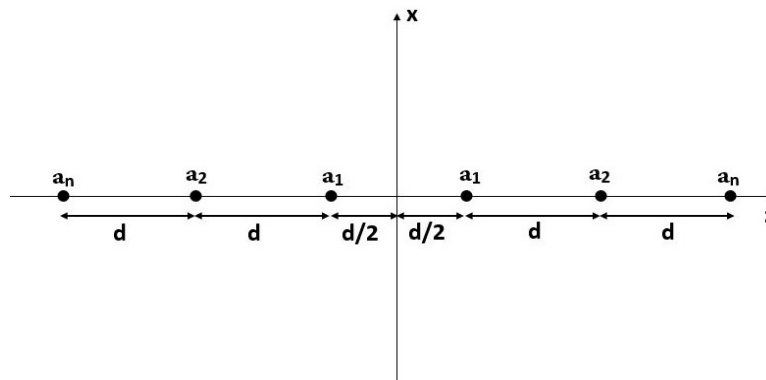


Figura 3.5: Arreglo lineal con número par de elementos.

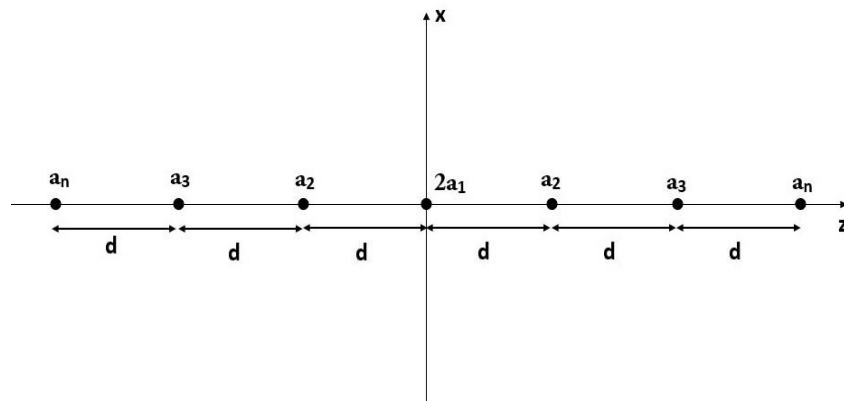


Figura 3.6: Arreglo lineal con número impar de elementos.

Como puede desprenderse de las expresiones (3.11a) y (3.11b), el FA en cuestión es la suma de M o $M+1$ términos “cosenos”. A su vez, cada uno de esos términos “coseno” se puede escribir como una serie de funciones coseno, con argumento igual a la frecuencia fundamental, tal como se resumen en la Tabla 3.1 [27].

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

Tabla 3.1: Series de funciones coseno para la distribución de corrientes Dolph-Tchebysheff.

Las restantes series de funciones de cosenos se pueden obtener a partir de [33]:

$$\cos(mu) = 2u \cos[(m - 1)u] - \cos[(m - 2)u] \quad (3.12)$$

Por ejemplo, para un arreglo lineal, como el considerado en esta sección y con 10 elementos (número par de elementos), se tiene:

$$N = 2M \Rightarrow M = N/2 = 5$$

Por lo que, la sumatoria de la expresión será desde $m = 1$ hasta $m = M = 5$, es decir, se tendrán cinco (5) corrientes de excitación de amplitudes a_1 hasta a_5 . Por ello, de la expresión (3.11a) se obtiene que el FA es dado por:

$$FA = a_1 \cos(u) + a_2 \cos(3u) + a_3 \cos(5u) + a_4 \cos(7u) + a_5 \cos(9u) \quad (3.13)$$

Los términos “cosenos” de la expresión (3.13) corresponden a sus respectivas expansiones en serie de funciones coseno que aparecen en la Tabla 3.1.

Es de hacer notar que, en el ejemplo tratado, si bien el número de elementos es igual 10, la expresión del FA contiene cinco amplitudes debido a que las amplitudes de los restantes cinco elementos, dispuestos simétricamente al otro lado del centro arreglo, son las mismas a_1 hasta a_5 .

Por otra parte, cambiando “ $\cos(u)$ ” por “ z ” en la Tabla 3.1, se obtienen los polinomios de Tchebysheff, resumidos en la Tabla 3.2 [27].

m	$T_m(z)$
0	$T_0(z) = 1$
1	$T_1(z) = z$
2	$T_2(z) = 2z^2 - 1$
3	$T_3(z) = 4z^3 - 3z$
4	$T_4(z) = 8z^4 - 8z^2 + 1$
5	$T_5(z) = 16z^5 - 20z^3 + 5z$
6	$T_6(z) = 32z^6 - 48z^4 + 18z^2 - 1$
7	$T_7(z) = 64z^7 - 112z^5 + 56z^3 - 7z$
8	$T_8(z) = 128z^8 - 256z^6 + 160z^4 - 32z^2 + 1$
9	$T_9(z) = 256z^9 - 576z^7 + 432z^5 - 120z^3 + 9z$

Tabla 3.2: Polinomios de Tchebysheff.

De manera similar a (3.12), los restantes polinomios de Tchebysheff se pueden obtener a partir de:

$$T_m(z) = 2zT_{m-1}(z) - T_{m-2}(z) \quad (3.14)$$

3.4.4 Triangular

En esta distribución de corrientes, el factor de arreglo de "N" elementos se expresa como [31]:

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

El cual resulta ser igual al factor de arreglo de la distribución uniforme de corrientes, dado por la ecuación (3.9b), con $(N+1)/2$ elementos, elevado al cuadrado, es decir:

$$FA = \left| \frac{\text{sen} \left[\left(\frac{N+1}{4} \right) \psi \right]}{\text{sen} \left(\frac{\psi}{2} \right)} \right|^2$$

3.4.5 Coseno

Se trata de una de las distribuciones de corrientes que se utilizan para fuentes continuas de excitación de los elementos de arreglos de antenas, distribuciones que son de especial utilidad para cuando los arreglos son muy largos (en términos de λ) [27].

Para distribuciones continuas el factor que corresponde al FA es el factor de espacio (FS), el cual, para el caso de una la distribución coseno, en un arreglo lineal, es dado por [34]:

$$FS = a \frac{\pi}{2} \left| \frac{\cos u}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - u^2} \right|$$

Donde “a” es la amplitud máxima de la distribución “u” se determina mediante:

$$u = \left(\frac{\pi l}{\lambda}\right) \cos\theta$$

Donde “l” es la longitud del arreglo.

3.4.6 Coseno Cuadrado

También forma parte del conjunto de distribuciones continuas de corriente para arreglos de antenas. El factor de espacio se determina a partir de [34]:

$$FS = \frac{a}{2} \left| \frac{\sin u}{u} \left[\frac{\pi^3}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - u^2} \right] \right|$$

La distribución de corrientes coseno cuadrado, genera lóbulos secundarios de menor nivel en comparación a los generados por la distribución coseno, para una misma amplitud máxima de corriente “a” y una misma longitud del arreglo.

En la Tabla 3.3 se resumen las expresiones del factor de arreglo (FA) o el factor de espacio (SF) para las distribuciones de corriente binomial, triangular, coseno y coseno cuadrado [27, 31, 34].

Distribución de corriente	FA o FS
Binomial	$FA = \left 2 \cos\left(\frac{\psi}{2}\right) \right ^{N-1}$
Triangular	$FA = \left \frac{\text{sen}\left[\left(\frac{N+1}{4}\right)\psi\right]}{\text{sen}\left(\frac{\psi}{2}\right)} \right ^2$
Coseno	$FS = a \frac{\pi}{2} \left \frac{\cos u}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - u^2} \right $
Coseno cuadrado	$FS = \frac{a}{2} \left \frac{\text{sen } u}{u} \left[\frac{\pi^3}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - u^2} \right] \right $

Tabla 3.3: FA o FS, según la distribución de corriente.

3.5 Síntesis de Arreglos de Antenas

Sintetizar un arreglo de antenas no es otra cosa que diseñar el arreglo en cuestión para que cumpla con determinadas especificaciones (nivel de los lóbulos laterales, FNBW, ancho del haz, nulos en determinadas direcciones, entre otras), aprovechando la capacidad que tienen los arreglos para modificar el diagrama de radiación de sus elementos.

En ese orden de ideas, entre los métodos utilizados para la síntesis de arreglos de antenas están [27, 31-32]:

- Schelkunof.
- Series de Fourier.
- Woodward-Lawson.
- Dolph-Tchebysheff.
- Taylor.

Se hará énfasis en el método Dolph-Tchebysheff, pues será el utilizado en el diseño de los arreglos de antenas que serán optimizados mediante las técnicas de computación inteligente PSO (*Particle Swarm Optimization*) y algoritmo genético.

La síntesis de arreglos a través del método Dolph-Tchebysheff establece un compromiso óptimo entre el nivel del lóbulo secundario y el ancho del haz del lóbulo principal, es decir, para un determinado nivel del lóbulo secundario de diseño, se produce un factor de arreglo con el menor ancho de haz posible o viceversa (para un ancho de haz de diseño, se obtiene el menor nivel de lóbulo secundario posible).

Es importante resaltar que todos los lóbulos secundarios tendrán el mismo nivel, para lo cual el método establece una síntesis del factor de arreglo a través de los polinomios de Tchebysheff vistos en la sección 3.4.2. Específicamente, las oscilaciones de esos polinomios tienen amplitud y fase constante, que pueden ser asociadas a los lóbulos secundarios.

El procedimiento para sintetizar un arreglo de antenas utilizando el método Dolph-Tchebysheff se resume a continuación, para un arreglo lineal de espaciamiento uniforme y amplitudes de excitación variables [27].

- 1) Se selecciona la expresión del arreglo a utilizar, es decir, (3.11a) o (3.11b).
- 2) Se establece R (nivel del lóbulo secundario abajo del máximo del lóbulo principal), para el cual se debe calcular el punto $z = z_o$, tal que $T_m(z_o) = R$.

Para ello, se puede emplear una de las siguientes expresiones [27]:

$$z_o = \cosh \left[\frac{1}{p} \cos^{-1} h(R) \right] \quad (3.15)$$

$$z_o = \frac{1}{2} \left[(R + \sqrt{R^2 - 1})^{1/p} + (R - \sqrt{R^2 - 1})^{1/p} \right] \quad (3.16)$$

Donde $p = N - 1$ y R está expresado en unidades lineales.

- 3) Se expande el FA (del paso 1) en las series de funciones coseno, utilizando la Tabla 3.1 y se reemplaza $\cos(u)$ por la siguiente expresión:

$$\cos(u) = \frac{z}{z_0} \quad (3.17)$$

- 4) La expresión obtenida en el paso anterior se iguala al polinomio de Tchebysheff, $T_m(z)$ correspondiente al término " coseno" de mayor valor argumento "mu" en el FA. Por ejemplo, si el arreglo es par con N igual a 10, se sabe que M es igual a 5, por lo que el término "coseno" de mayor argumento "mu" será $\cos(9u)$ y el polinomio de Tchebysheff a considerar será $T_9(z)$, el cual se extrae de la Tabla 3.2. La igualdad se establece para poder determinar los valores de las amplitudes de excitación (a_1 hasta a_M o a_1 hasta a_{M+1} , para número de elementos par o impar, respectivamente), tal como será explicado más adelante, en la sección 5.1.

3.5.1 Schelkunof

La síntesis de arreglos de antenas por el método de Schelkunof se basa en la especificación del número de nulos y sus respectivas direcciones, que se desea que contenga el diagrama de radiación del arreglo. Como resultado, se obtiene el número de elementos necesarios con sus respectivas amplitudes de excitación.

El FA para un arreglo de "N" elementos con igual espaciamento entre ellos, es dado por el siguiente polinomio [27]:

$$FA = a_n (x - x_1)(x - x_2)(x - x_3) \dots (x - x_{N-1})$$

Donde $x_1, x_2, x_3, \dots, x_{N-1}$, son las raíces del polinomio, la cuales son números complejos.

3.5.2 Series de Fourier

Este método permite obtener las amplitudes de la excitación como la serie de Fourier del factor de arreglo. Para ello, es necesario contar una descripción completa del diagrama de radiación deseado. El método utiliza la síntesis de arreglos conocida como "conformación del haz" [27].

Dado que este método se basa en el diagrama de radiación deseado y que la representación de dicho diagrama en serie de Fourier presentará infinitos coeficientes, lo cual es físicamente imposible de implementar

(significaría infinitos elementos para el arreglo), es necesario truncar la serie, lo cual acarrea un error que tiene que ser minimizado de acuerdo a las exigencias del diseño [31].

3.5.3 Woodward-Lawson

Es otro de los métodos basados en la “conformación del haz”. En este caso, el diseño del arreglo se lleva a cabo muestreando los distintos lugares discretos del patrón de radiación deseado. Para ello, el factor de arreglo se descompone en una suma de funciones *sincs* desplazadas, de manera tal que el máximo de cada una de esas funciones coincida con los ceros de todas las demás [27, 31].

A cada función (muestra) de la suma que en conjunto representa al diagrama de radiación, se asocia una corriente de variación armónica con el tiempo con distribución de amplitud uniforme y fase progresiva uniforme. Luego, los máximos de esas amplitudes de las funciones *sinc* se corresponden con las amplitudes de la excitación presentes en el FA.

3.5.4 Taylor

Se basa en los mismos criterios que el método Doppl-Tchebysheff, pero con el nivel de los lóbulos secundarios disminuyendo a medida que se alejan del lóbulo principal. Su ventaja radica precisamente en el hecho de los lóbulos secundarios son cada menos impactantes a medida que se alejan del lóbulo principal, pero, en contraposición, se tiene que el ancho del haz y, en consecuencia, la directividad del arreglo, se deterioran un poco más que en el caso de los arreglos Doppl-Tchebysheff [32].

Existen dos versiones del método de Taylor, que son conocidas como “error de Tchebysheff” y “de un parámetro”. En la primera versión, el nivel de los lóbulos secundarios decrece muy ligeramente en la región de “ θ ” cercana al lóbulo principal y a partir de allí dicho nivel disminuye según $1/\psi$. Por su parte, en el método de Taylor de un parámetro, el decaimiento $1/\psi$ del nivel de los lóbulos secundarios tiene lugar desde el mismo primer lóbulo secundario, lo cual es de utilidad cuando, por ejemplo, en la antena

receptora se desea una elevada atenuación de las señales que arriban desde direcciones alejadas al lóbulo principal [31].

Adicionalmente a los métodos mencionados, existen otros métodos de sintetización para arreglos superdirectivos (directividades muy elevadas) y arreglos adaptativos, capaces de adaptar sus diagramas de radiación de manera automática de acuerdo a las condiciones de propagación del ambiente, como, por ejemplo, colocando nulos en aquellas direcciones en las que aparecen interferencias.

3.6 Arreglos Circulares de Antenas

Se trata de agrupaciones planas en las que las antenas están dispuestas sobre un anillo circular. Por no poseer esquinas, el arreglo circular presenta la ventaja, sobre los demás arreglos planas (rectangulares, hexagonales, etc.), de poder girarse (electrónicamente) su diagrama de radiación. Además, las agrupaciones circulares tienen la capacidad de compensar el acoplamiento mutuo, típico de arreglos bidimensionales, mediante la descomposición de las excitaciones de los elementos del arreglo en series de componentes espaciales simétricas [35].

Los arreglos circulares son utilizados desde hace varios años, por ejemplo, en navegación aérea y espacial, propagación subterránea, radar, sonar, etc., y más recientemente, en antenas inteligentes [36-38].

La Figura 3.7, se ilustra la geometría básica de una agrupación circular de antenas [27].

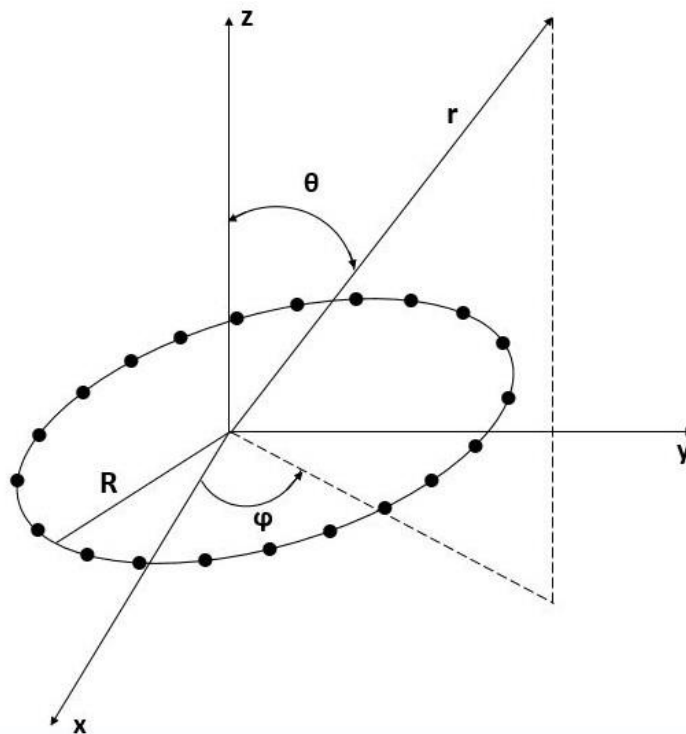


Figura 3.7: Arreglo circular.

En la Figura 3.7, “R” representa el radio de la circunferencia sobre la que se distribuyen los elementos del arreglo, mientras que φ está contenido en el plano al que pertenece el arreglo y θ es medido desde el eje perpendicular al plano de la circunferencia pasando por su centro.

Para “N” elementos igualmente espaciados y con corrientes de excitación “ a_n ”, el factor de arreglo (FA) es dado por [27, 31]:

$$\begin{aligned}
 FA(\theta, \phi) &= \sum_{n=1}^N a_n e^{jkR[\sin\theta \cos(\phi - \phi_n) - \sin\theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n)]} \\
 &= \sum_{n=1}^N a_n e^{jkR[\cos\psi - \cos\psi_0]}
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

Donde:

ϕ_n = Posición angular del elemento “n” en el plano del arreglo = $\frac{2\pi n}{N}$

θ_0, ϕ_0 = Dirección de máxima radiación

$\psi = \text{sen}\theta \cos(\phi - \phi_n)$

$$\psi_0 = \text{sen}\theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_n)$$

Otra forma de expresar la ecuación (3.18) es [27]:

$$FA(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n e^{jkR(\cos\psi - \cos\psi_0)} = \sum_{n=1}^N a_n e^{jk\rho_0 \cos(\phi_n - \xi)} \quad (3.19)$$

Donde:

$$\rho_0 = \sqrt{(\text{sen}\theta \cos\phi - \text{sen}\theta_0 \cos\phi_0)^2 + (\text{sen}\theta \text{sen}\phi - \text{sen}\theta_0 \text{sen}\phi_0)^2} \quad (3.20a)$$

$$\xi = \tan^{-1} \left[\frac{\text{sen}\theta \text{sen}\phi - \text{sen}\theta_0 \text{sen}\phi_0}{\text{sen}\theta \cos\phi - \text{sen}\theta_0 \cos\phi_0} \right] \quad (3.20b)$$

En la Figura 3.8, se puede observar el diagrama de radiación de un arreglo circular, con 10 elementos, amplitudes uniformes de corriente, $kR = 10$, dirección de máxima radiación ($\theta_0 = 0^\circ$, $\phi_0 = 0^\circ$). El factor de arreglo se ha determinado para $\phi = 0^\circ$ y $\phi = 90^\circ$.

Se observa, en la Figura 3.8, que la dirección de máxima radiación se mantiene, independientemente del valor ϕ (obsérvese que en este caso la dirección de máxima radiación no es $\theta = 90^\circ$, sino $\theta = 180^\circ$). Sin embargo, el patrón de radiación si difiere ligeramente al cambiar ϕ .

En la Figura 3.8 también se puede apreciar que el nivel de los lóbulos secundarios no es constante.

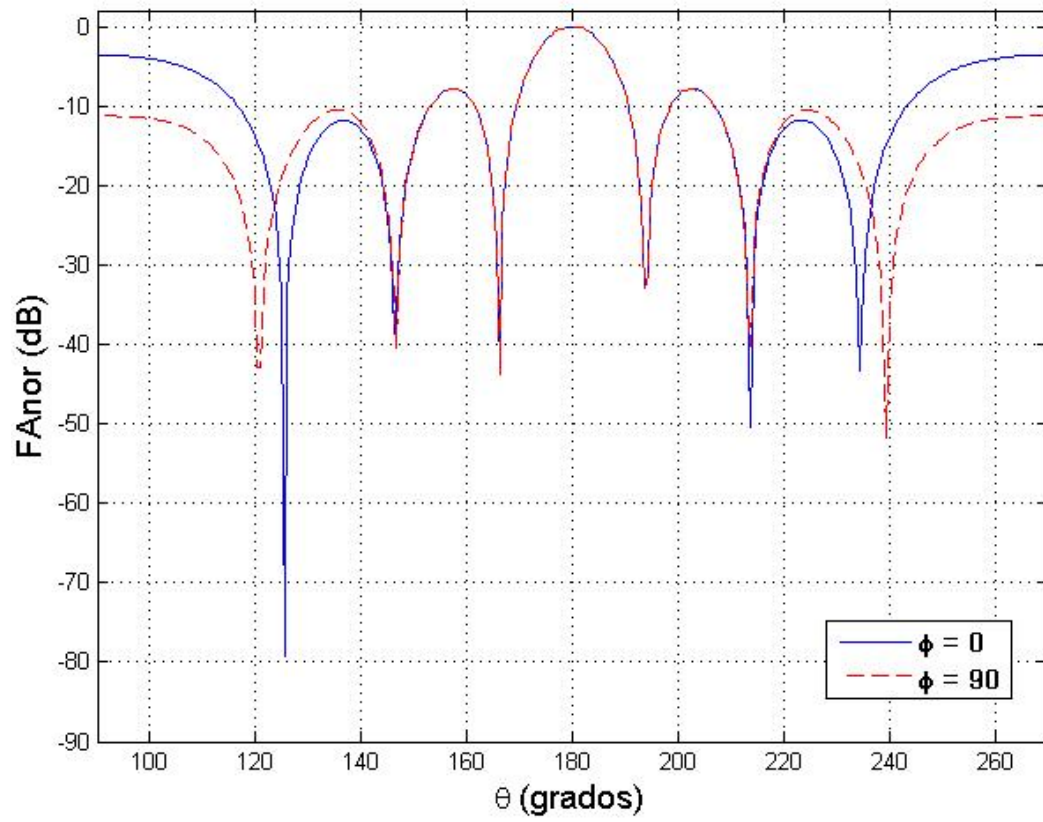


Figura 3.8: Diagrama de radiación de un arreglo circular.

CAPÍTULO 4

4. TÉCNICAS DE COMPUTACIÓN INTELIGENTE UTILIZADAS EN LA OPTIMIZACIÓN DE ARREGLOS DE ANTENAS

El contenido de este capítulo se centra básicamente en un breve estudio de las técnicas de computación inteligente (CI) que serán implementadas en el Capítulo 6 para la optimización de los arreglos de antenas seleccionados en el presente trabajo para tal fin. Concretamente, las técnicas CI que serán analizadas son los algoritmos genéticos (AG) y PSO (*Particle Swarm Optimization*). Los aspectos abordados son el fundamento, filosofía de algoritmo y aplicaciones de ambas técnicas.

4.1 Introducción

Tal como se ha mencionado anteriormente, para superar las limitaciones que presentan cada uno de los métodos de síntesis de arreglos ante determinados requerimientos del diseño de los referidos arreglos, una alternativa cuyos exitosos resultados han sido comprobados es el uso de técnicas de computación inteligente (CI), también conocidas como técnicas de inteligencia computacional (IC).

En ese sentido, un importante número de técnicas de CI pueden ser consideradas para dicho propósito, tales como redes neuronales [21], lógica difusa o *fuzzy* [24], optimización por enjambre de partículas o PSO [22], algoritmos genéticos [23],

optimización por colonias de antenas (ACO, *Ant Colony Optimization*) [39], entre otras.

4.2 Optimización e Inteligencia Computacional

En líneas generales, la inteligencia computacional (IC) o computación inteligente (CI) es considerada como sucesora la inteligencia artificial. Se basa en algoritmos heurísticos, tales como los sistemas difusos (*fuzzy systems*), redes neuronales y computación evolutiva (por ejemplo, algoritmos genéticos). La inteligencia computacional también incluye técnicas que utilizan la inteligencia de enjambres, teoría de caos, fractales, sistemas inmunológicos artificiales, *wavelets*, entre otros. En esencia, la IC es una combinación de aprendizaje, adaptación y evolución, utilizada para aplicaciones que requieren “inteligencia”, tales como los problemas de optimización en telecomunicaciones, ingeniería eléctrica, electrónica, control y automatización, robótica, economía, medicina, entre otros [39, 40].

Por lo general, la computación inteligente representa una visión complementaria de los métodos estadísticos y por lo general hace énfasis en los comportamientos biológicos de la naturaleza (técnicas bioinspiradas), así como en los comportamientos psicológicos y evolutivos (redes neuronales, algoritmos evolutivos y *fuzzy*) [39, 40].

La optimización consiste en encontrar una o más soluciones a un problema, mediante la fijación de una o más variables o parámetros del problema a ser optimizados, generalmente en conjunto con ciertas restricciones o condiciones. Típicamente, se habla de una función de ajuste, también conocida como función de aptitud, función *fitness*, función de costo o función objetivo, la cual establece esa o esas variables o parámetros objeto de optimización, así como el o los valores deseados para dichos parámetros y las eventuales restricciones.

De las distintas técnicas de inteligencia computacional existentes, se abordarán sólo algoritmo genético y PSO (*Particle Swarm Optimization*), pues las mismas serán las empleadas para la optimización de los arreglos de antenas, objetivo central del presente trabajo.

4.3 Algoritmos Genéticos

El algoritmo genético (AG) es una técnica de inteligencia computacional que se utiliza para optimizar sistemas o encontrar soluciones a funciones mediante la búsqueda heurística basada en las ideas evolutivas de la selección y genética natural [41]. Básicamente, emplea mecanismos de selección que se utilizan en la naturaleza en los cuales los individuos de una población más aptos o fuertes y que dominan sobre los más débiles, son los que sobreviven al adaptarse más fácilmente a los cambios que se producen en su entorno. Simulando dicho proceso, el algoritmo genético es capaz de ir creando soluciones para problemas del mundo real, aprovechando la información histórica y así dirigir la búsqueda a la región de mejor desempeño en el espacio de búsqueda [42].

El principio básico del algoritmo genético fue establecido por John Holland a mediados de la década de los años 60 [18] y se refiere a la "supervivencia del más apto" entre los individuos de una generación, para resolver un problema.

4.3.1 Funcionamiento de un Algoritmo Genético

En la naturaleza, los individuos de una población viven relaciones de competencia para acceder a mejores condiciones en términos de alimentos, refugio, agua, parejas sexuales, amigos, etc. Incluso, los miembros de una misma especie compiten a menudo en la búsqueda de un compañero. Aquellos individuos que tienen más éxito en lograr esas mejores condiciones, tienen mayor posibilidad de sobrevivir y de generar más descendientes que aquellos individuos menos propensos a acceder a las esas condiciones. En consecuencia, los genes de los primeros serán los que se propagarán en las generaciones futuras y que tenderán a propiciar un número creciente de individuos [42]. Además, la capacidad de adaptación o supervivencia de los individuos pertenecientes a esas generaciones será mayor en la medida que se combinen buenas características provenientes de diferentes ancestros. Es decir, las especies y los individuos a medida que van evolucionando, van adquiriendo características cada vez más adaptadas al entorno en el que viven.

De manera análoga, el algoritmo genético emplea una relación directa con el comportamiento natural y recurre a una población de individuos que representan posibles soluciones factibles de un problema dado. A cada individuo de esa población se le asigna una función de calidad o aptitud, la cual, en la naturaleza, equivale al grado de efectividad que tiene un organismo para competir por determinadas favorables condiciones. Dicha función debe ser minimizada o maximizada, según sea el objetivo del problema [41, 42].

La influencia del ambiente o el entorno decanta en una selección natural, es decir, la supervivencia del individuo más apto, lo que provoca un incremento en la aptitud de la población. Posteriormente, se crea de forma aleatoria un conjunto de soluciones candidatas, es decir, elementos del dominio de la función de costo. En base a la aptitud de cada individuo, se seleccionan algunos de los mejores candidatos, los cuales pasarán a la siguiente generación, para posteriormente ser sometidos a recombinación y/o mutación [41].

La recombinación es una operación que se aplica a dos o más candidatos seleccionados, denominados “padres”, y junto con la mutación, genera un conjunto de nuevos candidatos, llamados “hijos”; estos, junto con los “padres”, compiten junto por un lugar en la siguiente generación. El proceso se repite hasta que sea encontrado un candidato con suficiente aptitud o hasta que sea alcanzado algún criterio de finalización. En la Figura 4.1, se ilustra el proceso de algoritmo genético en cuestión [41].



Figura 4.1: Funcionamiento de un algoritmo genético.

4.3.2 Algoritmo Genético Básico

Básicamente, el algoritmo genético se puede desarrollar como se muestra en el diagrama de flujo mostrado en la Figura 4.2 [41].

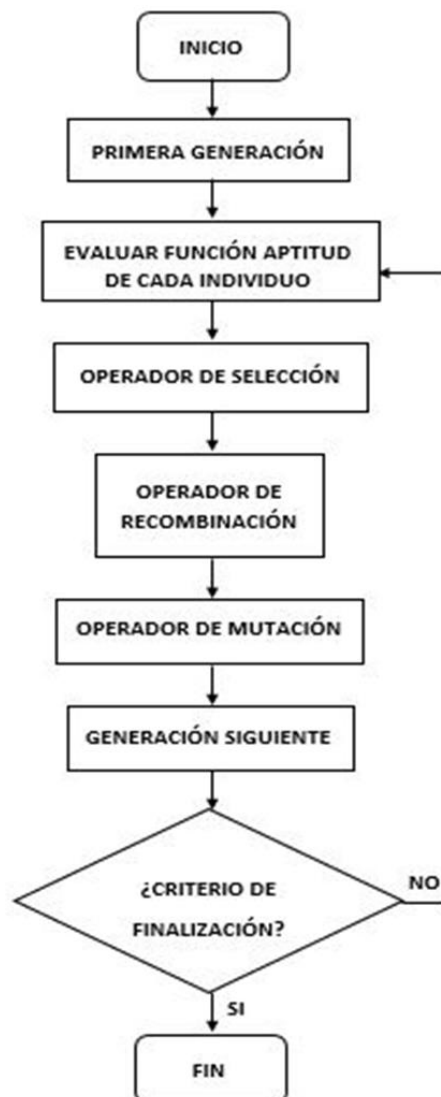


Figura 4.2: Diagrama de flujo del algoritmo genético.

Primera generación

Las características de los seres vivos están determinadas por las proteínas que ellos producen y que se codifican en el material genético presente en cada una de las células del individuo. Entre esas características, están las que los hacen óptimos para habitar en su medio. De esa manera, se podría decir que el dominio del problema, representado por todos los posibles individuos, ha sido codificado por la naturaleza. Dicho dominio se aplica al conjunto de todas las posibles secuencias de los elementos que forman las proteínas, es decir, los cromosomas.

Por tanto, el primer paso para la aplicación del algoritmo genético consiste en inicializar las variables a ser utilizadas. Seguidamente, se crea la primera generación, considerando para ello el espacio de búsqueda de la solución, el cual se origina de forma aleatoria. Cada elemento de esa primera generación se denomina “individuo” y representa una posible solución al problema.

Otro factor que se debe considerar al crear la primera generación es el tamaño de la población, conformada por los individuos que competirán para sobrevivir. Asimismo, se debe establecer el grado de aleatoriedad con el que se desea generar el espacio de búsqueda.

Evaluación de la función aptitud de cada individuo

En forma análoga a cómo ocurre en la naturaleza, en los algoritmos genéticos se debe establecer algún criterio que permita decidir cuál o cuáles de las soluciones propuestas (análogas a las condiciones de sobrevivencia en la naturaleza) en una población son mejores y cuáles no.

Por tanto, cada individuo de la población es sometido a la función de aptitud o función *fitness* o función de costo, que cuantifica las cualidades de cada uno de ellos, que les permita ser o no seleccionados, bajo algún criterio previamente establecido, para participar en la recombinación que

generará los nuevos candidatos que competirán por sobrevivir y ocupar un espacio en la siguiente generación. Incluso, puede darse el caso de que uno de esos individuos de la primera generación cumpla con todas las cualidades objetivo y, por tanto, se erija de inmediato como la solución.

La función de aptitud o costo o *fitness*, es un punto crítico del algoritmo genético y debe ser tal que permita poner de manifiesto la aptitud de cada individuo, para el problema que se desea optimizar.

Selección

Una vez calificados o evaluados todos los individuos de una generación, el algoritmo genético debe seleccionar a los individuos más calificados, que son los que tendrán más oportunidad de reproducción, aumentando así, la probabilidad de tener individuos “aptos” en las próximas generaciones. Tal como fue dicho anteriormente, estos elementos son llamados “padres”.

Existen varias técnicas de selección, siendo una de ellas la denominada “elitismo” [43], la cual consiste en seleccionar la mitad de la generación que haya mostrado ser la más apta para sobrevivir. Pero, esa técnica tiene el inconveniente de presentar convergencia prematura en algunos problemas, sin alcanzar el nivel de optimización deseado. Por ello, es necesario recurrir a otras técnicas de selección de “padres”, tal como la selección aleatoria (conocida como selección por ruleta) [44, 45], selección de parejas según torneo [44, 45] o selección de estado estacionario (muestreo estocástico) [44, 45].

El proceso de selección del algoritmo genético aprovecha el conocimiento que se ha obtenido previo a dicho proceso, procurando elegir lo mejor que se haya encontrado, elevando de esa manera el nivel de adaptación de toda la población.

Recombinación o Reproducción o *Crossover*

Una vez seleccionados los “padres”, el paso siguiente es realizar el cruce entre estos para generar los “hijos”; proceso que es conocido como recombinación o reproducción o *crossover*.

Existen diversos mecanismos o técnicas para realizar ese cruzamiento, todos ellos teniendo como finalidad mezclar los códigos de un individuo “A” y un individuo “B”, previamente seleccionados. Para esa mezcla, los códigos en cuestión se fragmentan y recombinan o cruzan, para formar nuevos individuos, con la esperanza de que los mismos hereden de sus progenitores las características deseables [41].

El mecanismo de reproducción más utilizado en algoritmos genéticos es el de cruce de único punto o cruce monopunto, el cual consiste en seleccionar dos “padres” y a partir de ellos crear dos “hijos”, que heredan de sus ancestros, las características deseables. En este caso, se elige aleatoriamente un punto (el mismo) de cruce en la cadena de genes de ambos “padres” y en base de dicho punto se intercambian las subcadenas generadas, para generar los dos “hijos” que combinan genes de ambos padres. Este mecanismo es mostrado en la Figura 4.3 [45].

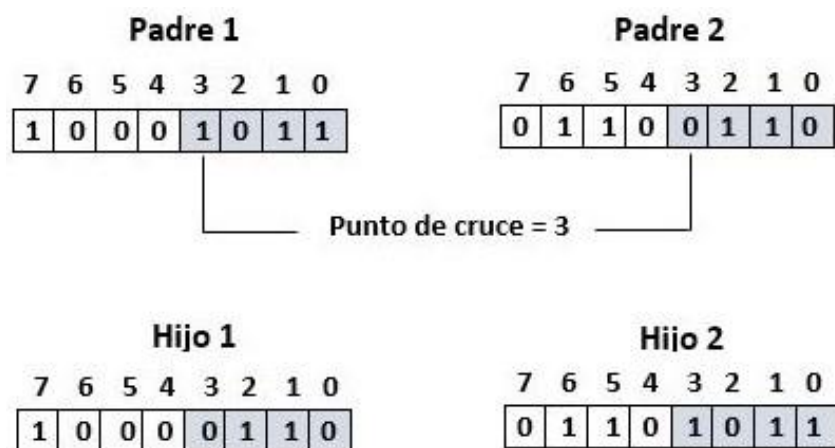


Figura 4.3: Mecanismo de recombinación de único punto.

En la reproducción de único punto no es posible combinar cualquier tipo del material genético de los “padres”. Este inconveniente es superado mediante recombinaciones múltiples o multipunto, tal es el caso del cruzamiento de dos puntos ilustrado en la Figura 4.4 [45], en el cual se eligen al azar dos puntos (las mismas dos posiciones en los cromosomas “padres”) y se intercambian entre ellos el gen establecido entre estos.

Mutación

Aunque la mutación es opcional, en muchos de los casos es preferible contar con este proceso u operador, ya que puede ocurrir el caso que el algoritmo genético llegue a una solución local, correspondiendo a la mutación ayudar a encontrar una solución global.

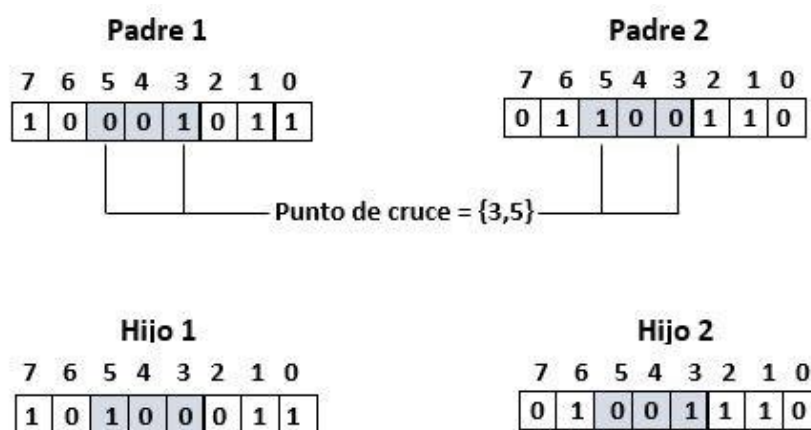


Figura 4.4: Mecanismo de recombinación multipunto.

La mutación tiene lugar a nivel de un “hijo” y consiste en pequeñas modificaciones aleatorias del gen que permiten la evolución, para explorar variaciones de las soluciones existentes. En ese sentido, el operador de mutación debe ser diseñado de manera tal que cada punto en el dominio del problema pueda potencialmente ser alcanzado. Así, la mutación genera nuevos individuos que exploran regiones de ese dominio que probablemente no han sido visitadas aún. Al azar, se buscan nuevas soluciones posibles que tal vez consigan superar las ya encontradas hasta el momento; en este punto, uno de los individuos de la población mutará,

cambiando completamente por otro elemento del dominio del problema que también es generado de forma aleatoria.

La forma más sencilla de implementar una mutación en un “hijo” es la llamada “mutación por sustitución puntual o intercambio de bit”, en la cual se elige al azar un punto (gen) del cromosoma y se cambia su valor a 1 a 0, o viceversa, tal como puede observarse en la Figura 4.5 [44].

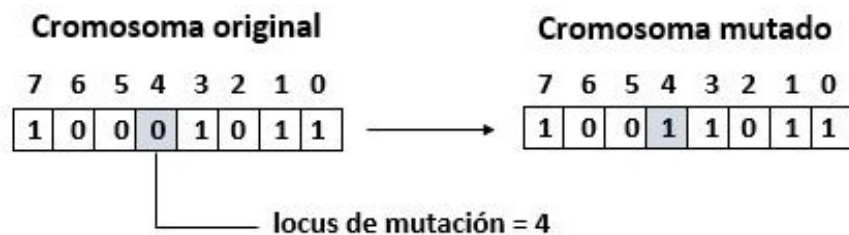


Figura 4.5: Mutación por sustitución puntual.

Generación siguiente

El paso siguiente en el algoritmo genético es tomar los “padres” que fueron seleccionados de acuerdo a su aptitud y los “hijos” que fueron creados a partir de la reproducción o recombinación de los “padres”, y ser el caso, los generados por la mutación. De esa manera, se conforma una nueva generación que cuenta con el mismo número de individuos de la generación anterior y están listos para competir por un puesto en la siguiente generación.

Criterio de finalización

Es el paso esencial para que el algoritmo genético detenga la búsqueda. En este sentido, la búsqueda puede detenerse si uno de los individuos presenta las aptitudes deseadas, en cuyo caso se dice que el algoritmo genético alcanzó la solución. Otra forma de detener la búsqueda es si el algoritmo ya cumplió con un determinado número de generaciones, es decir, con el un número de iteraciones previamente elegido.

4.3.3 Ejemplo de Aplicación

El abanico de ejemplos de aplicaciones de los algoritmos genéticos es muy diverso y variado. En ese sentido, entre las áreas en las que se consiguen aplicaciones de AG están:

- Redes sociales [46, 47].
- Medicina [48-51].
- Industria manufacturera [52, 53].
- Robótica [54, 55].
- Control y automatización [56-59].
- Ciencias económicas [60-62].
- Telecomunicaciones [63-67].
- Control de tráfico vehicular [68].
- Sistemas eléctricos de potencia [69, 70].

4.4 Optimización por Enjambre de Partículas (PSO, *Particle Swarm Optimization*)

La técnica de computación inteligente PSO (*Particle Swarm Optimization*) pertenece a la familia de las llamadas técnicas bioinspiradas, las cuales, basadas en el comportamiento de ciertas especies vivas en su lucha por la supervivencia, tienen como objeto diseñar métodos heurísticos aleatorios de búsqueda, optimización, aprendizaje, reconocimiento, simulación y caracterización. PSO es una técnica evolutiva basada en poblaciones, que fue desarrollada en 1995 por el psicólogo-sociólogo James Kennedy y por el ingeniero electrónico Russell Eberhart [20]. Se basa en algoritmos que imitan el comportamiento “en vuelo” observado en algunas especies de pájaros o el comportamiento de los bancos de peces. En general, se observa que un individuo hace saber de su éxito a los demás miembros del grupo, propiciando así un proceso colectivo en el que todos los individuos satisfacen de la mejor manera posible sus necesidades.

PSO presenta algunas similitudes con otras técnicas evolutivas, tal como la generación aleatoria de la población y el uso de una función de ajuste, costo aptitud o *fitness*. Sin embargo, a diferencia de otros métodos, el número de

parámetros que se deben ajustar es pequeño [71], lo cual hace que la implementación, comparada con otras técnicas bioinspiradas, sea más sencilla, además de poseer un algoritmo más simple, lo que se traduce en un menor tiempo de procesamiento computacional [72].

PSO emplea una búsqueda basada en poblaciones, en la que los individuos de las mismas, también llamadas “partículas”, utilizan su propia experiencia, así como el conocimiento de sus vecinos, con distintos grados de confianza, para viajar en el espacio de búsqueda. El conjunto de partículas tiene como propósito seguir al individuo que esté más cercano al objetivo, es decir, a la posición más óptima. Para buscar esa mejor posición, la partícula cambia su velocidad y mientras más lejos se encuentre esa posición, mayor será la velocidad a la cual viajará la partícula, para de esa manera, aproximarse a otro conjunto de partículas que esté más cercano al objetivo. El proceso termina cuando una partícula alcanza el objetivo.

4.4.1 Estructura de una Partícula

La posición de cada partícula representa una solución potencial al problema de optimización que se está evaluando. Una partícula está compuesta de tres (3) vectores (ver Figura 4.6) y dos (2) funciones de aptitud, *fitness* o costo):

- El vector de posición $X_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{in})$, que almacena la posición actual de la partícula “i” en una iteración “k” y se toma como referencia para calcular la nueva dirección de búsqueda. El parámetro “n” representa el número de variables relacionadas con la partícula “i”.
- El vector $P_i = (p_{i1}, p_{i2}, \dots, p_{in})$, que almacena la mejor posición encontrada por la partícula “i” hasta el momento.
- El vector de velocidad $V_i = (v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{in})$, que almacena la velocidad de la partícula “i” y representa la dirección en la cual se moverá la partícula.
- El valor de aptitud que almacena el valor de adaptación o adecuación de la posición actual correspondiente al vector X_i .

- El valor de aptitud que almacena el valor de adecuación de la partícula del grupo con mejor solución local de posición encontrada hasta el momento correspondiente al vector $G = (g_1, g_2, \dots, g_n)$.

En PSO, la nueva posición de cada partícula se determina añadiendo al vector de posición X_i , el vector velocidad V_i .

El modelo matemático que representa el algoritmo PSO viene dado por [73, 74]:

$$V_i^{k+1} = \omega V_i^k + C_1 R_1 (P_i - X_i^k) + C_2 R_2 (G_i - x_i^k) \quad (4.1)$$

$$X_i^{k+1} = X_i^k + V_i^{k+1} \quad (4.2)$$

Donde:

ω = Parámetro de inercia

C_1 y C_2 = Parámetros cognitivo y social, respectivamente (controlan la importancia relativa de la experiencia privada de la partícula versus la experiencia social del grupo).

R_1 y R_2 = Operadores aleatorios en el intervalo (0, 1).

En la Figura 4.6, se observa cómo se mueve una partícula en el espacio de soluciones [71].

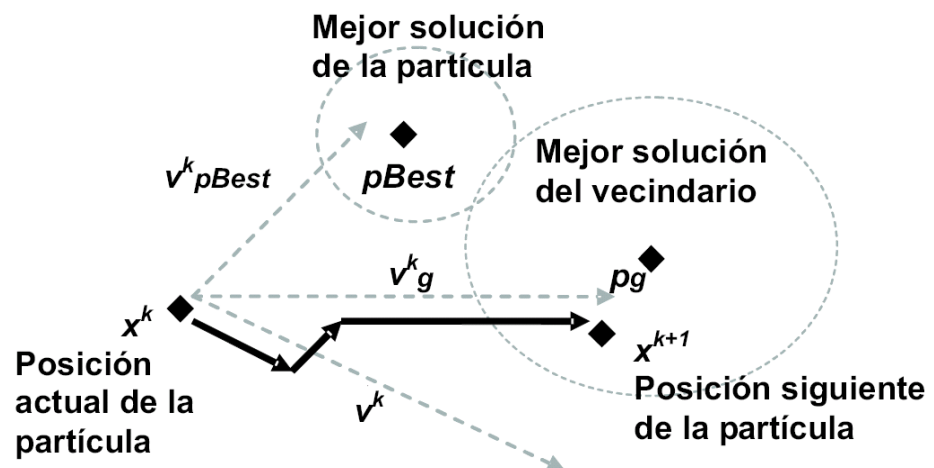


Figura 4.6: Movimiento de una partícula en el espacio de soluciones.

4.4.2 Trayectoria de la Partícula

En la Figura 4.6, las flechas de línea discontinua se refieren a la dirección de los vectores de velocidad actual, es decir, $v^k pBest$ (velocidad de la mejor posición tomada por la partícula), $v^k g$ (velocidad de la mejor partícula encontrada en el vecindario) y v^k (velocidad actual de la partícula). La flecha de línea continua representa la dirección que toma la partícula para moverse de la posición actual x^k hasta la nueva posición x^{k+1} . Obsérvese que el cambio de dirección de esta flecha se debe a la influencia de las demás direcciones que intervienen en el movimiento de la partícula.

4.4.3 Algoritmo PSO Básico

Dado a que, en el proceso de actualización de la velocidad, están involucrados operadores aleatorios, el método de modificación de la posición de las partículas se puede considerar un paso estocástico, pero heurístico.

De manera general, PSO se puede describir en tres (3) pasos [73]. El primero consiste en evaluar cada partícula o elemento para determinar la calidad de la posición actual, lo que permite encontrar las mejores posiciones de las partículas. Seguidamente, se deben realizar los ajustes necesarios de las mejores posiciones previas. Por último, se determinan los nuevos movimientos para cada partícula con la información ajustada (ver Figura 4.6).

Para detener el proceso es necesario que se cumpla un criterio de parada se cumpla, el cual puede ser un número fijo de ciclos o iteraciones, o combinado con un valor de error aceptable. Al terminar la ejecución del algoritmo, la solución que reporta el método es la mejor posición previa encontrada por alguna partícula.

En la Figura 4.7 se ilustra el diagrama de flujo del algoritmo basado en PSO [71, 75].

En la primera iteración cada partícula no cuenta con un historial de búsqueda, por lo que, en ese caso su experiencia es su posición actual. A partir de allí, se determina la siguiente posición y velocidad de acuerdo a las ecuaciones (4.1) y (4.2).

Seguidamente, se cuantifica la aptitud o calidad o *fitness* de la partícula, la cual se refiere específicamente al desempeño que tiene cada partícula “i” en relación a su mejor posición dentro del espacio de búsqueda.

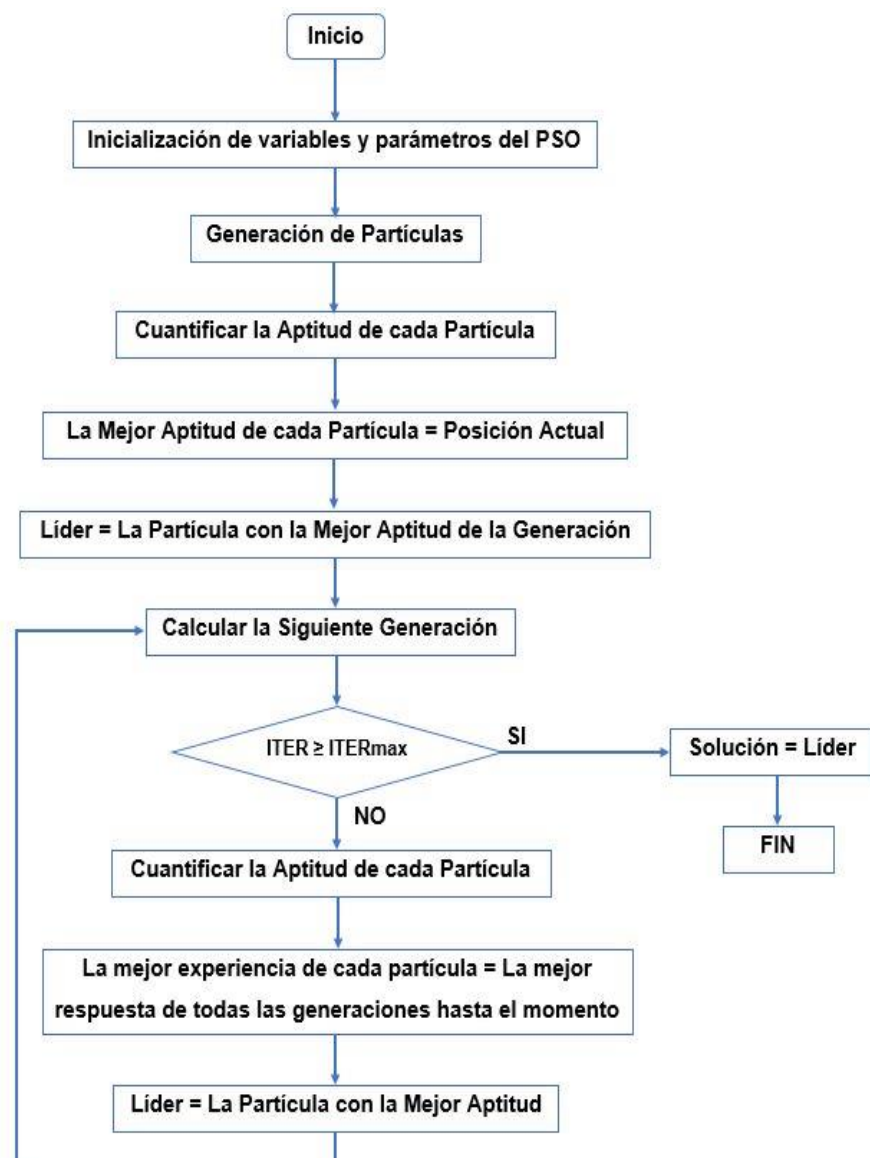


Figura 4.7: Diagrama de flujo de PSO.

Luego, se procede a la búsqueda del individuo con la mejor aptitud. Este individuo será el líder que guiará al resto del grupo o cúmulo, en otras palabras, será el “mejor global”.

A continuación, se ajusta la velocidad y posición creando una nueva generación (iteración) y el procedimiento se repite hasta cumplir con el número máximo de iteraciones establecido.

Si en una de las generaciones existe un individuo que presenta una mejor aptitud que el líder actual, este individuo se convertirá en el nuevo líder que guiará al resto del grupo. Al finalizar el procedimiento, la solución del problema estará representada por el líder.

4.4.4 Ejemplo de Aplicación

PSO también tiene diversos ejemplos de aplicaciones en varias áreas, entre las que se pueden citar:

- Economía [76, 77].
- Planificación urbana [78, 79].
- Medicina [80, 81].
- Sistemas eléctricos de potencia [82, 83].
- Control y automatización [71, 84-85].
- Industria química [86].
- Telecomunicaciones [22, 87-89].

CAPÍTULO 5

5. SÍNTESIS DE ARREGLOS DE ANTENAS A SER OPTIMIZADOS

Este capítulo contempla el diseño o síntesis de los dos arreglos de antenas a los cuales les serán aplicados las técnicas de computación inteligente PSO y algoritmo genético para la optimización de los parámetros del arreglo que sean establecidos en la o las funciones de ajuste o costo o *fitness*. Concretamente, se diseñan un arreglo lineal con espaciamiento uniforme entre sus elementos y amplitudes variables de su excitación, así como un arreglo circular.

5.1 Síntesis de Arreglo *Broadside*

Se recurre al método Dolph-Tchebysheff para el diseño de este tipo de arreglos, y a título de ejemplo, se consideran 10 elementos y nivel del lóbulo secundario requerido, R , de 26 dB abajo del máximo del lóbulo principal.

De la expresión (3.11a) se tiene que el factor de arreglo para este caso es dado por:

$$FA = a_1 \cos(u) + a_2 \cos(3u) + a_3 \cos(5u) + a_4 \cos(7u) + a_5 \cos(9u) \quad (5.1)$$

Dado que N es igual a 10, entonces “ p ” es igual a 9.

Por su parte, dado que R es igual a 26 dB, se tiene:

$$20 \log (R) = 26 \Rightarrow R = 10^{26/20} \approx 20$$

De la expresión (3.15) se determina el valor de z_0 :

$$z_0 = \cosh\left[\frac{1}{9} \cos^{-1}h(20)\right] = 1,0851$$

Seguidamente, se determina $\cos(u)$ en función de z_0 , a partir de la expresión (3.17):

$$\cos(u) = \frac{z}{1,0851} \quad (5.2)$$

Luego, se expande el FA de la expresión (5.1) en las series de funciones coseno, con el auxilio de la información de la Tabla 3.1:

$$\begin{aligned} FA = & a_1 \cos(u) + a_2(4\cos^3u - 3\cos u) + a_3(16\cos^5u - 20\cos^3u + 5\cos u) \\ & + a_4(64\cos^7u - 112\cos^5u + 56\cos^3u - 7\cos u) + a_5(256\cos^9u - 576\cos^7u \\ & + 432\cos^5u - 120\cos^3u + 9\cos u) \end{aligned} \quad (5.3)$$

Reemplazando (5.2) y (5.3) en (5.1) y realizando agrupaciones de términos de “z”, se tiene:

$$\begin{aligned} FA = & \frac{z}{1,0851} (a_1 - 3a_2 + 5a_3 - 7a_4 + 9a_5) + \frac{z^3}{(1,0851)^3} (4a_2 - 20a_3 + 56a_4 - 120a_5) + \\ & \frac{z^5}{(1,0851)^5} (16a_3 - 112a_4 + 432a_5) + \frac{z^7}{(1,0851)^7} (64a_4 - 576a_5) + \frac{z^9}{(1,0851)^9} (256a_5) \end{aligned} \quad (5.4)$$

De la Tabla 3.2, se extrae la expresión del polinomio de Tchebysheff $T_9(z)$, en concordancia con el factor $\cos(\mu)$ de mayor valor “mu” de la expresión (5.1):

$$T_9(z) = 256z^9 - 576z^7 + 432z^5 - 120z^3 + 9z \quad (5.5)$$

Igualando coeficientes de (5.4) y (5.5), se obtienen las ecuaciones que permiten hallar los valores de a_1 hasta a_5 , de la siguiente manera:

$$\frac{256 a_5}{(1,0851)^9} = 256 \Rightarrow a_5 = 2,0851$$

$$\frac{64 a_4 - 576 a_5}{(1,0851)^7} = 576 \Rightarrow a_4 = 2,8308$$

Siguiendo con los restantes tres (3) coeficientes, se tiene:

$$a_3 = 4,1184; \quad a_2 = 5,2073; \quad a_1 = 5,8377$$

Normalizando entre el mayor valor de “a”, es decir, a_1 :

$$a_1 = 1 \quad a_2 = 0,8920; \quad a_3 = 0,7055; \quad a_4 = 0,4849; \quad a_5 = 0,3573;$$

Por lo que, la expresión final del factor de arreglo de la agrupación de antenas diseñada en esta sección, tomada de la expresión (5.1), resulta:

$$FA = \cos(u) + 0,8920 \cos(3u) + 0,7055 \cos(5u) + 0,4849 \cos(7u) + 0,3573 \cos(9u) \quad (5.6)$$

Las Figuras 3.3 y 3.4, muestran los diagramas de radiación del arreglo *broadside* de corrientes no uniformes, aquí diseñado, para espaciamientos uniformes iguales a $\lambda/4$ y λ , respectivamente; mientras que la Figura 5.1 muestra el diagrama de radiación para el mismo arreglo, pero para una distancia entre los elementos igual a $\lambda/2$. Este último es el que será considerado para su optimización en el Capítulo 6.

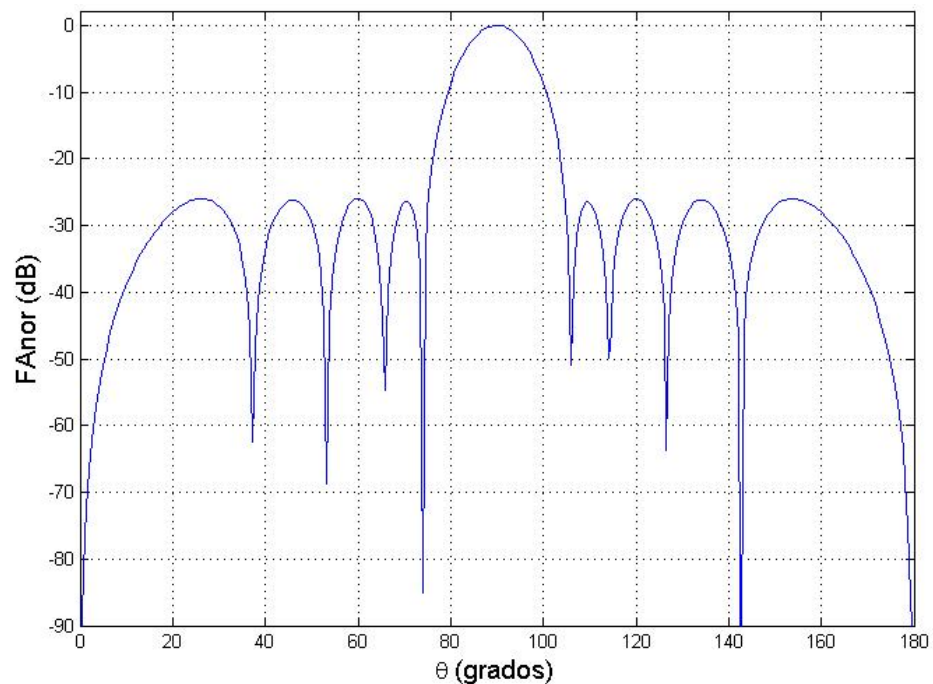


Figura 5.1: Diagrama de radiación del arreglo *broadside* con espaciamiento uniforme $d = \lambda/2$ y corrientes no uniformes.

En las Figuras 3.4, 3.5 y 5.1, se observa que el lóbulo principal de los diagramas efectivamente está orientado hacia la dirección perpendicular al arreglo ($\theta = 90^\circ$). Asimismo, se tiene que en los tres casos todos los lóbulos secundarios tienen el

mismo nivel, lo cual es de esperarse cuando se sintetizan arreglo de antenas utilizando el método Dolph-Tchebysheff (sección 3.4). Específicamente, el nivel de los lóbulos secundarios en ambos diagramas es el establecido en el diseño del arreglo, es decir, -26 dB.

5.2 Síntesis de Arreglo Circular

Para el diseño o síntesis de arreglos circulares se puede recurrir a cualquiera de los métodos explicados en la sección 3.5, es decir, uniforme [31], series de Fourier [90], Taylor [91], Dolph-Tchebysheff [92], entre otros.

Para fines del presente trabajo y considerando que para el arreglo *broadside* se utilizó para síntesis un método de distribución de corriente no uniforme, específicamente, Dolph-Tchebysheff, en este caso de agrupación circular se considerará distribución uniforme de la excitación de los elementos, es decir, los valores iniciales de dichas amplitudes serán considerados inicialmente iguales, específicamente, a la unidad.

En realidad, el arreglo circular a ser diseñado en la presente sección es el mismo señalado en la sección 3.6, es decir, el arreglo en cuestión está conformado por 10 elementos y el factor de arreglo es dado por la expresión (3.19):

$$FA(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^{10} a_n e^{j10\rho_0 \cos(\phi_n - \xi)} \quad (5.7)$$

Donde ρ_0 y ξ son dados por las expresiones (3.20a) y (3.20b), respectivamente:

$$\rho_0 = \sqrt{(\sen \theta \cos \phi - \sen \theta_0 \cos \phi_0)^2 + (\sen \theta \sen \phi - \sen \theta_0 \sen \phi_0)^2} \quad (5.8a)$$

$$\xi = \tan^{-1} \left[\frac{\sen \theta \sen \phi - \sen \theta_0 \sen \phi_0}{\sen \theta \cos \phi - \sen \theta_0 \cos \phi_0} \right] \quad (5.8b)$$

Además, se considera que $kR = 10$, dirección de máxima radiación en θ_0 y ϕ_0 iguales a 0° , ángulo de barrido en el plano vertical del diagrama de radiación $\theta \in [0, 2\pi]$ y ángulo ϕ igual a 90° .

Por tanto, de las expresiones (5.8a) y (5.8b), se tiene que:

$$\begin{aligned} \rho_0 &= \sqrt{(\sen \theta \cos 90^\circ - \sen 0^\circ \cos 0^\circ)^2 + (\sen \theta \sen 90^\circ - \sen 0^\circ \sen 0^\circ)^2} \\ &\Rightarrow \rho_0 = \sen \theta \end{aligned}$$

$$\xi = \tan^{-1} \left[\frac{\sin \theta \sin 90^\circ - \sin 0^\circ \sin 0^\circ}{\sin \theta \cos 90^\circ - \sin 0^\circ \cos 0^\circ} \right] \Rightarrow \xi = \pi/2$$

En la Figura 5.2, se muestra el FA resultante, en el cual se observa que el mayor nivel del lóbulo secundario corresponde a -7,9 dB y el FNBW es 27,5°.

En el mencionado diagrama también se puede apreciar que el nivel de los lóbulos secundarios no es constante.

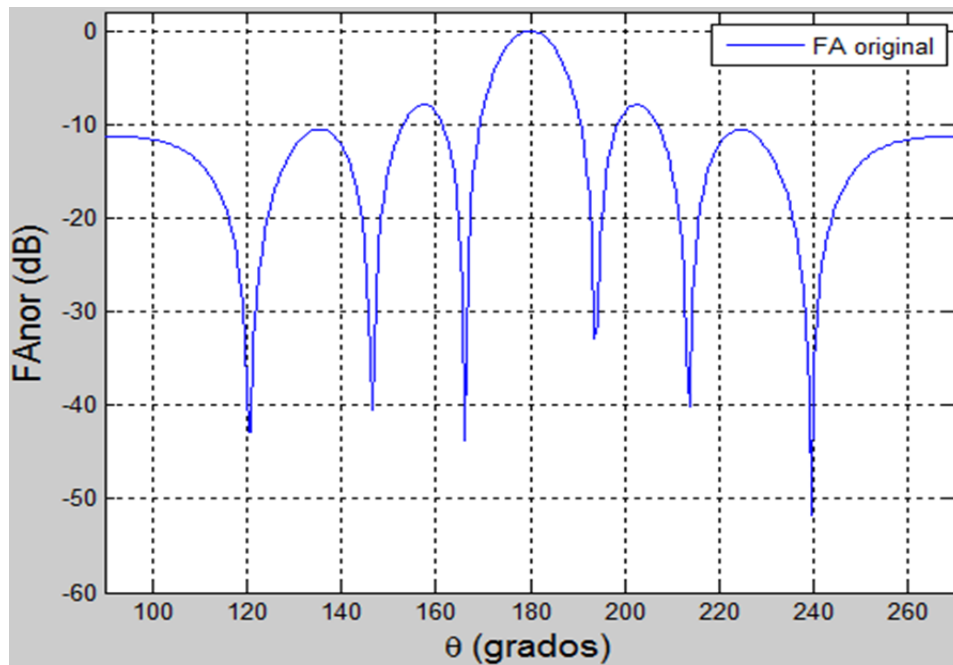


Figura 5.2: Diagrama de radiación de un arreglo circular para $\phi = 90^\circ$.

CAPÍTULO 6

6. OPTIMIZACIÓN DE ARREGLOS DE ANTENAS UTILIZANDO ALGORITMOS GENÉTICOS Y PSO

En este capítulo, se desarrollan e implementan los algoritmos de optimización de los arreglos *broadside* y circular considerados, mediante el uso de las técnicas de inteligencia computacional PSO y algoritmo genético. También se evalúan los resultados obtenidos, comparando las características de las antenas objeto de optimización, antes y después de dicho proceso.

6.1 Introducción

Los algoritmos a ser implementados en el presente trabajo, usando las técnicas de computación inteligente consideradas para la optimización, es decir, PSO y algoritmo genético, tendrán como objetivo modificar los parámetros seleccionados de los arreglos en estudio, en base a las funciones de ajuste, costo, *fitness* o aptitud que se establezcan.

En ese sentido, la meta final es reducir el nivel de los lóbulos secundarios del diagrama de radiación y al mismo tiempo minimizar el deterioro del ancho del haz, es decir, reducir el porcentaje del inevitable incremento del FNBW, para los arreglos diseñados en el Capítulo 5. Para ello, la función de costo asociada a la optimización planteada será multivariable.

6.2 Función de Costo Multivariable: Parámetros Evaluados de los Arreglos de Antenas

Como una primera exploración del desempeño de PSO y algoritmo genético en la optimización en cuestión, se considera una función de ajuste de sólo una variable. Concretamente, se pretende disminuir el nivel de los lóbulos secundarios de los diagramas de radiación de los arreglos *broadside* y circular, sintetizados en el Capítulo 5.

Para ambas técnicas de inteligencia computacional, esa primera función de ajuste es:

$$f = \text{minimizar} \left[\text{máximo} \left(\frac{|FA(\theta, \varphi)|}{|FA_{max}|} \right) \right] \quad (6.1)$$

La función de costo de la expresión (6.1) se refiere a la minimización del máximo nivel de los lóbulos secundarios del diagrama de radiación normalizado de los arreglos. No obstante, dicha función por sí sola no es suficiente para indicar el objetivo de optimización perseguido con la misma, pues se debe tener en cuenta que los lóbulos secundarios de los patrones de radiación de los arreglos considerados, aparecen, de forma simétrica, a ambos lados del lóbulo principal. Específicamente, esos lóbulos secundarios inician a partir de los nulos ubicados a ambos lados del lóbulo principal. En otras palabras, a la función de la expresión (6.1), se le debe adicionar una condición o restricción relacionada con la región angular de existencia de los lóbulos secundarios, es decir:

$$\theta \in [(0^\circ, FN_1) \cup (FN_2, 180^\circ)] \quad (6.2)$$

Donde:

FN_1 (*First Null*) = Posición angular del primer nulo a la izquierda del lóbulo principal, en el diagrama de radiación en coordenadas rectangulares.

FN_2 (*First Null*) = Posición angular del primer nulo a la derecha del lóbulo principal, en el diagrama de radiación en coordenadas rectangulares.

Es importante resaltar que expresión (6.2) también es válida si el diagrama de radiación se gráfica entre 90° y 270° (como en el caso del diagrama de radiación

de la Figura 5.2, correspondiente al arreglo circular y en el cual el lóbulo principal está orientado en $\theta = 180^\circ$). En esta situación, la expresión (6.2) queda:

$$\theta \in [(90^\circ, FN_1) \cup (FN_2, 270^\circ)] \quad (6.3)$$

Las posiciones angulares FN_1 y FN_2 se obtienen directamente del diagrama de radiación original de los arreglos contemplados.

Dado que, conforme fue dicho anteriormente, la disminución del nivel de los lóbulos secundarios de una antena o arreglo de antenas acarrea un ligero incremento del ancho del haz de dicha antena o agrupación de antenas y, por consiguiente, una disminución de la directividad y ganancia, se implementa una segunda función de ajuste que incorpora a la anterior, también la minimización, pero esta vez del FNBW, lo cual implica una minimización en el aumento del ancho del haz. De esa manera, se logrará disminuir el nivel de los lóbulos secundarios y se garantizará al mismo tiempo un menor incremento del ancho del haz (menor disminución de la directividad y ganancia de los arreglos). Esa segunda función *fitness* es:

$$f = \alpha \left\{ \text{minimizar} \left[\text{máximo} \left(\frac{|FA(\theta, \varphi)|}{|FA_{max}|} \right) \right] \right\} + \beta (FNBW_c - FNBW_d) \quad (6.4)$$

con la misma restricción de (6.2) o (6.3).

En (6.4), $FNBW_c$ es el ancho angular calculado o extraído, entre los nulos FN del diagrama de radiación original, mientras que $FNBW_d$ se refiere al valor deseado o estipulado para el mismo (por lo general, se considera hasta un máximo de 2,5% del $FNBW_c$). Adicionalmente, α y β representan pesos de ponderación para cada uno de los dos términos, cuyo valor, contemplado entre “0” y “1”, dependerá del peso que se le quiera asignar a cada término, teniendo en cuenta que la suma de α y β debe ser igual a uno.

6.3 Modelos de Optimización de los Arreglos de Antenas: Elaboración de los Algoritmos para PSO y Algoritmo Genético

Partiendo de los parámetros necesarios en PSO y algoritmos genéticos para la optimización contemplada en las funciones de ajuste establecidas en la sección 6.1, ambos algoritmos arrojan como resultado nuevos conjuntos de valores de las

amplitudes de las corrientes de excitación de los elementos de los arreglos considerados, que a su vez generan diagramas de radiación para dichos arreglos que cumplen con los objetivos perseguidos con las referidas funciones de costo.

Implementación de PSO y Algoritmo Genético para Optimización del Arreglo *Broadside*

PSO

Para ambas funciones de costos de un término y dos términos, los valores de los parámetros considerados para PSO fueron:

- $C_1 = C_2 = 1,45$ [71]
- $\omega = 0,45$ [71]
- R_1 y R_2 = Valores aleatorios generados por el algoritmo en un intervalo de $[0, 1]$.
- Posición inicial de la partícula = Valor aleatorio.
- Velocidad inicial de la partícula = Valor aleatorio.
- Número de variables a ser optimizadas = 5
- Número de partículas = 50 y 30, para “ f ” de uno y dos términos, respectivamente.
- Número de iteraciones = 80 y 50, para “ f ” de uno y dos términos, respectivamente.

Una vez establecidos los valores de los parámetros que son fijos (por ejemplo, C_1 y C_2 , número de partículas, etc.) y los valores iniciales de las variables (en este caso, a_1 , a_2 , a_3 , a_4 y a_5 , obtenidos en la sección 5.1), el algoritmo PSO procede a realizar la primera iteración, la cual generará un nuevo conjunto de valores para las variables a_1 , a_2, \dots, a_5 , para los cuales el cúmulo de partículas (conformado por 50 y 30, para la función de costo, f , de uno y dos términos, respectivamente) se posicionó de tal forma que el nivel de los lóbulos secundarios del diagrama de radiación disminuyó (en el caso de la función de costo, f , de un término) o dicho nivel disminuyó al mismo tiempo que se tomó en cuenta la restricción asociada al FNBW (en el caso de la función de costo, f , de dos términos).

A partir de allí, el algoritmo de PSO repite el procedimiento, en base a las ecuaciones (4.1) y (4.2), hasta cumplir con el número máximo de iteraciones establecido (80 y 50, para la función de costo, f , de uno y dos términos, respectivamente). Si en una de las iteraciones existe una partícula con una mejor aptitud que la del líder actual, dicha partícula se convertirá en el nuevo líder que guiará al resto del grupo. Además, la experiencia propia de cada partícula va evolucionando. En cada iteración que ofrezca un mejor ajuste de acuerdo a la ecuación (6.1) o la ecuación (6.4), aparecerá un nuevo conjunto de valores para las variables a_1, a_2, \dots, a_5 . Al finalizar el procedimiento, es decir, cuando se alcanza el número máximo de iteraciones fijado, la solución consistirá en aquel conjunto de valores de las variables que se obtuvo con la iteración que mejor actitud presentó, es decir, la que mejor se ajustó a lo exigido por la ecuación (6.1) o la ecuación (6.2), dependiendo del caso de ajuste considerado. En ese momento, el líder de la población representará la solución del problema de optimización.

Algoritmo genético

En relación al algoritmo genético, se utilizaron los siguientes métodos:

- Selección: parejas según torneo.
- Reproducción o crossover: cruce de único punto.
- Mutación: por intercambio de bit.

Mientras que los valores de los parámetros fueron:

- Cantidad de elementos de la población = 32
- Número de bits del cromosoma = 90
- Probabilidad de mutación = 0,02
- Número de iteraciones = Entre 200 y 400

Definidos los métodos de selección, reproducción y mutación, los valores de los parámetros que son fijos (por ejemplo, número de individuos de la población, número de bits por cromosomas, entre otros, y los valores iniciales de las variables a_1, a_2, \dots, a_5 (los obtenidos en la sección 5.1), el algoritmo genético lleva a cabo la primera iteración para crear la primera generación, de la cual surge una nueva población conformada por la misma cantidad de población, pero esta vez

contentiva de individuos más aptos, es decir, por aquellos que en conjunto ofrecen un nuevo conjunto de valores $a_1, a_2 \dots a_5$, que cumple con el ajuste establecido por la ecuación (6.1) o la ecuación (6.4).

El proceso se repite hasta que se cumplan el número de iteraciones establecido y la solución estará representada por el conjunto $a_1, a_2 \dots a_5$, que mejor se ajuste a lo requerido en las ecuaciones (6.1) o (6.4), dependiendo del caso de estudios (uno o dos términos para la función f). En este momento, la solución del problema de optimización estará representada por la población conformada por los individuos más aptos posible de todas poblaciones surgidas gracias a las iteraciones.

Implementación de PSO y Algoritmo Genético para Optimización del Arreglo Circular

El caso de PSO, los valores considerados para los parámetros fueron los mismos que se utilizaron para el arreglo *broadside*.

Para algoritmo genético, las variaciones respecto a las simulaciones para realizadas para el arreglo *broadside*, fueron:

- Cantidad de elementos de la población = 16
- Número de bits del cromosoma = 120
- Probabilidad de mutación = 0,02
- Número de iteraciones = 500

En este caso, PSO y algoritmo genético operan similar que para el caso del arreglo *broadside*, con la diferencia que el número de variables es 10 en lugar de 5. Además, los valores iniciales de las variables son considerados todos iguales a cero (0).

6.4 Implementación en Scilab o Matlab

Ante la posibilidad de elegir entre el uso de la herramienta computacional Matlab [93] y una de sus homólogas en software libre, concretamente, Scilab [94], y considerando que la literatura reporta éxitos similares en el uso de cualquiera de ambas herramientas para la implementación de las técnicas PSO y algoritmo genético [95, 96], en el presente trabajo se seleccionó Matlab, en virtud del

conocimiento que el autor tiene en el uso de la referida herramienta computacional.

Es oportuno resaltar que, si bien Matlab posee un *toolbox* que permite que el usuario implemente algoritmo genético, por así decirlo, de manera automatizada, en esta ocasión se optó por elaborar un código propio que abarcara todos los pormenores relacionados con dicha técnica, indicados en las secciones 4.1 y 6.3.

De manera similar se procedió con PSO, en cuyo caso los aspectos considerados para el desarrollo de la elaboración del código fueron los correspondientes a las secciones 4.2 y 6.3.

6.5 Resultados: Valores de los Parámetros de los Arreglos de Antenas antes y después de la Optimización

En la Tabla 6.1, se resumen los valores de las amplitudes de las corrientes de alimentación, antes y después de la optimización mediante PSO y algoritmo genético, para el caso del arreglo *broadside*, utilizando la función de costo de una sola variable, es decir, la expresión (6.1).

Diagrama de radiación	Amplitudes a_n				
Original	1,0000	0,8920	0,7055	0,4849	0,3573
PSO	1,1480	0,9488	0,6354	0,3270	0,1155
Algoritmo genético (AG)	1,1768	0,9933	0,6955	0,3866	0,1600

Tabla 6.1: Amplitudes de las corrientes de excitación, arreglo *broadside*, función de ajuste de una variable.

El diagrama de radiación original y los obtenidos con el uso de PSO y algoritmo genético, son mostrados en la Figura 6.1.

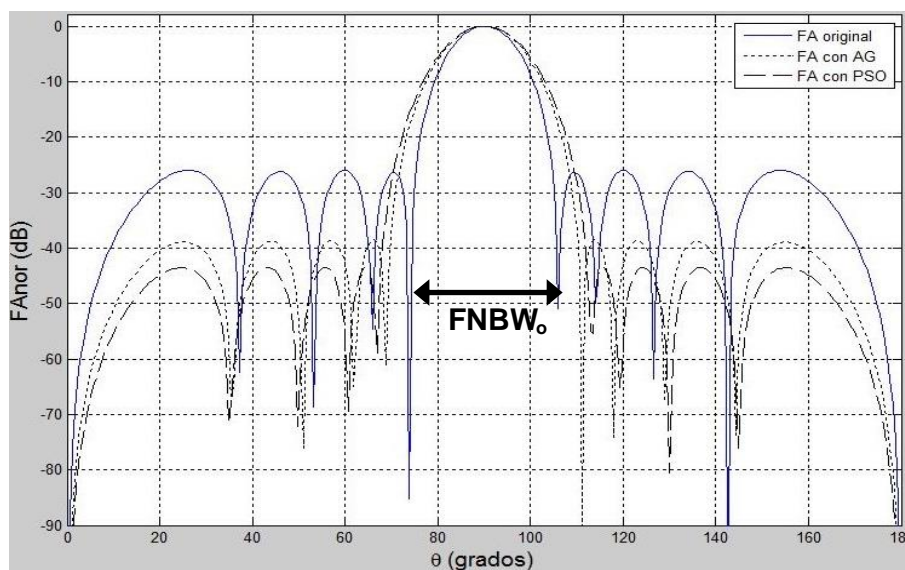


Figura 6.1: Diagrama de radiación del arreglo *broadside*, con espaciamiento uniforme $d = \lambda/2$, antes y después de la optimización, función de costo de una variable.

En la Figura 6.1, se observa que con el uso de PSO y algoritmo genético efectivamente se disminuye el nivel de los lóbulos secundarios del FA del arreglo *broadside*. Para PSO, el mencionado nivel pasó desde los -26 dB originales del diseño del arreglo hasta los -43,75 dB, es decir, una disminución total de 17,72 dB; mientras que en el caso de algoritmo genético (AG), el nivel alcanzado por los lóbulos secundarios fue de -39,92 dB, para un descenso total de 13,92 dB. Es decir, en este caso, PSO optimiza mejor que AG.

Adicionalmente, de la Figura 6.1 se confirma que la disminución del nivel de los lóbulos secundarios al mismo tiempo decanta en un incremento del FNBW. Específicamente, el FNBW₀ (diagrama de radiación original) fue de 32,09° y se incrementó 46,46° y 42,25°, cuando se aplicó PSO y algoritmo genético, respectivamente. Significa entonces, para esta simulación, el deterioro de la directividad del arreglo es mayor cuando se aplicó PSO.

Por su parte, con la optimización a través de PSO y algoritmo genético, del arreglo *broadside*, en base a la función de costo de dos variables, es decir, la de expresión (6.4), los valores de las amplitudes de las corrientes de alimentación,

antes y después de la optimización son los mostrados en la Tabla 6.2. Los pesos de las ponderaciones fueron de 0,8 para α y 0,2 para β .

Diagrama de radiación	Amplitudes a_n				
Original	1,0000	0,8920	0,7055	0,4849	0,3573
PSO	1,2035	1,0192	0,7196	0,4051	0,1739
Algoritmo genético (AG)	1,1104	0,9166	0,6915	0,3978	0,1681

Tabla 6.2: Amplitudes de las corrientes de excitación, arreglo *broadside*, función de ajuste de dos variables, expresión (6.4), con $\alpha = 0,8$ y $\beta = 0,2$.

La Figura 6.2 muestra los diagramas de radiación del arreglo, antes y después de la optimización.

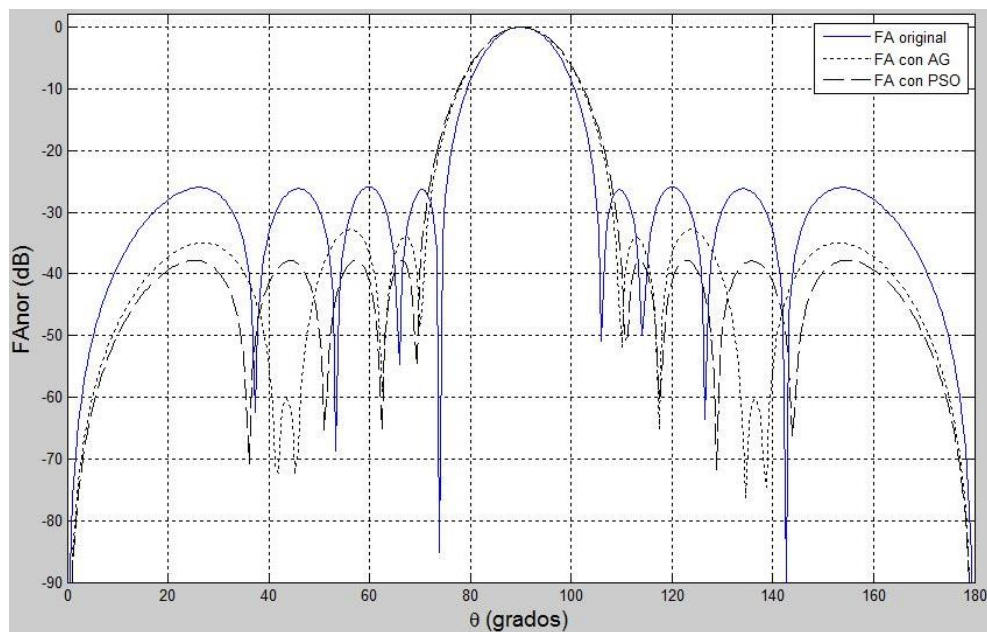


Figura 6.2: Diagrama de radiación del arreglo *broadside*, con espaciamiento uniforme $d = \lambda/2$, antes y después de la optimización, función de costo de dos variables, expresión (6.4), con $\alpha = 0,8$ y $\beta = 0,2$.

Recordando que la función *fitness* de dos variables de la expresión (6.4) tiene como objetivo limitar el aumento del FNBW cuando el nivel de los lóbulos secundarios disminuye, se puede observar en la Figura 6.2 que, en efecto, el FNBW se ha incrementado en menor grado. No obstante, en contraposición, nótese que la disminución del nivel de los lóbulos secundarios es menor en comparación con el caso de la función de aptitud de una sola variable que no considera el FNBW. Para PSO dicho nivel descendió a $-37,83$ dB (disminución total de $11,83$ dB), entre que para algoritmo genético el nuevo nivel de los lóbulos secundarios es de $-32,81$ dB (descenso total de $6,81$ dB). No obstante, el incremento del FNBW fue menor: $41,87^\circ$ y $40,1^\circ$, respectivamente.

Es importante recordar también, que la finalidad de los pesos α y β de la expresión (6.4) es permitir la asignación del porcentaje de ponderación que se quiera dar cada uno de los términos de dicha función. En ese sentido, en la Figura 6.3 se ilustra el caso similar a la de la Figura 6.2, pero con pesos de $0,9$ y $0,1$, para α y β , respectivamente.

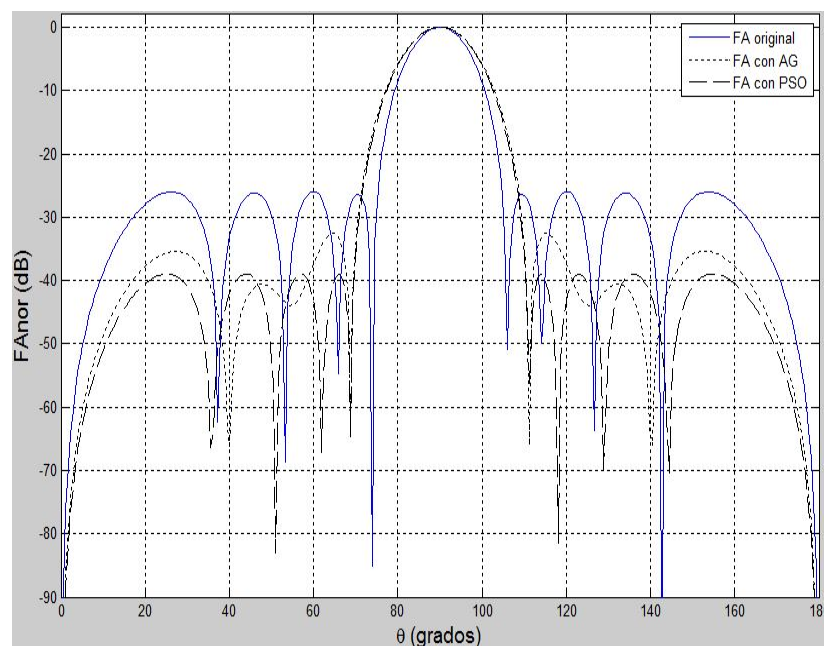


Figura 6.3: Diagrama de radiación del arreglo *broadside*, con espaciamiento uniforme $d = \lambda/2$, antes y después de la optimización, función de costo de dos variables, expresión (6.4), con $\alpha = 0,9$ y $\beta = 0,1$.

La Figura 6.3 permite observar que FNBW es ligeramente mayor ($42,4^\circ$ para PSO y AG) en comparación al ocurrido cuando se utilizaron pesos de 0,8 y 0,2, para α y β , respectivamente. Ello se debe a que ahora, al término que limita ese aumento del FNBW se la asignado una menor ponderación.

Asimismo, la Figura 6.3 muestra que la disminución del nivel de los lóbulos secundarios es ligeramente mayor que en el caso de $\alpha = 0,8$ y $\beta = 0,2$, al menos cuando se usa PSO. Concretamente, con PSO el descenso total fue 13 dB, mientras que para AG la disminución total fue de 6,6 dB (prácticamente igual que cuando se usó $\alpha = 0,8$ y $\beta = 0,2$).

Asimismo, la Figura 6.3 muestra que la disminución del nivel de los lóbulos secundarios es ligeramente mayor que en el caso de $\alpha = 0,8$ y $\beta = 0,2$, al menos cuando se usa PSO. Concretamente, con PSO el descenso total fue 13 dB, mientras que para AG la disminución total fue de 6,6 dB (prácticamente igual que cuando se usó $\alpha = 0,8$ y $\beta = 0,2$).

Los valores de las amplitudes de las corrientes de excitación que generan los diagramas de radiación de la Figura 6.3 aparecen en la Tabla 6.3.

Diagrama de radiación	Amplitudes a_n				
Original	1,0000	0,8920	0,7055	0,4849	0,3573
PSO	1,0508	0,8856	0,6182	0,3417	0,1407
Algoritmo genético (AG)	1,0922	0,9385	0,6609	0,3198	0,1272

Tabla 6.3: Amplitudes de las corrientes de excitación, arreglo *broadside*, función de ajuste de dos variables, expresión (6.4), con $\alpha = 0,9$ y $\beta = 0,1$.

El impacto del peso a favor de uno de los términos de la expresión (6.4) también se puede apreciar si se implementa la siguiente variante de la función *fitness* de dos variables:

$$f = \alpha \left\{ \text{minimizar} \left[\text{máximo} \left(\frac{|FA(\theta, \varphi)|}{|FA_{max}|} \right) \right] \right\} + \beta (FNBW_c - FNBW_d)^2 \quad (6.5)$$

Nótese que en (6.5) el término asociados al FNBW aparece elevado al cuadrado, por lo que se espera que los diagramas de radiación resultantes después de la optimización presenten un menor incremento de ese parámetro en relación al presentado con la implementación (6.4). Para dicha evaluación, se realizará la optimización para el caso de α y β iguales a 0,8 y 0,2, respectivamente.

En la Tabla 6.4, se resumen los valores de las amplitudes de las corrientes de alimentación generadas por PSO y AG, para esa nueva función de costo.

Diagrama de radiación	Amplitudes a_n				
Original	1,0000	0,8920	0,7055	0,4849	0,3573
PSO	1,0436	0,9147	0,7053	0,4565	0,2792
Algoritmo genético (AG)	1,1522	0,9569	0,7776	0,4945	0,2309

Tabla 6.4: Amplitudes de las corrientes de excitación, arreglo *broadside*, función de ajuste de dos variables, expresión (6.5), con $\alpha = 0,8$ y $\beta = 0,2$.

En la Figura 6.4, se ilustran los diagramas de radiación resultantes relacionados con la Tabla 6.4.

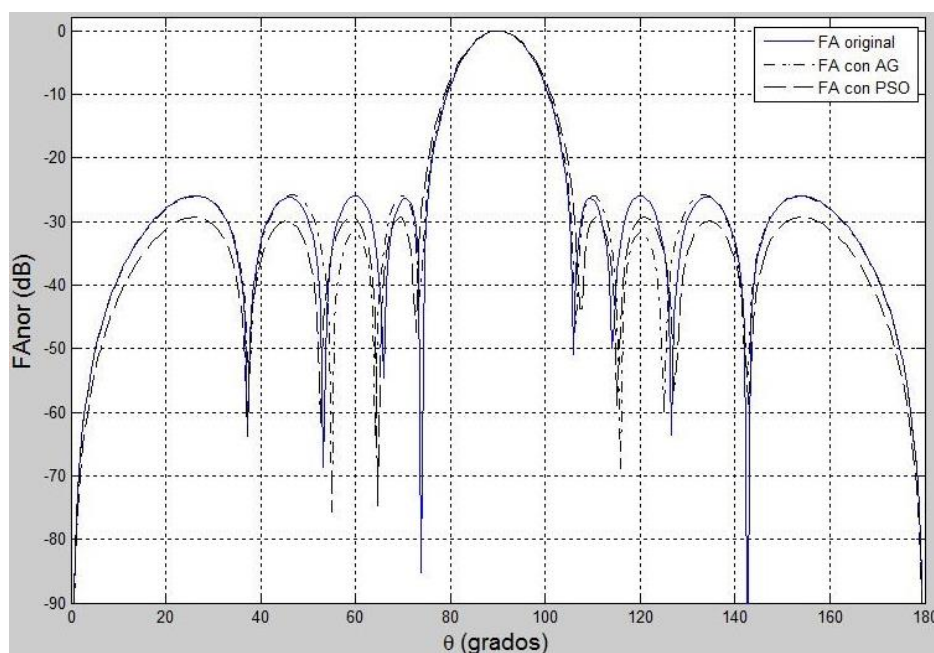


Figura 6.4: Diagrama de radiación del arreglo *broadside*, con espaciamiento uniforme $d = \lambda/2$, antes y después de la optimización, función de costo de dos variables, expresión (6.4), con $\alpha = 0,8$ y $\beta = 0,2$.

De la Figura 6.4 se desprende que el incremento del FNBW es menor que para cualquiera de los tres casos anteriores. Con el uso de PSO el FNBW resultante fue de $34,93^\circ$, mientras que para AG resultó un FNBW igual a $35,5^\circ$. No obstante, puede notarse que el desempeño de ambas técnicas en cuanto a la disminución del nivel de lóbulo secundario es muy deficiente. Incluso, con AG algunos lóbulos secundarios del diagrama resultante aumentaron su nivel en comparación con el diagrama original.

Por otra parte, para tener una idea del comportamiento de PSO y algoritmo genético, durante la búsqueda de la solución más óptima en la optimización del arreglo *broadside*, en las Figuras 6.5 y 6.6 se muestra, a modo de ejemplo, el proceso de convergencia de ambas técnicas (PSO y algoritmo genético, respectivamente) para el caso específico de los resultados mostrados en la Figura 6.2. Se observa que para PSO se requiere un menor número de

iteraciones para converger hacia la mejor solución que el número requerido por algoritmo genético.

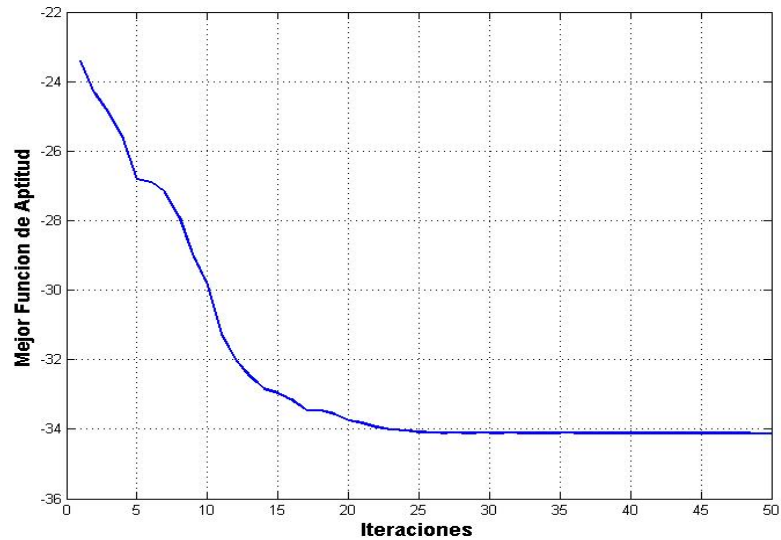


Figura 6.5: Convergencia con PSO, arreglo *broadside*, función de dos variables, expresión (6.4), con $\alpha = 0,8$ y $\beta = 0,2$.

En cuanto al arreglo circular, las Tabla 6.5 y 6.6 contiene los valores de las amplitudes de las diez (10) corrientes de alimentación, antes y después de la optimización mediante PSO y algoritmo genético, utilizando la función de costo de una sola variable de la expresión (6.1) y la función de aptitud de dos variables de la expresión (6.4), respectivamente, con pesos iguales a 0,8 y 0,2 para α y β , respectivamente.

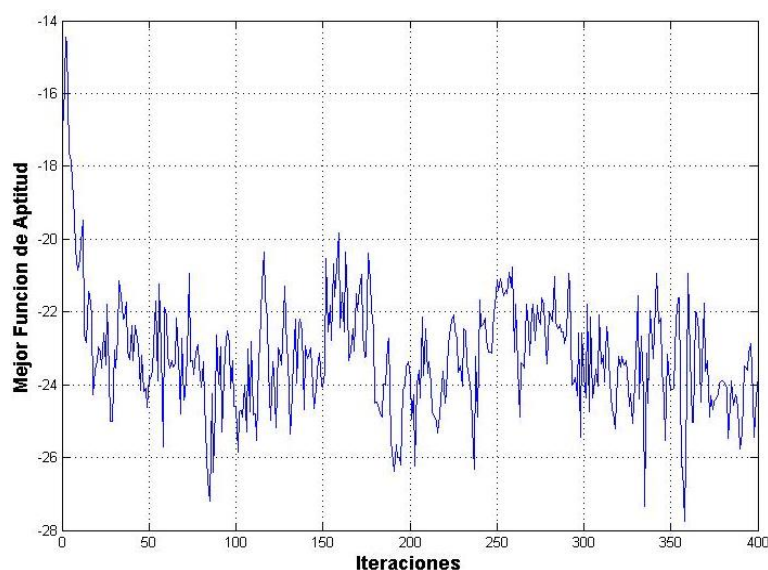


Figura 6.6: Convergencia con algoritmo genético, arreglo *broadside*, función de dos variables, expresión (6.4), con $\alpha = 0,8$ y $\beta = 0,2$.

Diagrama de radiación	Amplitudes a_n				
Original	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000
	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000
PSO	1,0973	0,9717	0,8079	0,0546	0,9208
	0,8567	0,2152	0,2276	0,1964	0,8503
Algoritmo genético (AG)	1,1906	0,6022	0,2309	0,0164	0,7760
	1,1666	0,4554	0,2113	0,0029	0,7308

Tabla 6.5: Amplitudes de las corrientes de excitación, arreglo circular, función de ajuste de una variable, con $\alpha = 0,8$ y $\beta = 0,2$.

Los diagramas de radiación del FA del arreglo circular en estudio, antes y después de ser optimizados mediante PSO y algoritmos genéticos, se muestran en las Figuras 6.7 y 6.8, para las dos situaciones planteadas.

Diagrama de radiación	Amplitudes a_n				
Original	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000
	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000
PSO	1,4513	0,8174	0,3790	0,6695	1,4001
	1,6222	0,9200	0,7837	0,4090	0,7318
Algoritmo genético (AG)	1,1259	0,4138	0,1146	0,0498	0,6986
	1,1420	0,4949	0,1647	0,0006	0,6907

Tabla 6.6: Amplitudes de las corrientes de excitación, arreglo circular, función de ajuste de dos variables, expresión 6.4, con $\alpha = 0,8$ y $\beta = 0,2$.

La Figura 6.7 permite verificar nuevamente la efectividad de la aplicación de PSO y algoritmo genético en el objetivo de optimización planteado, que en este caso es la minimización del nivel del lóbulo secundario. Cuando se aplica PSO dicho nivel se reduce hasta -28,8 dB, para una disminución total de 20,7 dB, entre tanto que al aplicar AG el mejor caso de descenso del nivel del lóbulo secundario es hasta -16,09 dB, lo que representa una reducción total de 8,19 dB. En consecuencia, es claro que PSO es más efectivo para la meta fijada, pero ocasiona un mayor deterioro del FNBW al incrementarlo desde 27,5° (arreglo sin optimizar) hasta 51,6°, mientras con AG el FNBW aumenta a 39°.

Por su parte, en la Figura 6.8 se nota que la incorporación, a la función de costo del término que limita el deterioro del FNBW funciona al menos para el caso del algoritmo genético, pues dicho FNBW aumentó a 35°, es decir, 4° menos que cuando la función *fitness* tienen una sola variable. No obstante, la eficiencia de AG en lo relacionado con la minimización del nivel del lóbulo secundario decayó, pues dicho nivel pasó a ser -15,83 dB.

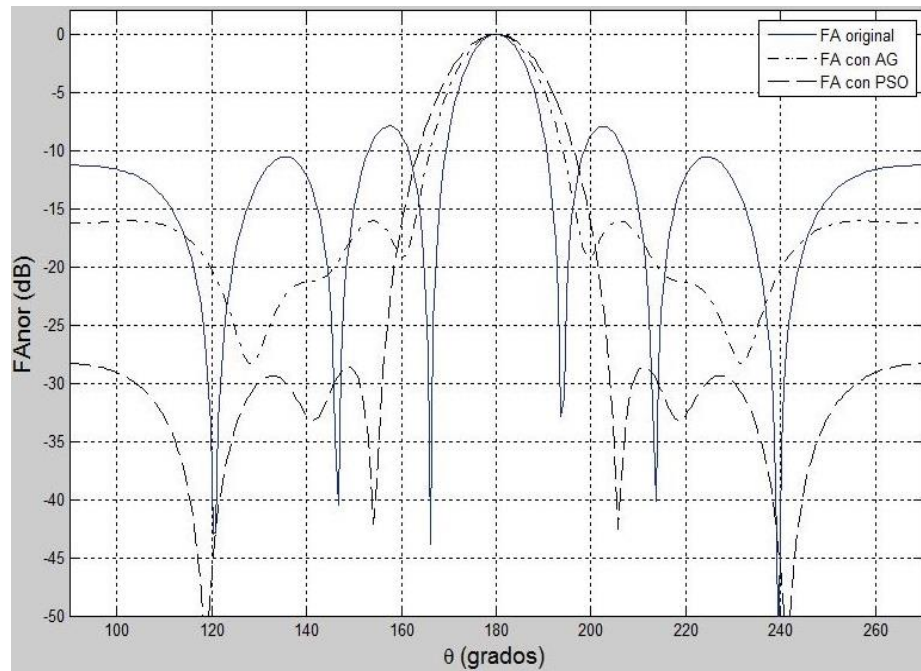


Figura 6.7: Diagrama de radiación del arreglo circular, con $\varphi = 90^\circ$, antes y después de la optimización, función de costo de una variable.

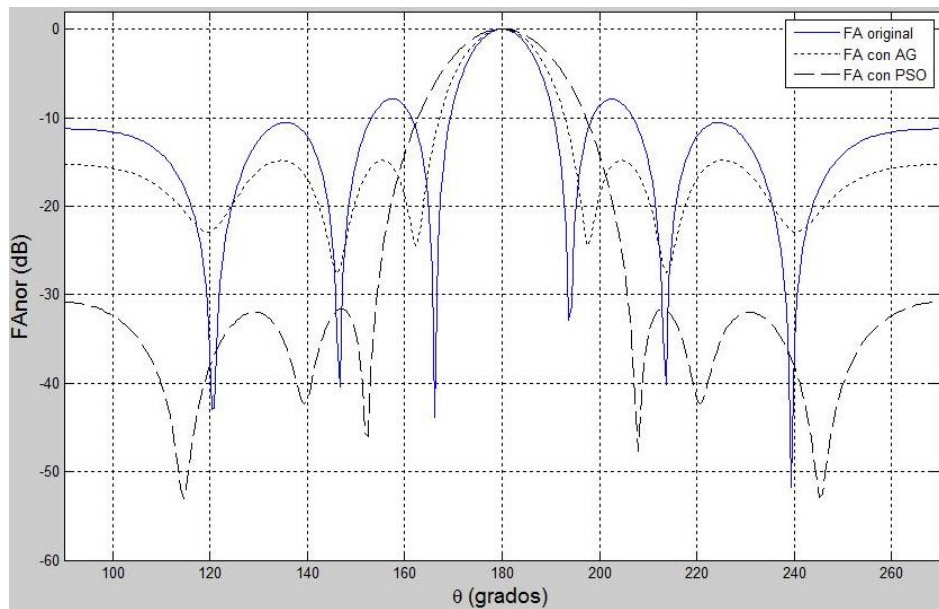


Figura 6.8: Diagrama de radiación del arreglo circular, con $\varphi = 90^\circ$, antes y después de la optimización, función de costo de dos variables, expresión (6.4), con $\alpha = 0,8$ y $\beta = 0,2$.

Por otra parte, la Figura 6.8 permite observar, una vez más, que, en cuanto al objetivo de minimización del nivel del lóbulo secundario, PSO es presenta mayor eficiencia que algoritmo genético.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones

1. En el presente trabajo, se entrelazaron partes de dos de las áreas más proliferas en desarrollos, aportes y publicaciones en el mundo de la ingeniería, como lo son las telecomunicaciones (representadas en este caso por las antenas) y la inteligencia computacional (representada por las técnicas PSO y algoritmo genético). Ello se logró mediante el uso de dichas técnicas, en la optimización de dos de los parámetros típicamente utilizados para el diseño de antenas (individuales o en arreglos), como lo son el nivel de los lóbulos secundarios del diagrama de radiación y el FNBW (*First Null Beam Width*).
2. Para la aplicación de las técnicas PSO y algoritmo genético (AG) en la optimización de los parámetros señalados, se consideraron arreglos de antenas, los cuales son ampliamente utilizados debido a que, entre otras, varios de sus parámetros son flexibles de ser adaptados a consideraciones particulares de diseño, como, por ejemplo, dirección de máxima radiación, dirección de los nulos del diagrama de radiación, nivel de los lóbulos secundarios, espaciamiento entre sus elementos, etc.
3. Los arreglos considerados para su optimización fueron las agrupaciones *broadside* y circulares. Previamente a la optimización, dichos arreglos fueron diseñados o sintetizados. El primer de ellos, utilizando el método Dolph-Tchebysheff y el segundo considerando amplitudes uniformes para las corrientes de excitación.
4. Los resultados permitieron verificar que efectivamente las técnicas PSO y algoritmo genético cumplieron con la función de optimizar los parámetros que les fueron encomendados. Es así como se pudo observar que en todos los casos considerados, recurriendo a una función de costo de una variable (minimización de los lóbulos secundarios del factor de arreglo o FA) o de dos variables (minimización de los lóbulos secundarios del factor de arreglo más la minimización del inevitable incremento del FNBW, que se traduce en una disminución de la directividad y ganancia de una antena o arreglo de antenas), tanto PSO como AG lograron disminuir el nivel de los lóbulos secundarios y, en el caso de la función

fitness de dos variables, se consiguió una disminución en el incremento del FNBW.

5. En todos los casos estudiados en el presente trabajo, PSO fue más efectivo que AG en la disminución del nivel de los lóbulos secundarios, pero, como era de esperarse, la penalización a pagar por ello, es que PSO es menos eficiente que AG en lo relacionado a la disminución del FNBW. Corresponderá al diseñador del arreglo de antenas decidir a cuál de los dos parámetros le asigna mayor importancia, de acuerdo a la aplicación que estipule para el arreglo en cuestión.
6. Un aspecto que llama la atención, es que utilizando PSO, todos los lóbulos secundarios de los diagramas de radiación resultantes después de la optimización tienen el mismo nivel, de manera similar a que lo que ocurre cuando se aplica el método Doppl-Tchebysheff para la síntesis de arreglos de antenas.
7. Un valor agregado muy importante del presente trabajo es el referido al desarrollo de códigos en Matlab, propios del autor.

Recomendaciones

1. Aplicación de otras técnicas de inteligencia computacional para la optimización de antenas.
2. Aplicación de PSO, algoritmo genético y otras técnicas de inteligencia computacional para optimizar otros parámetros de las antenas. Incluso, incorporar más variables a las funciones de ajuste.
3. Aplicación de PSO, algoritmo genético y otras técnicas de inteligencia computacional, en otros problemas de optimización de las telecomunicaciones.
4. Implementar en software o hardware los algoritmos desarrollados en el presente trabajo.
5. Crear en la Maestría en Telecomunicaciones de la ESPOL, una materia o curso sobre aplicaciones de la inteligencia computacional en las telecomunicaciones.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Maxwell J.K. (1873). Treatise on Electricity on Magnetism [En línea]. Disponible en: <http://www.aproged.pt/biblioteca/MaxwellIII.pdf> (consultada en septiembre 2014).
- [2] Hall E.H. On a New Action of the Magnet on Electric Currents American Journal of Mathematics, Vol. 2, No. 3, September 1879, pp. 287-292.
- [3] Poynting, J.H. On the Transfer of Energy in the Electromagnetic Field. Phil. Trans. R. Soc., January 1884, pp. 343-361.
- [4] Cichon D.J., Wiesbeck W. The Heinrich Hertz Wireless Experiments at Karlsruhe in The View of Modern Communication, 100 Years of Radio, IEE Conference Publication, September 1995.
- [5] Marconi G. (1909, December 11). Wireless Telegraphic Communication [En línea]. Disponible en: <http://users.isr.ist.utl.pt/~vab/FTELE/marconi-lecture.pdf> (consultada en junio 2014).
- [6] Einstein A. (1905, June 30). On the Electrodynamics of Moving Bodies [En línea]. Disponible en: http://hermes.ffn.ub.es/luisnavarro/nuevo_maletin/Einstein_1905_relativity.pdf, (consultada en octubre 2014).
- [7] Huitema L., Monediere T. Progress in Compact Antennas, Intech, 2014.
- [8] Pérez Vega C. (2008). Antenas con Reflector Parabólico [En línea]. Disponible en: http://personales.unican.es/perezvr/pdf/Antenas%20con%20Reflector%20Parab%20C%20B3lico_V4.pdf (consultada en septiembre 2014).
- [9] Rodriguez V. A Brief History of Horns - From Early History to Latest Developments. IN Compliance, 2010.
- [10] Huang Y., Boyle K. Antennas - From Theory to Practice. John Wiley & Sons Ltd, 2008.
- [11] Brown G.H. Ultra High Frequency Antenna. United States Patent Office, US2207781, July 1940.
- [12] Kraus J.D. Antennas - For All Application. 2nd Edition, Mc-Graw Hill, 1998.

- [13] Duhamel R.H., Isbell D.E. Broadband Logarithmically Periodic Antenna Structures. Conference IRE International Convention Record, March 1957, pp. 119-128.
- [14] Engineering Timelines. Goonhilly Satellite Earth Station [En línea]. Disponible en: <http://www.engineering-timelines.com/scripts/engineeringItem.asp?id=923> (consultada en junio 2015).
- [15] Munson R. Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 2, No. 3, January 1974, pp. 74 – 78.
- [16] Andresen S.L. John McCarthy: Father of AI. IEEE Intelligent Systems, Vol. 17, No. 5, September/October 2002, pp. 84-85.
- [17] Shirke Y., Kawitkar R., Balan S. Artificial Neural Network based Runoff Prediction Model for a Reservoir. International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), Vol. 1, No. 3, May 2012, pp. 1-4.
- [18] Holland J.H. Genetic Algorithms [En línea]. Disponible en: <http://www.econ.iastate.edu/tesfatsi/holland.GAIntro.htm> (consultada en junio 2015).
- [19] Dorigo M., Di Caro G. The Ant Colony Optimization Meta-Heuristic [En línea]. Disponible en: <http://natcomp.liacs.nl/SWI/papers/ant.colony.optimization/The.ant.colony.optimization.meta.heuristics.pdf> (consultada en julio 2015).
- [20] Kennedy J., Eberhart R. Particle Swarm Optimization. IEEE International Conference on Neural Networks (ICNN 1995), Perth, Australia, 1995, pp. 1942-1948.
- [21] Ozkaya U., Seyfi L., Shirke Y. Dimension Optimization of Microstrip Patch Antennain X/Ku Band via Artificial Neural Network. Procedia - Social and Behavioral Sciences, Vol. 195, pp. 2520-2526.
- [22] Chatterjee S., Chatterjee S. Pattern Synthesis of Centre Fed Linear Array Using Taylor One Parameter Distribution and Restricted Search Particle Swarm Optimization. Journal of Communications Technology and Electronics, Vol. 59, No. 11, October 2014, pp. 1112-1127.

- [23] Hammami A., Ghayoula R., Gharsallah A. Design of Planar Array Antenna with Chebyshev Method and Genetic Algorithm. International Journal of Research and Reviews in Applied Sciences, Vol. 8, No. 2, August 2011, 227-233.
- [24] Collotta M., Tirrito S. A Flexible Approach for Smart Management of Transmissions in Power Line Communications. Journal of Computer Networks and Communications, Vol. 2014, December 2014, pp. 1-9.
- [25] Pérez N. Campos Electromagnéticos Notas de Aula, Semestre B-2005, Universidad de Los Andes, Mérida, Venezuela, 2005.
- [26] Universidad Nacional de La Plata. Campos y Ondas [En línea]. Disponible en: <http://www.ing.unlp.edu.ar/camposyo/Repaso%20Algebra%20Vectorial.pdf> (consultada en agosto 2015).
- [27] Balanis C. Antenna Theory Analysis and Design. 3rd Edition, John Wiley & Sons, 2005.
- [28] Antennas [En línea]. Disponible en: <http://www.slideshare.net/ChethanNt/copy-of-chapter-13> (consultada en agosto 2014).
- [29] UNAD. Lección 32 – Características Esenciales de las Antenas [En línea]. Disponible en: http://datateca.unad.edu.co/contenidos/208019/MODULO%20ANTENAS%20Y%20ROPAGACION-2011/leccin_32_caractersticas_esenciales_de_las_antenas.html, (consultada en agosto 2015).
- [30] Fundamentals of Antenna [En línea]. Disponible en: <http://www.slideshare.net/rajbalasolanki/antenna-fundamentals-47016591> (consultada en agosto 2015).
- [31] Aznar A.C., Roca Ll., Rius J.M, Robert J.R., Boris S.B., Bataller M.F. Antenas. 2da. Edición, Alfaomega, 2004.
- [32] Volakis J. Antenna Engineering Handbook. 4th Edition, Mc-Graw Hill, 2007.
- [33] Abascal R. (2006). Ecuaciones Diferenciales de Orden Superior Parte IV Polinomios de Chebyshev [En línea]. Disponible en:

<http://www.edutecne.utn.edu.ar/eulerianas/4%20-%20Polinomios%20de%20Chebyshev.pdf> (consultada en noviembre 2014).

[34] Ferrando M., Valero A. Antenas de Apertura [En línea]. Disponible en: http://www.upv.es/antenas/Documentos_PDF/Notas_clase/aperturas.pdf (consultada en noviembre de 2014).

[35] Dalli A., Zenkouar L., Adiba E., Habibi M., Bri S. Circular Array with Central Element for Smart Antenna. *Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 3, No. 3, January 2013, pp. 86-95.

[36] Flashy A., Pearson T., Shanthi A. Double-Sided Microstrip Circular Antenna Array for Radar Applications. *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)*, Vol. 2, No. 11, November 2013, pp. 1805-1809.

[37] Elleithy A., Liu G., Elrashidi A. Underground Wireless Sensor Network Communication Using Electromagnetic Waves Resonates at 2.5 GHz. *Journal of Wireless Networking and Communications*, Vol. 2, No. 6, 2012, pp. 158-167.

[38] Ioannides P., Balanis C. Uniform Circular Arrays for Smart Antennas. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 47, No. 47, August 2005, pp. 192-206.

[39] Sumathi S. *Computational Intelligence Paradigms: Theory and Applications Using Matlab*. CRC Press, 2010.

[40] Floreano D., Mattiussi C. *Bio-Inspired Artificial Intelligence: Theories, Methods, and, Technologies*. The MIT Press, 2008.

[41] Ortiz S. Sintonización de un Controlador PID basado en un Algoritmo Heurístico para el Control de un Ball and Beam. Tesis de Maestría, Instrumentación y Control Automático, Universidad Autónoma de Querétaro, México, 2014.

[42] Moujahid A., Inza I., Larrañaga P. Tema 2 - Algoritmos Genéticos [en línea]. Disponible en: <http://documents.mx/documents/algoritmo-genetico-simple.html> (consultada en diciembre 2014).

[43] Yang S. *Genetic Algorithms with Elitism-Based Immigrants for Changing Optimization Problems*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2007, pp. 627–636.

- [44] Arroyo V. Modelo de un Algoritmo Genético con Selección Discriminatoria de Individuos bajo un Esquema de Ponderación de Probabilidades de Mutación. Tesis de Pregrado, Ingeniería Informática, Universidad Católica San Pablo, Arequipa, Perú, 2013.
- [45] Cárdenas A. Inteligencia Artificial, Métodos Bio-Inspirados: Un Enfoque Funcional para las Ciencias de la Computación. Tesis de Pregrado, Ingeniería de Sistemas y Computación, Universidad Tecnológica de Pereira, Colombia, 2012.
- [46] Pizzuti C. GA-Net: A Genetic Algorithm for Community Detection in Social Networks. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008, pp. 1081–1090.
- [47] Hajeer M., Singh A., Dasgupta D., Sanyal S. Clustering Online Social Network Communities Using Genetic Algorithms [En línea]. Disponible en: <http://arxiv.org/ftp/arxiv/papers/1312/1312.2237.pdf> (consultada en diciembre 2014).
- [48] Ghaheri A., Shoar S., Naderan M., Hoseini S. The Applications of Genetic Algorithms in Medicine. Oman Medical Journal, Vol. 30, No. 6, 2015, pp. 406-416.
- [49] Adam A., Omar K. Computerized Breast Cancer Diagnosis with Genetic Algorithms and Neural Network [En línea]. Disponible en: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.124.1000&rep=rep1&type=pdf> (consultada en diciembre 2014).
- [50] Safdarian N., Maghooli K., Dabanloo N. Classification of Cardiac Arrhythmias with TSK Fuzzy System using Genetic Algorithm. International Journal of Signal Processing, Image Processing and Pattern Recognition, Vol. 5, No. 2, June 2012, pp. 89-100.
- [51] Amaritsakul Y., Chao C., Lin J. Multiobjective Optimization Design of Spinal Pedicle Screws Using Neural Networks and Genetic Algorithm: Mathematical Models and Mechanical Validation. Computational and Mathematical Methods in Medicine, Vol. 2013, 2013, pp. 1-9.
- [52] Saeidi S., Solimanpur M., Mahdavi I., Javadian N. A Multi-Objective Genetic Algorithm for Solving Cell Formation Problem Using a Fuzzy Goal Programming Approach. The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, Vol. 709, No. 9, 2013, pp. 1635–1652.

[53] Xie W., Hicks C., Pongcharoen P. A Multiple Criteria Genetic Algorithm Genetic Algorithm Scheduling Tool for Production Scheduling in the Capital Goods Industry Capital Goods Industry. International Journal of Engineering and Technology Innovation, Vol. 4, No. 1, 2014, pp. 18-29.

[54] Johansson H., Karlsson J. Self-learning Robots using Evolutionary and Genetic Algorithms [En línea]. Disponible en:

http://www.idt.mdh.se/kurser/ct3340/ht11/MINICONFERENCE/FinalPapers/ircse11_submission_22.pdf (consultada en abril 2015).

[55] Obo T., Loo C. Kubota N., Robot Posture Generation based on Genetic Algorithm for Imitation. 2015 IEEE Congress on Evolutionary Computation (CEC), May 2015, pp. 552-557.

[56] Aly A. PID Parameters Optimization Using Genetic Algorithm Technique for Electrohydraulic Servo Control System. Intelligent Control and Automation, Vol. 2, 2011, pp. 69-76.

[57] Jaen-Cuellar A., Troncoso R., Velazquez L., Rios R. PID-Controller Tuning Optimization with Genetic Algorithms in Servo Systems. International Journal of Advanced Robotic Systems, Vol. 10, September 2013, pp. 1-14.

[58] Tarôco C., Carrano E., Neto O., Takahashi R. A Faster Genetic Algorithm for Substation Location and Network Design of Power Distribution Systems. IEEE World Congress on Computational Intelligence (WCCI2012), June 2012, pp. 1-6.

[59] Hypiúsova M., Kajan S. Robust Controller Design by Genetic Algorithm [En línea]. Disponible en:

http://dsp.vscht.cz/konference_matlab/MATLAB09/prispevky/044_hypiúsova.pdf

(consultada en junio 2015).

[60] Stasinakis C. Applications of Hybrid Neural Networks and Genetic Programming in Financial Forecasting. Ph.D. Thesis, Social Sciences, University of Glasgow, Scotland, 2013.

- [61] Samant S. Prediction of Financial Performance Using Genetic Algorithm and Associative Rule Mining. *International Journal of Engineering Research and General Science*, Vol. 3, No. 1, January-February 2015, pp. 1035-1045.
- [62] Rivera R., Rendón M., Ortiz J. Genetic algorithms and Darwinian Approaches in Financial Applications: A Survey. *Expert Systems with Applications*, Vol. 42, No. 21, November 2015, pp. 7684-7697.
- [63] Singh D., Srinivas K., Das D. A Dynamic Channel Assignment in GSM Telecommunication Network Using Modified Genetic Algorithm. *EATIS'12 Conference Proceedings*, May 2012, pp. 425-429.
- [64] Kaur S., Aulakh I. Optimization of Cognitive Radio Sensing Techniques Using Genetic Algorithm. *International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering*, Vol. 3, No. 5, May 2015, pp. 4131-4139.
- [65] Yang M., Yang Y., Su T., Huang K. An Efficient Fitness Function in Genetic Algorithm Classifier for Land use Recognition on Satellite Images. *The Scientific World Journal*, Vol. 2014, No. 264512, 2014, pp. 1-12.
- [66] Nagib G., Ali W. Network Routing Protocol using Genetic Algorithms. *International Journal of Electrical & Computer Sciences*, Vol. 10, No. 2, April 2010, pp 36-40.
- [67] Jain R., Mani G. Solving Antenna Array Thinning Problem Using Genetic Algorithm. *Applied Computational Intelligence and Soft Computing*, Vol. 2012, No. 946398, 2012, pp. 1-14.
- [68] Singh L., Tripathi S., Arora H. Time Optimization for Traffic Signal Control Using Genetic Algorithm. *International Journal of Recent Trends in Engineering*, Vol. 2, No. 2, November 2009, pp 4-6.
- [69] Boschetti G., Mariscotti A. Optimizing the Energy Efficiency of Electric Transportation Systems Operation Using a Genetic Algorithm. *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, Vol. 9, No. 4, July – August 2014, pp. 783-791.
- [70] Katuri R., Jayalaxmi A., Yesuratnam G., Yeddanapalli D. Genetic Algorithm Optimization of Generator Reactive Power, *AASRI Conference on Power and Energy Systems*, 2012.

- [71] Pérez T. Evaluación del uso de PSO (Particle Swarm Optimization) para el Ajuste de Controladores PID, Aplicados al Proceso de Levantamiento de Petróleo Mediante Bombeo Centrífugo Sumergido. Trabajo de Grado, Ingeniería de Sistemas, Universidad de Los Andes, Mérida, Venezuela, 2015.
- [72] Parraguez L., Heraoui M., Rengel J.E. Entonación de Controladores mediante Optimización por Enjambre de Partículas. V Congreso Iberoamericano de Estudiantes de Ingeniería Eléctrica (V CIBELEC 2012), Mérida, Venezuela, Mayo 2012.
- [73] Franco J.A. Un Algoritmo Basado en Optimización por Enjambre de Partículas para el Problema de Asignación Axial 3-Dimensional. Tesis de Maestría, Sistemas Computacionales, Instituto Tecnológico de La Paz, Baja California Sur, México, 2011.
- [74] Nieto, J.M. (2006). Algoritmos Basados en Cúmulos de Partículas para la Resolución de Problemas Complejos [en línea]. Disponible en: http://neo.lcc.uma.es/staff/jmgn/doc/Memoria_PFC_JMGN.pdf (consultada en junio 2015).
- [75] Aza M.G. Implementación de Algoritmos de Inteligencia Swarm con Fines Didácticos. Proyecto de Fin de Carrera, Ingeniería en Informática, Universidad del País Vasco, Lejona, España, 2013.
- [76] Kendall G., Su Y. A Particle Swarm Optimization Approach in the Construction of Optimal Risky Portfolios. 23rd IASTED International Multi-Conference - Artificial Intelligence and Applications, 2005.
- [77] Liu L., Wang Q., Wang J., Liu M. A Rolling Grey Model Optimized by Particle Swarm Optimization In Economic Prediction. Computational Intelligence, Vol. 0, No. 0, 2014, pp. 1-29.
- [78] Zarghami M., Hajykazemian H. Urban Water Resources Planning by Using a Modified Particle Swarm Optimization Algorithm. Resources, Conservation and Recycling, Vol. 70, 2013, pp. 1-8.
- [79] Ma S., He J., Liu F. Land-Use Spatial Optimization Model Based on Particle Swarm Optimization [En línea]. Disponible en: http://www.isprs.org/proceedings/XXXVIII/4-W10/papers/VCGVA2009_05712_Ma.pdf (consultada en julio 2015).

- [80] Modiri A. Microwave-Based Medical Diagnosis Using Particle Swarm Optimization Algorithm. Ph.D. Dissertation, Electrical Engineering, University of Texas, Dallas, USA, 2013.
- [81] Alam M., Algoul S., Hossain M., Majumder M. Chemotherapy Drug Scheduling: A Particle Swarm Optimization Approach. *Dhaka University Journal of Science*, Vol. 6, No.1, January 2013, pp. 35-41.
- [82] Esmin A., Torres G. Application of Particle Swarm Optimization to Optimal Power Systems. *International Journal of Innovative Computing*, Vol. 8, No. 3(A), March 2012, pp. 1705-1716.
- [83] Meena R., Sharma D., Kumar R., Garg T., Lal K. Major Project Seminar, Rajasthan Technical University, India, 2013.
- [84] Xi M., Sun J., Xu W. Parameter Optimization of PID Controller Based on Quantum-behaved Particle Swarm Optimization Algorithm. *Complex Systems and Applications – Modeling, Control and Simulations*, Vol. 14, No. S2, 2007, pp. 603-607.
- [85] Kim T., Maruta I., Sugie T. Robust PID Controller Tuning Based on the Constrained Particle Swarm Optimization. *Automatic*, Vol.44, No. 4, April, 2008, pp. 1104-1110.
- [86] Liua T., Fana T., Shao G., Zheng J., Wen Y. Particle Swarm Optimization of the Stable Structure of Tetrahedral Pt-Based Bimetallic Nanoparticles. *Physics Letters A*, Vol. 378, No. 14, August 2014, pp. 2965-2972.
- [87] Karthick K., Muthammal R. An Optical Network Effective Planning Using Particle Swarm Optimization. *The International Journal of Computer Science & Applications (TIJCSA)*, Vol. 2, No. 4, June 2013, pp. 60-65.
- [88] Du J., Zhao L., Xin J., Wu., J., Zeng J. Using Joint Particle Swarm Optimization and Genetic Algorithm for Resource Allocation in TD-LTE Systems. *EAI Endorsed Transactions on Self-Adaptive Systems*, Vol. 15, No. 2, 2015, pp. 1-6.
- [89] Chen S., Dong Y. Satellite Attitude Tracking Controller Optimization based on Particle Swarm Optimization. *Procedia Engineering*, Vol. 15, 2011, pp. 526-530.

- [90] Suárez C., Ricon D, Bataller M., Nogueira A. De la Síntesis con Agrupaciones Lineales a la Síntesis con Agrupaciones Circulares. Ingeniería, Vol. 8, No. 1, 2007, pp. 46-49.
- [91] Mangulis V. Taylor-Type Amplitude Distribution for Circular Arrays. Antennas and Propagation Society International Symposium, June 1979, pp. 46-49.
- [92] Lau B., Leung Y. A Dolph-Chebyshev Approach to the Synthesis of Array Patterns for Uniform Circular Arrays. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2000), May 2000, pp. I-124 - I-127.
- [93] Mathworks (2015). Matlab [En línea]. Disponible en: <http://www.mathworks.com/products/matlab/?requestedDomain=www.mathworks.com> (consultada en julio 2015).
- [94] Scilab (2015). About Scilab [En línea]. Disponible en: <http://www.scilab.org/scilab/about> (consultada en julio 2015).
- [95] Qi R., Hu B., Cournýde P.H. PSOTS: A Particle Swarm Optimization Toolbox in Scilab. IEEE International Workshop on Open-source Software for Scientific Computation (OSSC 2009), Guiyang, China, September 2009.
- [96] Guo C., Yang X. A Programming of Genetic Algorithm in Matlab 7.0. Modern Applied Science, Vol. 1, No. 5, February 2011, pp. 230-235.