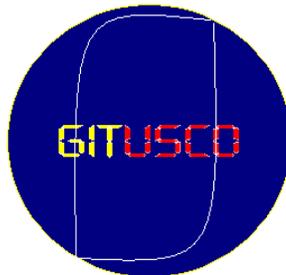


**ESTUDIO Y SIMULACIÓN DEL BEAMFORMING DE UN ARREGLO
DE ANTENAS INTELIGENTES APLICADO EN EL SISTEMA DE
COMUNICACIÓN SATELITAL DE LA ESTACIÓN TERRENA
UNIVERSIDAD SURCOLOMBIANA**

**CAMILO HERNANDO BOTERO SALAZAR
HARRISON RENÉ VALENCIA MOTTA**

**GRUPO DE INVESTIGACIÓN
EN TELEMÁTICA
“GITUSCO”**



**UNIVERSIDAD SURCOLOMBIANA
FACULTAD DE INGENIERÍA
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
NEIVA - HUILA
2010**

**ESTUDIO Y SIMULACIÓN DEL BEAMFORMING DE UN ARREGLO
DE ANTENAS INTELIGENTES APLICADO EN EL SISTEMA DE
COMUNICACIÓN SATELITAL DE LA ESTACIÓN TERRENA
UNIVERSIDAD SURCOLOMBIANA**

**CAMILO HERNANDO BOTERO SALAZAR
HARRISON RENÉ VALENCIA MOTTA**

**Trabajo de Grado presentado como requisito para optar al título de
INGENIERO ELECTRÓNICO**

**Director:
M. Sc. VLADIMIR MOSQUERA CERQUERA**

**UNIVERSIDAD SURCOLOMBIANA
FACULTAD DE INGENIERÍA
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
NEIVA - HUILA
2010**

Nota de aceptación:

Firma del presidente del jurado

Firma del primer jurado

Firma del segundo jurado

Neiva, 21 de Julio de 2010

A Dios
A mis padres Camilo Botero y Sonia Salazar
A mi hermana Lorena Botero
A mi sobrina Ana María
Y a mi familia querida

CAMILO BOTERO SALAZAR

A DIOS y a María Santísima
A ti en especial amada Madre María Elcy
A mi Padre Rafael Antonio
A mi hermana Angie
A mis sobrinos Bleyi y Alexis
Y a la memoria de mi hermano Yuri

HARRISON VALENCIA MOTTA

AGRADECIMIENTOS

Los autores expresan sus agradecimientos a:

A nuestras familias por su incondicional apoyo en nuestro proceso de formación humana y profesional; brindándonos amor, confianza, recursos y motivación en todos los momentos, tanto buenos como difíciles, de nuestra carrera.

Al Ingeniero Vladimir Mosquera Cerquera por su orientación, dedicación y entrega a este proyecto llegando así al cumplimiento de los objetivos planteados.

A los Ingenieros Martha Ospina y Carlos Suárez de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas, por su valiosa asesoría, con gran compromiso y disposición a colaborarnos en la terminación del proyecto.

A los Ingenieros Carlos Pérez y David Quintero por su colaboración en la revisión y evaluación del proyecto.

Al grupo de investigación GITUSCO, en especial a su director el Ingeniero Yamil Cerquera Rojas, por su entrega, dedicación y orientación en el proyecto. También por sembrar la semilla de la investigación en nosotros.

Finalmente a todos nuestros compañeros de clases, por su compañía, por su amistad, por sus consejos y por todas las experiencias vividas en el transcurso de nuestra carrera. De igual forma a todos los maestros y administrativos del programa de Ingeniería Electrónica por su colaboración y enseñanzas.

CONTENIDO

	Página
RESUMEN	ix
ABSTRACT	x
LISTA DE FIGURAS	xi
LISTA DE TABLAS	xiii
CAPÍTULO 1	
INTRODUCCIÓN	1
1.1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	3
1.2 OBJETIVO DE LA TESIS	4
1.3 METODOLOGÍA DE LA INVESTIGACIÓN	4
1.4 ORGANIZACIÓN DE LA TESIS	5
CAPÍTULO 2	
CONFORMACIÓN DEL HAZ (BEAMFORMING)	6
2.1 PARÁMETROS DE LA ANTENA	6
2.1.1 Ganancia de la antena y datos generales	6
2.1.2 Análisis de Elevación y Azimut.....	8
2.2 AGRUPACIONES DE ANTENAS	20
2.2.1 Arreglo de dos elementos	21
2.2.2 Campos radiados por agrupaciones.....	23
2.2.3 Propiedades del factor de agrupación (FA)	26
2.2.4 Polinomio de la agrupación	31
2.2.5 Agrupación lineal uniforme (ALU)	32
2.2.6 Distribución de corrientes típicas.....	47
2.2.7 Agrupación plana uniforme	50
2.2.8 Arreglo plano: Cruz de Mills	57
2.3 SIMULACIONES DEL ARREGLO	60
2.3.1 Diagrama de radiación de un dipolo $\lambda/2$	60
2.3.2 Polarización circular con dipolos $\lambda/2$	63
2.3.3 Arreglo ALU con dipolos $\lambda/2$	64

2.3.4 Arreglo plano rectangular con dipolos $\lambda/2$	67
2.3.5 Arreglo Cruz de Mills con dipolos $\lambda/2$	71

CAPÍTULO 3

HERRAMIENTA SOFTWARE DE SIMULACIÓN..... 74

3.1 INTRODUCCIÓN	74
3.2 SELECCIÓN DE LA PLATAFORMA DE PROGRAMACIÓN	74
3.3 CONSIDERACIONES DE DISEÑO.....	75
3.4 ESQUEMA GENERAL DEL PROGRAMA DE SIMULACIÓN.....	76
3.4.1 Simulación directa.....	77
3.4.2 Anexos.....	79
3.5 ENTORNO GRÁFICO	80

CAPÍTULO 4

CONCLUSIONES Y TRABAJO A FUTURO 85

4.1 RESULTADOS OBTENIDOS.....	85
4.2 CONTRIBUCIONES	87
4.3 TRABAJO A FUTURO	88

APÉNDICE I

CÓDIGOS DESARROLLADOS EN MATLAB 89

APÉNDICE II

II.1 GENERALIDADES DE ANTENAS INTELIGENTES	95
II.1.1 Tipos de antenas inteligentes	96
II.1.2 Patrón de potencia	98
II.1.3 Direccionamiento del haz	99
II.1.4 Arreglos progresivos.....	99
II.1.5 Conformador de haz convencional.....	99
II.2 DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN ARREGLO DE ANTENAS.....	101
II.2.1 Lóbulos del diagrama de radiación	102
II.2.2 Nivel de aislamiento SLL	102
II.2.3 Ancho de haz principal.....	103
II.2.4 Directividad	104
II.2.5 Síntesis del diagrama de radiación.....	104
II.3 ESTACIÓN TERRENA DE COMUNICACIÓN SATELITAL.....	105
II.3.1 Descripción general de la estación terrena USCO	107

II.4	GENERALIDADES DE LOS SATÉLITES DE LA COMUNIDAD AMSAT...	108
II.4.1	Tipos de satélites	108
II.4.2	Modos para trabajar un satélite	110
II.4.3	Base de satélites comunidad AMSAT	111
II.4.4	Software de predicción	113
REFERENCIAS		115

RESUMEN

En esta tesis se presenta el fundamento teórico de un campo principal de investigación de la tecnología de antenas inteligentes para la aplicación en estaciones terrenas satelitales, como punto de partida para el desarrollo de un sistema de antenas inteligentes aportando de esta manera al estado del arte una opción tecnológica para optimizar el segmento o estación terrestre de los sistemas de comunicación satelital.

Se aborda en esta investigación el estudio y simulación de arreglos de antenas específicos para la conformación de haz (beamforming) de un sistema de antenas inteligentes, aplicado a la estación terrena de comunicación satelital USCO (Universidad Surcolombiana). La importancia reside en que hasta ahora no se ha reportado en la literatura estudios sobre arreglos de antenas aplicados a estaciones terrenas satelitales en particular.

Se presenta un detallado estudio estadístico de la ubicación de satélites de la comunidad AMSAT (AMateur SATélite), tomando como muestra representativa tres satélites con características apropiadas con respecto a la Estación Terrena USCO, esto con el fin de establecer demostrativamente el ángulo o cono de visión efectivo para el apuntamiento electrónico generado por la conformación de haz, y de este modo determinar el rango de los parámetros (θ , φ) para el diseño del arreglo de antenas.

Se contribuye con los análisis hechos para cada una de las tres configuraciones lineal, arreglo plano rectangular y arreglo plano cruz de Mills y el efecto en su patrón de radiación al cambiar parámetros como número de elementos y separación entre ellos. Esto con el desarrollo de algoritmos de conformación de haz, según los modelos del factor de arreglo para cada agrupación.

Otra contribución de esta investigación es el desarrollo de una herramienta útil para comprender y analizar el comportamiento de los diagramas de radiación en algunos tipos de agrupaciones de antenas, consideradas sencillas y apropiadas para la aplicación planteada en el proyecto.

Por lo tanto, se presenta una alternativa conveniente para las comunicaciones en estaciones terrenas, utilizando la tecnología de arreglos de antenas para obtener mejores prestaciones en las antenas que reciben energía de los satélites.

ABSTRACT

This document provides the theoretical foundation of a main field of research in smart antennas to use with ground stations, as a starting point for the development of a smart antenna system; through this contributing to a state of the art technological option to optimize ground stations for satellite communication.

The research, study and simulation of antennas arrays for beam-forming in a smart antenna system used in the Universidad Surcolombiana ground station are shown in large part in this research project. This achievement is important because at the moment there aren't documents with information about antennas arrays applied in ground stations in academic literature.

An in-depth statistical investigation of the satellite location of the AMSAT community (Amateur Satellite) is shown in this document. It uses three satellites with suitable characteristics with regard to the Universidad Surcolombiana ground station as samples. This is made to establish the vision angle for electronic pointing made by the beam-forming and thus determinate the range of the parameters (φ , θ) to the design of the antennas array.

The analysis made for each one of the three linear configurations, rectangular planar array and the Mills Cross array, and the effect of the radiation pattern changing parameters as the number of elements and the separation between them, are also contributed in the study. This is achieved with beam-forming algorithms of the array factor.

Another contribution of this project is the development of a useful tool for understanding and analyzing the behavior of the radiation pattern in some kinds of antennas arrays, which are considered simple and appropriate for the application shown in this project,

Therefore, an appropriate alternative for the communication system of a ground station is presented by analyzing the antenna array technology for improved performance in the antennas which receive the energy signal from the satellites.

LISTA DE FIGURAS

	Página
Figura 1. Horizonte de visibilidad	8
Figura 2. Ángulo de elevación [Neri Vela, 2003]	10
Figura 3. Gráfico 3D (Az,El,Rg)- SatCO-57: 2010-Feb-25/-Feb-28	12
Figura 4. Gráfico 3D (Az,El,Rg)- SatRS-22: 2010-Feb-25/-Feb-28	13
Figura 5. Gráfico 3D (Az,El,Rg)- SatO-68(XW-1): 2010-Feb-25/-Feb-28	14
Figura 6. Ángulo de azimut	15
Figura 7. Gráfico Polar (Az,El)- SatCO-57: 2010-Feb-25/-May-19	17
Figura 8. Gráfico Polar (Az,El)- SatRS-22: 2010-Feb-25/-May-19	18
Figura 9. Gráfico Polar (Az,El)- SatO-68(XW-1): 2010-Feb-25/-May-19	19
Figura 10. Geometrías de agrupación de antenas	21
Figura 11. Arreglo de dos elementos infinitesimales	22
Figura 12. Geometría - observación del campo lejano	22
Figura 13. Distribución de corrientes agrupación lineal eje z	23
Figura 14. Agrupación lineal uniforme (ALU)	32
Figura 15. Broadside	36
Figura 16. Ancho de haz a -3dB para agrupaciones lineales	45
Figura 17. Arreglo Lineal	50
Figura 18. Arreglo Plano	51
Figura 19. Ancho de haz a -3dB orientado hacia (θ_0, ϕ_0)	55
Figura 20. Arreglo plano- Cruz de Mills	57
Figura 21. Pérdidas de retorno para antena de longitud 0.34324 mts	61
Figura 22. Pérdidas de retorno para antena de longitud 0.3236 mts	61
Figura 23. Dibujo de las longitudes del dipolo resonante a 437 MHz	62
Figura 24. (a) Diagrama 2D plano Azimut; (b) Diagrama 2D plano Elevación	62
Figura 25. (a) Diagrama 3D Azimut; (b) Distribución de corriente elemento radiador	62
Figura 26. Dipolo cruzado	63
Figura 27. (a) Diagrama Elevación; (b) Diagrama Azimut	64
Figura 28. Diagrama 3D del campo generado por un dipolo cruzado	64
Figura 29. Montaje en MMana_Gal de un ALU de 10 dipolos cruzados	65
Figura 30. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta=0^\circ$	65
Figura 31. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta=180^\circ$	66
Figura 32. Diagrama 3D de un arreglo ALU, $\beta=90^\circ$	66
Figura 33. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta=90^\circ$	66
Figura 34. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta=135^\circ$	67
Figura 35. Montaje en MMana_Gal de un arreglo Plano de 25 dipolos	67
Figura 36. Diagrama 3D arreglo plano de 5X5 dipolo, $\beta_x=0^\circ, \beta_y=0^\circ$	68
Figura 37. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta_x=0^\circ, \beta_y=0^\circ$	68

Figura 38. Diagrama 3D arreglo plano de 5X5 dipolo, $\beta_x=127^\circ$, $\beta_y=127^\circ$	68
Figura 39. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta_x=127^\circ$, $\beta_y=127^\circ$	69
Figura 40. Diagrama 3D arreglo plano de 5X5 dipolo, $\beta_x=90^\circ$, $\beta_y=90^\circ$	69
Figura 41. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta_x=90^\circ$, $\beta_y=90^\circ$	70
Figura 42. Diagrama 3D arreglo plano de 5X5 dipolo, $\beta_x=78^\circ$, $\beta_y=135^\circ$	70
Figura 43. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta_x=78^\circ$, $\beta_y=135^\circ$	70
Figura 44. Montaje MMana_Gal arreglo Cruz de Mills 10 dipolos cruzados por eje	71
Figura 45. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta_1=0^\circ$, $\beta_2=0^\circ$	71
Figura 46. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta_1=180^\circ$, $\beta_2=0^\circ$	72
Figura 47. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta_1=90^\circ$, $\beta_2=90^\circ$	72
Figura 48. Diagrama 3D Cruz de Mills 10 dipolos cruzados, $\beta_1=90^\circ$, $\beta_2=90^\circ$, N=20	73
Figura 49. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta_1=180^\circ$, $\beta_2=0^\circ$, N=20	73
Figura 50. Esquema general del programa	76
Figura 51. Esquema de opciones de ingreso y selección de parámetros	77
Figura 52. Esquema de resultados o cálculos mostrados	78
Figura 53. Esquema de opciones para el diagrama de radiación	79
Figura 54. Ventana de presentación	80
Figura 55. Ventana de preámbulo	81
Figura 56. Ventana principal agrupaciones de elementos isótropos	81
Figura 57. Panel para el ingreso y selección de parámetros	82
Figura 58. Panel de resultados (cálculos)	82
Figura 59. Ventana diagramas de radiación agrupaciones de elementos isótropos	83
Figura 60. Panel de opciones	83
Figura 61. Ventana diagramas de radiación arreglos con dipolos	84
Figura 62. Panel herramientas de visualización + Resultados	84

LISTA DE TABLAS

	Página
Tabla 1. Datos Enlace de Subida	6
Tabla 2. Datos Enlace de Bajada	7
Tabla 3. Datos pasada del satélite RS-22 el día 25 de Febrero de 2010	9
Tabla 4. Estadística variable elevación - satélite CO-57.....	11
Tabla 5. Estadística variable elevación - satélite RS-22	12
Tabla 6. Estadística variable elevación - satélite Hope Oscar 68 (XW-1).....	13
Tabla 7. Estadística variable azimut - satélite CO-57.....	16
Tabla 8. Estadística variable azimut - satélite RS-22	17
Tabla 9. Estadística variable azimut - satélite Hope Oscar 68 (XW-1).....	18
Tabla 10. Diagramas radiación - Arreglo $ALU N=10$ variando d (espaciamiento).....	29
Tabla 11. Diagramas radiación - Arreglo $ALU N=10$ elementos variando fase (β).....	30
Tabla 12. Diagramas radiación - Arreglo ALU Broadside variando d (espaciamiento)	37
Tabla 13. Diagramas radiación - Arreglo ALU Broadside variando N (#elementos)	38
Tabla 14. Diagramas radiación - Arreglo ALU Endfire variando d (espaciamiento)	40
Tabla 15. Diagramas radiación - Arreglo ALU Endfire variando N (#elementos)	41
Tabla 16. Diagramas radiación - Arreglo ALU faseado variando (θ, φ)	44
Tabla 17. Diagramas radiación - Arreglo plano 5×5 , variando d y (θ, φ)	54
Tabla 18. Diagramas radiación - Cruz de Mills $N=20$ variando d y (θ, φ)	59

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

El programa de Ingeniería Electrónica, en particular el grupo de investigación GITUSCO¹, pretende continuar con el desarrollo de proyectos en el área de las Telecomunicaciones Satelitales, para aportar en las soluciones y en el avance de la tecnología tanto a nivel local, nacional e internacional.

Las estaciones terrenas se utilizan con el fin de hacer seguimiento y establecer comunicación con satélites. En el marco del proyecto CUBESAT-UD-USCO² se ha construido una estación terrena para el monitoreo de satélites preferiblemente de órbita baja. Este tipo de satélite permanece en línea de vista por solo unos minutos y es crucial que en ese pequeño intervalo de tiempo se mantenga una comunicación sin interrupciones y con las mejores condiciones para obtener una señal óptima, que permita hacer una adecuada decodificación de la misma.

En estos momentos la estación terrena de la Universidad Surcolombiana hace el seguimiento de los satélites por medio del software “PROET 1.0” (desarrollado por estudiantes de la Universidad Surcolombiana [Lozano, 2009]), el cual se apoya en un programa de predicción que indica la posición del satélite respecto a la estación por medio del conocimiento de los elementos keplerianos, con el dato de la posición del satélite se procede a mover un rotor de forma controlada para así posicionar las antenas que van montadas sobre éste y de esta manera direccionar el patrón de radiación para establecer la comunicación. Dado que la potencia de la señal proveniente de los satélites LEO es muy baja (1 mW), se hace necesario inicialmente que el ancho de haz principal del diagrama de radiación de la antena receptora, se reduzca de forma considerable, logrando de esta manera elevada ganancia y directividad. El tipo de antena receptora que usa la estación en estos momentos es una Yagui Uda, con una ganancia de 15 dBi y un ancho del haz de 48°, características no muy distintas a las diferentes antenas que se usan en este tipo de tecnología.

En la actualidad se han desarrollado estudios para subsanar problemas existentes en los sistemas de comunicaciones móviles que son similares a los encontrados en las estaciones terrenas satelitales. Una de las propuestas más prometedoras es el empleo de antenas inteligentes en la radio base, ya que por medio de éstas se puede realizar un filtrado

¹GITUSCO: Grupo de Investigación en Telemática Universidad Surcolombiana; fue creado en el año 2002, partiendo de las investigaciones adelantadas en la especialización de Teleinformática.

²CUBESAT-UD-USCO: la Universidad Surcolombiana (USCO) con la Universidad Distrital Francisco José de Caldas (UD) han trabajado en el área de las comunicaciones satelitales, con el macro-proyecto CUBESAT-UD-USCO telemedicina y telemetría.

espacial. Por medio del canal se puede dar servicio a un usuario de interés y además cancelar los usuarios que interfieran con la señal de interés, dado que el principio de las antenas inteligentes es generar diagramas de radiación adaptables a las condiciones cambiantes del medio de transmisión [Balanis, 1997].

Una antena inteligente consta de una agrupación de elementos de antena, así como una unidad de procesamiento digital la cual se encarga de optimizar los diagramas de radiación dinámicamente, en respuesta a una señal de interés así como señales no deseadas. Además de ello cabe mencionar que el empleo de antenas inteligentes en comunicaciones móviles celulares presenta las siguientes ventajas [Covarrubias, 2008]:

- *Incremento de la capacidad y confiabilidad.* Con una agrupación de antenas la ganancia es mayor que en el caso de una antena omnidireccional, por lo cual se puede transmitir a mayor distancia con la misma potencia. Esto reduciría el número de estaciones base para cubrir una zona específica.
- *Reducción de la potencia de transmisión.* Con el aumento de la ganancia producido por la agrupación de antenas, los móviles pueden transmitir a una menor potencia ahorrando batería.
- *Reducción de la propagación multitrayectoria.* Debido a que las agrupaciones de antenas pueden generar un haz altamente directivo se reduce significativamente las multitrayectoria, lo cual permite disminuir el desvanecimiento por multitrayectoria.
- *Reducción del nivel de interferencia.* La selectividad espacial que proporciona la agrupación de antenas, permite discernir las señales interferentes provenientes de otros usuarios, con esto se puede hacer insensible a la estación base hacia esas direcciones y evitar que esas señales sean procesadas en el sistema de recepción.
- *Incremento del nivel de seguridad.* Gracias a que las transmisiones entre la estación base y los móviles son direccionales, es muy difícil que otro equipo intercepte la señal, a menos que se encuentre situado en la misma dirección que el usuario de interés.

Una vez que hemos visto las ventajas de emplear antenas inteligentes, podemos mencionar que el diseño de un sistema de antenas inteligentes presenta tres principales campos de investigación los cuales son:

- Diseño de agrupamientos de antenas para la conformación de haz (beamforming)
- Algoritmos para control de fase y/o amplitud
- Algoritmos de estimación de las direcciones de arribo

Particularmente esta tesis se enfoca en la investigación sobre el diseño de agrupamientos de antenas para la conformación de haz (beamforming) de un sistema de antenas inteligentes, aplicado a la estación terrena de comunicación satelital USCO.

1.1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

La Estación Terrena de la Universidad Surcolombiana fue construida para establecer un canal de comunicación con picos satélites localizados en la órbita LEO (Low Earth Orbit, en inglés) los cuales portan información especialmente de Telemedicina y Telemetría. Este monitoreo de satélites (CUBESAT) se hace con un mecanismo de control que permite posicionar el sistema de antenas terrestres obedeciendo a un modelo basado en los elementos Keplerianos, el cual está asociado a unas herramientas de software que deben simular el comportamiento del satélite y entregar información en tiempo real al sistema de servomotores, con el fin de que éste realice las operaciones físicas de desplazamiento y orientación de las antenas, logrando una alineación con el satélite dando mayor precisión al enlace de comunicación.

Sin embargo, este mecanismo de control presenta una serie de perturbaciones causadas por la vibración del rotor, las cuales deterioran el proceso de detección de la señal; el movimiento y posterior perturbación de la antena conlleva a tener apuntamientos sin éxito. Además, la antena terrestre se considera como uno de los dispositivos más importantes para establecer la comunicación satelital, no obstante, el tipo de antena receptora que se está usando, presenta características eléctricas que no determina una recepción eficiente en potencia, SNR (relación señal a ruido), ganancia, ancho de haz, patrón de radiación y transmisión dirigida de señales de radio. Además los equipos de la estación no se están contrarrestando los fenómenos influyentes en un enlace de comunicaciones como el presentado entre una Estación Terrena y un satélite de órbita baja, como lo son pérdidas, atenuaciones, dispersión, entre otros.

En consecuencia, el buen desempeño del sistema se ha venido disminuyendo y también esto es generado porque las transmisiones satelitales tienen algunas desventajas como: los retardos de propagación, la interferencia de radio y microondas y la señal emitida por los pico-satélites es débil (1 mW), más aun, cuando se busca enlazar puntos distantes y se presentan fenómenos como pérdidas por espacio libre, lluvia, atmosféricas, polarización, entre otras. Por lo tanto la señal no presenta el comportamiento adecuado para ser decodificada e interpretada, y además los mecanismos y dispositivos que conforman la Estación Terrena USCO son ineficientes, no prácticos y de bajas prestaciones para establecer un óptimo enlace de comunicación.

Por lo anterior, se hace necesario el uso de un Sistema de Antenas Inteligentes en la Estación Terrena USCO. El empleo de este sistema se convierte en la tecnología eficaz para solucionar los problemas mencionados. Permitirá no sólo aumentar la capacidad y confiabilidad, sino también mejorar la calidad de la señal, reducir la potencia de transmisión, reducir el nivel de interferencia y dispersión e incluso introducir nuevos servicios aprovechando las particularidades de esta tecnología, la cual se ha utilizado principalmente en telecomunicaciones móviles terrestres (telefonía celular), pero no se conoce hasta el momento registros de aplicaciones a estaciones terrenas satelitales.

Por las razones expuestas, se sustenta que los Sistemas de Antenas Inteligentes pueden tener gran aceptación para el caso de las comunicaciones satelitales, en especial para aquellos satélites de órbita baja, cuyo posicionamiento va cambiando continuamente y por lo tanto se requiere hacerle un seguimiento ininterrumpido (Técnica inteligente de haz conmutado de seguimiento), mientras que aparece el siguiente satélite en el horizonte del rastreo correspondiente. Además se puede estar en la capacidad de monitorear con multiplexación varios satélites en un momento dado (posibilidad que no tiene el sistema actual de la Estación Terrena USCO). Además, la buena ganancia generada con la agrupación de antenas permite incrementar la sensibilidad de la estación terrena debido a su característica esencial de poder enfocar su patrón de radiación en la dirección de interés, cancelando o reduciendo al mínimo la ganancia en las otras direcciones.

En efecto, el proyecto principal del grupo de investigación GITUSCO consiste en optimizar las prestaciones de La Estación Terrena USCO con la implementación de un sistema de antenas inteligentes. Por tal razón, este trabajo intenta fundamentar el proyecto principal y para ello se presenta el siguiente objetivo.

1.2 OBJETIVO DE LA TESIS

Modelado y simulación de arreglos de antenas específicos para la conformación de haz (Beamforming) de un sistema de antenas inteligentes, aplicado a la estación terrena de comunicación satelital USCO. En este trabajo se consideran agrupaciones uniformes con elementos de antena idénticos en su forma, estructura y radiación, apropiadas para movimientos de satélites en órbitas bajas (LEO), evaluando parámetros del diagrama de radiación como el ancho de haz principal, directividad, nivel de aislamiento, así como el direccionamiento del lóbulo principal hacia una coordenada de interés. Se emplea software especializado en simulación de antenas, y se desarrolla una herramienta software útil para analizar el comportamiento de los diagramas de radiación en las agrupaciones de antenas consideradas sencillas y apropiadas para la aplicación planteada.

1.3 METODOLOGÍA DE LA INVESTIGACIÓN

La tesis se ha desarrollado siguiendo tres líneas principales de trabajo de investigación en las que se han presentado contribuciones. Previo a dicho trabajo de investigación, se realizó un estudio pormenorizado del estado del arte en cada uno de los temas trabajados relacionados con: el desarrollo de sistemas de antenas inteligentes principalmente el subsistema de agrupación de antenas (geometrías, configuraciones, parámetros, técnicas, consideraciones, etc), enlace de comunicación satelital, software de predicción, satélites para radioaficionados, estaciones terrenas; considerando principalmente fuentes como: libros especializados, artículos científicos e información oficial de proyectos con similares características, que ha dado lugar al Apéndice II de documentación y estudio de estado del arte.

Las líneas de trabajo principales son las siguientes:

- Simulación y análisis de arreglos de antenas específicos para enlace satelital, teniendo en cuenta los tipos de satélites a monitorear.
- Estudio y simulación de la conformación de haz (Beamforming) para el movimiento del haz en las direcciones deseadas (θ , φ).
- Desarrollo de un programa de simulación e interfaz gráfica en GUIDE de Matlab, en base a fórmulas y modelos matemáticos para la conformación del haz en agrupaciones de antenas específicas.

En general, en cada una de estas líneas de trabajo se ha seguido la misma metodología, con algunas pequeñas variaciones en función del trabajo que se desarrolló en cada una: realización del estado del arte del área de investigación a tratar, definición del problema no resuelto y los aspectos sobre el que se va a trabajar, diseño del sistema para evaluar o analizar los aspectos del objetivo del tema a tratar (parámetros, algoritmos, modelos, etc.), simulación del sistema para la evaluación y estudio, evaluación de los datos y diagramas elaborados: obteniendo las conclusiones del estudio y proponiendo nuevas líneas de acción para el futuro.

1.4 ORGANIZACIÓN DE LA TESIS

Esta tesis se ha organizado en cuatro capítulos:

El **Capítulo 1** realiza la introducción al contexto de la tesis y al planteamiento del problema; presenta los objetivos del trabajo y la metodología seguida durante la tesis. Por último, realiza un repaso a la organización del documento de la tesis.

El **Capítulo 2** comprende la evaluación de los parámetros fundamentales para el diseño del arreglo de antenas en razón a las características y ubicación geográfica de la estación terrena USCO y con respecto a satélites particulares de la comunidad AMSAT. Incluye el tratamiento matemático para el modelado del factor de agrupación y simulación de arreglos de antenas específicos para la conformación de haz (beamforming), en base a fórmulas y demostraciones de teoría electromagnética y teoría de la señal, encontrados en literatura especializada. Asimismo, evalúa las simulaciones de los arreglos con elementos isótropos y con dipolos $\lambda/2$, realizadas en el programa implementado en Matlab (interfaz gráfica GUIDE) y con ayuda de software especializado en antenas.

El **Capítulo 3** presenta el proceso de desarrollo de la herramienta de simulación e interfaz gráfica, detallando la selección de la plataforma de programación, las consideraciones de diseño y el esquema general del programa de simulación. Finalmente, el **Capítulo 4** describe conjuntamente los resultados obtenidos, conclusiones y contribuciones realizadas por el presente trabajo. Asimismo, hace especial énfasis en las propuestas de investigación y líneas de acción futuras que corresponden al proyecto principal del grupo de investigación GITUSCO.

CAPÍTULO 2

CONFORMACIÓN DEL HAZ (BEAMFORMING)

2.1 PARÁMETROS DE LA ANTENA

2.1.1 Ganancia de la antena y datos generales: la ganancia de la antena es un factor muy importante en el diseño del arreglo. Estudios anteriores realizados en la estación terrena de la Universidad Surcolombiana [Lozano, 2008], dieron como resultado una serie de valores a ciertos parámetros importantes para el análisis del sistema, entre estos también se tuvieron en cuenta las pérdidas de un sistema de comunicaciones satelital. De los estudios mencionados se realizaron las Tabla 1 y Tabla 2, que a continuación se presentan.

Tabla 1. Datos Enlace de Subida

Parámetros	Símbolo	Valor	Unidad
Estación Terrena:			
Potencia transmisor Estación	Ptestacion	7	dBW
Pérdida línea Estación subida	linea_Subida_Estación	3.513	dB
Ganancia Antena Estación	Gant_Estación	15	dBi
Pot. Radiada isotrópica	PIRE_Estación	13.975	dBW
Pérdidas de camino:			
Pérdida polarización	Lpol	3	dB
Pérdida Esp. libre Subida	LpSubida	146.08	dB
Pérdida Lluvia	Lllu	0	dB
Pérdida Apuntamiento	Lapun	1	dB
Pérdida Atmosférica	Latmos	2.1	dB
Satélite:			
Nivel Pot. isotrópica recibida	NPIR_Satélite	-140.235	dBW
Ganancia Antena Satélite	Gant_Satélite	1	dBi
Pérdida línea satélite subida	Llinea_Subida_Satélite	0.009	dB
Potencia recibida	PRsatélite	-143.252	dBW
Temperatura Efectiva satélite	T s_Satélite	678	°K
Figura de merito	G/T_Satélite	-27.32	dB/K
Densidad potencia- ruido	S/No_Sat	61.043	dBHz
Energía de bit	Eb/No_Satélite	30.25	dB
Potencia de ruido	PN_Satélite	-160.28	dBW/K/Hz
Relación señal a ruido	S/N_Satélite	24.08	dB

Tabla 2. Datos Enlace de Bajada

Parámetros	Símbolo	Valor	Unidad
Satélite:			
Potencia transmisor Satélite	Pt_Satélite	-10	dBW
Pérdida línea Estación subida	Llinea_Bajada_Satélite	0.005	dB
Ganancia Antena Satélite	Gant_Satélite	1	dBi
Pot. Radiada isotrópica	PIRE_Satélite	-9.005	dBW
Pérdidas de camino:			
Pérdida polarización	Lpol	3	dB
Pérdida Esp. libre Bajada	Lp_Bajada	155.63	dB
Pérdida Lluvia	Lllu	0	dB
Pérdida Apuntamiento	Lapun	1	dB
Pérdida Atmosférica	Latmos	2.1	dB
Estación:			
Nivel Pot. isotrópica recibida	NPIR_Estación	-174.257	dBW
Ganancia Antena Estación	Gant_Estación	15	dBi
Ganancia LNA	LNA	15	dB
Pérdida línea bajada Estación	Llinea_Bajada_Estación	3.513	dB
Potencia recibida Estación	PR_Estación	-143.252	dBW
Temperatura Efectiva Estación	Ts_Estación	2168.36	°K
Figura de merito Estación	G/T_Estación	-43.8	dB/K
Densidad potencia- ruido	S/No_Estación	49.963	dBHz
Energía de bit	Eb/No_Estación	19.17	dB
Potencia de ruido	PN_Estación	-155.44	dBW/K/Hz
Relación señal a ruido	S/N_Estación	11.98	dB

Del estudio anterior, se determinó que la ganancia de la antena de la estación terrena, para el caso particular de la Universidad Surcolombiana, debe tener un valor de *15 dBi*.

$$\mathbf{Gant_Estación = 15\ dBi} \quad (2.1)$$

Del mismo estudio se determina que el ancho de banda que debe manejar la antena debe ser por lo mínimo de *10 KHz*, pero según los datos de la Base de datos de satélites de la comunidad AMSAT consignados en la Tabla II.4 (Apéndice II), se debe manejar para recibir *BEACOM* de varios satélites un mínimo de *100 KHz* en ancho de banda, con una frecuencia central $f_o = 437\text{MHz}$.

$$\mathbf{BW = 100\ KHz} \quad (2.2)$$

De Lozano (2008) se obtienen anchos de haz a mediana potencia para las antenas que están montadas en la estación terrena, este ancho de haz oscila entre *36 y 50 grados*, este valor es

muy grande y poco eficiente. Se espera con el arreglo de antenas mejorar este valor. También se obtienen datos de la relación frontal-trasero del diagrama de radiación, este valor oscila entre **20** y **26 dB**. La relación de lóbulo principal a secundario tiene que cumplir con una especificación mínima de **10dB**. En las recomendaciones de Lozano (2008), se establece que la polarización de la antena debe ser circular.

2.1.2 Análisis de Elevación y Azimut: las antenas que forman los sistemas de transmisión y recepción de las estaciones de tierra, tienen un campo de visión limitado, por un lado debido a las restricciones físicas de los dispositivos (ángulo de apertura, potencia) y por otro lado por la rotación de la Tierra y la órbita que describe el vehículo espacial.

La condición para que un satélite sea visible desde una cierta estación es que el vector estación-satélite esté por encima del horizonte de visibilidad del sensor (antena) de la estación, que queda definido por las condiciones geográficas (obstáculos) en el entorno de la estación y las características del sensor (ángulo sólido). De este modo, para obtener unos valores más realistas, hay que tener en cuenta el sensor de la estación y el entorno geográfico, lo que da una condición de visibilidad más compleja. La Figura 1, ilustra el concepto descrito.

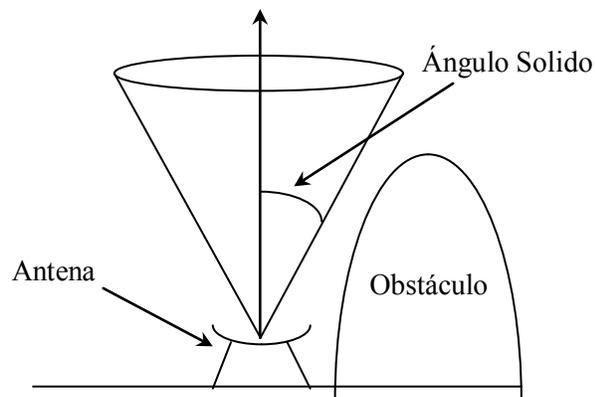


Figura 1. Horizonte de visibilidad

Así pues, el sensor, no es más que una primera aproximación a la visibilidad del satélite con un ángulo dado. En realidad, dicho estudio se debe realizar en base a un balance de potencias teniendo en cuenta las antenas y el resto de elementos. Por tal razón, se estipuló a partir de datos de: potencia de transmisión, estado y durabilidad del satélite en órbita, que los satélites más convenientes para realizar la investigación son: *CO-57*, *RS-22* y *el Hope Oscar 68 (XW-1)*.

Después de escoger los satélites que se van a trabajar, se exportan los datos de “*ephemerides*”³, que se obtienen del software *WXtrack*, a un archivo *.xls*, para realizar el análisis pertinente. Estos datos se simularon para tres meses. Un ejemplo, de la organización de los datos se presenta en la Tabla 3, en donde se muestra la información del

³Efemerides: tabla con una serie de datos los cuales hacen referencia a la posición y movimiento de un satélite.

satélite *RS-22* correspondiente a una pasada del día 25 de febrero; ese día el satélite pasó cuatro veces sobre la estación terrena.

Tabla 3. Datos pasada del satélite RS-22 el día 25 de Febrero de 2010

(RS-22)			2010-Feb-25	Hora Local		

07:48:05 a.m. - 07:59:37 a.m.						

Hora	Lat	Lon	Doppler	Az	El	Distancia
07:47:51	16°S	58°W	8570Hz	139°	0°	3049km
07:48:51	13°S	59°W	8146Hz	134°	3°	2703km
07:49:51	9°S	60°W	7482Hz	128°	7°	2379km
07:50:51	5°S	61°W	6459Hz	120°	10°	2089km
07:51:51	2°S	61°W	4925Hz	109°	14°	1852km
07:52:51	2°N	62°W	2780Hz	95°	17°	1690km
07:53:51	5°N	63°W	152Hz	78°	18°	1629km
07:54:51	9°N	64°W	-2511Hz	62°	17°	1678km
07:55:51	13°N	64°W	-4736Hz	47°	14°	1830km
07:56:51	16°N	65°W	-6352Hz	36°	11°	2061km
07:57:51	20°N	66°W	-7441Hz	27°	7°	2348km
07:58:51	24°N	67°W	-8155Hz	21°	3°	2672km
07:59:51	27°N	68°W	-8617Hz	16°	0°	3019km

Por lo demás, el análisis de las variables (elevación y azimut) se formalizó tomando en consideración el comportamiento de los satélites escogidos de la comunidad *AMSAT* [AMSAT, 2004]; se basó en herramientas y comandos de las plataformas: *MATLAB* y *EXCEL* para graficar y hacer un estudio estadístico respectivamente.

Para desarrollar análisis estadísticos o técnicos complejos, se puede ahorrar pasos y tiempo si utiliza las Herramientas para análisis que ofrece Excel. Cuando se utilice una de estas herramientas, se deberá proporcionar los datos y parámetros para cada análisis y la herramienta utilizará las funciones de macros estadísticas o técnicas correspondientes para realizar los cálculos y mostrar los resultados en una tabla de resultados. Algunas herramientas generan gráficos además de tablas de resultados. Para tener acceso a estas herramientas, se debe hacer clic en Análisis de datos en el grupo Análisis de la ficha Datos. Si el comando Análisis de datos no está disponible, se deberá cargar el programa de complemento Herramientas para análisis. Ahora bien, con la herramienta de análisis estadística descriptiva se genera un informe estadístico de una sola variable (azimut o elevación) para los datos del rango de entrada, proporcionando información acerca de la tendencia central y dispersión de los datos.

2.1.2.1 Elevación: para orientar una antena desde una estación terrena hacia un satélite, es necesario conocer el ángulo de elevación y azimut. Estos se llaman ángulos de vista. De ahí que en el estudio realizado para la caracterización de los parámetros de la estación terrena de la Universidad Surcolombiana [Lozano, 2008], se determinó que el dato de elevación en la geografía de la zona es de *5 grados*, ya que de 0° a 10° se tiene la recepción más crítica en elevación dado a las montañas (obstáculos); aunque se puede recibir señal por debajo de los 5° , pero es muy baja. Se determina entonces que es mejor tener la cota mínima de *5 grados* en el diseño del arreglo ya que de 0° a 4.9° se puede recibir señal simplemente modificando el ancho del haz (ángulo sólido) del arreglo de antenas.

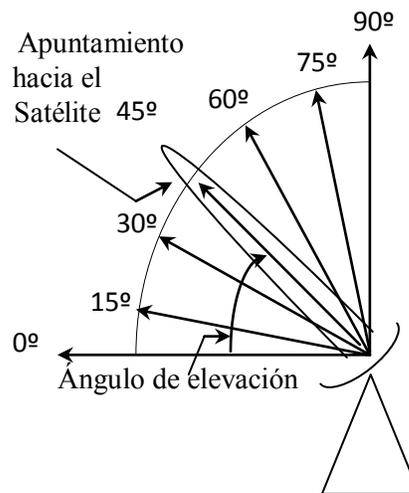


Figura 2. Ángulo de elevación [Neri Vela, 2003]

La elevación óptima, que es de *90 grados*, solo se da cuando el satélite pasa exactamente sobre nosotros. Pero esto no quiere decir que con otras elevaciones no se pueda trabajar, prácticamente cualquier elevación superior a *2 o 3 grados* es suficiente si nuestro horizonte lo forman montañas lejanas o montes cercanos pero no muy altos [Santoyo, 2004]. Aparte de esta observación se quiso conocer de forma particular para los satélites: Hope *Oscar 68 (XW-1)*, *RS-22* y *el CO-57*; el rango óptimo de trabajo para las variables: elevación y azimut; y de esta forma tener parámetros generales apropiados para el diseño del arreglo.

Presentación y explicación de datos para el satélite CO-57: en la Tabla 4, se consignan los resultados obtenidos para la variable elevación, mediante la herramienta para análisis que facilita el programa Excel de Microsoft. Se observa, que *la Media aritmética = $E(x) = 14.18^\circ$* , representa el centro de gravedad de la distribución, es decir, el ángulo esperado de elevación al que hay que elevar la antena desde el horizonte para localizar el satélite en cuestión. *El Error típico = $0,21^\circ$* , se refiere a una medida de variabilidad de la media, o sea, que el ángulo de elevación esperado estará oscilando entre 13.97° y 14.39° . *La Mediana = $Me(x) = 9^\circ$* , indica que la distribución de los ángulos está sesgada a la derecha, porque la media es mayor que la mediana. *La Moda = 2°* , es el ángulo de elevación típico, es decir, el ángulo que más se repite. *La Desviación estándar = 14.46°* , significa que la

distancia promedio de los datos (ángulos) de la distribución respecto a la esperanza matemática (media aritmética) es de $E(x)-14.46^\circ$ y $E(x)+14.46^\circ$, es decir que se espera un ángulo de elevación entre -0.28° (se aproxima al mínimo= 0° para ubicar este límite dentro del rango de la variable) y 28.64° , al que hay que elevar la antena de la estación terrena. *La Varianza de la muestra* = 208.96 (u^2 -grados cuadrados), significa que la distribución de ángulos tiene una dispersión pequeña con respecto a la media aritmética ($E(x)=14.18^\circ$), o sea los ángulos se encuentran cerca de la esperanza matemática; pero se mide en unidades cuadradas, por tal razón es preferible usar como medida de dispersión a la desviación estándar; un estudio es más confiable entre menos dispersos estén los datos. *La Curtosis* = 3.92, es una medida que determina el grado de concentración (comportamiento de los datos) que presentan los ángulos en la región central de la distribución; por medio del Coeficiente de Curtosis, podemos identificar si existe una gran concentración de valores (Leptocúrtica), una concentración normal (Mesocúrtica) ó una baja concentración (Platicúrtica); por lo tanto, como el coeficiente de apuntamiento es positivo, la distribución se denomina Leptocúrtica (su distribución es más apuntada que la de una distribución normal-campana de Gauss), es decir, que los ángulos de elevación tienen una gran concentración de valores en la región central de la distribución. *El Coeficiente de asimetría* = 1.84, hace referencia a una distribución asimétrica positiva, es decir, que los valores (ángulos de elevación) se tienden a reunir más en la parte izquierda que en la derecha de la media aritmética. *El Rango* = 89° , indica la diferencia entre el mayor (máximo= 89°) y el menor (mínimo= 0°) valor de la variable (ángulo de elevación); se acostumbra escribir rango = 0 a 89° , porque nos indica de alguna forma como están dispersos los ángulos o más bien cuál es la amplitud de la dispersión. *La suma* = 66341, simplemente es una operación aritmética que se hace con la variable aleatoria en observación (elevación). Finalmente, *la cuenta (contador)* = 4679, se refiere a la cantidad de datos predichos para el satélite.

Tabla 4. Estadística variable elevación - satélite CO-57

Medida	Valor
Media	14,17845694
Error típico	0,211329315
Mediana	9
Moda	2
Desviación estándar	14,45560487
Varianza de la muestra	208,9645123
Curtosis	3,921131491
Coeficiente de asimetría	1,839807138
Rango	89
Mínimo	0
Máximo	89
Suma	66341
Cuenta	4679

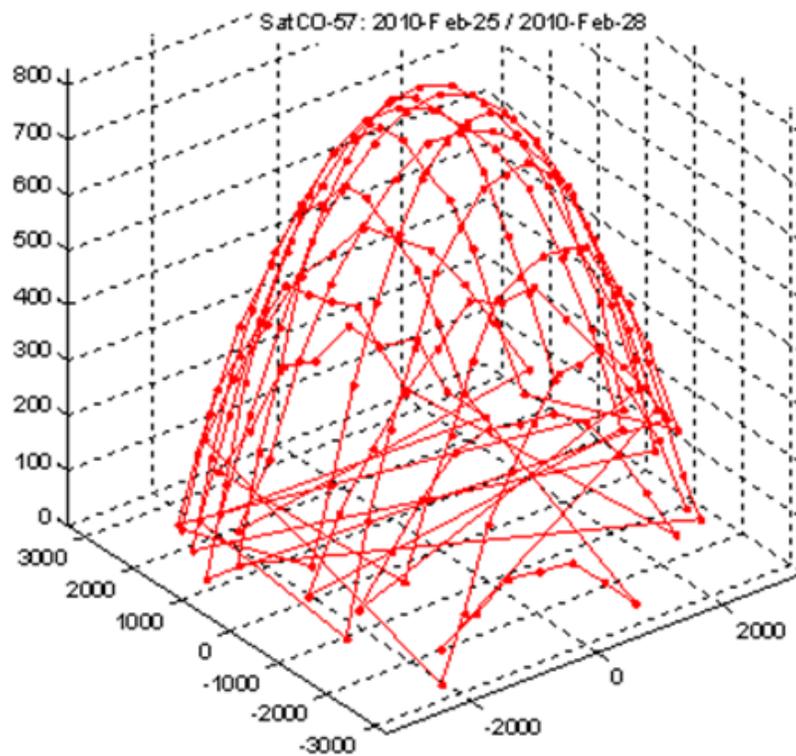


Figura 3. Gráfico 3D (Az,El,Rg)- SatCO-57: 2010-Feb-25/-Feb-28

Presentación de datos para el satélite RS-22: en la Tabla 5, se entregan los resultados estadísticos para la variable elevación.

Tabla 5. Estadística variable elevación - satélite RS-22

Medida	Valor
Media	13,14008566
Error típico	0,219836711
Mediana	8
Moda	2
Desviación estándar	13,84971279
Varianza de la muestra	191,8145444
Curtosis	4,960079373
Coefficiente de asimetría	1,997725201
Rango	90
Mínimo	0
Máximo	90
Suma	52153
Cuenta	3969

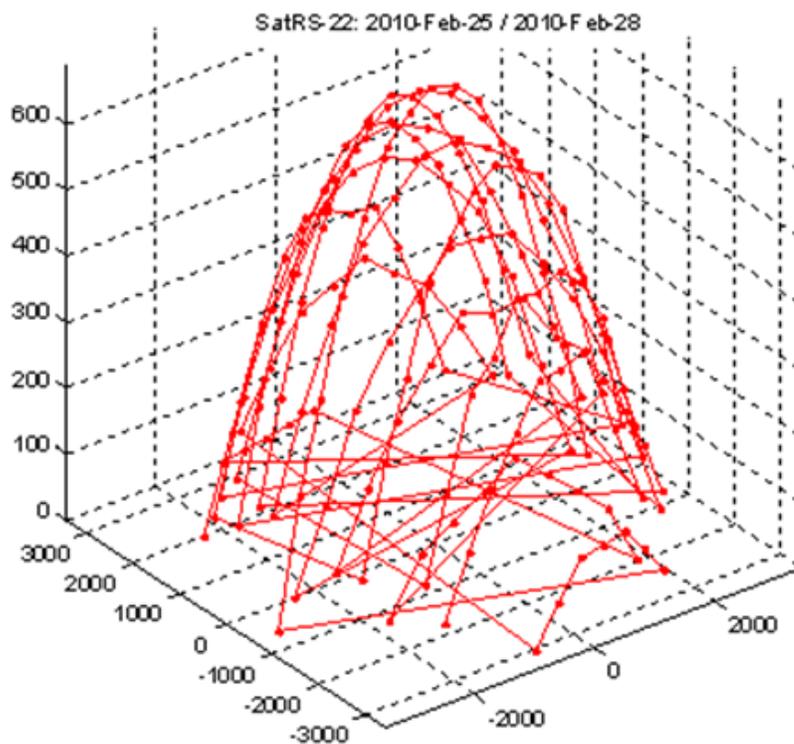


Figura 4. Gráfico 3D (Az,El,Rg)- SatRS-22: 2010-Feb-25/-Feb-28

Presentación de datos para el satélite Hope Oscar 68 (XW-1): en la Tabla 6, se presenta la estadística descriptiva para la variable elevación.

Tabla 6. Estadística variable elevación - satélite Hope Oscar 68 (XW-1)

Medida	Valor
Media	16,02863235
Error típico	0,191770581
Mediana	11
Moda	3
Desviación estándar	15,53933474
Varianza de la muestra	241,4709242
Curtosis	2,550463559
Coefficiente de asimetría	1,586292775
Rango	89
Mínimo	0
Máximo	89
Suma	105244
Cuenta	6566

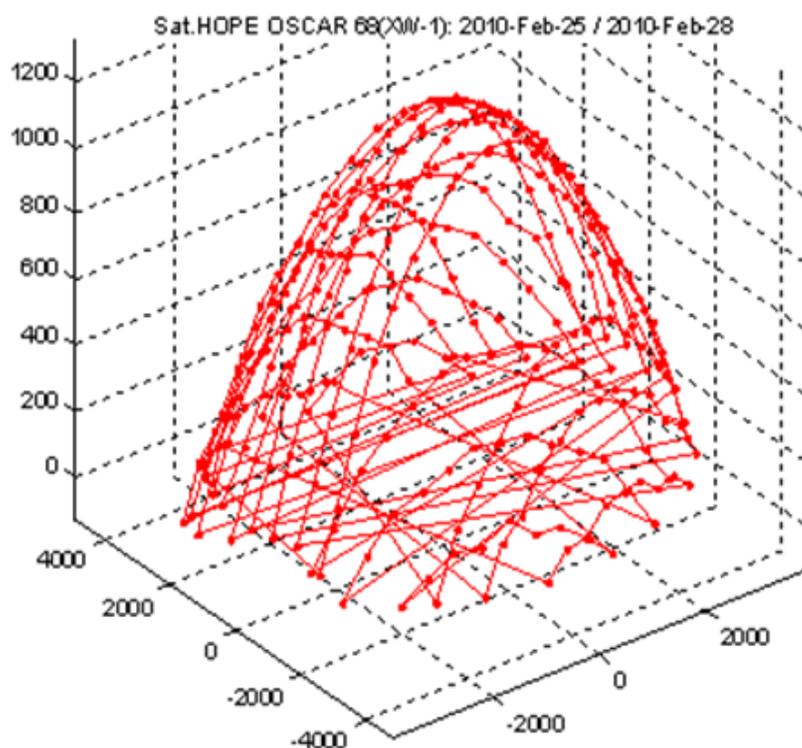


Figura 5. Gráfico 3D (Az,El,Rg)- SatO-68(XW-1): 2010-Feb-25/-Feb-28

Haciendo una comparación de los resultados estadísticos y gráficos entre los tres satélites: se subraya que el rango para esta variable tiene una amplitud de *90 grados*, es decir, un rango de *0 a 90 grados*, sin embargo, se debe tener presente que el límite inferior encontrado según la geografía de la zona es de *5 grados*. Por tanto, es preciso tener una cota mínima de *5 grados* en el rango óptimo. Se observa, que en los tres satélites la distribución de los ángulos está sesgada a la derecha, porque la media es mayor que la mediana; por consiguiente, se emplea la mediana como medida de tendencia central, ya que no es sensible a la variación de los extremos para esta distribución de ángulos. Asimismo, los coeficientes de curtosis coinciden en que los ángulos de elevación tienen una gran concentración de valores en la región central de la distribución. Es más, los coeficientes de asimetría se asemejan, haciendo referencia a una distribución asimétrica positiva, es decir, con valores inferiores a la media. Con esto, se concluye que los ángulos de elevación se acomodan más en la parte inferior del rango. De ahí que, la desviación estándar sea una medida conveniente para limitar la cota superior del rango óptimo para esta variable, porque, esta desviación se ajusta para los tres satélites en intervalos similares con distribución de ángulos fluctuando en la región inferior-central. En esta medida, se define que el límite máximo al que hay que elevar la antena de la estación terrena lo determina el más crítico que es *31.57 grados*, calculado en *Hope Oscar 68*. Finalmente, se considera que el rango óptimo adecuado para **la variable elevación está entre 5 a 32 grados**.

2.1.2.2 Azimut: es el ángulo horizontal al que hay que girar la antena, desde el polo Norte terrestre hasta encontrar el satélite; alguna vez se refiere este ángulo respecto al polo Sur. El programa de predicción (*WXtrack*) no solo indica y grafica cuando el satélite pasará sino que da otros datos importantes como la elevación o altitud sobre el horizonte y el azimut o posición respecto a los cuatro puntos cardinales.

El azimut como lo ilustra la Figura 6, es el ángulo medido en el sentido de las manecillas del reloj entre la línea que une la estación terrena con el norte geográfico y la proyección horizontal local de la línea de máxima radiación de la antena, que debe apuntar en la dirección hacia el satélite [Neri Vela, 2003].

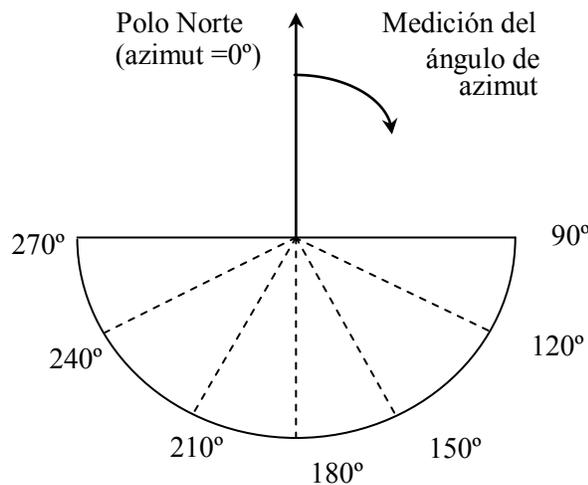


Figura 6. Ángulo de azimut [Neri Vela, 2003]

Pues bien, los datos de predicción para la variable azimut que se obtienen del software *WXtrack*, también se manipulan con *EXCEL de Microsoft* para hacer el estudio estadístico y al mismo tiempo tratar y exportar los mismos a *MATLAB*; donde se grafican diagramas polares y en 3D, en los que se puede ver de forma visual las variables: elevación y azimut, para los tres satélites seleccionados de la comunidad *AMSAT*.

Presentación y explicación de datos para el satélite CO-57: en la Tabla 7, se consignan los resultados obtenidos para la variable azimut, mediante la herramienta para análisis que facilita el programa Excel. Se observa, que la *Media aritmética* = $E(x) = 180.36^\circ$, representa el centro de gravedad de la distribución, es decir, el ángulo horizontal esperado al que hay que girar la antena, desde el polo Norte terrestre hasta encontrar el satélite. *El Error típico* = 1.53° , se refiere a una medida de variabilidad de la media, o sea, que el ángulo de azimut esperado estará oscilando entre 178.83° y 181.89° ; sirve para calcular cuan dispersa estaría la media de realizar un nuevo cálculo. *La Mediana* = 180° , indica que la distribución de los ángulos es simétrica, ya que la media y la mediana son aproximadamente iguales, por lo tanto, la media es perfectamente representativa como medida de tendencia central porque los ángulos están agrupados (o concentrados-no hay valores extremos). *La*

Moda=102°, es el ángulo horizontal típico, es decir, el azimut que más se repite. *La Desviación estándar=104.52°*, significa que la distancia promedio de los datos (ángulos) de la distribución respecto a la esperanza matemática (media aritmética) es de $E(x)-104.52°$ y $E(x)+104.52°$, es decir que se espera un ángulo de azimut entre $75.84°$ y $284.88°$, al que hay que girar la antena de la estación terrena. *La Varianza de la muestra= 10924.16 (u²-grados cuadrados)*, significa que la distribución de ángulos tiene una dispersión grande con respecto a la media aritmética ($E(x)=180.36°$), o sea los ángulos se encuentran alejados de la esperanza matemática; pero se mide en unidades cuadradas, por tal razón es preferible usar como medida de dispersión a la desviación estándar; un estudio es más confiable entre menos dispersos estén los datos. *La Curtosis= -1.205*, es una medida que determina el grado de concentración (comportamiento de los datos) que presentan los ángulos en la región central de la distribución; por medio del Coeficiente de Curtosis, podemos identificar si existe una gran concentración de valores (Leptocúrtica), una concentración normal (Mesocúrtica) ó una baja concentración (Platicúrtica); por lo tanto, como el coeficiente de apuntamiento es negativo, la distribución se denomina platicúrtica (su distribución es menos apuntada que la de una distribución normal-campana de Gauss), es decir, que los ángulos de azimut tienen baja concentración en la región central de la distribución. *El Coeficiente de asimetría= -0.00017524* (aproximadamente cero), hace referencia a una distribución Simétrica, es decir, existe cerca de la misma cantidad de valores (ángulos de azimut) a los dos lados de la media aritmética. *El Rango=360°*, indica la diferencia entre el mayor (máximo=360°) y el menor (mínimo=0°) valor de la variable (ángulo de azimut); se acostumbra escribir rango= 0 a 360°, porque nos indica de alguna forma como están dispersos los ángulos o más bien cuál es la amplitud de la dispersión. *La Suma= 843883*, simplemente es una operación aritmética que se hace con la variable aleatoria en observación. Finalmente, *la Cuenta (contador)= 4679*, se refiere a la cantidad de datos de la variable ángulo de azimut.

Tabla 7. Estadística variable azimut - satélite CO-57

Medida	Valor
Media	180,3554178
Error típico	1,527979736
Mediana	180
Moda	102
Desviación estándar	104,5187284
Varianza de la muestra	10924,16459
Curtosis	-1,204716588
Coeficiente de asimetría	-0,00017524
Rango	360
Mínimo	0
Máximo	360
Suma	843883
Cuenta	4679

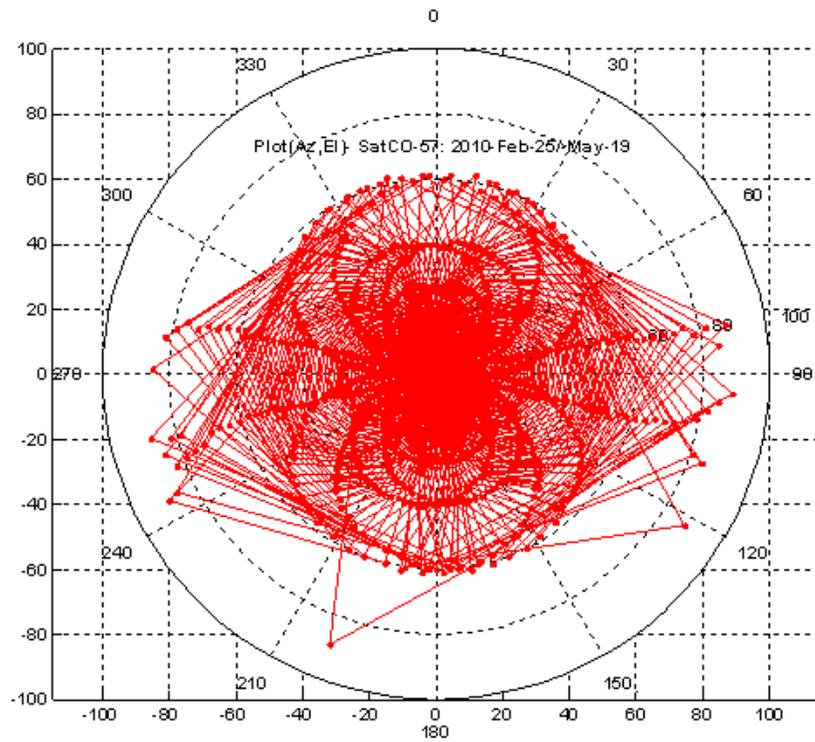


Figura 7. Gráfico Polar (Az,El)- SatCO-57: 2010-Feb-25/-May-19

Presentación de datos para el satélite RS-22: en la Tabla 8, se entregan los resultados estadísticos para la variable azimut.

Tabla 8. Estadística variable azimut - satélite RS-22

Medida	Valor
Media	179,2935248
Error típico	1,65894415
Mediana	179
Moda	101
Desviación estándar	104,5134814
Varianza de la muestra	10923,0678
Curtosis	-1,205538306
Coefficiente de asimetría	0,00328597
Rango	360
Mínimo	0
Máximo	360
Suma	711616
Cuenta	3969

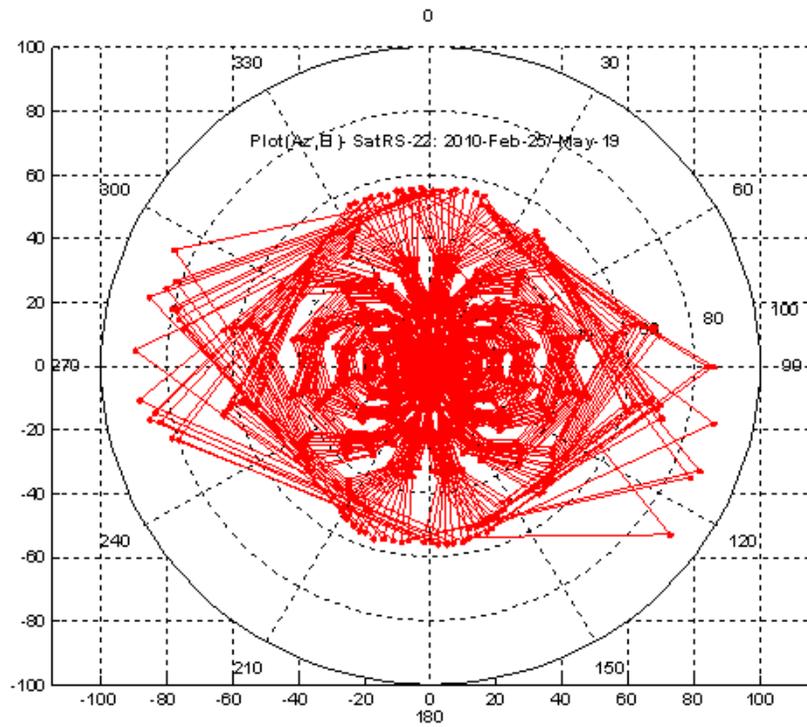


Figura 8. Gráfico Polar (Az,El)- SatRS-22: 2010-Feb-25/-May-19

Presentación de datos para el satélite Hope Oscar 68 (XW-1): en la Tabla 9, se presenta la estadística descriptiva para la variable azimut.

Tabla 9. Estadística variable azimut - satélite Hope Oscar 68 (XW-1)

Medida	Valor
Media	179,8291197
Error típico	1,293272779
Mediana	180
Moda	255
Desviación estándar	104,7950034
Varianza de la muestra	10981,99273
Curtosis	-1,203426787
Coefficiente de asimetría	0,003574584
Rango	360
Mínimo	0
Máximo	360
Suma	1180758
Cuenta	6566

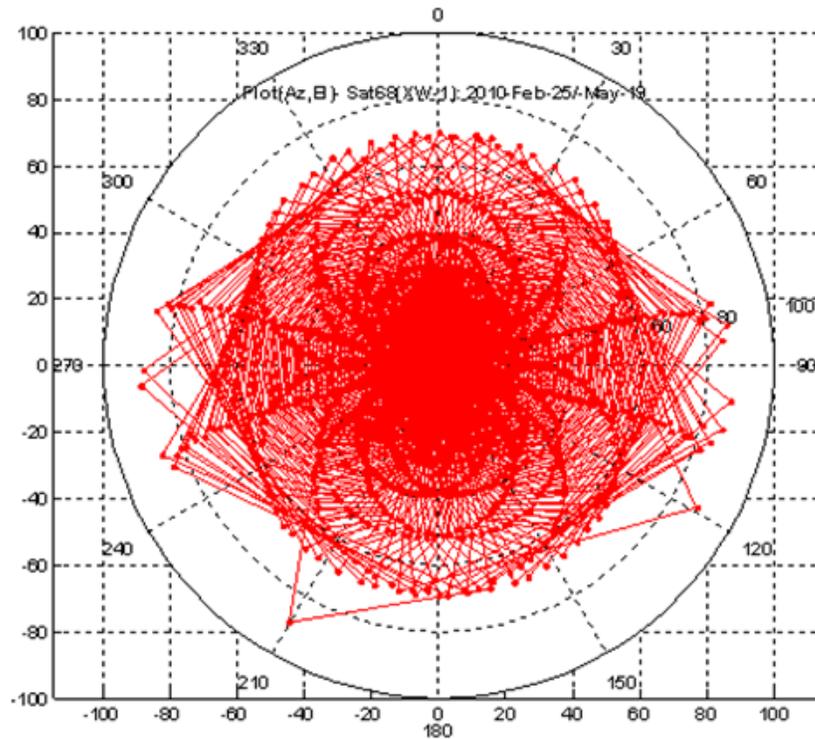


Figura 9. Gráfico Polar (Az,El)- SatO-68(XW-1): 2010-Feb-25/-May-19

Realizando un paralelo de los resultados estadísticos y gráficos entre los tres satélites: se coincide que el rango de dispersión de ángulos de azimut posee una amplitud de 360 grados, es decir, un rango de 0 a 360 grados. No obstante, este intervalo es excesivo para ser definido como rango óptimo. Por otra parte, los tres satélites concuerdan en tener una distribución de ángulos simétrica, puesto que la media y la mediana son aproximadamente iguales a 180 grados. Asimismo, el coeficiente de asimetría igual a cero, hace referencia a una distribución simétrica, es decir, existe cerca de la misma cantidad de valores (ángulos de azimut) a los dos lados de la media aritmética (180 grados). De igual forma, el coeficiente de curtosis ratifica para los tres satélites una distribución de ángulos con baja concentración en la región central. Por tales atribuciones, la desviación estándar con respecto a la media es una medida conveniente para establecer un intervalo crítico, reducido y representativo. En efecto, al observar los tres intervalos que genera la desviación estándar para cada satélite, éstos son apreciablemente similares, e incluso los ángulos horizontales reiterados (la moda) en los satélites están insertados en los mismos; por tanto, se determina que el límite mínimo al que hay que girar la antena de la estación terrena se extrae del cálculo hecho para el satélite *RS-22* que es 74.78 grados y el extremo superior del intervalo es 284.88 grados, éste estipulado en el satélite *CO-57*. En definitiva, se estima que el rango óptimo favorable para **la variable azimut está entre 74 a 285 grados**.

2.2 AGRUPACIONES DE ANTENAS

Al emplear una agrupación de antenas, es necesario comprender los parámetros que afectan directamente al rendimiento de las agrupaciones. Por tanto, es pertinente consultar el Apéndice II donde se presenta ampliamente información al respecto. A continuación se abordarán las características deseadas en un diagrama de radiación⁴; y se analizarán las generalidades que deben ser entendidas para realizar el direccionamiento del haz, describiendo arreglos específicos conforme a la aplicación planteada.

En muchas aplicaciones, necesariamente en comunicaciones satelitales, las características del diagrama de radiación que genera un sólo elemento de antena no cumplen con los requerimientos de directividad, nivel de lóbulos laterales y ancho de haz principal. Por lo tanto, para satisfacer los requerimientos anteriormente mencionados en muchas ocasiones se incrementa el tamaño eléctrico como el tamaño físico de las antenas.

Otra forma de satisfacer estos requerimientos sin incrementar las dimensiones de las antenas, es formar una estructura de elementos de antena en una configuración eléctrica y geométrica. Esta nueva antena formada por múltiples elementos de antena es conocida como una agrupación [Balanis, 1997]. Para simplificar el estudio de las agrupaciones de antenas se consideran elementos puntuales idénticos, es decir radiadores isotrópicos⁵, los cuales determinan el diagrama de radiación tal como se abordará a continuación. Se observará que este elemento isótropo se cambiará por una antena real después de haber el análisis respectivo.

Si bien en teoría, puede obtenerse cualquier diagrama de radiación diseñando una distribución de corriente cuya transformada de Fourier sea el diagrama deseado, en la práctica no es posible lograr cualquier distribución de corriente sobre una antena determinada [Cardama, 2002].

El diagrama de radiación de la agrupación es determinado por el vector de adición de los campos electromagnéticos de cada uno de los elementos de antena. Al realizarse la adición de los campos de cada uno de los elementos de antena, éstos interfieren constructivamente entre ellos para lograr una gran directividad, así como también interfieren destructivamente para generar zonas de menor ganancia. Dichas zonas pueden emplearse para cancelar señales no deseadas. Además de la contribución de los campos de cada elemento en una agrupación, existen otros factores determinantes en la formación del diagrama de radiación, estos factores son:

- La geometría de la agrupación, la cual puede ser lineal, circular, rectangular esférica, etc.
- El espaciamiento entre elementos de antena.

⁴El diagrama de radiación representa las propiedades de radiación de una agrupación en distintas direcciones del espacio.

⁵Un radiador isotrópico es una antena puntual ideal la cual radia energía uniformemente en todas direcciones.

- La excitación en amplitud de cada uno de los elementos de antena.
- La excitación en fase de cada uno de los elementos de antena.
- El diagrama de radiación generado por cada uno de los elementos de antena.

Por lo tanto, para generar un diagrama de radiación deseado es necesario considerar una gran cantidad de variables. Las geometrías de agrupación de antenas más comúnmente empleadas se presentan en la Figura 10.

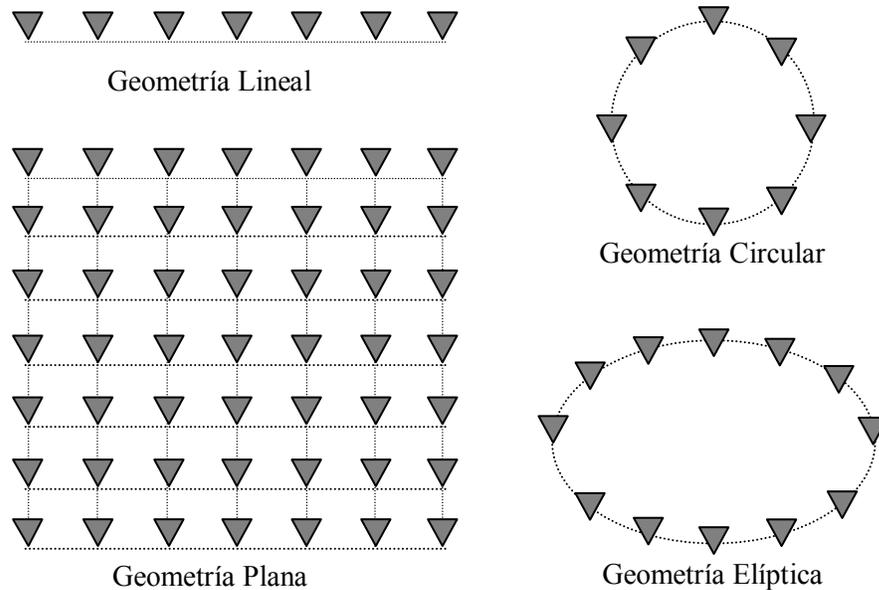


Figura 10. Geometrías de agrupación de antenas

A continuación, se demostrará que es posible sintetizar diagramas arbitrarios de radiación con ayuda de una agrupación de antenas: puede obtenerse una distribución de corrientes discretas que corresponda a muestras de una cierta distribución de corriente continua. El diagrama de radiación resultante será equivalente al deseado, más un leve solapamiento entre períodos debido al muestreo.

2.2.1 Arreglo de dos elementos: se asume en términos de estudio un arreglo de dos dipolos infinitesimales posicionados horizontalmente a lo largo del eje z , como se muestra en la Figura 11, donde el campo radiado es evaluado en el punto P.

El campo total radiado por dos elementos asumiendo que no hay acoplamiento mutuo entre dichos elementos es equivalente a la suma de los campos generados por cada elemento, asumiendo en el plano z - y , esta expresión está dada por

$$E_t = E_1 + E_2 = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi} \left\{ \frac{e^{-j|kr_1 - (\beta/2)l}}{r_1} \cos \theta_1 + \frac{e^{-j|kr_2 + (\beta/2)l}}{r_2} \cos \theta_2 \right\} \quad (2.3)$$

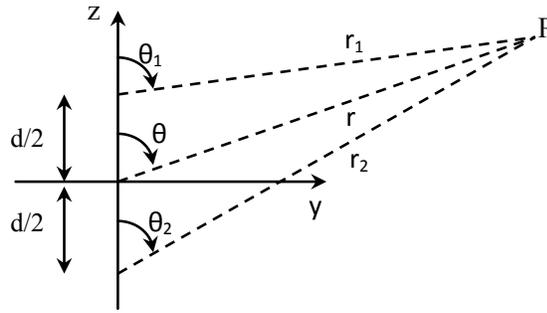


Figura 11. Arreglo de dos elementos infinitesimales

Donde β , es la diferencia entre la magnitud de las fases de cada elemento, se asume la magnitud de corriente de excitación I_0 como un valor idéntico para las dos antenas. Siguiendo la Figura 12, se observa el campo lejano para el arreglo de dos elementos infinitesimales posicionados horizontalmente a lo largo del eje z.

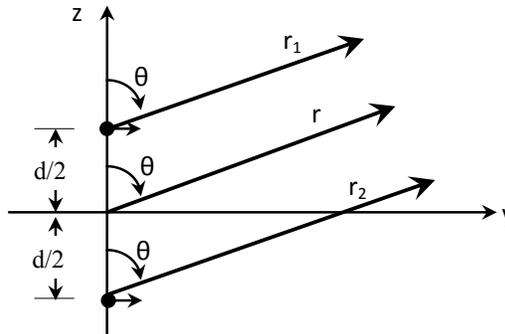


Figura 12. Geometría - observación del campo lejano

Asumiendo la observación en campo lejano se tiene las siguientes consideraciones

$$\theta_1 \approx \theta_2 \approx \theta \quad (2.4)$$

$$r_1 \approx r - \frac{d}{2} \cos \theta \quad (2.5)$$

$$r_2 \approx r + \frac{d}{2} \cos \theta \quad (2.6)$$

$$r_1 \approx r_2 \approx r \quad (2.7)$$

La diferencia entre las longitudes de los vectores de radiación r_1 , r_2 y r , sólo tiene efecto en la variación de la fase del campo total generado, en magnitud no tiene efecto alguno por lo tanto se consideran iguales. Habiendo entendido lo anterior, la expresión (2.3), se reduce a

$$E_t = \hat{a}_\theta j \eta \frac{k I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta \left[e^{+j(kd \cos \theta + \beta)/2} + e^{-j(kd \cos \theta + \beta)/2} \right] \quad (2.8)$$

$$E_t = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 e^{-jkr}}{4\pi r} \cos \theta 2\cos \left[\frac{1}{2}(kd \cos \theta + \beta) \right] \quad (2.9)$$

De la expresión (2.9), se puede inferir que el campo del arreglo es equivalente al campo de un solo elemento posicionado en el eje del plano cartesiano multiplicado por un factor que se refiere al factor de arreglo (*FA*). Así para un arreglo de dos elementos con amplitudes constantes, el factor de arreglo es

$$FA = 2\cos \left[\frac{1}{2}(kd \cos \theta + \beta) \right] \quad (2.10)$$

Este factor es una función de la geometría del arreglo y de la excitación de fase, variando la separación entre los elementos y/o la fase (β) las características del factor pueden ser controladas para obtener el haz deseado. Como se dijo anteriormente, para un arreglo de dos elementos el campo total se obtiene como el producto del campo del elemento en particular (antena) posicionado en el origen y el factor de arreglo, esto es

$$E(\text{total}) = [E(\text{elemento particular al punto referenciado})] \times [\text{factor arreglo}] \quad (2.11)$$

2.2.2 Campos radiados por agrupaciones: se define una agrupación como un conjunto de N antenas iguales que radian o reciben simultáneamente energía. El diagrama de radiación del conjunto se obtiene como la interferencia de los campos radiados por cada una de las antenas, mientras que en recepción la señal recibida es una combinación lineal de las señales que capta cada antena.

A continuación se obtendrá el diagrama de radiación del conjunto a partir de la transformada de Fourier de la distribución de corrientes, y se comprobará que coincide con la interferencia de los campos radiados por los elementos de la agrupación. Sean N antenas iguales equi-espaciadas una distancia d sobre el eje z , situadas en las posiciones $z_n = nd$ y alimentadas con corrientes I_n , donde $n = 0, 1, \dots, N-1$. Esta distribución de corrientes se representa en la Figura 13.

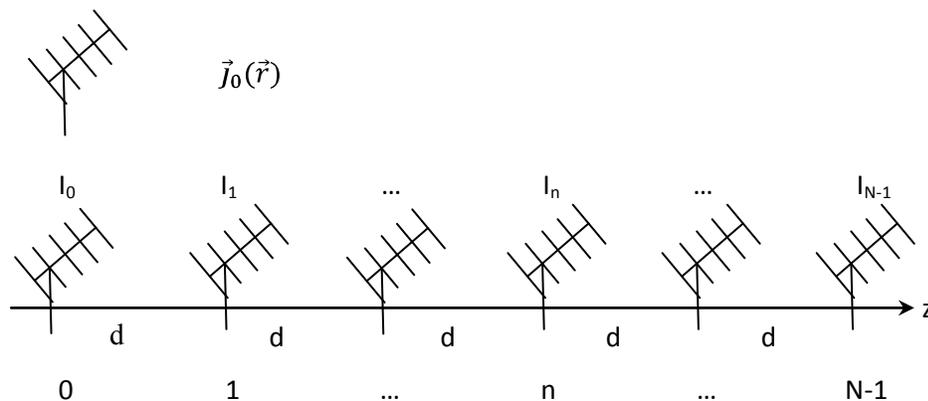


Figura 13. Distribución de corrientes agrupación lineal eje z [Cardama, 2002]

Si la distribución de corrientes con fasor de alimentación unitario sobre la antena básica situada en $z = 0$ es $\vec{J}_0(\vec{r})$ y si cada antena se excita con un fasor de corriente I_n , la distribución de corrientes sobre el conjunto de la agrupación puede escribirse como

$$\vec{J}(\vec{r}) = \sum_{n=0}^{N-1} I_n \vec{J}_0(\vec{r} - nd\hat{z}) \quad (2.12)$$

Expresando el sumatorio anterior como la convolución de la corriente en la antena básica con un tren de funciones delta de pesos I_n , equivalente a la secuencia discreta $I(n)$, tenemos

$$\vec{J}(\vec{r}) = \vec{J}_0(\vec{r}) * \sum_{n=0}^{N-1} I_n \delta(\vec{r} - nd\hat{z}) = \vec{J}_0(\vec{r}) * I(n) \quad (2.13)$$

El vector de radiación es la transformada de Fourier tridimensional de la distribución de corrientes. Aplicando el teorema de convolución a la ecuación anterior resulta

$$\vec{N}(\hat{r}) = TF_{3D}[\vec{J}(\vec{r})] = \vec{N}_0(\hat{r}) \cdot TF_{3D}[I(n)] \quad (2.14)$$

donde $\vec{N}_0(\hat{r})$ es el vector de radiación de la antena básica situada en el origen, cuando el fasor de alimentación es la unidad.

Como la secuencia unidimensional $I(n)$ es separable, su *Transformada de Fourier 3-D* es el producto de transformadas en cada dirección

$$TF_{3D}[I(n)] = TF_x[I(n)] \cdot TF_y[I(n)] \cdot TF_z[I(n)] = 1 \cdot 1 \cdot TF_z[I(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{j\omega_z n} \quad (2.15)$$

la frecuencia digital ω_z en la dirección z es el producto de la frecuencia espacial analógica k_z por el periodo de muestreo en la dirección z , que es igual a d

$$\omega_z = k_z d = kd \cos \theta \quad (2.16)$$

donde θ es el ángulo respecto al eje de la agrupación representado en la Figura 12. La expresión final para el vector de radiación es

$$\vec{N}(\hat{r}) = \vec{N}_0(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{jnkd \cos \theta} \quad (2.17)$$

Normalmente los fasores de alimentación I_n , presentan una fase progresiva entre cada par de antenas consecutivas, de forma que suele escribirse

$$I_n = a_n e^{jn\beta} \quad (2.18)$$

donde los coeficientes a_n son en general números complejos, que toman valores reales en el caso más habitual en que la fase de la alimentación sea progresiva. Combinando las dos ecuaciones anteriores resulta, finalmente

$$\vec{N}(\hat{r}) = \vec{N}_0(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn(kd \cos \theta + \beta)} \quad (2.19)$$

Del valor del vector de radiación pueden obtenerse todas las características de radiación de la antena. El campo eléctrico radiado por la agrupación será

$$\vec{E}(\hat{r}) = \vec{E}_0(\hat{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn(kd \cos \theta + \beta)} \quad (2.20)$$

donde $\vec{E}_0(\hat{r})$ es el campo radiado por la antena básica con alimentación unitaria. La ecuación (2.20), puede interpretarse como la interferencia de los campos radiados por cada una de las antenas que componen la agrupación. Para comprobarlo, calculamos primero el potencial vector radiado para cualquiera de las antenas

$$\vec{A}_n(\vec{r}) = \mu \frac{e^{-jk r_n}}{4\pi r_n} \vec{N}_n(\hat{r}) = \mu \frac{e^{-jk r_0}}{4\pi r_n} \vec{N}_0(\hat{r}) I_n e^{-jk(r_n - r_0)} = \vec{A}_0(\vec{r}) I_n e^{-jk(r_n - r_0)} \quad (2.21)$$

Esta última expresión se interpreta como el potencial vector radiado por la antena básica, $\vec{A}_0(\vec{r})$ ponderado con la alimentación I_n y con el desfase por diferencia de caminos $k(r_n - r_0)$.

En la Figura 12, se representa la diferencia de caminos en campo lejano para cada una de las antenas. Puede observarse que, en la hipótesis de rayos paralelos, la diferencia de caminos entre la antena situada en el origen y la n -ésima es

$$r_n - r_0 = -nd \cos \theta \quad (2.22)$$

de forma que el potencial vector radiado por toda la agrupación será

$$\vec{A}(\vec{r}) = \sum_{n=0}^{N-1} \vec{A}_n(\vec{r}) = \vec{A}_0(\vec{r}) \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{jknd \cos \theta} \quad (2.23)$$

que es equivalente a la expresión (2.17). Para alimentaciones con fase progresiva de la expresión (2.18) tenemos

$$\vec{A}(\vec{r}) = \vec{A}_0(\vec{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn(kd \cos \theta + \beta)} \quad (2.24)$$

para simplificar los cálculos, la expresión anterior suele escribirse en función de un ángulo eléctrico ψ

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \quad (2.25)$$

que representa la diferencia de fase entre las contribuciones en campo lejano de dos antenas consecutivas, donde $k = \frac{2\pi}{\lambda}$. Esta diferencia de fase es igual a la suma del desfase por la diferencia de caminos $kd \cos \theta$, más la fase progresiva de la alimentación β . Utilizando esta notación, la expresión del campo eléctrico radiado por la agrupación es

$$\vec{E}(\vec{r}) = \vec{E}_0(\vec{r}) \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\psi} \quad (2.26)$$

En la expresión anterior se observa como ya se ha dicho, que el campo radiado por la agrupación es producto del campo de la antena básica $\vec{E}_0(\vec{r})$, multiplicado por un factor que tiene en cuenta las interferencias generadas por las N ondas generadas por las N antenas. Se observa que este factor depende solamente de la separación entre los elementos, de la alimentación de cada uno de ellos y de la frecuencia de trabajo. Con esto se da consistencia al concepto factor de agrupación, este factor cumple con la siguiente expresión

$$FA(\psi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\psi} \quad (2.27)$$

Es interesante ver como el diagrama de radiación depende por separado de la antena básica y el factor de agrupación. En adelante, se estudiará la influencia de los parámetros de la agrupación en el diagrama de agrupación independiente de la antena básica. Se analizarán agrupaciones con antenas básicas isótropas.

2.2.3 Propiedades del factor de agrupación (FA): como se detalla en la expresión (2.27), el factor de agrupación es una función del ángulo ψ que depende solamente de los coeficientes de alimentación a_n . Para obtener la representación del diagrama de radiación

en función de las direcciones del espacio real θ , se sustituye su valor en la expresión del ángulo ψ , ecuación (2.25). El factor de agrupación cumple con las siguientes propiedades:

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

$$FA(\psi) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\psi} \right| \leq \sum_{n=0}^{N-1} |a_n| \leq \sum_{n=0}^{N-1} a_n = FA(0) \quad \text{si } a_n \in \mathfrak{R}^+ \quad (2.28)$$

- El ángulo θ indica la dirección de radiación en el espacio, este sólo toma valores reales entre 0 y π , los cuales según (2.25) corresponden a un intervalo de variación de ψ

$$\psi \in [-kd + \beta, kd + \beta] \quad (2.29)$$

resulta que solamente la parte de $FA(\psi)$ comprendida en el intervalo (2.29) pertenece al diagrama de radiación. A este intervalo se le llama el *margen visible*. La longitud del margen visible es $2kd$ y está centrado en $\psi = \beta$, de forma que su tamaño es proporcional al espaciado de la agrupación, normalizado con respecto a la longitud de onda, y su posición en el eje ψ varía con la fase progresiva.

- Para coeficientes de alimentación reales y positivos, cuando el margen visible incluye el origen $\psi = 0$, según (2.29) $|\beta| \leq kd$, el máximo del diagrama de radiación se encuentra en la dirección del espacio

$$\psi = kd \cos \theta_{m\acute{a}x} + \beta = 0 \quad (2.30)$$

$$\theta_{m\acute{a}x} = \arccos\left(-\frac{\beta}{kd}\right), \quad |\beta| \leq kd \quad (2.31)$$

según (2.31), puede controlarse la dirección del máximo de radiación variando la fase progresiva β . Ello es debido al hecho de que una fase lineal en las corrientes provoca un

desplazamiento en su transformada de Fourier, que es el diagrama de radiación. Este es el principio de funcionamiento de las agrupaciones con barrido de fase (*phased arrays*), en las que la dirección del máximo se varía de forma electrónica mediante un control - por medios analógicos o digitales - de la fase progresiva. Este tipo de agrupaciones tiene aplicaciones importantes en radar y comunicaciones.

- Como el factor de la agrupación es periódico con periodo 2π , si el máximo está en $\psi_{m\acute{a}x}$ existen máximos periódicos en los múltiplos enteros de 2π , $\psi = 2m\pi + \psi_{m\acute{a}x}$. Cuando estos máximos periódicos se encuentran dentro del margen visible, $kd + \beta \geq 2\pi$ o si $-kd + \beta \geq 2\pi$, aparecen múltiples máximos de radiación en el espacio real, denominados *lóbulos de difracción* (*grating lobes*). Este fenómeno sucede, en general, cuando el espaciado es de una o más longitudes de onda, si bien en ciertos casos (por ejemplo $\beta = \pi$) pueden aparecer para espaciados comprendidos entre $\lambda/2$ y λ .

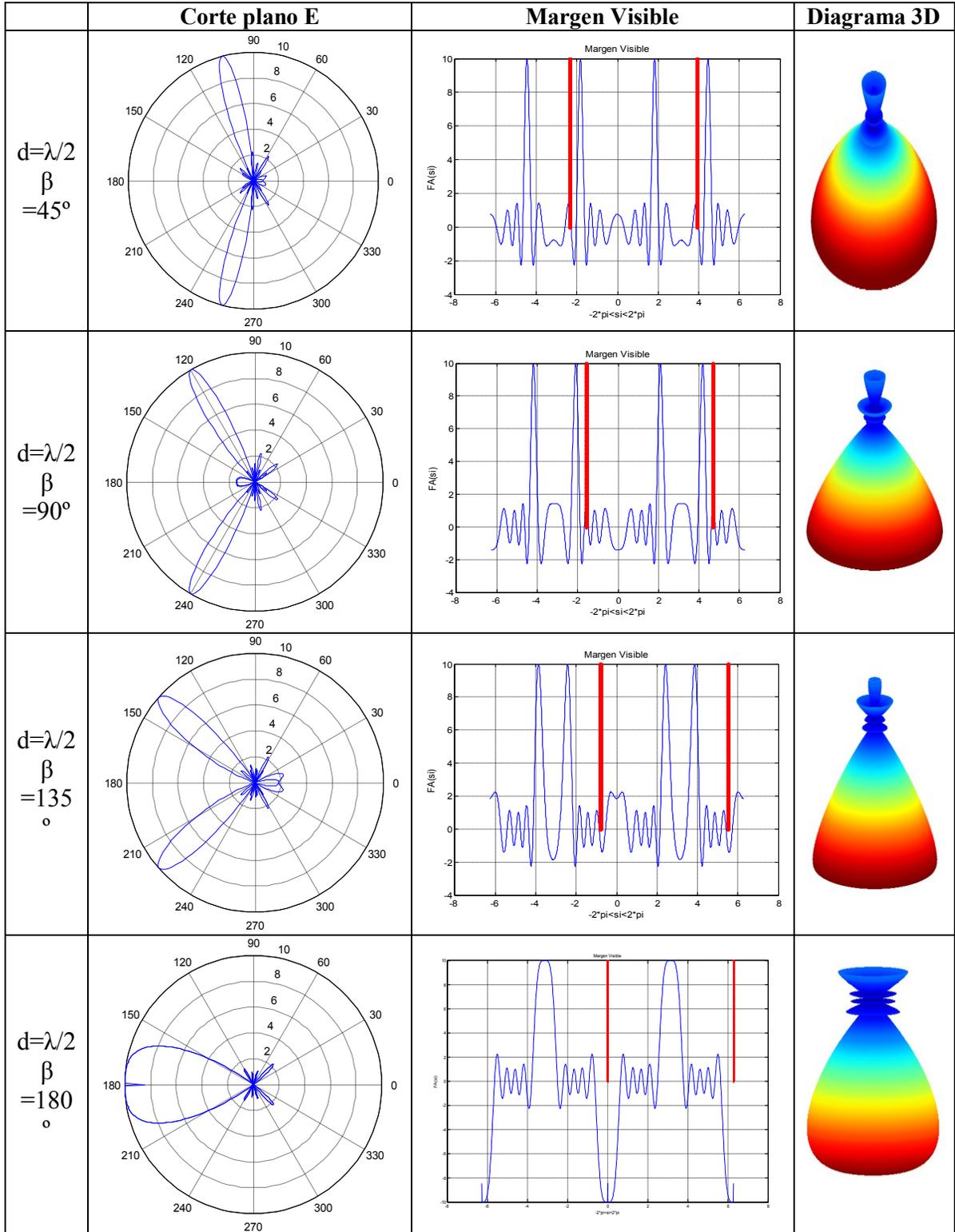
Teniendo presente estas propiedades, seguidamente se revisará el efecto del espaciamiento entre los elementos isótropos y las distintas configuraciones de fase, utilizando algoritmos implementados en MATLAB.

En la Tabla 10, se muestran los resultados para un arreglo lineal uniforme de 10 elementos isótropos, con frecuencia de trabajo $f_0 = 437MHz$; donde se evalúa principalmente el efecto del espaciamiento entre los elementos. Además, en la Tabla 11, se presentan los resultados para el mismo arreglo lineal uniforme de 10 elementos isótropos, con frecuencia de trabajo $f_0 = 437MHz$; pero ahora se evalúa principalmente el efecto del desfaseamiento progresivo entre los elementos.

Tabla 10. Diagramas radiación - Arreglo ALU $N=10$ variando d (espaciamento)

	Corte plano E	Margen Visible	Diagrama 3D
$d=\lambda/4$ $\beta=0$			
$d=\lambda/2$ $\beta=0$			
$d=\lambda$ $\beta=0$			
$d=3*\lambda/2$ $\beta=0$			

Tabla 11. Diagramas radiación - Arreglo ALU $N=10$ elementos variando fase (β)



De la Tabla 10, al modificar el valor del espaciamento entre elementos varía el rango del margen visible. Se observa que si el espacio entre elementos aumenta lo suficiente para que los máximos periódicos entren en margen visible aparecen lóbulos de difracción. En general, para cualquier arreglo la separación entre elementos y la frecuencia de operación juega un papel importante en el número de lóbulos secundarios y en el ancho del haz, pero el parámetro del lóbulo principal secundario (*NPLS*) se hace independiente de éstos.

De la Tabla 11, al modificar la fase progresiva β , se observa que el rango del margen visible no se modifica, pero se desplaza dependiendo del valor de la fase, este desplazamiento se ve en la gráfica polar como una rotación sobre el eje, dando como resultado una orientación máxima en un ángulo real θ . Al aumentar la fase progresiva el máximo se desplaza de la dirección transversal al eje del arreglo y el ancho de haz aumenta de forma significativa.

2.2.4 Polinomio de la agrupación: se ha revisado anteriormente el concepto de la agrupación $FA(\psi)$ que se interpreta matemáticamente como la transformada de Fourier de la secuencia de alimentación a_n . La transformada Z de la secuencia de alimentación a_n se define como el polinomio de la agrupación $P(z)$ y se define como

$$P(z) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n z^n = a_n + a_n z + a_n z^2 + \dots + a_{N-1} z^{N-1} \quad (2.32)$$

En donde z es una variable compleja. En la expresión anterior se nota una diferencia con la transformada Z utilizada en la teoría de señal, ya que el signo ha cambiado respecto a la notación convencional. Esto también ha ocurrido con la Transformada de Fourier.

De las expresiones (2.27) y (2.32) se deduce que

$$FA(\psi) = P(z)|_{z=e^{j\psi}} \quad (2.33)$$

De la anterior expresión se concluye que el factor de agrupación corresponde al polinomio de la misma muestreado sobre la circunferencia del círculo unitario. Cada período en 2π en el ángulo ψ , del factor de la agrupación corresponde a una vuelta sobre el plano z . Dicho polinomio se puede factorizar en una función de sus ceros z_n , en general complejos

$$P(z) a_{N-1} \prod_{n=1}^{N-1} (z - z_n) \quad (2.34)$$

Como los ceros del polinomio que están situados sobre el círculo unitario y dentro del margen visible corresponden a nulos del diagrama de radiación, podemos intuir aproximadamente la forma del diagrama a partir de la situación de los ceros en el plano Z .

Como el polinomio de una agrupación de N elementos tiene $N-1$ ceros complejos, cuando todos ellos se encuentran sobre el círculo unitario el factor de la agrupación presenta el máximo número posible de ceros en un periodo 2π . Como ésta es la situación más habitual, en general se considera que una agrupación de N antenas presenta $N-1$ ceros, de los cuales sólo los que se encuentren dentro del margen visible corresponden a nulos del diagrama de radiación. Nótese que, cuando el espaciado es mayor que λ , el margen visible es mayor que 2π y al cubrir un intervalo del factor de la agrupación mayor que un periodo pueden aparecer más de $N-1$ nulos en el diagrama del espacio real.

2.2.5 Agrupación Lineal Uniforme (ALU): una agrupación lineal uniforme es aquella que está conformada por radiadores isotrópicos idénticos dispuestos a lo largo de una línea recta con la misma amplitud y fase de excitación, y separados entre sí una distancia d , como se muestra en la Figura 14.

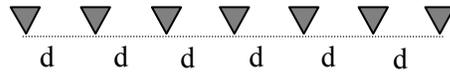


Figura 14. Agrupación lineal uniforme (ALU)

Habiendo estudiado el efecto de dos elementos se procede a revisar la geometría lineal como la estudiada anteriormente pero con más de dos elementos. Para esta geometría se asume que todos los elementos de antena tienen las mismas amplitudes de excitación; sin embargo, cada elemento de antena tiene una magnitud angular diferente en relación al elemento de antena adyacente, a esta magnitud angular se le conoce como fase progresiva β^6 . Cabe mencionar que en una agrupación de antenas siempre se presentará un desfaseamiento de la señal de un elemento a otro. Este desfaseamiento se presenta cuando una señal arriba a una ALU con una dirección α respecto a la transversal de la agrupación. Recordando que las antenas del arreglo están ubicadas sobre el eje z .

Para una agrupación con todos sus elementos de antena excitados con la misma amplitud y con fase progresiva, se obtiene el factor de agrupación (FA) mediante la expresión (2.35).

$$FA = 1 + e^{j(kdcos(\theta)+\beta)} + e^{j2(kdcos(\theta)+\beta)} + \dots + e^{j(N-1)(kdcos(\theta)+\beta)} \quad (2.35)$$

la expresión (2.35) puede ser expresada en términos de sumatoria, quedando de la forma siguiente

$$\sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kdcos(\theta)+\beta)} \quad (2.36)$$

donde N representa el número de elementos de antena.

⁶La fase progresiva β es una magnitud angular, la cual puede ser empleada para dirigir el lóbulo principal de un diagrama de radiación a una dirección deseada.

Sustituyendo el desfaseamiento ψ en la expresión (2.36), obtenemos la expresión (2.37)

$$\sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi} \quad (2.37)$$

Por las expresiones (2.35), (2.36) y (2.37) podemos concluir que el factor de agrupación es una sumatoria de exponenciales, la cual representa la suma de N fasores cada uno con amplitud unitaria y fase progresiva. En agrupamientos no uniformes, la amplitud así como la fase pueden ser empleadas para controlar la formación y distribución del factor de agrupación total.

El factor de agrupación de (2.35) también puede ser expresado de manera compacta y cerrada, cuyas funciones y distribuciones son más conocidas. Esto se logra multiplicando ambos lados de la forma (2.35) por $e^{j\psi}$, quedando:

$$FA(e^{j\psi}) = e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} + e^{jN\psi} \quad (2.38)$$

substrayendo (2.35) de (2.38) se reduce a

$$FA(e^{j\psi} - 1) = (-1 + e^{jN\psi}) \quad (2.39)$$

el cual también puede ser escrito como

$$FA = \left[\frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1} \right] = e^{j\left[\frac{(N-1)}{2}\right]\psi} \left[\frac{e^{j\left(\frac{N}{2}\right)\psi} - e^{-j\left(\frac{N}{2}\right)\psi}}{e^{j\left(\frac{1}{2}\right)\psi} - e^{-j\left(\frac{1}{2}\right)\psi}} \right] = e^{j\left[\frac{(N-1)}{2}\right]\psi} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\text{sen}\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (2.40)$$

si el punto de referencia es el centro de la agrupación, el factor de agrupación de (2.40) se reduce a

$$FA = \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\text{sen}\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (2.41)$$

y su valor normalizado

$$FA = \frac{1}{N} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\text{sen}\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (2.42)$$

esta expresión tiene una simplificación la cual se demuestra en el Apéndice 1 de [Balanis, 1997],

$$(FA)_n \approx \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{N}{2}\psi} \right] \quad (2.43)$$

para encontrar los nulos del arreglo, la expresión anterior se iguala a cero

$$\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right) = 0 \Rightarrow \frac{N}{2}\psi|_{\theta=\theta_n} = \pm n\pi \Rightarrow \theta_n = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2n}{N}\pi\right)\right] \quad (2.44)$$

con $n=1, 2, 3, \dots$ y $n \neq N, 2N, 3N, \dots$

El valor n determina el orden del cero (primero, segundo, etc), para un cero que exista el argumento del arco-coseno no puede acceder la unidad, así el número de ceros que puede existir será una función de la separación entre elementos y la fase progresiva. La siguiente expresión sirve para encontrar los valores máximos del factor de arreglo (FA) de la expresión (2.43),

$$\frac{\psi}{2} = \frac{1}{2}(kd \cos \theta + \beta)|_{\theta=\theta_m} = \pm m\pi \Rightarrow \theta_m = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}(-\beta \pm 2m\pi)\right] \quad (2.45)$$

donde $m=0, 1, 2, \dots$

El factor de arreglo sólo tiene un único uno máximo y ocurre cuando $m=0$, teniendo que

$$\theta_m = \cos^{-1}\left(\frac{\lambda\beta}{2\pi d}\right) \quad (2.46)$$

para la hallar los puntos de $-3dB$ del factor de arreglo (FA) de la fórmula (2.43), se tiene la siguiente expresión

$$\frac{N}{2}\psi = \frac{N}{2}(kd \cos \theta + \beta)|_{\theta=\theta_h} = \pm 1.391 \Rightarrow \theta_h = \cos^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2.782}{N}\right)\right] \quad (2.47)$$

lo que también puede ser escrito como

$$\theta_h = \frac{\pi}{2} - \text{sen}^{-1}\left[\frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2.782}{N}\right)\right] \quad (2.48)$$

para valores de distancia entre los elementos mucho mayores que λ ($d \gg \lambda$), esto se reduce a

$$\theta_h \approx \left[\frac{\pi}{2} - \frac{\lambda}{2\pi d}\left(-\beta \pm \frac{2.782}{N}\right)\right] \quad (2.49)$$

El ancho del haz de mediana potencia puede ser encontrado una vez los ángulos de máxima y mediana potencia son determinados. Para un patrón simétrico

$$\Theta_h = 2|\theta_m - \theta_h| \quad (2.50)$$

ahora bien, el ancho del haz entre nulos en el espacio real es

$$\Delta\theta_c = \arccos\left(\cos \theta_{m\acute{a}x} - \frac{\lambda}{Nd}\right) - \arccos\left(\cos \theta_{m\acute{a}x} + \frac{\lambda}{Nd}\right) \quad (2.51)$$

una expresión alternativa para el ancho de haz a $-3dB$ en el espacio real es

$$\Delta\theta_{-3dB} = \arccos\left(\cos\theta_{m\acute{a}x} - 0.44\frac{\lambda}{Nd}\right) - \arccos\left(\cos\theta_{m\acute{a}x} + 0.44\frac{\lambda}{Nd}\right) \quad (2.52)$$

Las dos expresiones anteriores se demuestran ampliamente en [Cardama, 2002].

Para el factor de arreglo (FA) de la expresión (2.43), existe máximos secundarios los cuales ocurren aproximadamente cuando el valor del numerador de esta expresión alcanza su máximo valor, esto es

$$\begin{aligned} \text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right) &= \text{sen}\left[\frac{N}{2}(kd\cos\theta + \beta)\right] \Big|_{\theta=\theta_s} \approx \pm 1 \Rightarrow \frac{N}{2}(kd\cos\theta + \beta) \Big|_{\theta=\theta_s} \\ &\approx \pm \left(\frac{2s+1}{2}\right)\pi \Rightarrow \theta_s \approx \cos^{-1}\left\{\frac{\lambda}{2\pi d}\left[-\beta \pm \left(\frac{2s+1}{N}\right)\pi\right]\right\}, \quad s = 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \quad (2.53)$$

lo cual también puede ser escrito como

$$\theta_s \approx \frac{\pi}{2} - \text{sen}^{-1}\left\{\frac{\lambda}{2\pi d}\left[-\beta \pm \left(\frac{2s+1}{N}\right)\pi\right]\right\}, \quad s = 1, 2, 3, \dots \quad (2.54)$$

para un valor grande de distancia entre separaciones mucho mayor que lambda ($d \gg \lambda$), la expresión (2.54) se reduce a

$$\theta_s \approx \frac{\pi}{2} - \frac{\lambda}{2\pi d}\left[-\beta \pm \left(\frac{2s+1}{N}\right)\pi\right], \quad s = 1, 2, 3, \dots \quad (2.55)$$

el máximo del primer lóbulo secundario ocurre cuando

$$\frac{N}{2}\psi = \frac{N}{2}(kd\cos\theta + \beta) \Big|_{\theta=\theta_s} \approx \pm \left(\frac{3\pi}{2}\right) \quad (2.56)$$

o cuando

$$\theta_s \approx \cos^{-1}\left\{\frac{\lambda}{2\pi d}\left[-\beta \pm \frac{3\pi}{N}\pi\right]\right\} \quad (2.57)$$

en este punto la magnitud de la expresión (2.43) se reduce a

$$(FA)_n \approx \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\frac{N}{2}\psi}\right] \Big|_{s=1}^{\theta=\theta_s} = \frac{2}{3\pi} = 0.212 \quad (2.58)$$

lo cual en decibeles (dB) es equivalente a

$$(FA)_n = 20 \log_{10}\left(\frac{2}{3\pi}\right) = -13.46 \text{ dB} \quad (2.59)$$

Así el máximo del primer lóbulo secundario del factor de arreglo (FA) de la expresión (2.43) es $13.46dB$ por debajo del máximo del lóbulo principal.

2.2.5.1 Agrupaciones transversales y longitudinales: Las expresiones anteriormente mencionadas obtenidas para cualquier dirección del máximo, se simplifican en los casos particulares cuando el máximo de radiación es transversal y longitudinal.

Agrupación transversal (*Broadside*): en muchas aplicaciones es deseado tener el máximo de radiación de un arreglo, normal al eje sobre el cual se posiciona el arreglo. Esto es $\theta_0 = 90^\circ$, como se muestra en la Figura 15.

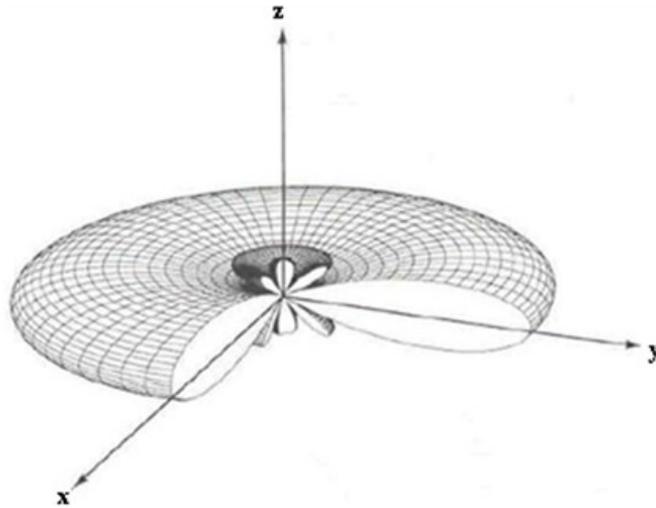


Figura 15. Broadside [Balanis, 1997]

Para optimizar el diseño el lóbulo principal del arreglo y el lóbulo principal de la antena, deben estar dirigidos ambos en $\theta_0 = 90^\circ$. De la expresión (2.25) para el ángulo eléctrico ψ

$$\psi = kd \cos \theta + \beta \quad (2.60)$$

Como lo deseado es tener el lóbulo principal dirigido a $\theta_0 = 90^\circ$, entonces

$$\psi = kd \cos \theta + \beta |_{\theta_0=90^\circ} = \beta = 0 \quad (2.61)$$

En estas condiciones el ancho del haz entre nulos y el ancho del haz a mediana potencia se obtienen de (2.51) y (2.52) respectivamente

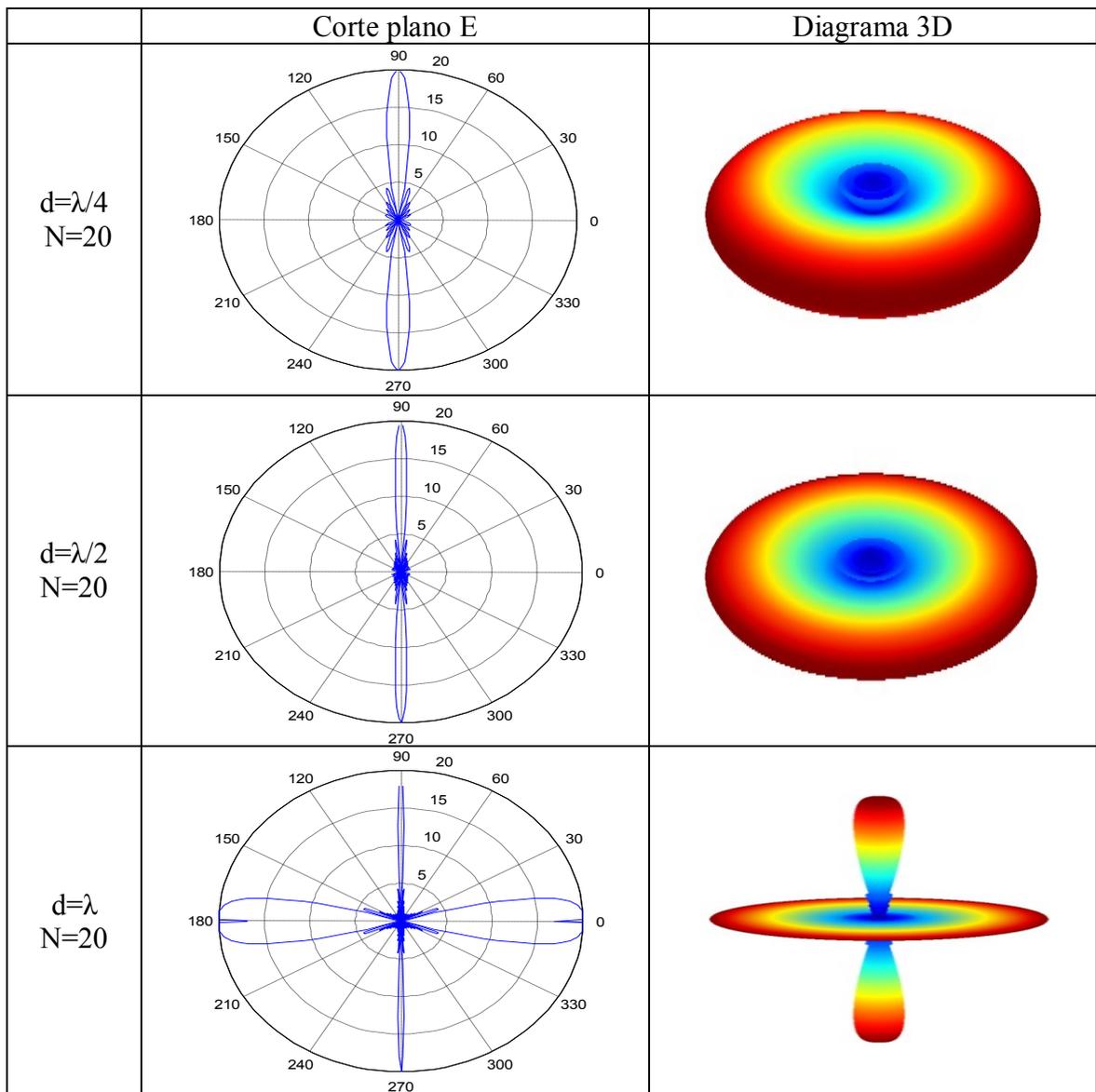
$$\Delta\theta_c = 2 \arcsen \left(\frac{\lambda}{Nd} \right) \approx \frac{2\lambda}{Nd} \approx 2 \frac{\lambda}{L} \quad (2.62)$$

$$\Delta\theta_{-3dB} = 2 \arcsen \left(0.44 \frac{\lambda}{Nd} \right) \approx 0.88 \frac{2\lambda}{Nd} \approx 0.88 \frac{\lambda}{L} \quad (2.63)$$

Donde la longitud L es la longitud física de la agrupación. Se observa que el ancho del haz es inversamente proporcional al tamaño de la antena, lo cual sucede siempre en antenas eléctricamente grandes alimentadas con una distribución de corrientes real y positiva. Se detalla también que el ancho de haz a $-3dB$ tiene un valor ligeramente inferior al inverso de la longitud eléctrica de la antena.

En general, distribuciones de corriente uniforme o casi uniformes alimentadas en fase poseen la característica mencionada independientemente de su tipo. Se analizará el efecto del espaciamiento entre elementos con configuración de fase par un arreglo *Broadside*. También se analizará el efecto del número de elementos en el ancho de haz.

Tabla 12. Diagramas radiación - Arreglo ALU Broadside variando d (espaciamiento)



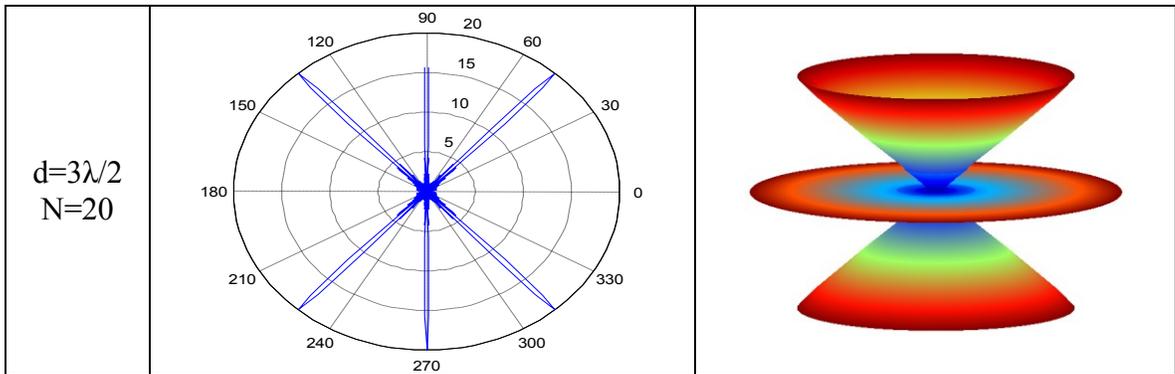
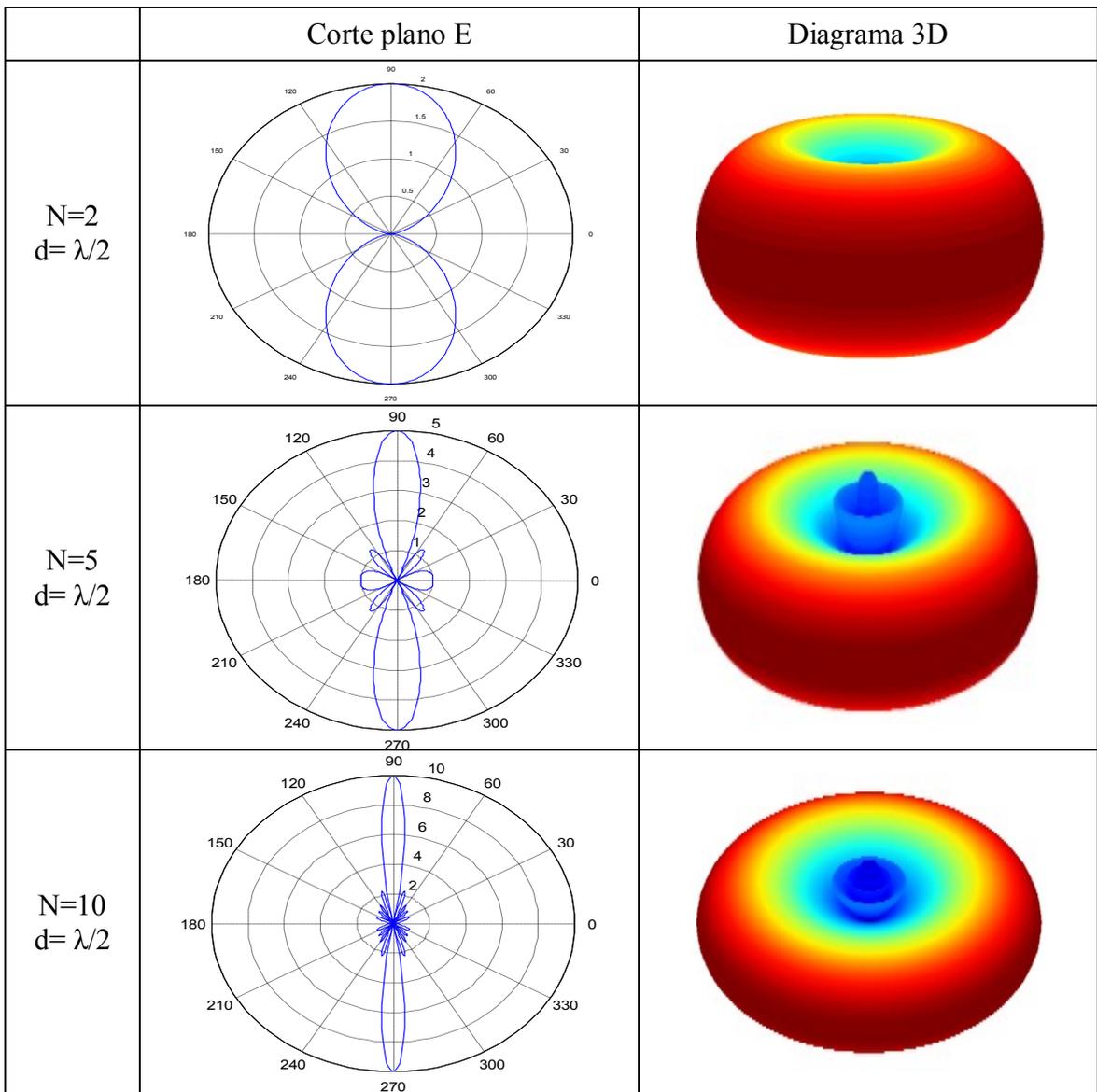
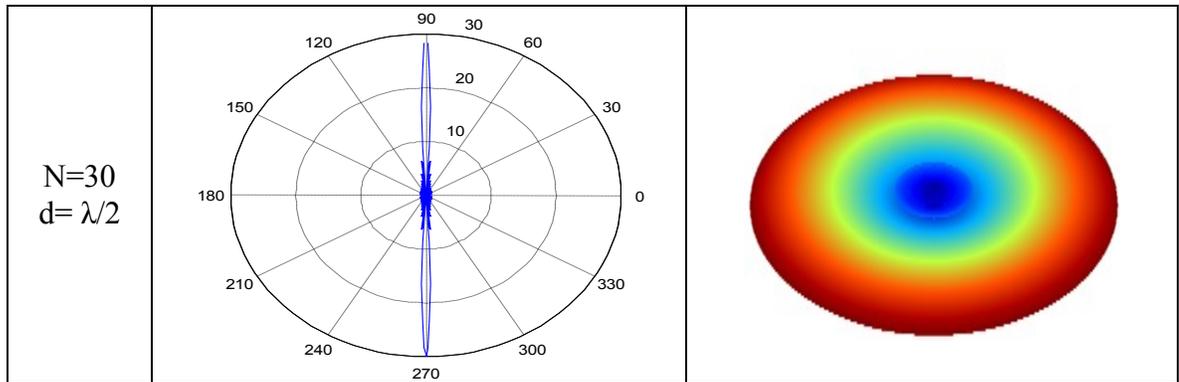


Tabla 13. Diagramas radiación - Arreglo ALU Broadside variando N (#elementos)





En la Tabla 12, se puede ver que a medida que se incrementa el espaciamiento entre elementos, manteniendo un número fijo de elementos, se obtiene un lóbulo principal más directivo pero con un número más creciente de lóbulos laterales y nulos. Es decir, donde el espaciamiento entre elementos es menor que $\lambda/2$, la presencia de lóbulos laterales es mínima; sin embargo, el lóbulo principal presenta una baja directividad.

En la Tabla 13, es importante observar las diferencias entre los patrones direccionales mostrados. Se puede ver que el lóbulo principal del patrón direccional mostrado para $N=30$ elementos es más angosto (más directivo) que el mostrado en los demás arreglos. Además, existe un mayor número de lóbulos laterales y nulos en la gráfica para $N=30$ respecto a las demás diagramas de radiación. Esto establece un comportamiento específico del patrón direccional del arreglo de antenas, en términos del número de elementos en el arreglo, manteniendo un mismo espaciamiento entre elementos. Por tanto, se puede ver que a medida que se obtiene un lóbulo principal más directivo se incrementa el número de lóbulos laterales y de nulos del patrón direccional.

Agrupación longitudinal (*Endfire*): estas agrupaciones tienen el máximo en la dirección del eje de la agrupación $\theta_0 = 0^\circ$ o $\theta_0 = 180^\circ$, para lo cual la fase progresiva $\beta = \pm kd$, que cancela los desfases por diferencias de caminos en la dirección del eje y permite una interferencia en fase de los campos radiados por cada antena. Como uno de los ceros que limitan el lóbulo principal en el ψ , se encuentra fuera del margen visible el ancho de haz entre ceros se obtiene como el doble de la distancia en ψ entre el máximo del eje y el primer lóbulo de radiación

$$\Delta\theta_c = 4\arcsen\sqrt{\frac{\lambda}{2Nd}} \approx \sqrt{8\frac{\lambda}{Nd}} \quad (2.64)$$

mientras que el ancho de $-3dB$ es

$$\Delta\theta_{-3dB} = 4\arcsen\sqrt{0.22\frac{\lambda}{Nd}} \approx \sqrt{3.5\frac{\lambda}{Nd}} \quad (2.65)$$

Se analizará el efecto del espaciamiento entre elementos con configuración de fase par un arreglo *Endfire*. También se analizará el efecto del número de elementos en el ancho de haz.

Tabla 14. Diagramas radiación - Arreglo ALU Endfire variando d (espaciamento)

	Corte plano E	Diagrama 3D
$d=\lambda/4$ $N=20$		
$d=\lambda/2$ $N=20$		
$d=\lambda$ $N=20$		
$d=3\lambda/2$ $N=20$		

Tabla 15. Diagramas radiación - Arreglo ALU Endfire variando N (#elementos)

	Corte plano E	Diagrama 3D
<p>N=2 d= $\lambda/4$</p>		
<p>N=5 d= $\lambda/4$</p>		
<p>N=10 d= $\lambda/4$</p>		
<p>N=30 d= $\lambda/4$</p>		

En la Tabla 14, se aprecia el comportamiento del arreglo Endfire para distintos espaciamientos entre elementos del arreglo, confirmando que se consigue obtener un lóbulo principal con máximo en la dirección del eje de la agrupación $\theta_0 = 0^\circ$ o $\theta_0 = 180^\circ$, para lo cual la fase progresiva $\beta = \pm kd$. Con lo cual, a medida que se incrementa el espaciamiento entre elementos, manteniendo un número fijo de elementos, se obtiene un lóbulo principal más directivo pero con un número más creciente de lóbulos laterales y nulos. En la Tabla 15, se caracteriza principalmente a esta configuración con distancia entre elementos igual $\lambda/4$, con diferentes números de elementos; observando cambios en el diagrama de radiación en la medida en que se incrementa el número de antenas en el arreglo, ocasionando con esto que la directividad del patrón principal aumente satisfactoriamente, no obstante, el tamaño físico de la antena es significativo.

2.2.5.2 Agrupación lineal uniforme con características de tres dimensiones: el análisis matemático propuesto anteriormente para ver el campo lejano y por consiguiente el diagrama de radiación de un arreglo lineal uniforme, en realidad, es un caso particular en donde el arreglo de antenas está posicionado sobre el eje z . Se estudia ahora el comportamiento del diagrama de radiación posicionando el arreglo tanto en el eje x como en el eje y . Partiendo del concepto general del factor de arreglo tenemos que

$$FA = \sum_{n=0}^N a_n e^{j(n-1)(kd \cos \gamma + \beta)} = \sum_{n=0}^N a_n e^{j(n-1)\psi} \quad (2.66)$$

en donde el ángulo eléctrico ψ es

$$\psi = kd \cos \gamma + \beta \quad (2.67)$$

en donde el ángulo γ es el que se forma entre el eje del arreglo y el vector de radiación desde el origen hacia el punto de observación. Este ángulo γ puede ser obtenido del producto punto del vector unitario a lo largo del eje del arreglo con un vector direccionado a través del punto de observación. Para el caso particular en donde el arreglo está sobre el eje z , tenemos que

$$\cos \gamma = \hat{a}_z \cdot \hat{a}_r = \hat{a}_z \cdot (\hat{a}_x \sin \theta \cos \varphi + \hat{a}_y \sin \theta \sin \varphi + \hat{a}_z \cos \theta) = \cos \theta \Rightarrow \gamma = \theta \quad (2.68)$$

Así obtenemos que $\theta = \gamma$, lo cual nos lleva a una expresión idéntica a la que se trabajó anteriormente ya que cuando la antena está sobre el eje z , el ángulo φ no varía. Para los casos particulares en el cual el arreglo está sobre el eje x o el eje y ; se tiene las características mostradas en la Figura 17 para un arreglo lineal de N elementos isótropos a lo largo del eje x . Como se ha dicho anteriormente se realiza el producto punto entre los dos vectores, para cuando el arreglo está ubicado en el eje x .

$$\cos \gamma = \hat{a}_x \cdot \hat{a}_r = \hat{a}_x \cdot (\hat{a}_x \sin \theta \cos \varphi + \hat{a}_y \sin \theta \sin \varphi + \hat{a}_z \cos \theta) = \sin \theta \cos \varphi \quad (2.69)$$

$$\cos \gamma = \text{sen } \theta \cos \varphi \Rightarrow \gamma = \cos^{-1}(\text{sen } \theta \cos \varphi) \quad (2.70)$$

de manera similar se analiza para cuando el eje del arreglo esta sobre el eje y

$$\cos \gamma = \hat{a}_y \cdot \hat{a}_r = \text{sen } \theta \cos \varphi \Rightarrow \gamma = \cos^{-1}(\text{sen } \theta \cos \varphi) \quad (2.71)$$

El factor de arreglo deja de ser una función dependiendo sólo del ángulo real θ y empieza a ser función tanto de θ como de φ . Usualmente en la literatura no se muestra esta última observación ya que por simplicidad se prefiere analizar el caso en el cual el arreglo está sobre el eje z.

2.2.5.3 Arreglo faseado: anteriormente se ha mostrado como direccionar el lóbulo principal del arreglo en 0° y 180° . Controlando la excitación de las fases entre elementos se puede obtener direccionamientos en cualquier dirección deseada; a continuación se analizará arreglo faseados ubicados tanto en el eje z como en el eje x. Cuando el arreglo se ubica en el eje z se puede orientar el haz entre $0^\circ < \theta_0 < 180^\circ$. Para lograr esto el desfase de excitación entre elementos β , debe ajustarse de la siguiente manera

$$\psi = kd \cos \theta + \beta |_{\theta=\theta_0} = kd \cos \theta_0 + \beta = 0 \Rightarrow \beta = -kd \cos \theta_0 \quad (2.72)$$

El ancho de haz a mediana potencia de un arreglo escaneado como el anterior, se obtiene de la expresión (2.47), donde $\beta = -kd \cos \theta_0$, se obtiene que

$$\begin{aligned} \theta_h &= \cos^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(kd \cos \theta_0 - \frac{2.782}{N} \right) \right] - \cos^{-1} \left[\frac{\lambda}{2\pi d} \left(kd \cos \theta_0 + \frac{2.782}{N} \right) \right] \\ &= \cos^{-1} \left(\cos \theta_0 - \frac{2.782}{Nkd} \right) - \cos^{-1} \left(\cos \theta_0 + \frac{2.782}{Nkd} \right) \end{aligned} \quad (2.73)$$

Cuando el arreglo se ubica en el eje x se puede orientar el haz entre $0^\circ < \theta_0 < 180^\circ$ y $0^\circ < \varphi < 360^\circ$. Para lograr esto el desfase de excitación entre elementos β , debe ajustarse de la siguiente manera

$$\psi = kd \text{sen } \theta \cos \varphi + \beta |_{\theta=\theta_0, \varphi=\varphi_0} = kd \text{sen } \theta_0 \cos \varphi_0 + \beta = 0 \quad (2.74)$$

$$\beta = -kd \text{sen } \theta_0 \cos \varphi_0 \quad (2.75)$$

ya en esta expresión se observa como el lóbulo principal se direcciona tanto en θ como en φ .

En la Tabla 16, se muestra un arreglo de diez elementos ubicados sobre el eje x, variando en θ y en φ ; presentando los diagramas de radiación tanto en plano E, como en plano H para distintos arreglos lineales uniformes faseados, con espaciamiento $d = \lambda/2$ y direccionados en distintas posiciones (θ, φ) del espacio real.

Tabla 16. Diagramas radiación - Arreglo ALU faseado variando (θ, φ)

	Corte Plano E	Corte Plano H	Diagrama 3D
$d = \lambda/2$ $(\varphi, \theta) = (80, 10)$			
$d = \lambda/2$ $(\varphi, \theta) = (120, 15)$			
$d = \lambda/2$ $(\varphi, \theta) = (180, 25)$			
$d = \lambda/2$ $(\varphi, \theta) = (270, 30)$			

En la Figura 16, se muestra los diferentes anchos de haz a media potencia dependiendo de la dirección del lóbulo principal para las agrupaciones: Broadside, Endfire y arreglos lineales uniformes.

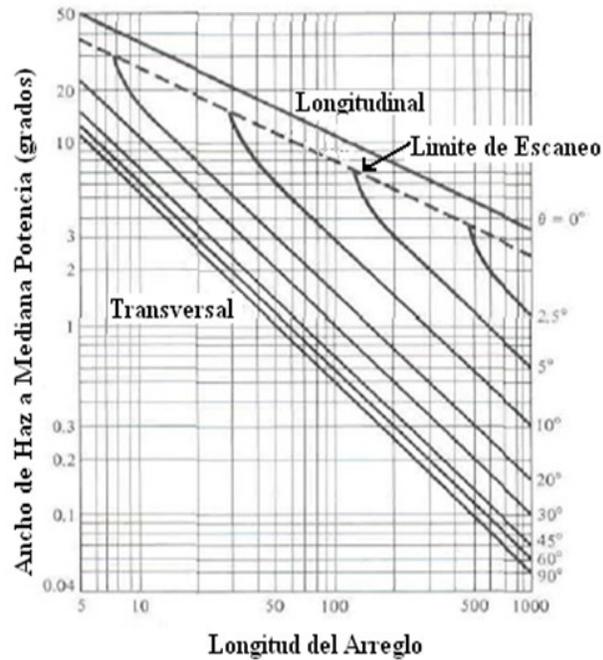


Figura 16. Ancho de haz a -3dB para agrupaciones lineales [Balanis, 1997]

Este es un modelo gráfico desarrollado por [Balanis, 1997], en donde conociendo la longitud del arreglo, la frecuencia de operación, la separación entre elementos y la dirección del lóbulo principal se puede hallar el ancho de haz a -3dB.

2.2.5.4 Directividad: el parámetro de directividad es uno de los parámetros más importantes a la hora de evaluar un arreglo de antenas, en esta sección se parte del concepto general de directividad y se desarrolla en la ecuación de directividad para el arreglo lineal longitudinal y el arreglo lineal transversal. En el Apéndice II expresión (II.4), se define que

$$D = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.76)$$

lo que también puede ser escrito como

$$D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} \quad (2.77)$$

en donde U_0 es la intensidad de radiación promedio

$$U_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2.78)$$

Ahora se procede a obtener las expresiones intensidad de radiación máxima e intensidad de radiación promedio. Conociendo que el factor de arreglo (FA), es el campo generado por el arreglo de antenas podemos conocer su intensidad de radiación. De la expresión (2.42) tenemos que el factor de agrupación normalizado es

$$FA = \frac{1}{N} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{\text{sen}\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (2.79)$$

ahora para valores pequeños de Ψ , se puede reducir la expresión anterior a

$$FA = \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{N\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right] \quad (2.80)$$

lo cual representa una función de tipo $\text{Sinc}(x)$, esto con el fin de simplificar el problema. La intensidad de radiación puede ahora ser escrita como

$$U_{\theta} = [FA]^2 = \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{N\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right]^2 \quad (2.81)$$

de una función $\text{Sinc}(x)$, se sabe que tiene un valor máximo de 1, ahora bien este es el valor que tendrá la intensidad máxima, $U_{max} = 1$. Solo falta hallar el valor correspondiente de la intensidad de radiación promedio. Este es

$$U_0 = \frac{1}{4\pi} P_{rad} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{N\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right]^2 \text{sen}\theta \, d\theta \, d\phi \quad (2.82)$$

por simplicidad se tomará el caso en el cual el arreglo está posicionado sobre el eje z , con esto se obtiene que

$$U_0 = \frac{1}{4\pi} P_{rad} = \frac{1}{2} \int_0^{\pi} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{N\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right]^2 \text{sen}\theta \, d\theta \quad (2.83)$$

ahora reemplazando (2.83) en (2.77) y sabiendo que $U_{max} = 1$, tenemos que

$$D_0 = \frac{1}{\frac{1}{2} \int_0^{\pi} \left[\frac{\text{sen}\left(\frac{N}{2}\psi\right)}{N\left(\frac{1}{2}\psi\right)} \right]^2 \text{sen}\theta \, d\theta} \quad (2.84)$$

Con la expresión (2.84) se tiene la fórmula de directividad para cualquier arreglo lineal uniforme, dependiendo de su dirección máxima y de la fase. En el apartado 5.6 de [Cardama, 2002], se demuestra que cuando la separación entre elementos es igual a $\lambda/2$, se puede decir que la directividad es igual al número de elementos.

$$D_0 = N \quad (2.85)$$

2.2.6 Distribución de corrientes típicas: los arreglos de antenas se pueden alimentar de diferentes maneras, como se vio anteriormente el factor de arreglo depende de los coeficientes a_n que describen la magnitud de la corriente en cada elemento, a esto se le llama distribución de corriente a lo largo del arreglo. Se puede encontrar gran variedad de distribuciones de corrientes pero sólo se analizarán los casos típicos: uniforme, triangular y binómica; en donde la uniforme y la binómica son dos casos opuestos y la triangular es intermedia. Se estudiará la modificación del factor de agrupación dependiendo del tipo de alimentación del arreglo.

2.2.6.1 Uniforme: esta es la distribución de corrientes más sencilla ya que la distribución de corriente a lo largo del arreglo es la misma, también es una de las más utilizadas en la práctica. Teniendo que

$$a_n = 1 \quad (2.86)$$

el polinomio de la agrupación es

$$P(z) = 1 + z + z^2 + \dots + z^{N-1} = \frac{z^N - 1}{z - 1} \quad (2.87)$$

en donde se ve claramente que corresponde a una serie geométrica, también se muestra que los ceros del polinomio se encuentran para cualquier caso excepto cuando $z=1$. Lógicamente el número de ceros del polinomio es uno menos que le número de raíces N -ésimas de la unidad y por tanto $N-1$

$$P(z_c) = 0 \Rightarrow z_c = \sqrt[N]{1}, z_c \neq 1 \quad (2.88)$$

$$\Psi_{c_n} = n \frac{2\pi}{N}, n = 1, 2, \dots, N - 1 \quad (2.89)$$

ya que las raíces N -ésimas se encuentran separadas sobre el círculo unitario sobre el plano z el ancho del haz entre ceros en Ψ es

$$\Delta\Psi_c = \frac{4\pi}{N} \quad (2.90)$$

Se observa que el ancho de haz es inversamente proporcional al número de elementos, análogamente a la longitud de las distribuciones de corrientes. El factor de agrupación se obtiene de la expresión (2.33)

$$|FA(\psi)| = \frac{|e^{jN\psi} - 1|}{|e^{j\psi} - 1|} = \frac{|\text{sen } \frac{N\psi}{2}|}{|\text{sen } \frac{\psi}{2}|} \quad (2.91)$$

Obsérvese que el factor de la agrupación uniforme es una función *sinc* periódica, igual a la transformada de Fourier discreta de un pulso muestreado. Corresponde a la función *sinc*, transformada de Fourier de un pulso continuo, repetida con periodo 2π y sumando en cada punto los infinitos *alias* o colas de todas las funciones *sinc*. La principal diferencia entre ambas funciones reside en que, debido al solapamiento, en la *sinc* periódica los lóbulos secundarios no decaen de forma inversa a la distancia, sino que para N impar el último lóbulo secundario en $\psi = \pi$ vale siempre 1, mientras que existe un nulo si N es par. Solamente cuando el número de antenas es elevado, las dos funciones son similares en la zona del lóbulo principal y primeros lóbulos secundarios, con lo que en esta zona podría aproximarse el factor de una agrupación uniforme por una función *sinc* [Cardama, 2002]. En la ecuación (2.59), se obtuvo la relación del lóbulo principal a secundario del arreglo anterior, dando como resultado $-13.46dB$. Hay que aclarar que este valor se obtiene de la Transformada de Fourier de un pulso continuo y no depende del número de antenas.

2.2.6.2 Triangular: en este tipo de distribución de corrientes los coeficientes a_n cumplen con la siguiente función

$$a_n = \begin{cases} n + 1 & n < \frac{N}{2} \\ N - n & n > \frac{N}{2} \end{cases} \quad (2.92)$$

en donde el polinomio es

$$P(z) = 1 + 2z + 3z^2 + \dots + 3z^{N-3} + 2z^{N-2} + z^{N-1} \quad (2.93)$$

Teniendo en cuenta que una función triangular se puede descomponer en la convolución de dos pulsos iguales de longitud mitad que la del triángulo, lo cual se interpreta en el dominio Z como el producto de transformadas en el dominio espectral. Se nota que el polinomio de la distribución triangular es equivalente al de un uniforme de $(N+1)/2$ antenas elevado al cuadrado

$$P(z) \left[\sum_{n=0}^{\frac{N-1}{2}} z^n \right]^2 = \left[\frac{z^{\frac{N+1}{2}} - 1}{z - 1} \right]^2 \quad (2.94)$$

Entonces los ceros que se encuentran en la distribución triangular son los mismos de una antena uniforme de $(N+1)/2$ antenas, pero ceros dobles. Por tanto, existe $(N+1)/2$ raíces dobles. Teniendo en cuenta que la triangular es la misma uniforme de $(N+1)/2$, se tiene que el ancho de haz principal entre ceros es

$$\Delta\Psi_c = \frac{8\pi}{N+1} \quad (2.95)$$

Se observa que el doble de una distribución uniforme con el mismo número de antenas. El factor de la agrupación triangular es también igual al de una uniforme de $(N+1)/2$ elevado al cuadrado

$$|FA(\psi)| = \frac{|\text{sen}(\frac{N+1}{4}\psi)|^2}{|\text{sen}\frac{\psi}{2}|^2} \quad (2.96)$$

El valor del factor de agrupación en el origen $\psi=0$, es la suma de las fases de los pesos a_n de todas las antenas y corresponde a

$$FA(0) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n = \left(\frac{N+1}{2}\right)^2 \quad (2.97)$$

Ya que el primer lóbulo secundario se encuentra en $\frac{3}{2} \frac{4\pi}{N+1}$, el nivel del lóbulo principal a secundario es

$$NLPS \approx \left(\frac{N+1}{2}\right)^2 \left|\text{sen}\left(\frac{3\pi}{N+1}\right)\right|^2 \quad (2.98)$$

$$\frac{NLPS}{N \rightarrow \infty} = \left(\frac{1}{0.217}\right)^2 = 26.4 \text{ dB} \quad (2.99)$$

Se observa que el $NLPS$ expresado en dB de una distribución triangular es el doble de una distribución uniforme y es independiente al número de antenas si este valor es grande.

2.2.6.3 Binómica: este tipo de distribución toma su nombre al definir el polinomio como un binomio elevado a una potencia y desarrollado según la fórmula de Newton, con el resultado

$$P(z) = (z+1)^{N-1} = \binom{N-1}{0} + \binom{N-1}{1}z + \binom{N-1}{2}z^2 + \dots + \binom{N-1}{N-1}z^{N-1} \quad (2.100)$$

Los coeficientes a_n del polinomio pueden obtenerse a través de la expresión de los números combinatorios

$$a_n = \binom{N-1}{n} = \frac{(N-1)!}{n!(N-1-n)!} \quad (2.101)$$

Este polinomio sólo presenta un cero situado en $\varphi=\pi$, pero con multiplicidad $N-1$, por lo tanto el ancho de haz entre ceros en ψ es igual 2π y no existen lóbulos secundarios. El factor de la agrupación se obtiene sustituyendo (2.33) en (2.100) obteniendo

$$|FA(\psi)| = \left|2 \cos \frac{\psi}{2}\right|^{N-1} \quad (2.102)$$

Se concluye que la distribución uniforme es la que radia más campo en la dirección del haz principal mientras que la binómica es la que radia menor campo. La distribución uniforme presenta el mínimo ancho de haz; el triangular es aproximadamente el doble y el de la binómica mucho mayor. La distribución uniforme presenta el peor comportamiento de lóbulo principal a secundario; el de la triangular es el doble en la escala logarítmica dB y la distribución binómica sólo tiene haz principal aunque en el espacio real pueden aparecer lóbulos de difracción asociados a un lóbulo principal periódico.

2.2.7 Agrupación plana uniforme: los arreglos lineales vistos anteriormente pueden ser posicionados uno al lado del otro, lo cual forma una grilla rectangular para formar un arreglo plano. Este arreglo plano provee variables adicionales que pueden ser usadas para el control y forma del patrón de radiación del arreglo. Este tipo de arreglos son más versátiles y proveen patrones más simétricos que la ALU y niveles de lóbulos secundarios menores. A diferencia del diagrama de radiación de una ALU , las agrupaciones planas tienen un solo lóbulo orientado. Por sus características el arreglo plano es usado en radares, comunicación satelital, entre otros.

La distribución de corrientes uniformes se caracteriza por tener coeficientes de alimentación iguales a la unidad $a_{mn} = 1$. Como el arreglo plano es una extensión de un arreglo lineal en x y un arreglo lineal en y ; se tiene que

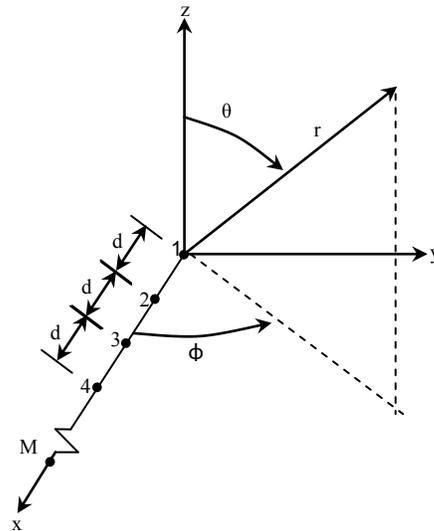


Figura 17. Arreglo Lineal [Ospina, 2006]

$$FA = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \text{ sen } \theta \cos \varphi + \beta_x)} \tag{2.103}$$

donde I_{m1} es el coeficiente de excitación en cada elemento, el espaciamento y la fase progresiva entre los elementos a lo largo del eje x es representado respectivamente por d_x y β_x . Este arreglo en x se replica secuencialmente a lo largo del eje y , como se muestra en la Figura 18, si se toma el concepto básico del campo total generado por un arreglo de antenas, se podría decir que un arreglo plano es un arreglo en x como antena, multiplicado por un factor de arreglo lineal ubicado a lo largo del eje y , distanciados con una distancia d_y y con una fase progresiva β_y .

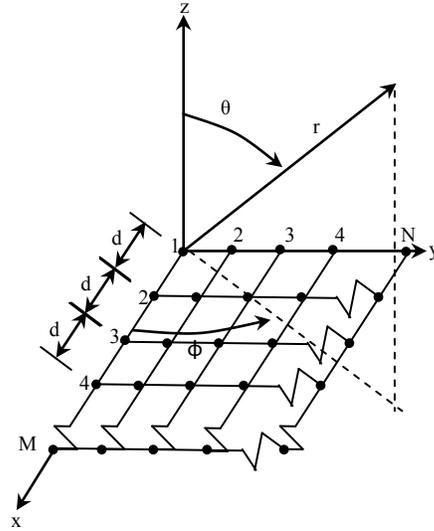


Figura 18. Arreglo Plano [Ospina, 2006]

El factor de arreglo para un arreglo plano se escribe como

$$FA = \sum_{n=1}^N I_{1n} \left[\sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \text{ sen } \theta \cos \varphi + \beta_x)} \right] e^{j(n-1)(kd_y \text{ sen } \theta \text{ sen } \varphi + \beta_y)} \quad (2.104)$$

también se puede escribir de la siguiente manera

$$FA = S_{xm} S_{yn} \quad (2.105)$$

en donde

$$S_{xm} = \sum_{m=1}^M I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \text{ sen } \theta \cos \varphi + \beta_x)} \quad (2.106)$$

$$S_{yn} = \sum_{n=1}^N I_{1n} e^{j(n-1)(kd_y \text{ sen } \theta \text{ sen } \varphi + \beta_y)} \quad (2.107)$$

En la expresión (2.104) se indica como el factor de un arreglo plano es como ya se había dicho antes, el producto de los factores de arreglos de los arreglos en las direcciones de x y y . Como ya se ha dicho que la alimentación es uniforme se dice que las corrientes son iguales a uno

$$I_{mn} = I_{m1} I_{n1} = 1 \quad (2.108)$$

entonces el factor de arreglo se escribe como

$$FA = \sum_{m=1}^M e^{j(m-1)(kd_x \text{ sen } \theta \text{ cos } \varphi + \beta_x)} \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd_y \text{ sen } \theta \text{ sen } \varphi + \beta_y)} \quad (2.109)$$

el factor de arreglo (FA) puede ser escrito como

$$FA_n(\theta, \varphi) = \left\{ \frac{1}{M} \frac{\sin(\frac{M}{2}\psi_x)}{\sin(\frac{\psi_x}{2})} \right\} \left\{ \frac{1}{N} \frac{\sin(\frac{N}{2}\psi_y)}{\sin(\frac{\psi_y}{2})} \right\} \quad (2.110)$$

en donde

$$\psi_x = kd_x \text{ sen } \theta \text{ cos } \varphi + \beta_x \quad (2.111)$$

$$\psi_y = kd_y \text{ sen } \theta \text{ sen } \varphi + \beta_y \quad (2.112)$$

Ya se demostró antes como se obtiene esta expresión. La separación entre elementos debe ser igual o superior a $\lambda/2$ para evitar que aparezcan varios lóbulos principales.

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

$$kd_x \text{ sen } \theta \text{ cos } \varphi + \beta_x = \pm 2m\pi \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (2.113)$$

$$kd_y \text{ sen } \theta \text{ sen } \varphi + \beta_y = \pm 2n\pi \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.114)$$

Las fases β_x y β_y son independientes una de la otra y ellas pueden ser ajustadas tal que el lóbulo principal de S_{xm} no sea el mismo de S_{yn} . Sin embargo, en las aplicaciones más prácticas es requerido que los diagramas de radiación cónicos de S_{xm} y S_{yn} , se intercepten para formar un solo haz en la misma dirección. Lo deseado en este tipo de antenas es

obtener un solo lóbulo principal ubicado en $\theta = \theta_0$ y $\varphi = \varphi_0$, la fase progresiva entre los elementos en las direcciones x y y debe ser

$$\beta_x = -kd_x \text{sen } \theta_0 \text{cos } \varphi_0 \quad (2.115)$$

$$\beta_y = -kd_y \text{sen } \theta_0 \text{sen } \varphi_0 \quad (2.116)$$

Para hallar el lóbulo principal y los lóbulos secundarios se utiliza la siguiente expresión

$$kd_x(\text{sen } \theta \text{cos } \varphi - \text{sen } \theta_0 \text{cos } \varphi_0) = \pm 2m\pi, \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (2.117)$$

$$kd_y(\text{sen } \theta \text{sen } \varphi - \text{sen } \theta_0 \text{sen } \varphi_0) = \pm 2n\pi, \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (2.118)$$

lo que puede ser escrito como

$$\text{sen } \theta \text{cos } \varphi - \text{sen } \theta_0 \text{cos } \varphi_0 = \pm \frac{m\lambda}{d_x}, \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (2.119)$$

$$\text{sen } \theta \text{sen } \varphi - \text{sen } \theta_0 \text{sen } \varphi_0 = \pm \frac{n\lambda}{d_y}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.120)$$

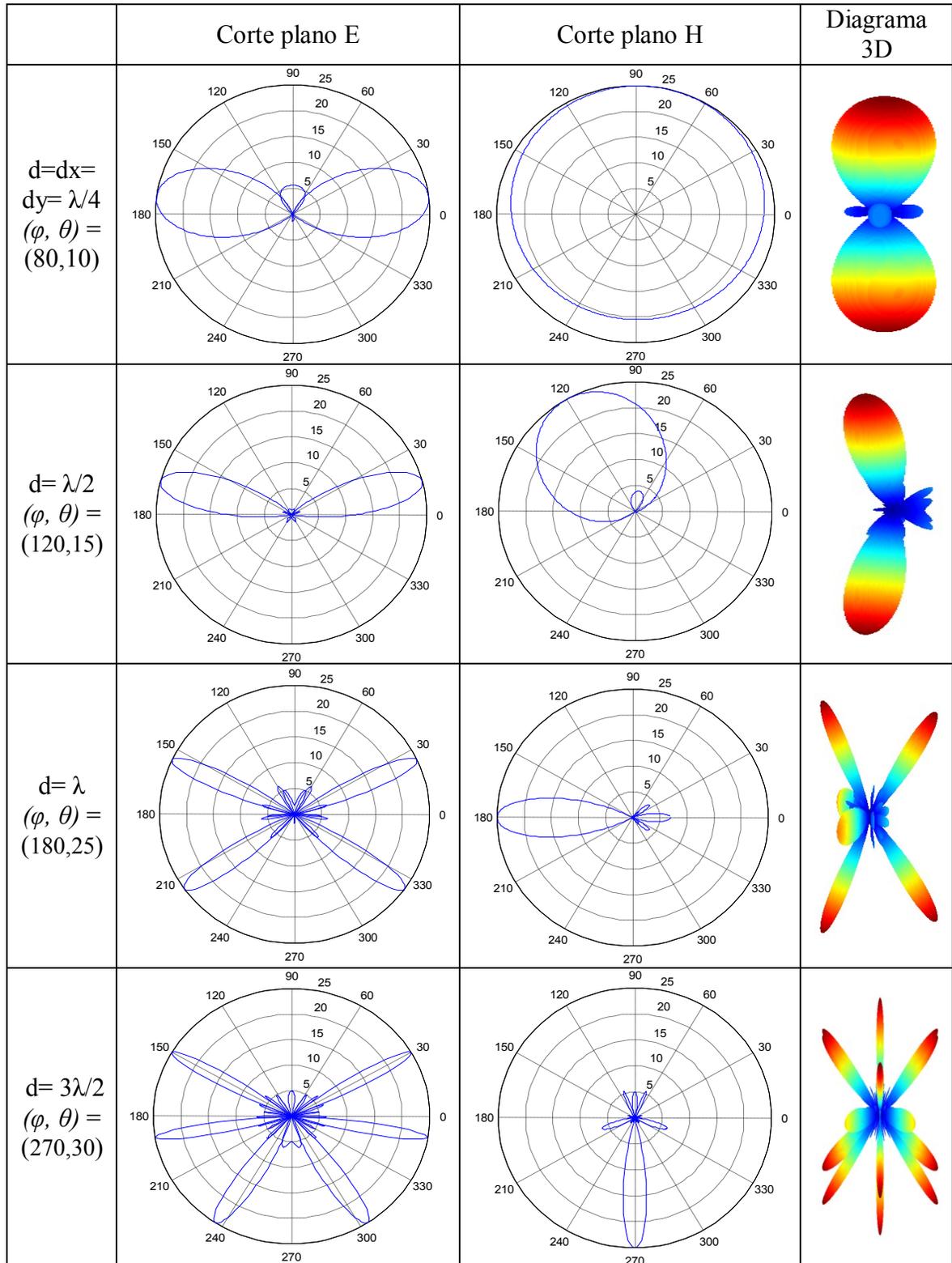
lo cual indica la posición en θ y en φ de dichos lóbulos

$$\varphi = \tan^{-1} \left[\frac{\text{sen } \theta_0 \text{sen } \varphi_0 \pm n\lambda/d_y}{\text{sen } \theta_0 \text{cos } \varphi_0 \pm m\lambda/d_x} \right] \quad (2.121)$$

$$\theta = \text{sen}^{-1} \left[\frac{\text{sen } \theta_0 \text{cos } \varphi_0 \pm m\lambda/d_x}{\text{cos } \varphi} \right] = \text{sen}^{-1} \left[\frac{\text{sen } \theta_0 \text{sen } \varphi_0 \pm n\lambda/d_y}{\text{sen } \varphi} \right] \quad (2.122)$$

En la Tabla 17, se presentan los diagramas de radiación tanto en plano E, como en plano H para distintos arreglos planos uniformes rectangulares de 5X5 elementos, con diferente espaciamiento y direccionados en distintas posiciones (θ, φ) del espacio real.

Tabla 17. Diagramas radiación - Arreglo plano 5x5, variando d y (θ, ϕ)



2.2.7.1 Ancho de haz: del método 18 encontrado en Balanis (1997), se obtiene la representación del ancho de haz a mediana potencia para un arreglo lineal no uniforme, ahora con base en ese método obtenemos la representación para el ancho de haz de un arreglo plano.

Como se observa en la Figura 19, el lóbulo principal del diagrama de radiación está ubicado en un punto (θ_0, ϕ_0) . Para definir el ancho de haz a mediana potencia, se definen dos planos, uno de elevación definido por el ángulo $\phi = \phi_0$, y otro perpendicular a este que es el de elevación definida por el ángulo $\theta = \theta_0$. Cada uno de estos planos perpendiculares entre sí, están representados por θ_h y ψ_h respectivamente.

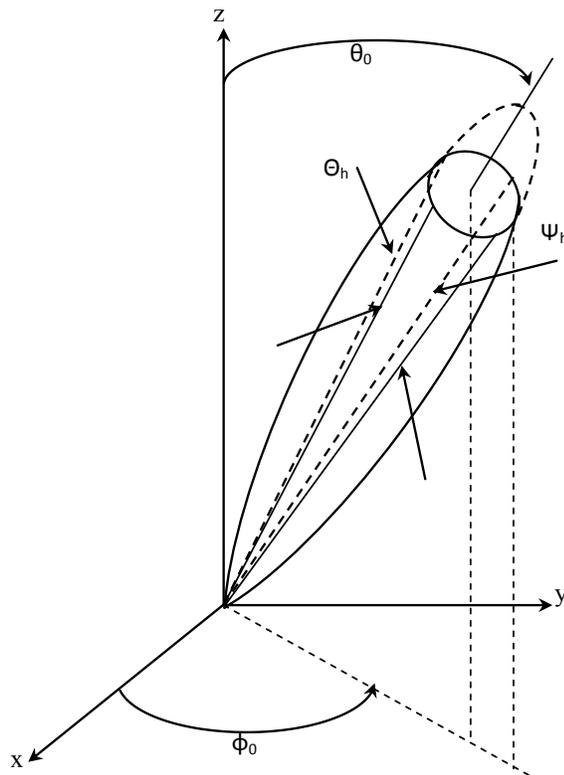


Figura 19. Ancho de haz a -3dB orientado hacia (θ_0, ϕ_0) [Balanis, 1997]

El ancho de haz a mediana potencia en el plano de elevación θ_h , se puede hallar aproximadamente gracias al método 18 anteriormente mencionado

$$\theta_h = \sqrt{\frac{1}{\cos^2 \theta_0 [\theta_{x_0}^{-2} \cos^2 \phi_0 + \theta_{y_0}^{-2} \sin^2 \phi_0]}} \quad (2.123)$$

en donde θ_{x_0} representa el ancho de haz a mediana potencia de un arreglo lineal tipo transversal de M elementos y θ_{y_0} representa el ancho de haz a mediana potencia del mismo tipo de arreglo pero con N elementos, estos valores pueden ser obtenidos de la expresión

(2.73). Ahora si el arreglo plano es tipo cuadrado, esto es $M=N$, se tiene que $\theta_{x0}=\theta_{y0}$, reduciendo (2.123) a

$$\theta_h = \theta_{x0} \sec \theta_0 = \theta_{y0} \sec \theta_0 \quad (2.124)$$

el ancho de haz a mediana potencia en el plano de azimut Ψ_h , se puede hallar de igual manera al de elevación

$$\Psi_h = \sqrt{\frac{1}{\theta_{x0}^{-2} \sin^2 \phi_0 + \theta_{y0}^{-2} \cos^2 \phi_0}} \quad (2.125)$$

como en el caso anterior si el arreglo plano es un cuadrado, entonces (2.125) se reduce a

$$\Psi_h = \theta_{x0} = \theta_{y0} \quad (2.126)$$

con las expresiones encontradas se puede determinar el ancho del haz a mediana potencia en los dos planos, azimut y elevación. Es conveniente definir el ángulo solido Ω_A

$$\Omega_A = \theta_h \Psi_h \quad (2.127)$$

generalizando para cualquier dimensión de N y M , se tiene que

$$\Omega_A = \frac{\theta_{x0} \theta_{y0} \sec \theta_0}{\left[\sin^2 \phi_0 + \frac{\theta_{x0}^2}{\theta_{y0}^2} \cos^2 \phi_0 \right]^{1/2} \left[\sin^2 \phi_0 + \frac{\theta_{y0}^2}{\theta_{x0}^2} \cos^2 \phi_0 \right]^{1/2}} \quad (2.128)$$

2.2.7.2 Directividad: al igual que para el ancho del haz a mediana potencia, se recurre al método 18 de [Balanis, 1997], en donde se define que para un arreglo plano la directividad es

$$D_0 = \pi \cos \theta_0 D_x D_y \quad (2.129)$$

en donde D_x, D_y son las directividades de arreglos transversales, cada uno con su longitud y número de elementos. El factor $\cos \theta_0$ muestra el decaimiento de la directividad causado por la reducción en el área proyectada por el arreglo. Los valores de D_x y D_y pueden ser obtenidos por la expresión (2.76).

Una alternativa para obtener la directividad de un arreglo plano es por medio del ángulo solido del haz formado por el arreglo encontrado en (2.127), se tiene entonces la siguiente expresión

$$D_0 = \frac{\pi}{\Omega_A(\text{rad}^2)} = \frac{32,400}{\Omega_A(\text{grados}^2)} \quad (2.130)$$

2.2.8 Arreglo plano-Cruz de Mills: un tipo de arreglos planos muy útil particularmente en radioastronomía, es el arreglo conocido como Cruz de Mills. Este se utiliza en radiotelescopios que se usan para recibir y medir el ruido de radiación cósmica y consiste en una antena, un receptor y la línea de transmisión que los interconectan. Las antenas parabólicas son las más utilizadas debido a su gran directividad. Sin embargo, en frecuencias bajas es recomendable usar arreglos de antenas. Tales como dipolos.

Una característica de este tipo de antenas es el requerimiento de ancho de haz principal muy angosto del orden de 5° en cada plano principal. Esto se podría lograr con arreglos planos como el visto anteriormente, pero una alternativa más simple con una reducción de costos considerable, es la elección de la Cruz de Mills.

La Cruz de Mills se compone de dos arreglos lineales colocados perpendicularmente y ubicados simétricamente respecto del punto central.

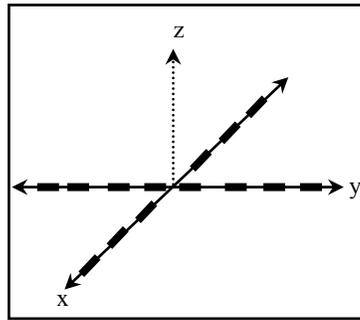


Figura 20. Arreglo plano- Cruz de Mills

El campo total producido por el arreglo presentado en la Figura 20, es equivalente a la suma de los campos individuales de cada arreglo, es decir,

$$E_T = E_{NS} + E_{EW} \quad (2.131)$$

donde el campo de cada arreglo lineal está expresado como la multiplicación del factor de arreglo y el campo producido por el elemento que radia energía

$$E_{NS} = E_{e1}FA_{NS} \quad (2.132)$$

$$E_{EW} = E_{e2}FA_{EW} \quad (2.133)$$

si se utiliza el mismo tipo de elementos radiadores de energía en los dos arreglos lineales se obtiene que el campo total sea

$$E_T = E_e(FA_{NS} + FA_{EW}) \quad (2.134)$$

en el caso en que estos arreglos lineales sean ubicados en a lo largo del eje x y el eje y respectivamente tenemos que

$$\psi_x = kd \operatorname{sen} \theta \cos \varphi + \beta I_{\theta=\theta_0, \varphi=\varphi_0} \quad (2.135)$$

$$\psi_y = kd \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \varphi + \beta I_{\theta=\theta_0, \varphi=\varphi_0} \quad (2.136)$$

por lo cual el campo total de este arreglo se obtiene como

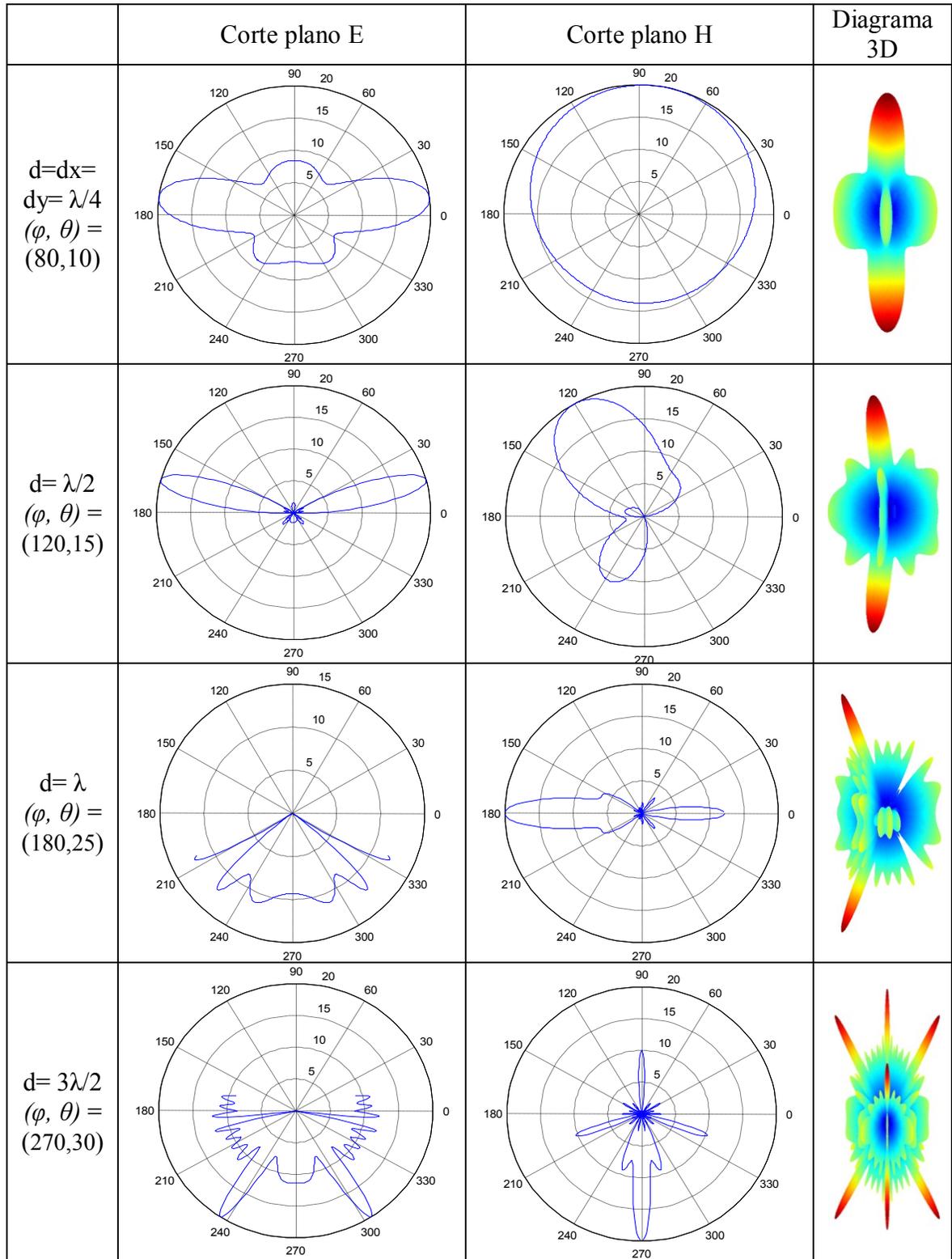
$$E_T = E_e \left[\frac{\operatorname{sen}\left(\frac{N}{2}\psi_x\right)}{\operatorname{sen}\left(\frac{1}{2}\psi_x\right)} + \frac{\operatorname{sen}\left(\frac{N}{2}\psi_y\right)}{\operatorname{sen}\left(\frac{1}{2}\psi_y\right)} \right] \quad (2.137)$$

en donde los dos arreglos tienen igual número de elementos N . A continuación se muestra el efecto del espaciamiento y distintos diagramas con ubicaciones en el espacio real, estas gráficas se realizan tomando el elemento isótropo como radiador y se configura el factor de arreglo de la Cruz de Mills como

$$FA = \frac{\operatorname{sen}\left(\frac{N}{2}\psi_x\right)}{\operatorname{sen}\left(\frac{1}{2}\psi_x\right)} + \frac{\operatorname{sen}\left(\frac{N}{2}\psi_y\right)}{\operatorname{sen}\left(\frac{1}{2}\psi_y\right)} \quad (2.138)$$

En la Tabla 18, se muestra el comportamiento del arreglo plano Cruz de Mills con 20 elementos en total, es decir, 10 elementos en el eje x y 10 elementos en el eje y . Donde se observa la manera como se genera el patrón direccional de acuerdo a la orientación o coordenada (θ, φ) . Este patrón afectado principalmente por cambios en el espaciamiento entre elementos.

Tabla 18. Diagramas radiación - Cruz de Mills N=20 variando d y (θ, ϕ)



2.3 SIMULACIONES DEL ARREGLO

Hasta el momento se han analizado tres geometrías con las cuales se logra obtener las características mencionadas en el ítem 2.1, a estas especificaciones se tiene que adicionar la de la relación costo-beneficio para elegir el arreglo más óptimo en las condiciones de comunicación satelital. En el ítem 2.2, se abordó el estudio de las geometrías: lineal, plana rectangular y Cruz de Mills. Se utilizaron estos arreglos por ser prácticos y por su simplicidad al momento de que se quiera realizar un estudio posterior de implementación. Habiendo visto los campos generados por estos arreglos con elementos puntuales de energía, se procede a hacer las simulaciones pertinentes con el elemento excitador incluido en la ecuación (2.11). Por generalización de los estudios se utilizará la antena que se considera como base de las agrupaciones y en el momento de implementar es económica, esto quiere decir que si se cumple las características con esta antena, al cambiarla por otra muy seguramente van a mejorar las características. La antena que se escoge para este fin es la antena dipolo $\lambda/2$.

2.3.1 Diagrama de radiación de un dipolo $\lambda/2$: el dipolo $\lambda/2$ es una antena básica y una de las más utilizadas a través de los tiempos, debido a su sencillez, bajo costo y que la parte resistiva de su impedancia es cercana a los 73 ohmios , lo que la hace fácilmente acoplable con líneas de transmisión de 50 o 75 ohmios . En este ítem no se pretende explicar la forma como un dipolo radia energía, simplemente se quiere mostrar cuales son las características principales del diagrama de radiación de un dipolo $\lambda/2$. Según las especificaciones de diseño, se diseñara un dipolo para que resuene a una frecuencia $f_o = 437 \text{ MHz}$. Usualmente se establece que la longitud de onda es

$$\lambda = \frac{c}{f_o} \quad (2.139)$$

para lo cual la longitud L_d de la antena es

$$L_d = \frac{\lambda}{2} \quad (2.140)$$

pero, como se muestra en la Figura 21, se demuestra que el dipolo de media onda realmente no resuena a la frecuencia deseada con esta longitud. Para lo cual se establece el siguiente método, el cual está dado por

$$L_d = \frac{\text{Frecuencia de resonancia actual}}{\text{Frecuencia de resonancia deseada}} \times (\text{Longitud actual del dipolo}) \quad (2.141)$$

Para este caso la frecuencia de resonancia actual es de 412 MHz , la longitud actual del dipolo es $\frac{\lambda}{2} = 0.34324 \text{ mts}$ y la frecuencia de resonancia deseada es 437 MHz , reemplazando en la fórmula (2.141), tenemos que

$$L_d = \frac{412 \text{ MHz}}{437 \text{ MHz}} \times (0.34324 \text{ mts}) = 0.3236 \text{ mts} \quad (2.142)$$

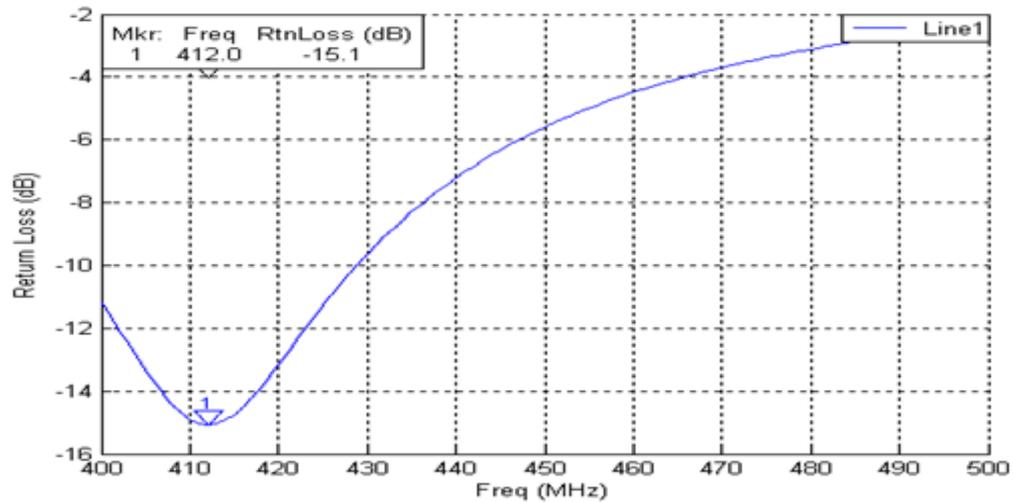


Figura 21. Perdidas de retorno para antena de longitud 0.34324 mts

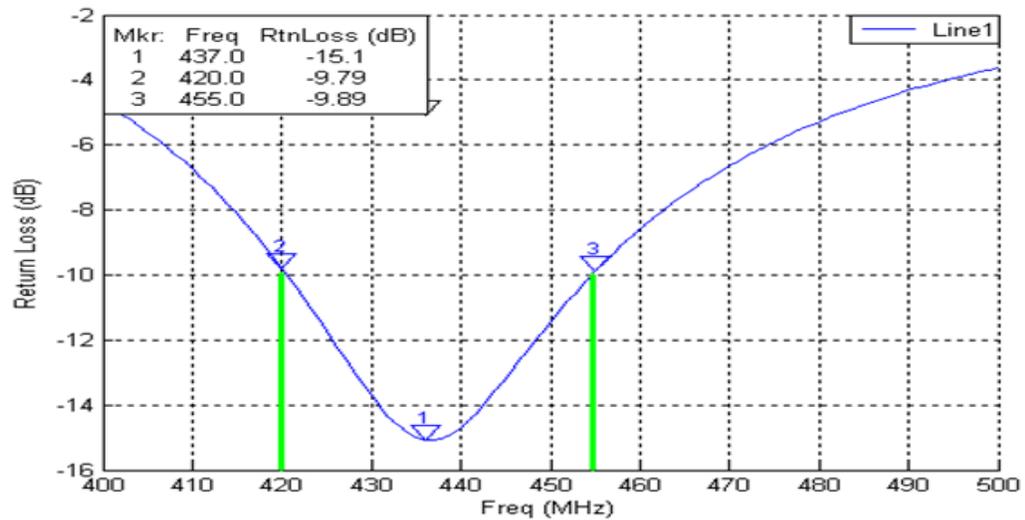


Figura 22. Perdidas de retorno para antena de longitud 0.3236 mts

En la Figura 22, se observa como la antena ya está resonando a la frecuencia deseada, además se puede observar que el ancho de banda con la referencia de -10 dB en pérdidas de retorno, es 36 MHz , superando ampliamente el valor de diseño. Ahora el dipolo queda con las siguientes dimensiones

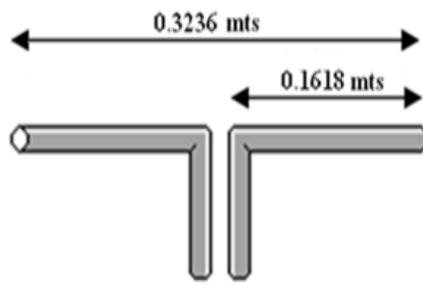


Figura 23. Dibujo de las longitudes del dipolo resonante a 437 MHz

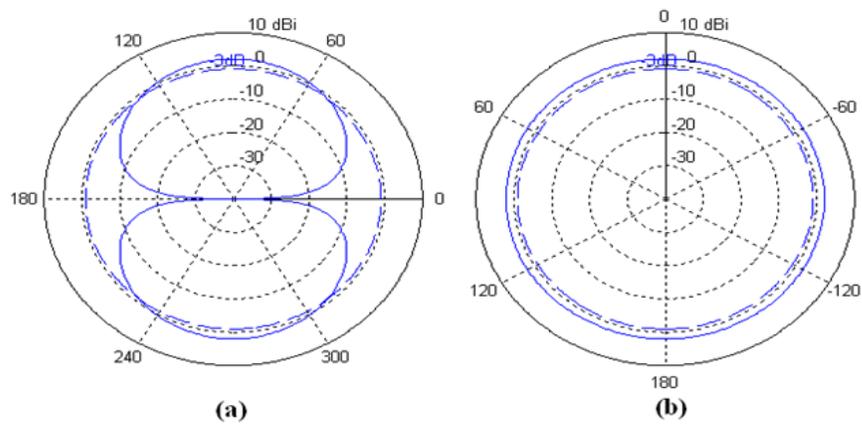


Figura 24. (a) Diagrama 2D plano Azimut; (b) Diagrama 2D plano Elevación

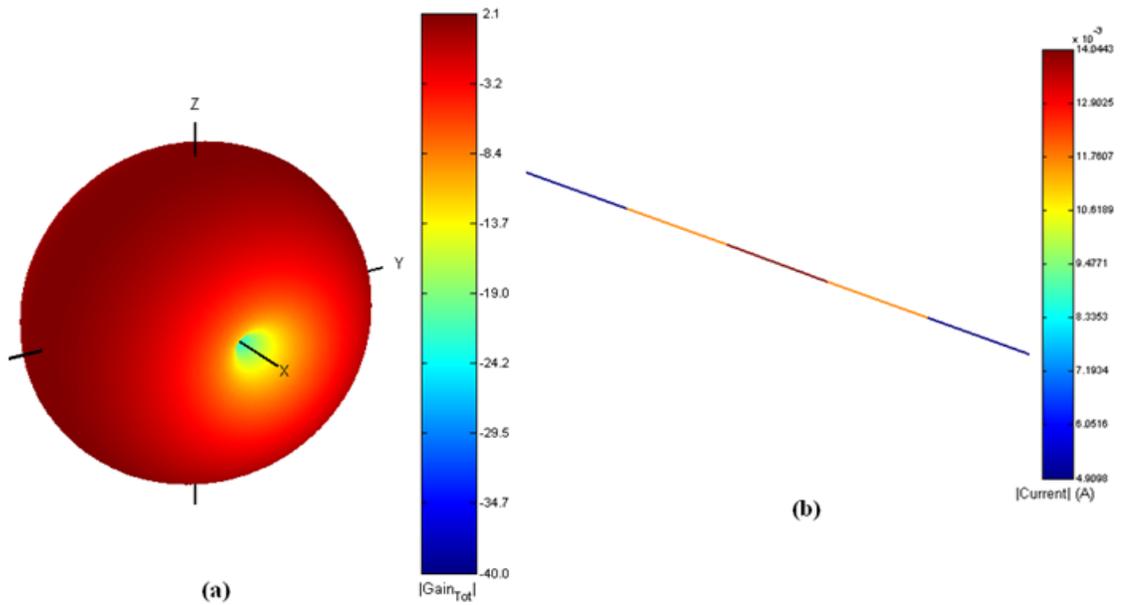


Figura 25. (a) Diagrama 3D Azimut; (b) Distribución de corriente elemento radiador

2.3.2 Polarización circular con dipolos $\lambda/2$: las antenas de los satélites tienen una polarización lineal, pero cuando esta onda deja la antena y se encuentra con la ionosfera se convierte en una onda con polarización circular, por esta razón se presenta el diseño de un dipolo cruzado que da una polarización de tipo circular, eliminando así las pérdidas por polarización que pueda tener el enlace de comunicación. El dipolo cruzado no es más que dos dipolos ubicados perpendicularmente sobre un eje común para los dos, además la corriente en uno de ellos está desfasada 90° respecto a la otra.

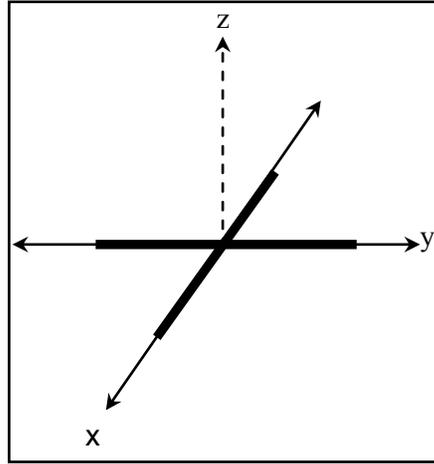


Figura 26. Dipolo cruzado

El vector de radiación es la superposición de ambos dipolos

$$\vec{N} = N_x \hat{x} + N_y \hat{y} \quad (2.143)$$

el vector de radiación de un dipolo con distribución de corriente sinusoidal para dipolos orientados en las direcciones x , y con corrientes desfasadas 90° es

$$N_x = 2kI \left(\frac{\cos k_x H - \cos kH}{k^2 + k_x^2} \right) \quad (2.144)$$

$$N_y = 2kI \left(\frac{\cos k_y H - \cos kH}{k^2 + k_y^2} \right) \quad (2.145)$$

en coordenadas esféricas

$$N_\theta = \vec{N} \cdot \hat{\theta} = (N_x \hat{x} + N_y \hat{y}) \cdot (\cos\theta \cos\phi \hat{x} + \cos\theta \sin\phi \hat{y} - \sin\theta \hat{z}) \quad (2.146)$$

$$N_\phi = \vec{N} \cdot \hat{\phi} = (N_x \hat{x} + N_y \hat{y}) \cdot (-\sin\phi \hat{x} + \cos\phi \hat{y}) \quad (2.147)$$

ahora se muestra el campo radiado

$$\vec{E} = -j\omega(A_\theta \hat{\theta} + A_\phi \hat{\phi}) = -j\omega \frac{\mu e^{-jkr}}{4\pi r} (N_\theta \hat{\theta} + N_\phi \hat{\phi}) \quad (2.148)$$

A continuación se muestra el campo radiado por un dipolo cruzado.

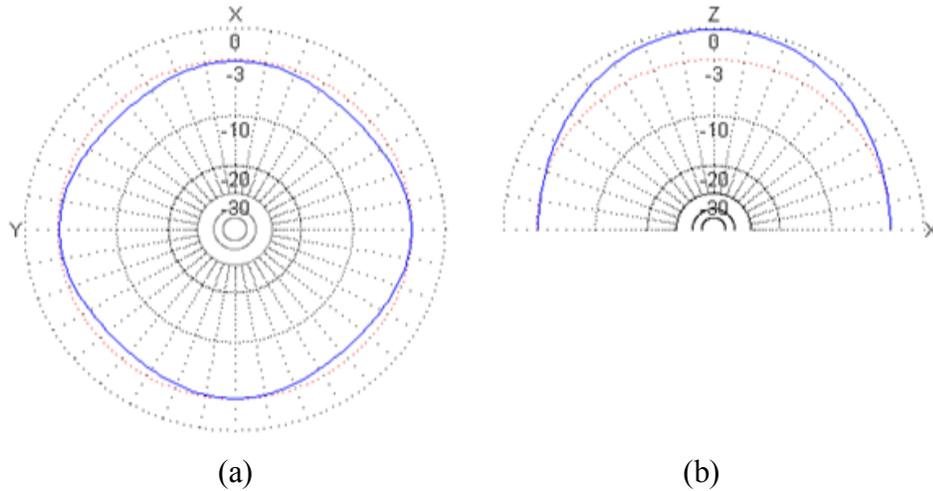


Figura 27. (a) Diagrama Elevación; (b) Diagrama Azimut

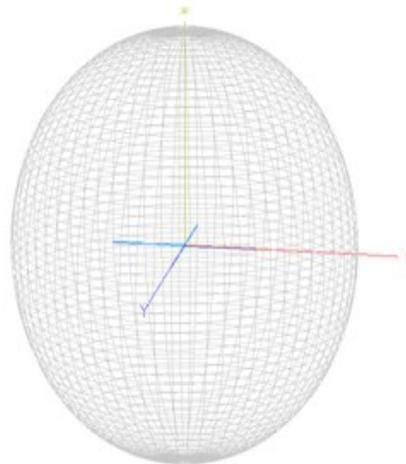


Figura 28. Diagrama 3D del campo generado por un dipolo cruzado

2.3.3 Arreglo ALU con dipolos $\lambda/2$: anteriormente se analizó el comportamiento de un arreglo lineal uniforme ubicado tanto en el eje z como en el eje x , este análisis se realizó con elementos isótropos de energía, ahora se procede a implementar un arreglo lineal uniforme en software de simulación *MMana_Gal*. A continuación se presenta una *ALU* de 10 antenas dipolos cruzados $\lambda/2$, ubicada sobre el eje x .

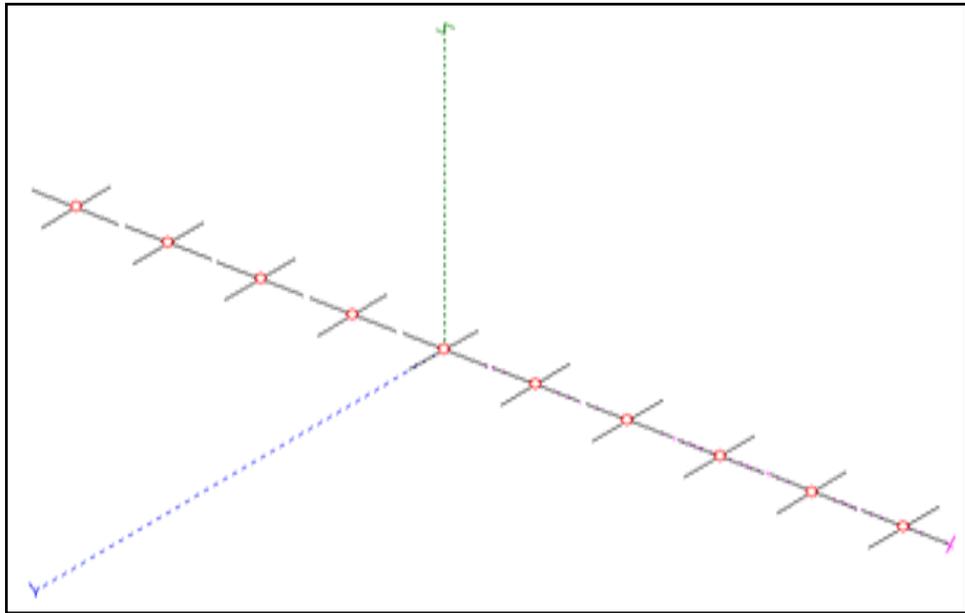


Figura 29. Montaje en MMana_Gal de un ALU de 10 dipolos cruzados

La separación entre elementos de la antena es $\lambda/2$, pues por ser un arreglo faseado debe cumplir con los requerimientos para los diferentes direccionamientos. Ahora se procede a observar los diagramas de radiación para la configuración transversal, longitudinal y dos direcciones arbitrarias en el espacio.

- Direccionamiento $\theta=0^\circ$ y $\phi=0^\circ$, esto quiere decir $\beta=0^\circ$.

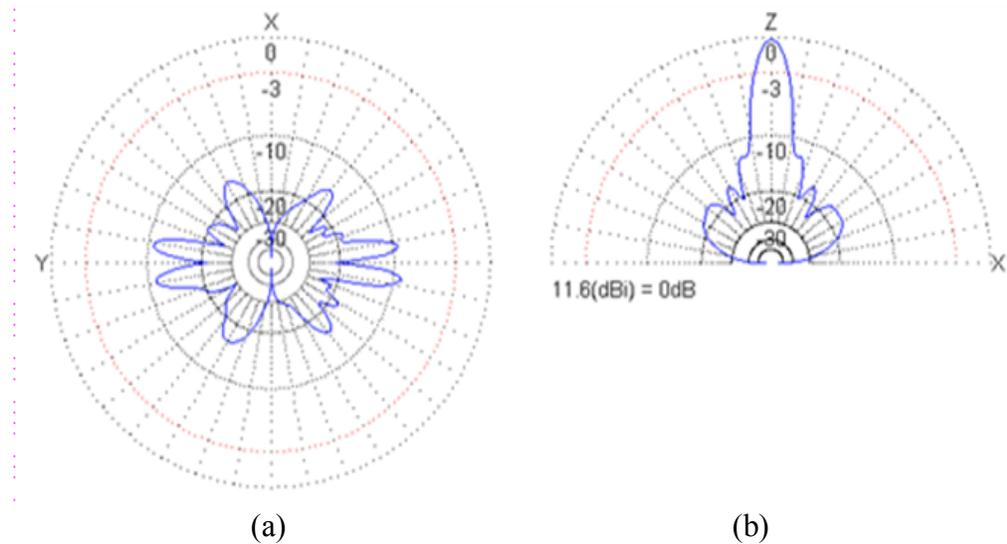


Figura 30. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta=0^\circ$

- Direccinamiento $\theta=90^\circ$ y $\phi=0^\circ$, esto quiere decir $\beta=180^\circ$.

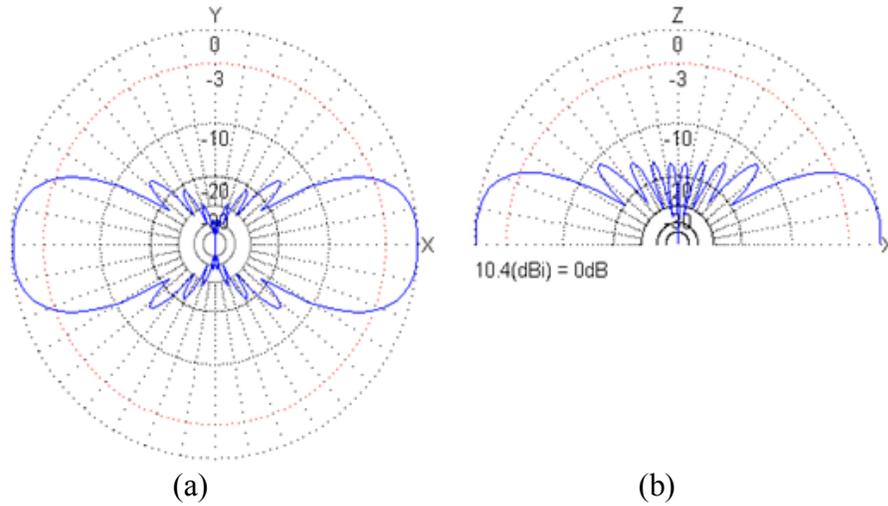


Figura 31. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta=180^\circ$

- Direccinamiento $\theta=45^\circ$ y $\phi=45^\circ$, esto quiere decir $\beta=90^\circ$.

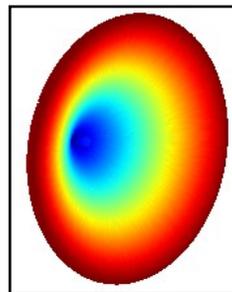


Figura 32. Diagrama 3D de un arreglo ALU, $\beta=90^\circ$

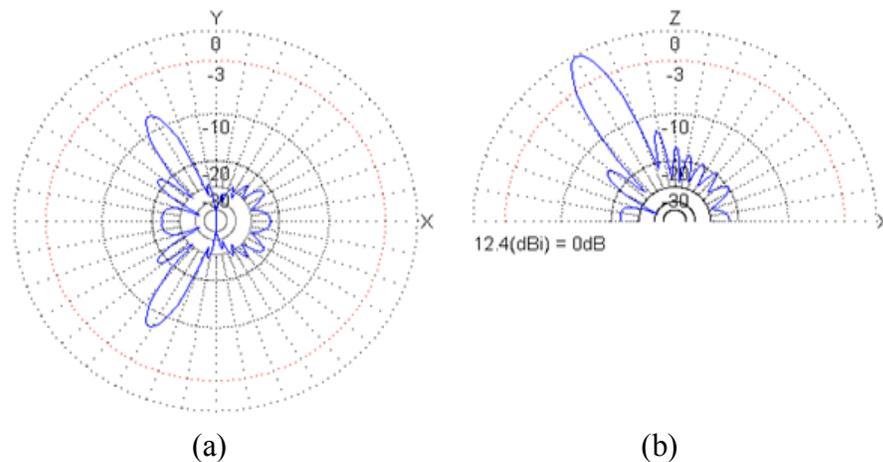


Figura 33. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta=90^\circ$

- Direcccionamiento $\theta=60^\circ$ y $\phi=30^\circ$, esto quiere decir $\beta=135^\circ$.

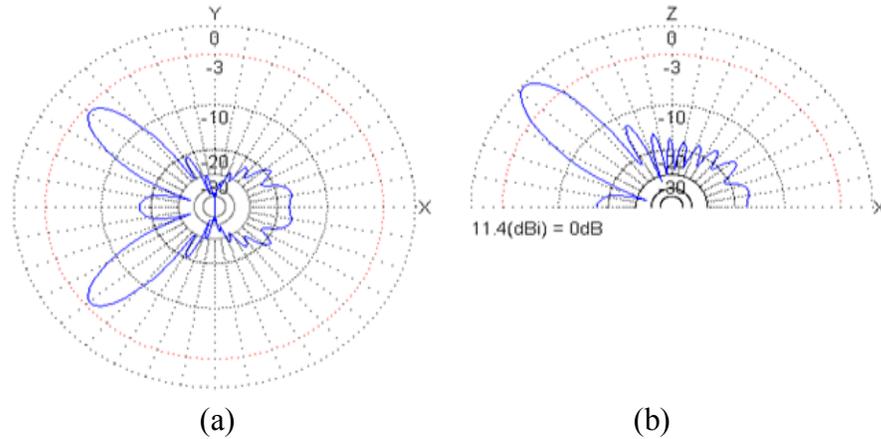


Figura 34. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta=135^\circ$

2.3.4 Arreglo plano rectangular con dipolos $\lambda/2$: anteriormente se analizó el comportamiento de un arreglo plano ubicado en el eje y y en el eje x, este análisis se realizó con elementos isótropos de energía, ahora se procede a implementar un arreglo plano de 25 antenas dipolos $\lambda/2$ tanto en el eje x como en el eje y esto quiere decir un arreglo cuadrado 5×5 .

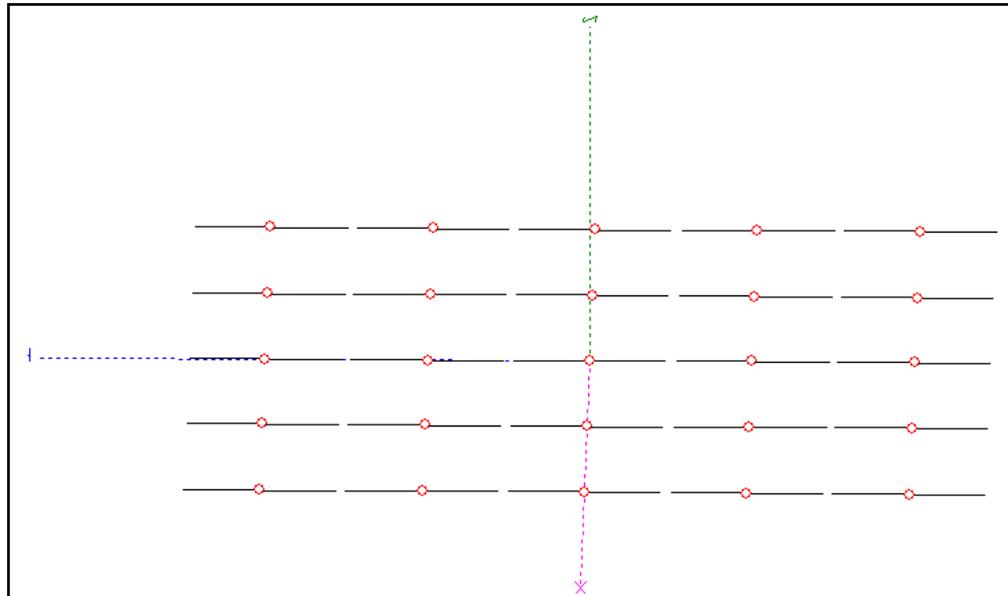


Figura 35. Montaje en MMana_Gal de un arreglo Plano de 25 dipolos

La separación entre elementos de la antena es $\lambda/2$. Ahora se procede a observar los diagramas de radiación para la configuración transversal, longitudinal y dos direcciones arbitrarias en el espacio.

- Direccionamiento $\theta=0^\circ$ y $\phi=0^\circ$, esto quiere decir $\beta_x=0^\circ$, $\beta_y=0^\circ$.

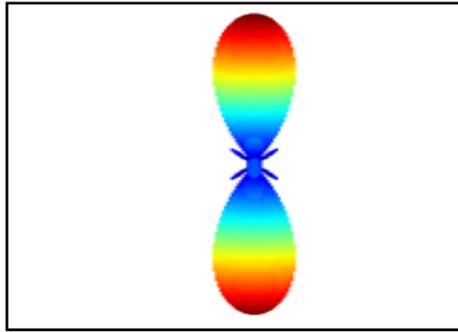


Figura 36. Diagrama 3D arreglo plano de 5X5 dipolo, $\beta_x=0^\circ$, $\beta_y=0^\circ$

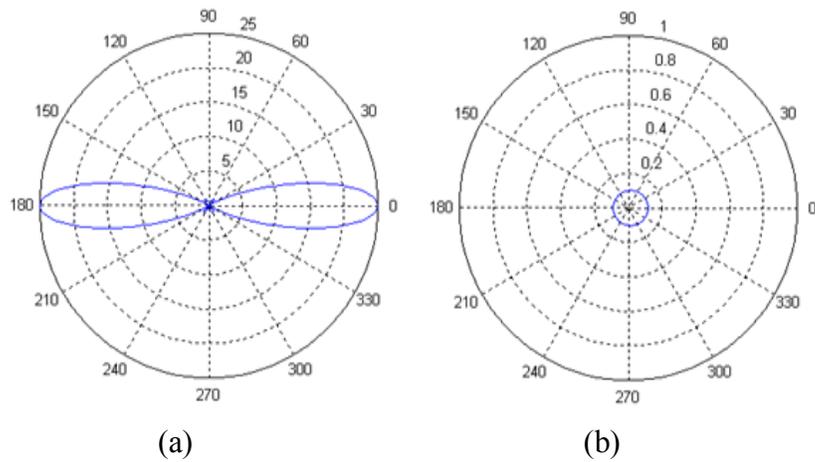


Figura 37. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta_x=0^\circ$, $\beta_y=0^\circ$

- Direccionamiento $\theta=90^\circ$ y $\phi=45^\circ$, esto quiere decir $\beta_x=127^\circ$, $\beta_y=127^\circ$.

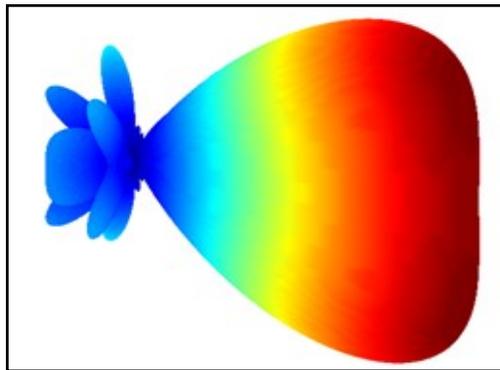


Figura 38. Diagrama 3D arreglo plano de 5X5 dipolo, $\beta_x=127^\circ$, $\beta_y=127^\circ$

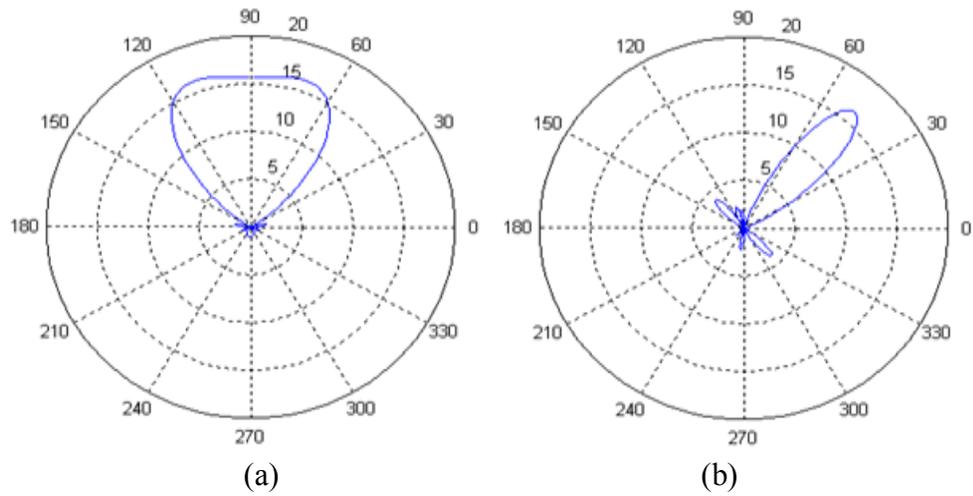


Figura 39. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta_x=127^\circ$, $\beta_y=127^\circ$

- Direcccionamiento $\theta=45^\circ$ y $\phi=45^\circ$, esto quiere decir $\beta_x=90^\circ$, $\beta_y=90^\circ$

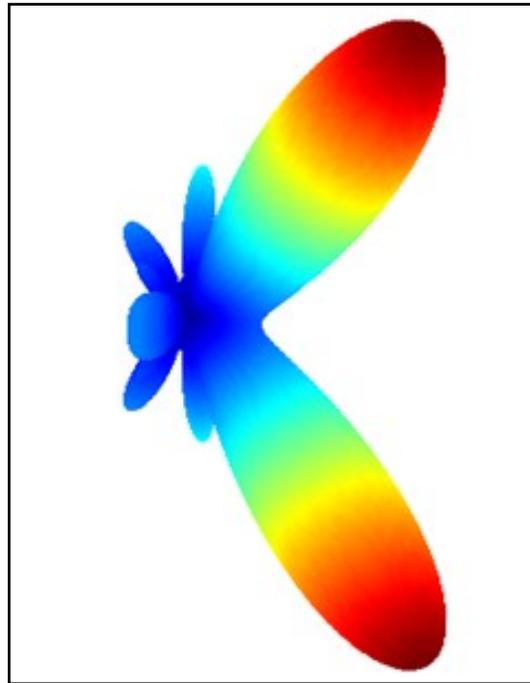


Figura 40. Diagrama 3D arreglo plano de 5X5 dipolo, $\beta_x=90^\circ$, $\beta_y=90^\circ$

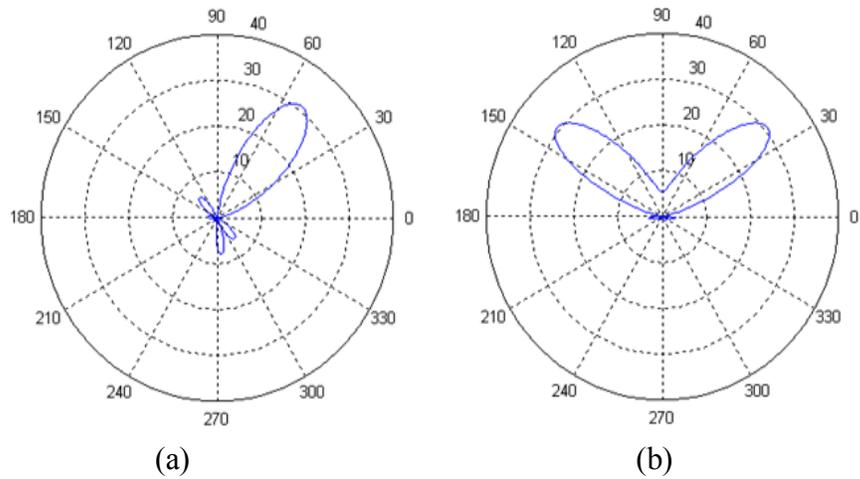


Figura 41. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta_x=90^\circ$, $\beta_y=90^\circ$

- Direccionamiento $\theta=60^\circ$ y $\phi=30^\circ$, esto quiere decir $\beta_x=78^\circ$, $\beta_y=135^\circ$.

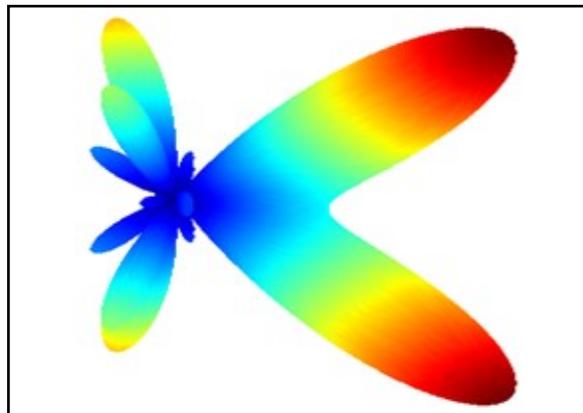


Figura 42. Diagrama 3D arreglo plano de 5X5 dipolo, $\beta_x=78^\circ$, $\beta_y=135^\circ$

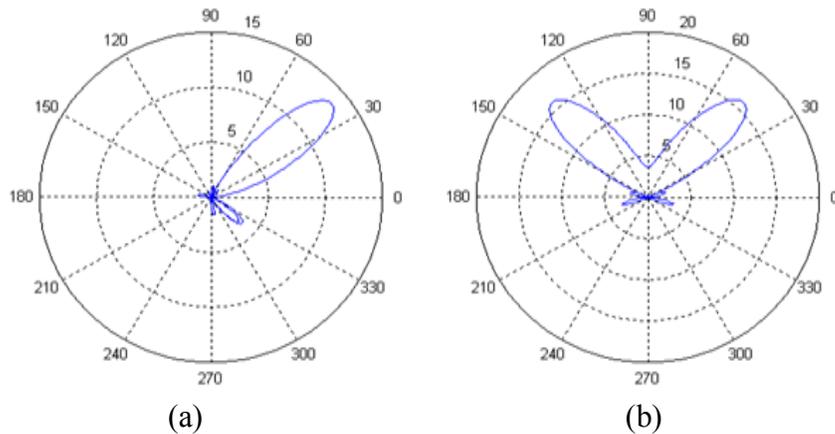


Figura 43. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta_x=78^\circ$, $\beta_y=135^\circ$

2.3.5 Arreglo Cruz de Mills con dipolos $\lambda/2$: anteriormente se analizó el comportamiento de un arreglo Cruz de Mills ubicado en el eje y y en el eje x , este análisis se realizó con elementos isótropos de energía, ahora se procede a implementar un arreglo Cruz de Mills Cruz de Mills de 10 antenas dipolos cruzados $\lambda/2$ tanto en el eje x como en el eje y .

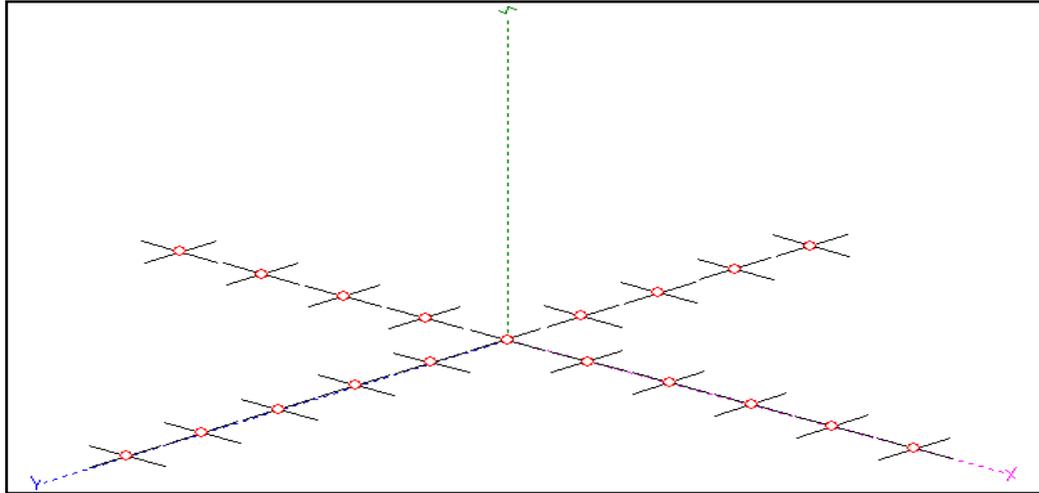


Figura 44. Montaje MMana_Gal arreglo Cruz de Mills 10 dipolos cruzados por eje

La separación entre elementos de la antena es $\lambda/2$. Ahora se procede a observar los diagramas de radiación para la configuración transversal, longitudinal y dos direcciones arbitrarias en el espacio.

- Direccionamiento $\theta=0^\circ$ y $\phi=0^\circ$, esto quiere decir $\beta_1=0^\circ$, $\beta_2=0^\circ$.

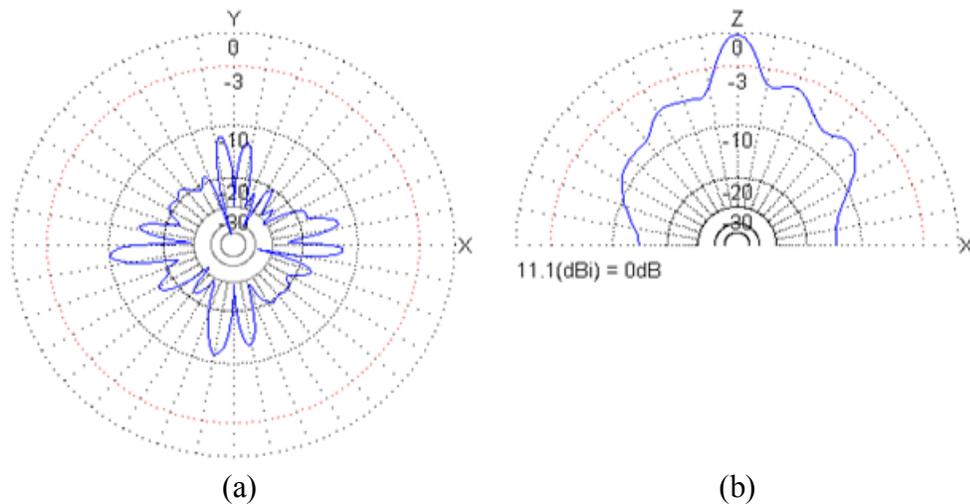


Figura 45. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta_1=0^\circ$, $\beta_2=0^\circ$

- Direccionamiento $\theta=90^\circ$ y $\phi=0^\circ$, esto quiere decir $\beta_1=180^\circ$, $\beta_2=0^\circ$.

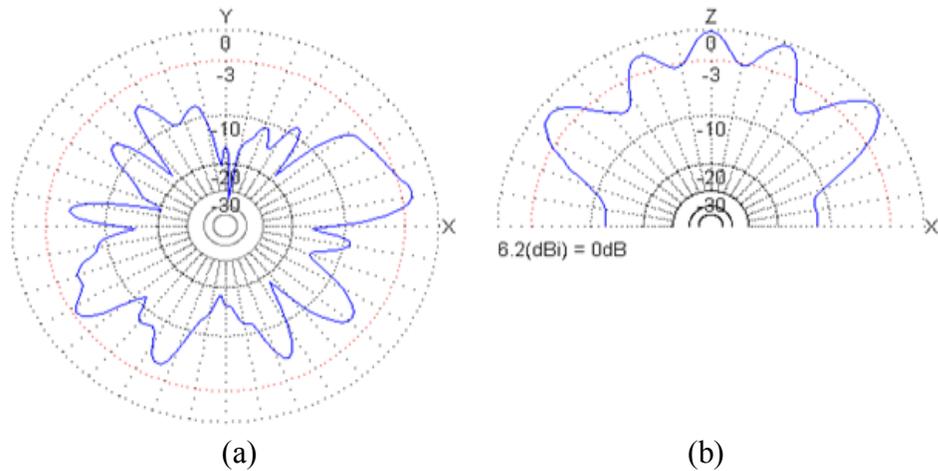


Figura 46. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta_1=180^\circ$, $\beta_2=0^\circ$

Como se vio en las simulaciones con elementos isótopos, este tipo de configuración funciona eficientemente con un número considerable de elementos, por ejemplo 20, además esta configuración tiene complicaciones cuando se implementa con el dipolo dado al diagrama de radiación de éste ultimo. A continuación se muestra el mismo arreglo de 10 elementos en los dos ejes, pero en $\theta=45^\circ$ y $\phi=45^\circ$

- Direccionamiento $\theta=45^\circ$ y $\phi=45^\circ$, esto quiere decir $\beta_1=90^\circ$, $\beta_2=90^\circ$.

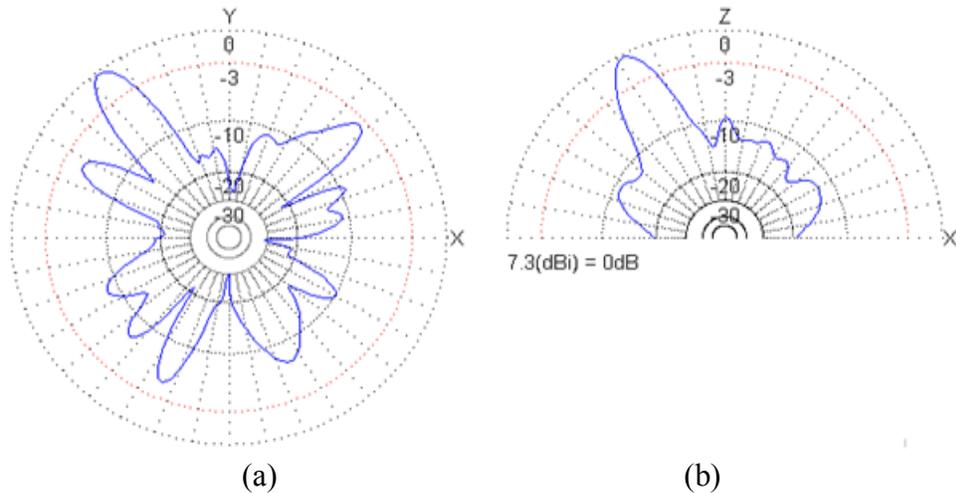


Figura 47. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta_1=90^\circ$, $\beta_2=90^\circ$

Ahora se muestra un arreglo Cruz de Mills, pero con 20 Dipolos en los dos ejes, direccionado en $\theta=45^\circ$ y $\phi=45^\circ$.

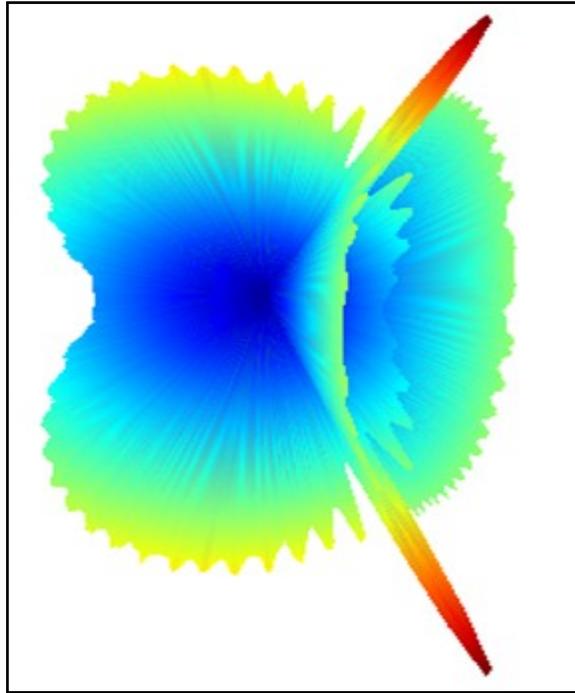


Figura 48. Diagrama 3D Cruz de Mills 10 dipolos cruzados, $\beta_1=90^\circ$, $\beta_2=90^\circ$, $N=20$

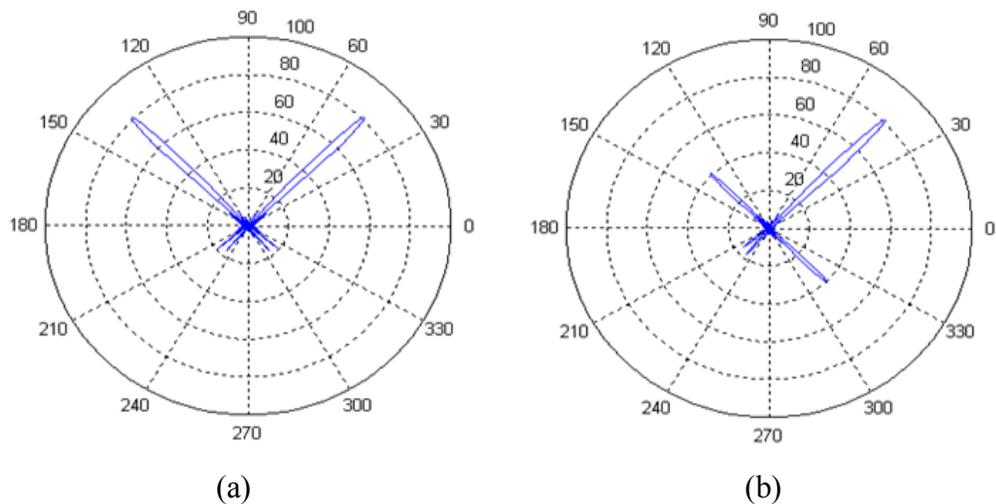


Figura 49. (a) Corte plano E; (b) Corte plano H, $\beta_1=180^\circ$, $\beta_2=0^\circ$, $N=20$

CAPÍTULO 3

HERRAMIENTA SOFTWARE DE SIMULACIÓN

3.1 INTRODUCCIÓN

El campo de las agrupaciones de antenas es muy extenso y al realizar una aplicación para el análisis y simulación es necesario delimitar las opciones y alcance del mismo, detallar todas las características del sistema y cálculos que puede realizar. La aplicación elaborada presenta algunas herramientas útiles para el estudio de arreglos de antenas con los parámetros considerados en los capítulos anteriores. La forma de obtener los resultados y de presentar las respuestas con la utilización de ventanas se realiza de una forma amigable y comprensible por el usuario.

Es importante conocer y poder realizar la simulación de los diagramas de radiación para los más importantes tipos de arreglos utilizados en la práctica, por lo que se hizo énfasis en arreglos de antenas básicos, la obtención de diagramas de radiación y cálculo de las variables más importantes. Las opciones existentes actualmente para realizar un programa computacional que permita la interacción con el usuario son variadas, en este capítulo se presenta las principales características que se han tomado en cuenta para la elección del lenguaje adecuado.

La herramienta de simulación presentada tiene un uso actual y futuro, y puede ser complementada posteriormente o se pueden añadir más tipos de antenas, arreglos o tecnología de antenas inteligentes mejor desarrolladas. Todos los cálculos y resultados que se pueden obtener mediante la utilización del sistema desarrollado, son los que se han considerado más importantes y útiles en el diseño práctico de agrupaciones de antenas, principalmente la obtención del diagrama de radiación, es decir, la conformación de haz (Beamforming) para agrupaciones en particular.

3.2 SELECCIÓN DE LA PLATAFORMA DE PROGRAMACIÓN

Existe en la actualidad una diversidad de herramientas de programación, pero es necesario escoger aquella que presente las mayores facilidades para un fin específico. En este caso lo más importante es obtener el diagrama de radiación adecuado, es decir, la conformación de haz (Beamforming) de los diferentes arreglos de antenas. Por esta razón la herramienta que se seleccione debe prestar una buena solución gráfica y permitir la manipulación adecuada de los mismos. Además se debe usar una herramienta moderna, para asegurar el desarrollo y mejoramiento futuro de la aplicación.

Como primera opción se planteó la posibilidad de utilizar el lenguaje en Visual Basic, esta es una herramienta muy utilizada y popular accesible a cualquier usuario con mediano conocimiento de programación y además presenta una amigable presentación para la utilización de los archivos creados. Una ventaja adicional que presta es la posibilidad de crear archivos ejecutables, con lo cual el sistema desarrollado podría ser fácilmente distribuido y utilizado por cualquier persona interesada en la aplicación. Como desventaja principal de la herramienta Visual Basic es la dificultad que tiene para realizar gráficos a partir de un conjunto de datos, se puede realizar una concatenación con el paquete Excel de Microsoft office pero de todos modos es una dificultad que frenó la escogencia de esta herramienta. Además, Visual Basic es una herramienta de programación general por lo que no da una importancia especial a cálculos matemáticos y se preocupa con mayor énfasis en la presentación final, característica poco deseada para el desarrollo del sistema propuesto.

Como alternativa distinguida se dispone del paquete Matlab el cual centra su utilidad en análisis matemático, permite la obtención de gráficos en dos y tres dimensiones, la facilidad de realizar gráficos en coordenadas polares, simplemente con una instrucción se puede obtener en coordenadas polares el diagrama de radiación del respectivo arreglo de antenas; con la posibilidad de realizar la adquisición de datos y presentación de resultados mediante la interfaz gráfica GUIDE (Graphical User Interface Development Environment), la cual permite utilizar colores e incluso insertar imágenes en cada ventana, diseñar la presentación final de una forma moderna y agradable. En consecuencia, es mucho más fácil de obtener los diagramas y cálculos requeridos que posteriormente podrán ser utilizados de acuerdo a la necesidad de cada usuario. Al ser Matlab un programa de cálculo matemático permite trabajar fácilmente con muchas funciones, comandos, herramientas y con una gama amplia de posibilidades; razón por la cual es el mejor software disponible en el medio para la elaboración del proyecto.

3.3 CONSIDERACIONES DE DISEÑO

Debido a que el campo de las agrupaciones de antenas es extenso porque en la actualidad se han desarrollado varios tipos de arreglos para mejorar la transmisión y recepción de ondas electromagnéticas, fue necesario delimitar tipos de arreglos a simular, teniendo presente los parámetros mencionados en el Capítulo 2, con aplicación en estaciones terrenas de comunicación satelital en particular la Estación Terrena USCO.

Principalmente, la simulación se basa en obtener el diagrama de radiación, es decir, la conformación de haz (Beamforming) para un determinado tipo de agrupación de antenas, de acuerdo a condiciones elementales establecidas por el usuario; se pretende analizar de esta manera los cambios que se pueden obtener mediante la variación de los parámetros que rigen el comportamiento de los arreglos de antenas.

La rapidez en el procesamiento y obtención de resultados dependerá del equipo utilizado y también del número de instrucciones en cada etapa del software. La exactitud en los resultados en algunas partes se verá limitada para asegurar una respuesta más rápida, en

otras situaciones en la que la exactitud es clave se sacrificará tiempo pero se obtendrá un mejor resultado.

El tiempo de respuesta se hará más crítico en los tipos de arreglos de antenas más complejos, sin embargo, no es algo imprescindible de mejorar ya que este es un software de análisis para arreglos de antenas particulares que tiene como finalidad el entendimiento de la conformación de haz. No obstante, es importante tener en cuenta que el tiempo de respuesta en un sistema real es clave para prestar un servicio de calidad, en este caso para obtener los diseños apropiados para la aplicación en estaciones terrenas.

3.4 ESQUEMA GENERAL DEL PROGRAMA DE SIMULACIÓN

Para los diferentes arreglos se desarrollaron algoritmos de diseño y se trasladaron a scripts en Matlab, los cuales fueron estructurados como rutinas para trabajarlos desde un programa principal de interfaz gráfica. Para darle una mayor facilidad al usuario y una mejor presentación, las diversas opciones de diseño fueron estructuradas en menús. En la Figura 50, se presenta el esquema general de la herramienta.

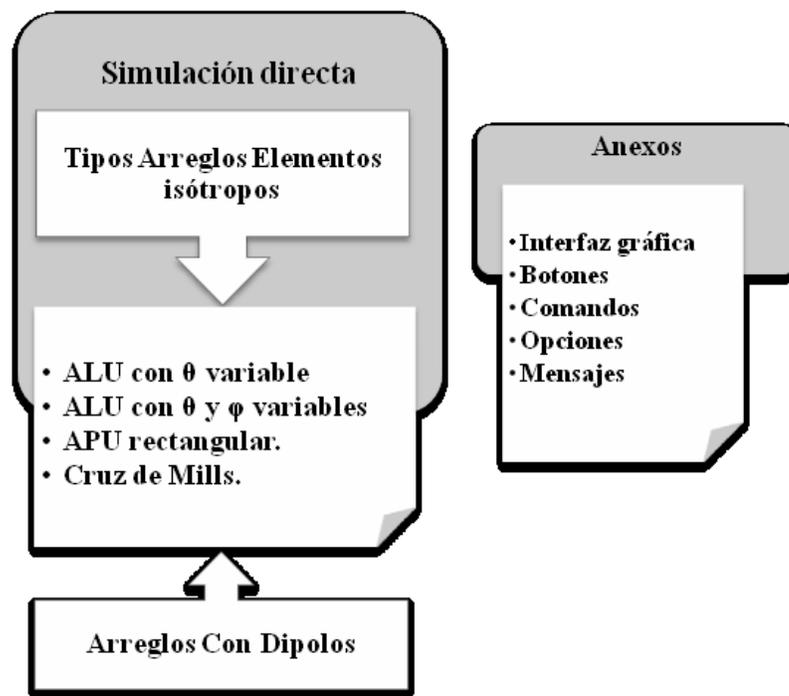


Figura 50. Esquema general del programa

Se presenta una herramienta útil para comprender y analizar el comportamiento de los diagramas de radiación en algunos tipos de agrupaciones de antenas, consideradas sencillas y apropiadas para la aplicación planteada en el proyecto en base a fórmulas y modelos matemáticos previamente demostrados y encontrados en literatura especializada.

La principal característica del programa es la presentación gráfica del diagrama de radiación seleccionado por el usuario, a partir de este se pueden obtener ciertos valores útiles para el diseño de arreglos y su posterior implementación. El desarrollo fue basado en objetos y funciones para optimización del código.

3.4.1 Simulación directa: el usuario accede de forma inmediata a la ventana principal del programa, donde posteriormente puede seleccionar el tipo de arreglo con elementos isótropos o geometrías en particular según desee estudiar conforme a los parámetros elementales que se piden en los que al cambiar algunas variables físicas y eléctricas del arreglo respectivo se observa el diagrama de radiación determinado. El contexto teórico del Capítulo 2, incluye ciertos supuestos realizados para la obtención de un modelo matemático que permita la simulación adecuada de los arreglos expuestos en este proyecto.

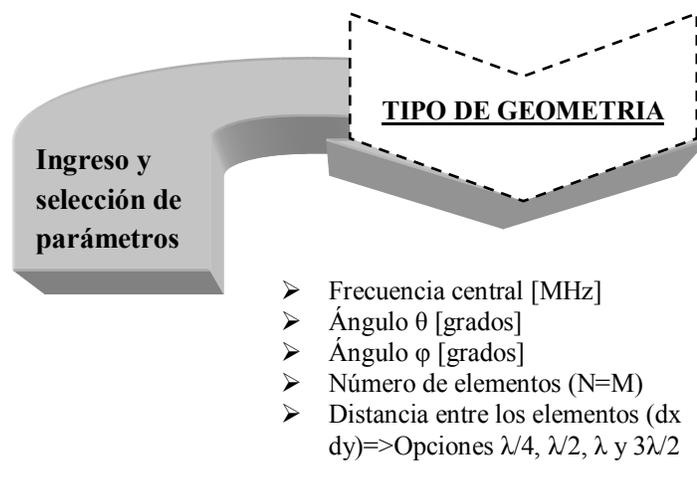


Figura 51. Esquema de opciones de ingreso y selección de parámetros

3.4.1.1 Tipos de arreglos con elementos isótropos: mediante la información descrita en el Capítulo 2, se tiene una idea clara de utilización de este bloque principal del programa. El diagrama de radiación es el eje principal en este bloque, a partir de este se realiza los cálculos adicionales incluidos en esta ventana. Los datos necesarios para cada arreglo son: el número de antenas, la frecuencia de operación, la orientación (θ , φ) de conformación de haz, el espaciamiento entre elementos.

Es importante mencionar que esta parte del programa tiene un fin exclusivamente didáctico debido al hecho que en la realidad no existe una antena completamente isotrópica por lo tanto un arreglo de este tipo no es realizable cien por ciento, pero sirve mucho para entender y analizar las agrupaciones de antenas.

- **ALU con θ variable:** como primera agrupación para el análisis, se presenta el arreglo lineal uniforme con θ variable. En esta sección del programa se tiene la posibilidad de generar patrones de radiación haciendo barridos en el eje θ . Se requiere el ingreso parámetros físicos como distancia de separación entre elementos del arreglo o también

la alteración de variables eléctricas como frecuencia. El modelo matemático desarrollado para esta aplicación se encuentra en el ítem 2.2.5 y su algoritmo implementado en MATLAB se presenta en el Apéndice I.

- **ALU con θ y ϕ variables:** esta opción de simulación es más completa que la anterior porque permite un escaneo general del cono de visión, haciendo posible una conformación de haz orientada en una coordenada (θ, ϕ) específica. Los parámetros físicos y eléctricos que se exigen son los mismos de la aplicación anterior. El modelo matemático desarrollado para esta aplicación se encuentra en el ítem 2.2.5 y su algoritmo implementado en MATLAB se presenta en el Apéndice I.
- **APU rectangular:** esta sección del programa para el arreglo plano uniforme rectangular, a diferencia de las opciones anteriores exige el ingreso de dos distancias de separación entre elementos obviamente por ser un arreglo de dos dimensiones. Las posibilidades de respuesta aumentan notablemente debido a la necesidad de un mayor requisito de ingreso de datos, por esta razón se puede observar mayores variaciones en el diagrama de radiación y obtener modelos más complejos. El modelo matemático desarrollado para esta aplicación se encuentra en el ítem 2.2.7 y su algoritmo implementado en MATLAB se presenta en el Apéndice I.
- **Cruz de Mills:** el último tipo de arreglo para el análisis es un caso particular de los arreglos planos uniformes. Este presenta similares características que el arreglo anterior, pero con pocos elementos. Aquí se requiere igualmente el número de elementos para cada eje con su respectiva distancia entre los mismos. El modelo matemático desarrollado para esta aplicación se encuentra en el ítem 2.2.8 y su algoritmo implementado en MATLAB se presenta en el Apéndice I.

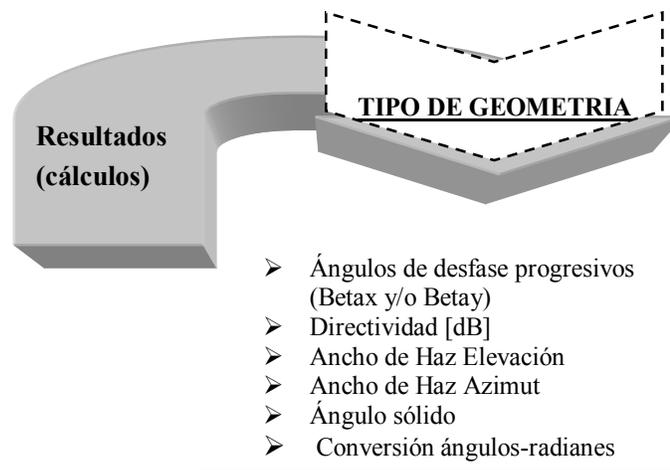


Figura 52. Esquema de resultados o cálculos mostrados

3.4.1.2 Arreglos con dipolos: como elemento práctico para cada uno de los arreglos descritos en el Capítulo 2, se aplica una antena dipolo $\lambda/2$. Antena elemental básica y su

utilización es muy común y práctica para formar arreglos con aplicaciones sencillas. Además es primordial para el entendimiento de radiación de otros elementos fuente. El diagrama de radiación de esta antena depende principalmente de la frecuencia de operación y la longitud del dipolo (definida como $\lambda/2$).

Todas las características de cálculo mencionadas anteriormente para los elementos isótropos están presentes en esta ventana, existen ciertas variaciones. El cambiar los datos es una parte esencial, de esta manera se puede realizar la comparación de resultados al tener pequeñas o grandes variaciones en los parámetros introducidos. Los cálculos y facilidades visuales son las mismas que la sección anterior y se puede acceder a la ayuda mediante un botón incluido en la ventana. Como en todos los bloques diseñados se tiene un interfaz amigable de fácil uso y comprensión con una presentación sencilla y comprensible lo que dinamiza la utilización de esta herramienta y se espera su uso para el estudio de arreglos de antenas.

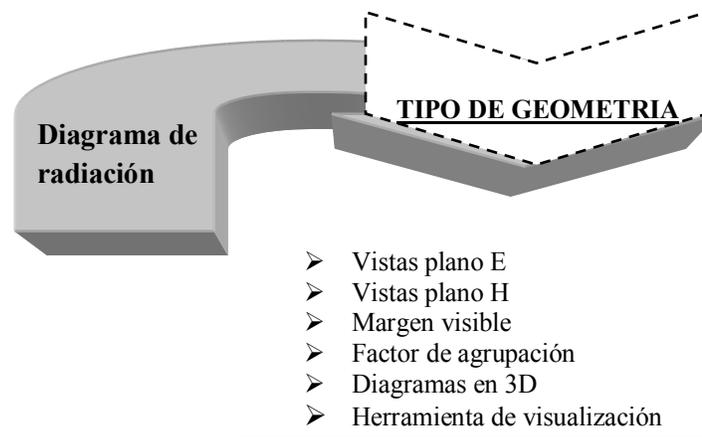


Figura 53. Esquema de opciones para el diagrama de radiación

3.4.2 Anexos: este apartado encierra toda la parte inherente de una aplicación de interfaz gráfica: comandos, herramientas, opciones, botones, menús, diagramas, ayudas, mensajes y algo importante es la presentación de errores. Como en todo programa existe la posibilidad de que se cometan errores por parte del usuario al ingresar los datos que se requieren para realizar la simulación. Estos errores necesitan también ser programados para ser visualizados correctamente. Es indispensable aceptar el error mediante la pulsación del botón "Aceptar" para continuar y corregir el o los datos ingresados incorrectamente. Mientras no se acepte el error se deshabilitarán las opciones de cálculo y navegación, impidiendo de esta manera el normal desarrollo del programa, luego de aceptar el error se vuelve a las condición predeterminada por defecto.

Los errores que se toman en cuenta para la presentación son de valores numéricos incorrectos. En muchos casos no se aceptan valores negativos o valores ilimitados. La introducción de letras o palabras en lugar de números es otra razón para incluir un mensaje de error. El navegar entre ventanas es otra opción importante que se presenta en cada

bloque de análisis de esta manera se puede trasladar de un lugar a otro en toda la interfaz desarrollada.

3.5 ENTORNO GRÁFICO

Se desarrollaron algoritmos de diseño y se trasladaron a scripts en Matlab (ver Apéndice I). Los cuales fueron estructurados como rutinas para trabajarlos desde un programa principal de interfaz gráfica.

Las ventanas principales del software desarrollado se muestran a continuación.

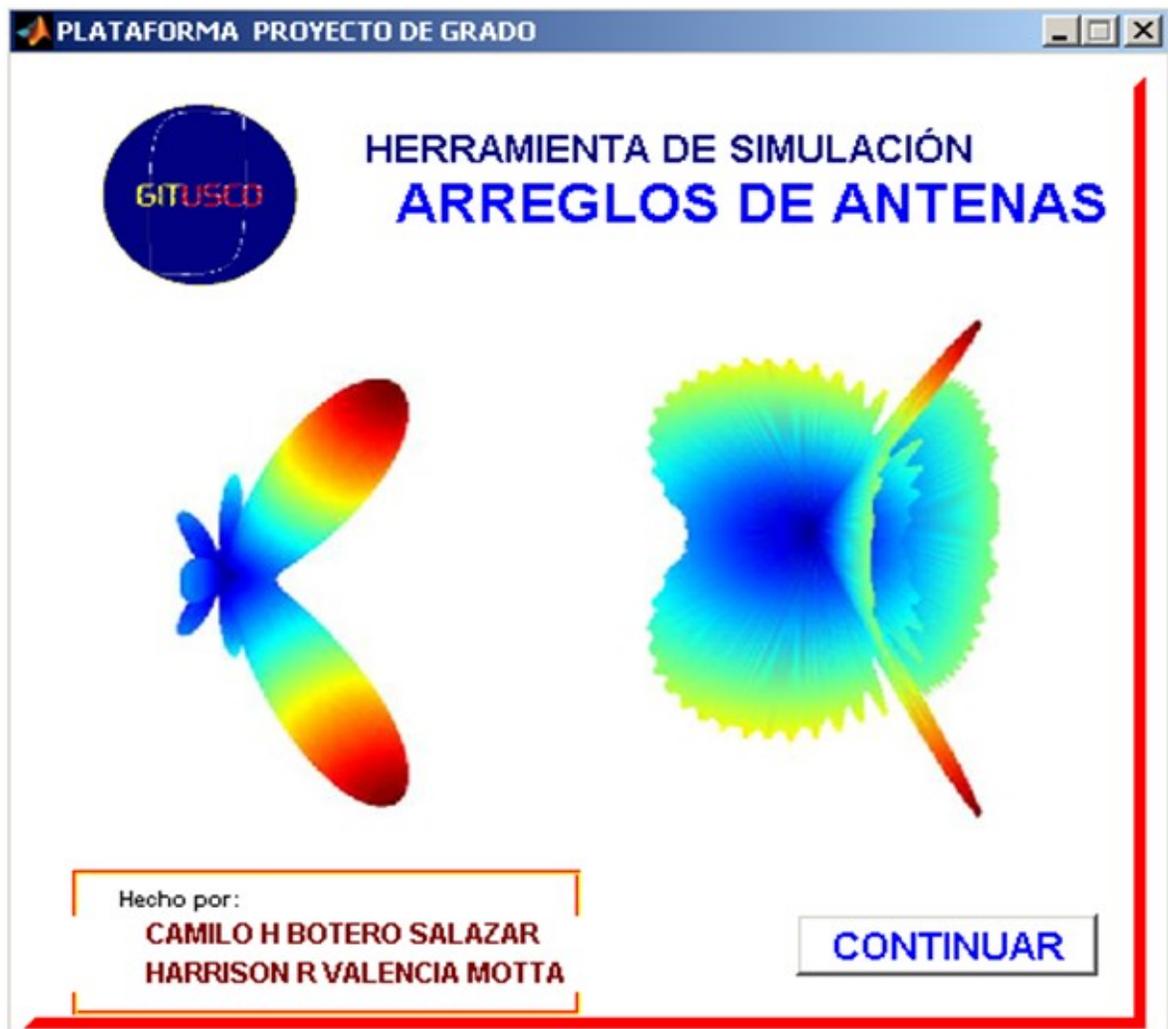


Figura 54. Ventana de presentación

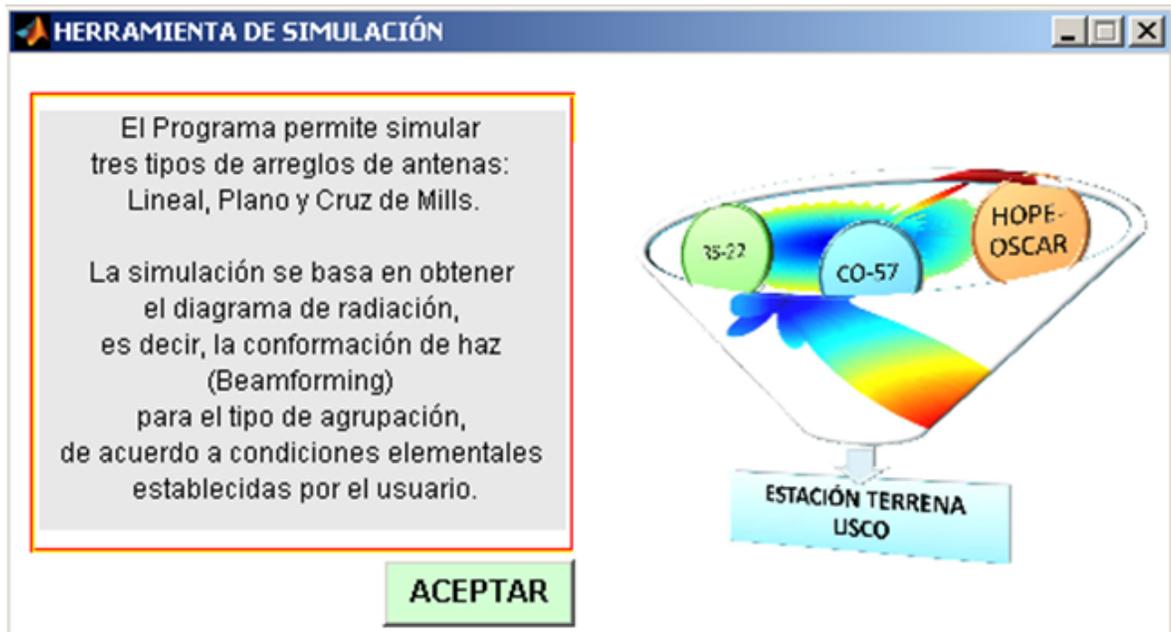


Figura 55. Ventana de preámbulo

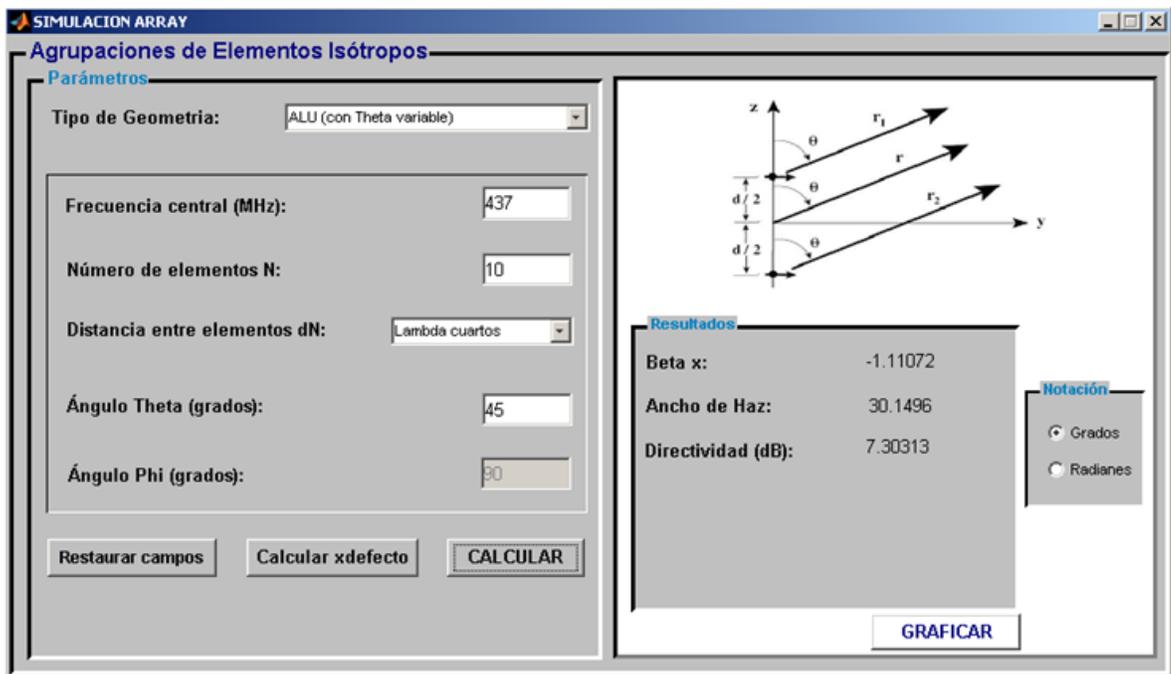


Figura 56. Ventana principal agrupaciones de elementos isótropos

Parámetros

Tipo de Geometria: ALU (con Theta variable)

Frecuencia central (MHz): 437

Número de elementos N: 10

Distancia entre elementos dN: Lambda cuartos

Ángulo Theta (grados): 45

Ángulo Phi (grados): 90

Restaurar campos Calcular xdefecto **CALCULAR**

Figura 57. Panel para el ingreso y selección de parámetros

Resultados

Beta x:	-1.11072
Ancho de Haz:	30.1496
Directividad (dB):	7.30313

Notación

Grados

Radianes

GRAFICAR

Figura 58. Panel de resultados (cálculos)

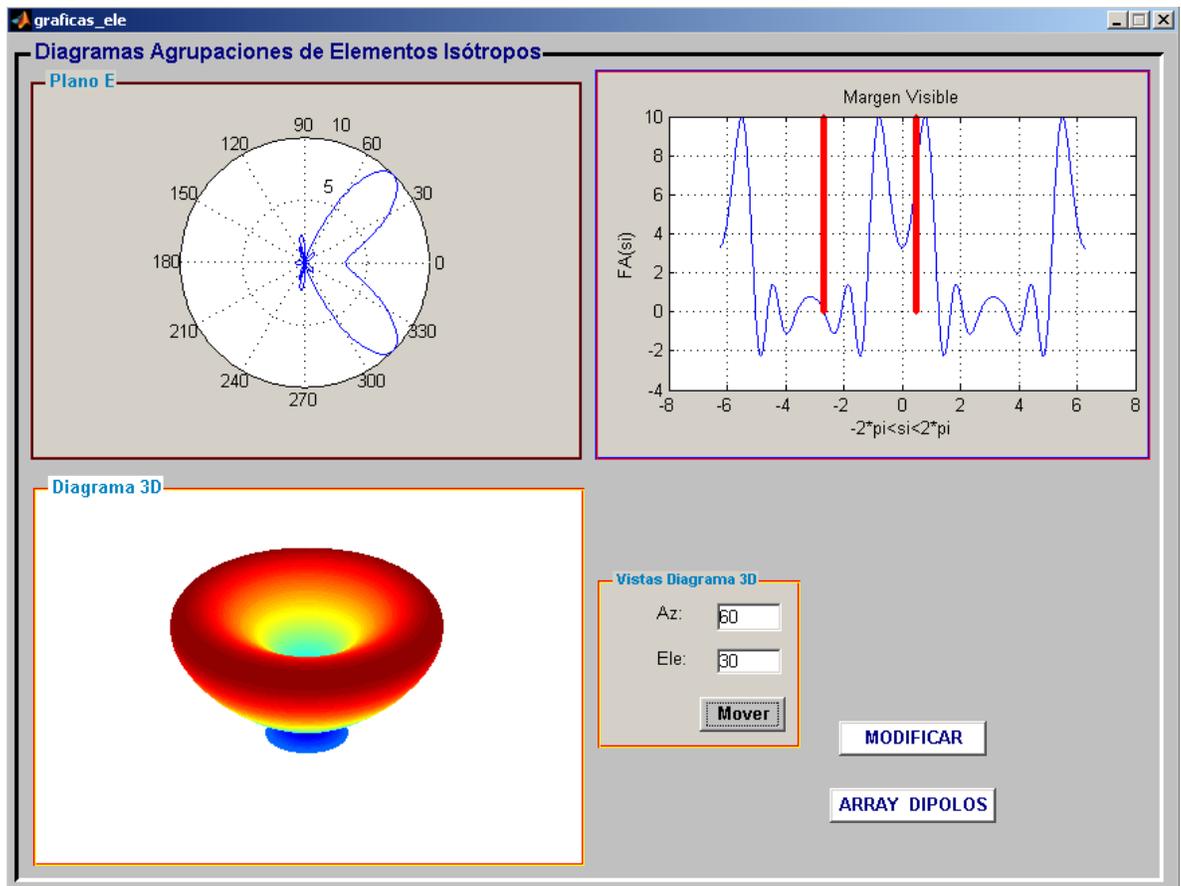


Figura 59. Ventana diagramas de radiación agrupaciones de elementos isótopos

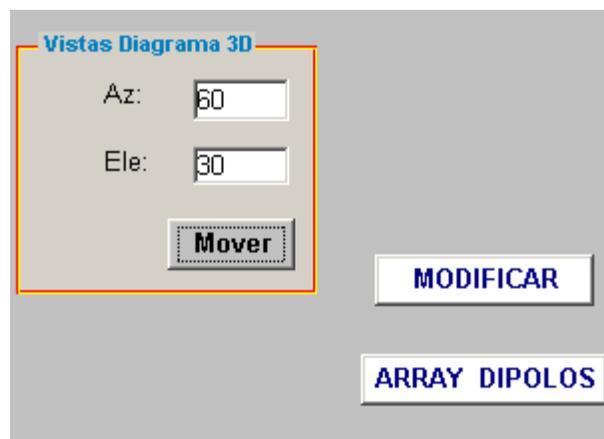


Figura 60. Panel de opciones

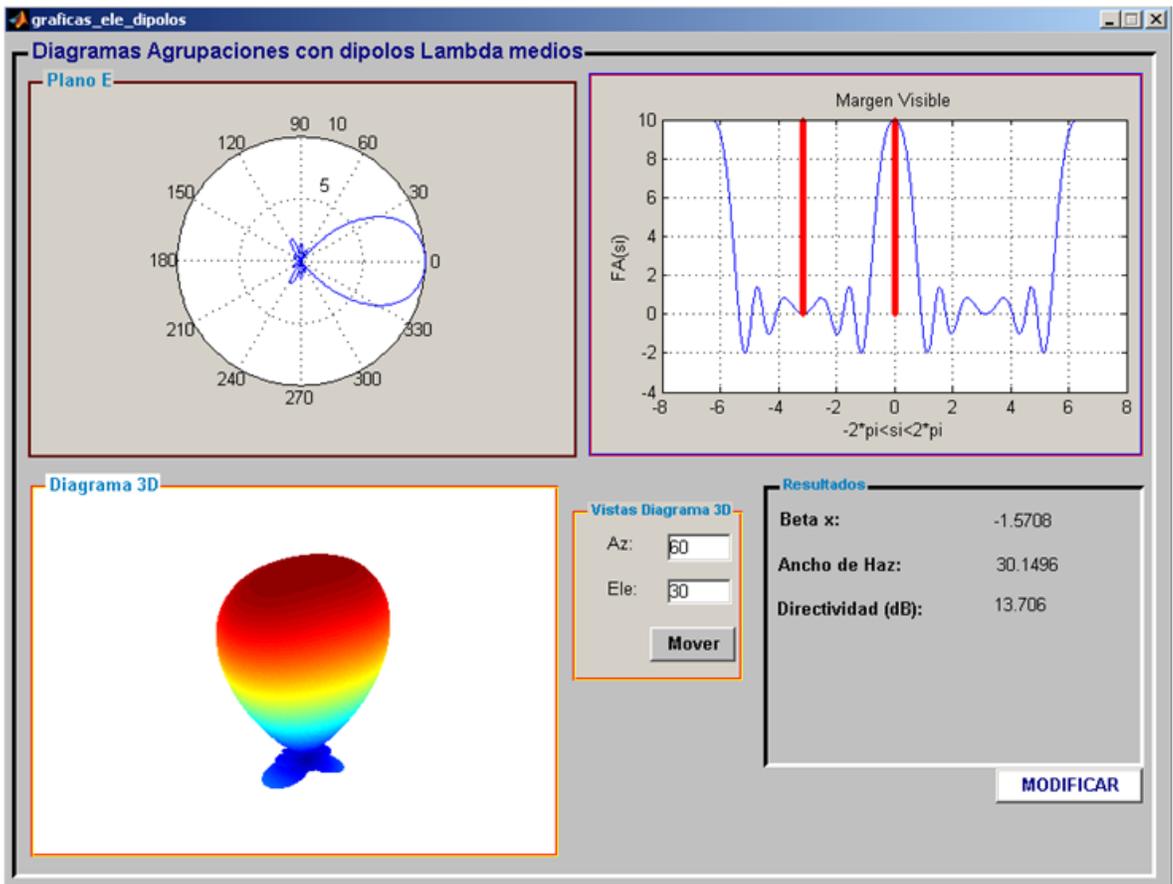


Figura 61. Ventana diagramas de radiación arreglos con dipolos

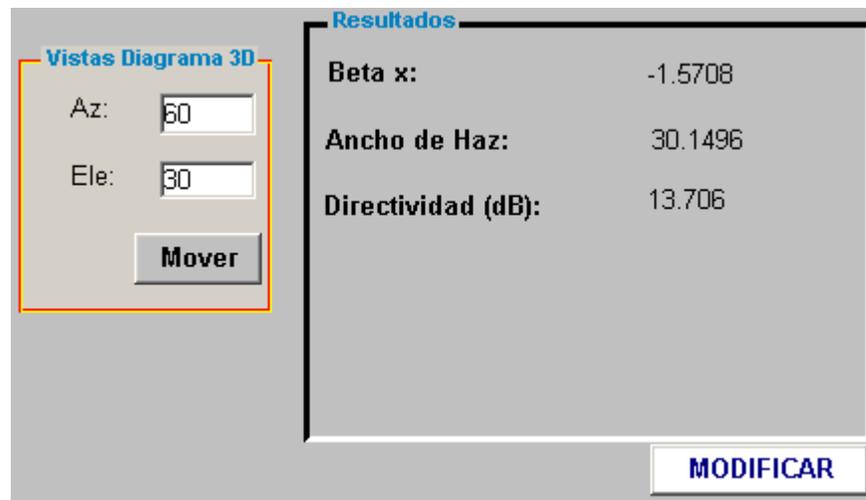


Figura 62. Panel herramientas de visualización + Resultados

CAPÍTULO 4

CONCLUSIONES Y TRABAJO A FUTURO

Este capítulo tiene como finalidad presentar las conclusiones y aportes de este trabajo de tesis, considerando para ello el planteamiento del problema y principalmente el objetivo de la tesis. Además se hace especial énfasis en las propuestas de investigación a futuro como continuación del proyecto principal del grupo de investigación GITUSCO que consiste en optimizar las prestaciones de La Estación Terrena USCO con la implementación de un sistema de antenas inteligentes.

Un aspecto relevante de este trabajo es que se ha abordado gran parte del estado del arte en la investigación, estudio y simulación de arreglos de antenas específicos para la conformación de haz (beamforming) de un sistema de antenas inteligentes, aplicado a la estación terrena de comunicación satelital USCO. La importancia reside en que hasta ahora no se ha reportado en la literatura estudios sobre arreglos de antenas aplicados a estaciones terrenas satelitales en particular.

Cabe mencionar que por primera vez en el grupo de investigación GITUSCO, se aborda el estudio de sistemas de antenas inteligentes; teniendo en cuenta, que es un tipo de tecnología que no se ha trabajado en el sur colombiano, con pocos estudios referenciados en universidades, centros e instituciones del país y además, éstos hechos a nivel de investigaciones avanzadas en postgrados: tesis de maestría y doctorado, principalmente aplicados a estaciones bases para comunicaciones móviles terrestres. De este modo, se generan aportes a la comunidad académico-científica que resultan representativos tanto para el programa de Ingeniería Electrónica como para la Universidad Surcolombiana en la posibilidad de posicionarse a nivel regional, nacional e internacional como un centro de referencia en esta tecnología. Es aquí donde reside la trascendencia del presente trabajo, ya que en esta tesis se presenta el fundamento teórico de un campo principal de investigación de la tecnología de antenas inteligentes para la aplicación en estaciones terrenas satelitales aportando de esta manera al estado del arte una opción tecnológica para optimizar el segmento terrestre o estaciones terrestres del sistema de comunicaciones satelital.

4.1 RESULTADOS OBTENIDOS

- Los arreglos tienen la ventaja de que se puede controlar la amplitud y la fase de las corrientes de cada elemento de la agrupación, modificando la forma del diagrama de radiación. Entre los arreglos uniformes, el lineal presenta dos lóbulos principales al desplazar el lóbulo de radiación, es decir, tiene una simetría con respecto al eje en el

cual se ubica el arreglo. En el arreglo plano se mejora un poco en el sentido de lograr un lóbulo directivo sin embargo se siguen presentando simetrías. la complejidad se presenta en la relación de la forma del lóbulo con el número de elementos y la separación entre ellos, lo cual conlleva a arreglos muy grandes. Aspecto que mejora considerablemente con el arreglo plano cruz de Mills que genera similares diagramas de radiación con pocos elementos.

- Arreglos de tipo ALU, pese a que se pueden direccionar a cualquier lugar en el espacio, tienen un diagrama de radiación que cumple la figura de un cono, lo cual no es conveniente para el tipo de comunicación que se está trabajando.
- En arreglos planos el espaciamiento entre los elementos cumple un papel fundamental, ya que distancias mayores a media longitud de onda, aparecen en el diagrama de radiación lóbulos secundarios que tiene potencia similar al lóbulo principal, lo cual lleva a un desperdicio de la energía y a problemas en la recepción de señales no deseadas. Se concluye entonces que para arreglos planos el mejor espaciamiento es el de media longitud de onda.
- Cumpliendo el mismo principio que en los arreglos planos, se ve que en el arreglo Cruz de Mills, el espaciamiento óptimo es el de media longitud de onda. Se observa como el diagrama de un arreglo Cruz de Mills tiene lóbulos secundarios que podrían incidir en la calidad de la señal de recepción, pero se concluye que con un número de elementos superior a 10 en cada eje, estos lóbulos secundarios pierden importancia respecto al lóbulo principal.
- La relación del lóbulo principal a secundario que se plantea como patrón base, se cumple con el arreglo de menores prestaciones, este es ALU, con los otros arreglos este parámetro mejora.
- El ancho de haz a mediana potencia, es un parámetro que depende del número de elementos con el cual se esté trabajando.
- Al modificar el valor del espaciamiento entre elementos varía el rango del margen visible. Se confirmó que si el espacio entre elementos aumenta lo suficiente para que los máximos periódicos entren en margen visible aparecen lóbulos de difracción. En general, para cualquier arreglo la separación entre elementos y la frecuencia de operación juega un papel importante en el número de lóbulos secundarios y en el ancho del haz. De forma contraria, al modificar la fase progresiva β , se apreció que el rango del margen visible no cambia, pero se desplaza dependiendo del valor de la fase, este desplazamiento se ve en las gráficas polares como una rotación sobre el eje. Con lo cual, al aumentar la fase progresiva el máximo se desplaza de la dirección transversal al eje del arreglo y el ancho de haz aumenta de forma significativa.
- A medida que se incrementa el espaciamiento entre elementos, manteniendo un número fijo de elementos, se obtiene un lóbulo principal más directivo pero con un número más creciente de lóbulos laterales y nulos. Es decir, donde el espaciamiento entre elementos es menor que $\lambda/2$, la presencia de lóbulos laterales es mínima; sin embargo, el lóbulo principal presenta una baja directividad. Asimismo, se deduce que a medida que el espaciamiento entre elementos tiende a cero, el patrón direccional del arreglo de antenas se asemeja al patrón omnidireccional de un solo elemento. Por otro lado, se establece un comportamiento específico del patrón direccional del arreglo de

antenas, en términos del número de elementos en el arreglo, manteniendo un mismo espaciado entre elementos. Por lo tanto, se demostró que a medida que se obtiene un lóbulo principal más directivo se incrementa el número de lóbulos laterales y de nulos del patrón direccional. En consecuencia, son fundamentales los dos parámetros: espaciado entre elementos y número de elementos, para definir las prestaciones de un arreglo de antenas en razón a la aplicación planteada.

- Se concluye que la distribución uniforme es la que radia más campo en la dirección del haz principal mientras que la binómica es la que radia menor campo. La distribución uniforme presenta el mínimo ancho de haz; el triangular es aproximadamente el doble y el de la binómica mucho mayor. La distribución uniforme presenta el peor comportamiento de lóbulo principal a secundario; el de la triangular es el doble en la escala logarítmica dB y la distribución binómica sólo tiene haz principal aunque en el espacio real pueden aparecer lóbulos de difracción asociados a un lóbulo principal periódico.
- El factor de arreglo es una herramienta matemática que permite una aproximación cualitativa al comportamiento de un arreglo de antenas, sin embargo, cuando se requiere variar alguno de los parámetros del arreglo de manera no uniforme presenta restricciones, por lo cual es conveniente analizar el arreglo por otros métodos como elementos finitos o el método de los momentos.

4.2 CONTRIBUCIONES

- Como aportes originales se presenta un detallado estudio estadístico de la ubicación de satélites de la comunidad AMSAT, tomando como muestra representativa tres satélites con características apropiadas con respecto a la estación terrena USCO, esto con el fin de establecer demostrativamente el ángulo o cono de visión efectivo para el apuntamiento electrónico generado por la conformación de haz, y de este modo determinar el rango de los parámetros (θ, ϕ) para el diseño del arreglo.
- Se contribuye también con los análisis hechos para cada una de las tres configuraciones lineal, arreglo plano rectangular y arreglo plano cruz de Mills y el efecto en su patrón de radiación al cambiar parámetros como número de elementos y separación entre ellos. Esto con el desarrollo de algoritmos de conformación de haz, según los modelos matemáticos del factor de arreglo para cada agrupación.
- En la literatura siempre se encuentra el modelo de un arreglo lineal de antenas ubicado en el eje z , la ubicación en este eje simplifica el problema, pero no permite observar el comportamiento en todas las direcciones del espacio; teniendo en cuenta el vector de radiación, se determinó el factor de arreglo para un arreglo lineal teniendo la consideración de que este está ubicado en el eje x . Se observa como el diagrama de radiación varía según los requerimientos, en todas las direcciones del espacio.
- Este trabajo muestra de forma integrada el efecto del tipo de elemento, número de elementos, separación de elementos y amplitudes y fases de alimentación de cada uno de los elementos, proporcionando una imagen más clara del comportamiento de las agrupaciones de antenas. En la bibliografía consultada cada tópico se trabaja de forma separada y no se presentan estudios con aplicación a estaciones terrenas satelitales.

- Otra contribución del presente trabajo es el desarrollo de una herramienta elemental pero útil para comprender y analizar el comportamiento de los diagramas de radiación en algunos tipos de agrupaciones de antenas, considerados sencillos y apropiados para la aplicación planteada en el proyecto en base a fórmulas y modelos matemáticos previamente demostrados y encontrados en literatura especializada.

4.3 TRABAJO A FUTURO

Como recomendaciones para líneas futuras de investigación, basadas en el fundamento del presente estudio, que se proyectó con la motivación principal de optimizar las prestaciones de la Estación Terrena USCO con la implementación de un sistema de antenas inteligentes; se puede mencionar que este propósito final cubre actividades en el ámbito teórico y experimental, incluyendo diversas áreas del conocimiento en trabajo interdisciplinario: control inteligente, procesamiento digital de señales, algoritmia especializada de computación, dispositivos de radiofrecuencia analógicos y digitales, dispositivos programables, electrónica analógica y digital, comunicación satelital, campos electromagnéticos, líneas y antenas, mecánica celeste, programación, diseño, etc. Haciendo muy interesante y rico el trabajo pendiente, que da origen a varios proyectos de investigación. No obstante, al ser tan amplio el contenido que se requiere manejar se decide orientar el trabajo a tópicos más relevantes sin perder rigor en el tema principal. Por tanto, se proponen los siguientes temas de investigación:

- Variación de parámetros de forma no uniforme como la separación entre los elementos, la variación de la fase eléctrica manteniendo la relación que existe entre estos dos parámetros. También, se pueden utilizar diferentes tipos de elementos o cambiar las dimensiones de los elementos que conforman el arreglo.
- Hacer arreglos con antenas planas (de parche) donde se pueden implementar en el mismo montaje los amplificadores y los atenuadores, con la ventaja que la línea de transmisión va sobre el mismo sustrato.
- Apropiación de algoritmos para control de fase y/o amplitud.
- Apropiación de algoritmos de estimación de las direcciones de arribo.
- Apropiación de un algoritmo para el seguimiento de la trayectoria de los satélites.
- Determinar las mejores técnicas de programación para los algoritmos utilizados.
- Determinar el dispositivo de procesamiento que mejor se adapta a la tecnología de antenas inteligentes.
- Dispositivos analógicos y digitales de radiofrecuencia para la implementación de los sistemas de control y alimentación.
- Estipular los recursos computacionales avanzados que exige esta tecnología.
- Diseñar el sistema de control de fase y/o amplitud.
- Diseño de la red de alimentación para las antenas.
- Acoplar todas las etapas, simularlas e implementar el sistema final.
- Diseñar una red de Butler para conmutar los haces sin necesidad del arreglo.

APÉNDICE I

CÓDIGOS DESARROLLADOS EN MATLAB

Las líneas principales del código implementado en Matlab para los tipos de arreglos de antenas se presentan en esta sección.

```
%-----  
%Script: Arreglo Lineal Uniforme (ALU) variando en ángulo theta  
%-----
```

```
theta1=input('ángulo theta en ° ')*pi/180;  
beta= -k*d*cos(theta1)  
theta=0:2*pi/500:2*pi;  
phi=pi/2;  
si=(k*d*cos(theta)+beta);  
AF=(sin(N.*si/2)./sin(si/2));  
sigmad= acos(sin(theta).*cos(phi));  
E= ((cos(k*h.*cos(sigmad))-cos(k*h))./(sin(sigmad)));  
Et=E.*AF;
```

```
%-----  
%Diagrama Corte Plano E
```

```
figure(1)  
polar(theta,Et);  
phi=0:2*pi/500:2*pi;
```

```
%-----  
%Diagrama 3D
```

```
figure(2)  
[FI,TETA]=meshgrid(phi,theta);  
si=(k*d.*cos(TETA)+beta);  
AF=(sin(N.*si/2)./sin(si/2));  
sigmad= acos(sin(TETA).*cos(FI));  
E= ((cos(k*h.*cos(sigmad))-cos(k*h))./(sin(sigmad)));  
Et=E.*AF;  
X=Et.*sin(TETA).*cos(FI);  
Y=Et.*sin(TETA).*sin(FI);  
Z=Et.*cos(TETA);  
S=surface(X,Y,Z,(abs(Et)));  
axis equal  
axis off  
lighting gouraud;  
shading interp  
view(-49,10)
```

```
%-----  
%Calculo de ancho de haz a mediana potencia
```

```
Ancho=(acos(cos(theta1)-(2.782/(N*k*d)))-  
acos(cos(theta1)+(2.782/(N*k*d))))*180/pi
```

```
%-----
```

```

%Calculo directividad
syms x;
f1=(sin((k*d*cos(x)+beta)*N/2))^2 ;
f2=1/(((k*d*cos(x)+beta)*N/2)^2);
f3=sin(x);
fd=f1*f2*f3;
%Solucion de la integral de directividad para arreglos lineales
i=(eval(int(fd,0,pi)));
D=(1/((1/2)*(i)))*2.3
Ddb=10*log10(D)

%-----
%Script: Arreglo Lineal Uniforme (ALU) variando en ángulo phi y theta
%-----
phi=input('ángulo phi en ° ');
theta1=input('ángulo theta en ° ');
sigma= acos(sin(theta1).*cos(phi));
beta= -k*d*cos(sigma)
theta=0:2*pi/500:2*pi;
phi=0:2*pi/500:2*pi;
sigma= acos(sin(theta).*cos(phi));
si=(k*d*cos(sigma)+beta);
AF=(sin(N.*si/2)./sin(si/2));

%-----
%Diagrama 3D
figure(3)
[FI,TETA]=meshgrid(phi,theta);
sigma= acos(sin(TETA).*cos(FI));
si=(k*d*cos(sigma)+beta);
AF=(sin(N.*si/2)./sin(si/2));
sigmad= acos(sin(TETA).*cos(FI));
E= ((cos(k*h.*cos(sigmad))-cos(k*h))./(sin(sigmad)));
Et=E.*AF;
X=Et.*sin(TETA).*cos(FI);
Y=Et.*sin(TETA).*sin(FI);
Z=Et.*cos(TETA);
S=surface(X,Y,Z,(abs(Et)));
axis equal
axis off
lighting gouraud;
shading interp
view(theta1*180/pi,10)

%-----
%Diagrama Corte Plano H
phi=0:2*pi/500:2*pi;
theta=theta1;
sigma= acos(sin(theta).*cos(phi));
si=(k*d*cos(sigma)+beta);
AF=(sin(N.*si/2)./sin(si/2));
sigmad= acos(sin(theta).*cos(phi));
E= ((cos(k*h.*cos(sigmad))-cos(k*h))./(sin(sigmad)));
Et=E.*AF;
figure(2)

```

```

    polar(phi,Et);
%-----
%Diagrama Corte Plano E
theta=0:2*pi/500:2*pi;
phi=phil;
sigma= acos(sin(theta).*cos(phi));
si=(k*d*cos(sigma)+beta);
AF=(sin(N.*si/2)./sin(si/2));
sigmad= acos(sin(theta).*cos(phi));
E= ((cos(k*h.*cos(sigmad))-cos(k*h))./(sin(sigmad)));
Et=E.*AF;
figure(1)
polar(theta,Et);
%-----
%Calculo de ancho de haz a mediana potencia
Ancho=(acos(cos(theta1)-(2.782/(N*k*d)))-
acos(cos(theta1)+(2.782/(N*k*d))))*180/pi
%-----
%Calculo directividad
syms x;
f1=(sin((k*d*cos(x)+beta)*N/2))^2 ;
f2=1/(((k*d*cos(x)+beta)*N/2)^2);
f3=sin(x);
fd=f1*f2*f3;
%Solucion de la integral de directividad para arreglos lineales
i=int(fd,0,pi);
D=eval(1/((1/2)*(i)))
Ddb=10*log10(D)
%-----
%Script: Arreglo Plano Uniforme (APU)
%-----
phil=input('angulo phi en ° ');
theta1=input('angulo theta en ° ');
betax=-k*d.*(sin(theta1).*cos(phil))
betay=-k*d.*(sin(theta1).*sin(phil))
thetamax= atan(betay/betax);
phimax= asin(sqrt((betax/(k*d))^2+(betay/(k*d))^2));
theta=0:2*pi/500:2*pi;
phi=0:2*pi/500:2*pi;
six=(k*d.*(sin(theta).*cos(phi))+betax);
siy=(k*d.*(sin(theta).*sin(phi))+betay);
AF=(sin(M.*six/2)./sin(six/2)).*((sin(N.*siy/2)./sin(siy/2)));
phi=0:2*pi/500:2*pi;
theta=theta1;
six=(k*d.*(sin(theta).*cos(phi))+betax);
siy=(k*d.*(sin(theta).*sin(phi))+betay);
%-----
%Diagrama Corte Plano H
AF=(sin(M.*six/2)./sin(six/2)).*((sin(N.*siy/2)./sin(siy/2)));
sigmad= acos(sin(theta).*cos(phi));
E= ((cos(k*h.*cos(sigmad))-cos(k*h))./(sin(sigmad)));
Et=E.*AF;

```

```

figure(1)
polar(phi,Et);
%-----
%Diagrama Corte Plano E
theta=0:2*pi/500:2*pi;
phi=phil;
six=(k*d*(sin(theta).*cos(phi))+betax);
siy=(k*d*(sin(theta).*sin(phi))+betay);
AF=(sin(M.*six/2)./sin(six/2)).*((sin(N.*siy/2)./sin(siy/2)));
sigmad= acos(sin(theta).*cos(phi));
E= ((cos(k*h.*cos(sigmad))-cos(k*h))./(sin(sigmad)));
Et=E.*AF;
figure(2)
polar(theta,Et);
%-----
%Diagrama 3D
theta=0:2*pi/500:2*pi;
phi=0:2*pi/500:2*pi;
figure(3)
[FI,TETA]=meshgrid(phi,theta);
six=(k*d*(sin(TETA).*cos(FI))+betax);
siy=(k*d*(sin(TETA).*sin(FI))+betay);
AF=(sin(M.*six/2)./sin(six/2)).*((sin(N.*siy/2)./sin(siy/2)));
sigmad= acos(sin(TETA).*cos(FI));
E= ((cos(k*h.*cos(sigmad))-cos(k*h))./(sin(sigmad)));
Et=E.*AF;
X=Et.*sin(TETA).*cos(FI);
Y=-Et.*sin(TETA).*sin(FI);
Z=Et.*cos(TETA);
S=surface(X,Y,Z,(abs(Et)));
axis equal
axis off
lighting gouraud;
shading interp
view(0,10)
%-----
%Directividad y Ancho de Haz a Mediana Potencia
%-----
%Ancho de haz de una broadside, como M=N, solo hay uno
Ancho_Broadside=(acos(-(2.782/(N*k*d)))-acos((2.782/(N*k*d))));
%Ancho de haz en elevacion
Ancho_Elv= Ancho_Broadside*sec(phil)*180/pi
%Ancho de haz en azimu
Ancho_Azi= Ancho_Broadside*180/pi
%Angulo solido
Angulo_solido=Ancho_Elv*Ancho_Azi
%Valor de la directividad en Veces
D=32400/Angulo_solido
%valor de la directividad en dB
DdB= 10*log10(D)

```

```

%-----
%Script: Arreglo plano Cruz de Mills
%-----
    phil=input('angulo phi en ° ')*pi/180;
    thetal=input('angulo theta en ° ')*pi/180;
    sigma1= acos(sin(thetal).*cos(phil));
    beta1= -k*d*cos(sigma1)
    sigma2= acos(sin(thetal).*sin(phil));
    beta2= -k*d*cos(sigma2)
%-----
%Diagrama Corte Plano H
figure(1)
phi=0:2*pi/500:2*pi;
theta=thetal;
sigma1= acos(sin(theta).*cos(phi));
si1=(k*d*cos(sigma1)+beta1);
sigma2= acos(sin(theta).*sin(phi));
si2=(k*d*cos(sigma2)+beta2);
AF=(sin(N.*si1/2)./sin(si1/2))+(sin(N.*si2/2)./sin(si2/2));
sigmad= acos(sin(theta).*cos(phi));
E= ((cos(k*h.*cos(sigmad))-cos(k*h))./(sin(sigmad)));
Et=E.*AF;
polar(phi,Et);
%-----
%Diagrama Corte Plano E
figure(2)
theta=0:2*pi/500:2*pi;
phi=phil;
sigma1= acos(sin(theta).*cos(phi));
si1=(k*d*cos(sigma1)+beta1);
sigma2= acos(sin(theta).*sin(phi));
si2=(k*d*cos(sigma2)+beta2);
AF=(sin(N.*si1/2)./sin(si1/2))+(sin(N.*si2/2)./sin(si2/2));
sigmad= acos(sin(theta).*cos(phi));
E= ((cos(k*h.*cos(sigmad))-cos(k*h))./(sin(sigmad)));
Et=E.*AF;
polar(theta,Et);
%-----
%Diagrama 3D
theta=0:2*pi/500:2*pi;
phi=0:2*pi/500:2*pi;
figure(3)
[FI,TETA]=meshgrid(phi,theta);
sigma1= acos(sin(TETA).*cos(FI));
si1=(k*d*cos(sigma1)+beta1);
sigma2= acos(sin(TETA).*sin(FI));
si2=(k*d*cos(sigma2)+beta2);
AF=(sin(N.*si1/2)./sin(si1/2))+(sin(N.*si2/2)./sin(si2/2));
sigmad= acos(sin(TETA).*cos(FI));
E= ((cos(k*h.*cos(sigmad))-cos(k*h))./(sin(sigmad)));
Et=E.*AF;
X=Et.*sin(TETA).*cos(FI);
Y=-Et.*sin(TETA).*sin(FI);
Z=Et.*cos(TETA);

```

```

S=surface(X,Y,Z, (abs(Et)));
axis equal
axis off
lighting gouraud;
shading interp
view(0,10)

%-----
%Directividad y Ancho de Haz a Mediana Potencia
%-----
%Ancho de haz de una broadside, como M=N, solo hay uno
Ancho_Broadside=(acos(-(2.782/(N*k*d)))-acos((2.782/(N*k*d))));
%Ancho de haz en elevacion
Ancho_Elv= Ancho_Broadside*sec(phi1)*180/pi
%Ancho de haz en azimu
Ancho_Azi= Ancho_Broadside*180/pi
%Angulo solido
Angulo_solido=Ancho_Elv*Ancho_Azi
%Valor de la directividad en Veces
D=32400/Angulo_solido
%valor de la directividad en dB
DdB= 10*log10(D)

```

APÉNDICE II

II.1 GENERALIDADES DE ANTENAS INTELIGENTES

Teniendo en cuenta el incremento en la demanda de la transmisión de datos en redes inalámbricas, se ha motivado la reciente búsqueda hacia el desarrollo de algoritmos y estándares que exploten el espacio de manera selectiva. En relación a lo mencionado, recientemente se ha profundizado el estudio de antenas inteligentes. Estos sistemas de antenas inteligentes proporcionan oportunidades para incrementar la capacidad del sistema, proporcionando calidad de servicio, control de potencia y alargar la duración de las baterías de las unidades portátiles. Una antena inteligente es la combinación de un arreglo de antenas (arrays) con una unidad de Procesamiento Digital de Señales (DSP) que optimiza los diagramas de transmisión y recepción dinámicamente en respuesta a una señal de interés en el entorno [Fierro, 2006]. Este tipo de antena no se limita a generar un haz fijo, es capaz de generar o seleccionar haces muy directivos enfocados hacia el usuario deseado, e incluso adaptarse a las condiciones radioeléctricas en cada momento. En la Figura II.1, se puede observar el esquema de una antena inteligente

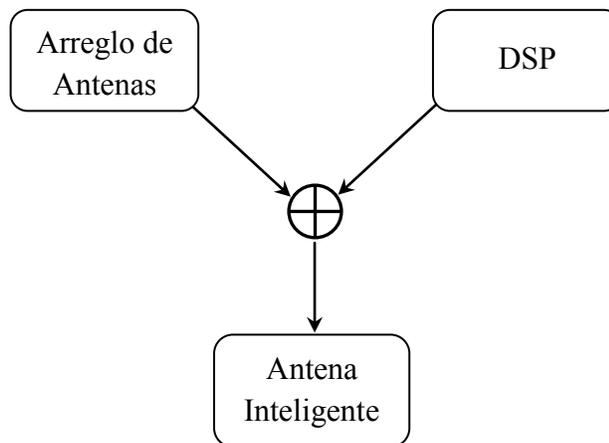


Figura II.1. Esquema de un sistema de antena inteligente

El término de antena inteligente incorpora todas las situaciones en las cuales el sistema está usando un arreglo de antenas y el patrón de antena es ajustado dinámicamente por los requerimientos del sistema. Así, un sistema empleando antenas inteligentes procesa la señal inducida de una serie de sensores. En la Figura II.2, se muestra un diagrama de bloques del sistema. El tipo de sensores usados y la información adicional suministrada al procesador depende de la aplicación, por ejemplo un sistema de comunicaciones usa antenas como sensores y puede usar algunas características de la señal como información adicional.

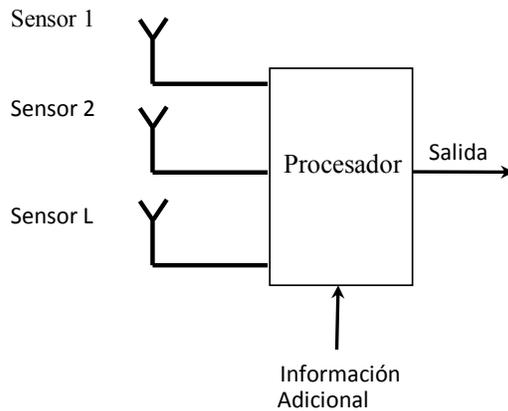


Figura II.2. Diagrama de un sistema de antena inteligente

II.1.1 Tipos de antenas inteligentes: normalmente podemos encontrar tres tipos de antenas inteligentes, estos se diferencian de acuerdo al grado de inteligencia que presente el sistema.

II.1.1.1 Haz conmutado: es la técnica más simple. El sistema radiante genera varios haces fijos, cada uno de ellos apuntando en una dirección distinta, de modo que entre todos se cubra toda la zona deseada. La inteligencia del sistema se encarga de seleccionar el haz que mejor servicio da a cada usuario en particular, en función de algún parámetro de control. Esta técnica no garantiza que el usuario se encuentre en la dirección de máxima radiación del haz que le da servicio, ni que las señales interferentes se vean notablemente reducidas (ya que siempre es posible que alguna entre por uno de los lóbulos secundarios). De hecho, sería posible recibir una señal interferente por un punto del diagrama de radiación con mayor ganancia que la señal deseada, empeorando apreciablemente las prestaciones del sistema [Albornoz, 2004].

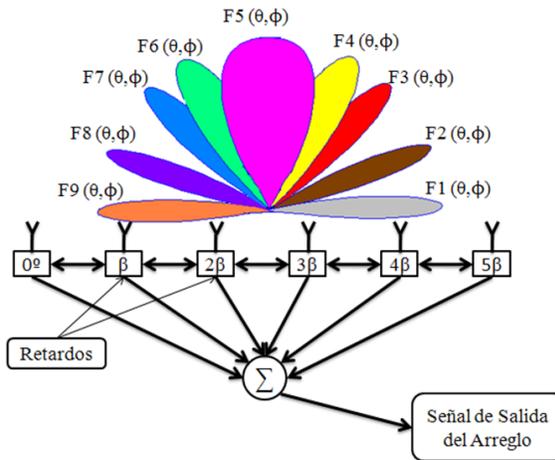


Figura II.3. Representación de los haces de una antena de haz conmutado

II.1.1.2 Haz conmutado de seguimiento [Albornoz, 2004]: esta técnica es más compleja que la anterior. Requiere el uso de un arreglo progresivo (phased array); es decir, un arreglo en el que se pueden controlar electrónicamente las fases con las que se alimentan los distintos elementos, de modo que puede modificarse a voluntad la dirección en la que apunta el lóbulo principal de la antena. A su vez, es necesario utilizar algún algoritmo de detección de la dirección de llegada, de modo que pueda reorientarse dinámicamente el haz para apuntar al usuario deseado. Con esta técnica sí se puede garantizar que el usuario se encuentra iluminado en todo momento por el lóbulo principal y con máxima ganancia (dentro de las limitaciones de los algoritmos que se empleen). Sin embargo, tampoco puede evitarse que las interferencias entren por algún lóbulo secundario del diagrama de radiación.

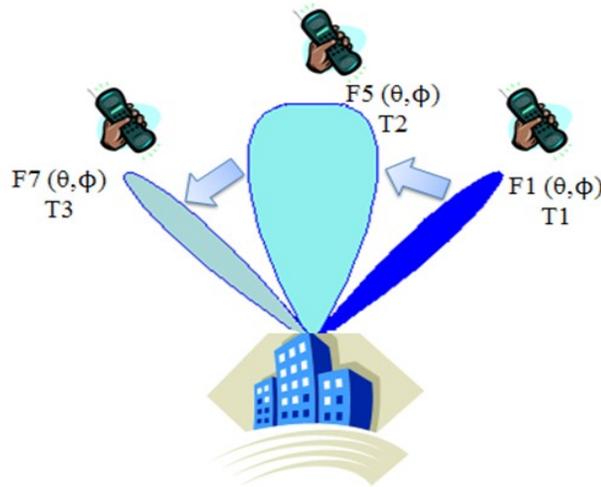


Figura II.4. Antena de haz conmutado de seguimiento

II.1.1.3 Haz adaptativo: este sería el máximo nivel de inteligencia con que se podría dotar al sistema. En este caso la salida de cada elemento del arreglo se pondera con un factor de peso cuyo valor se asigna dinámicamente, de modo que se conforma el diagrama de radiación para maximizar algún parámetro de la señal. De este modo, el diagrama sintetizado habitualmente presentará un lóbulo principal en la dirección del usuario deseado, lóbulos secundarios en las direcciones de las componentes multitrayecto y mínimos (e incluso nulos) de radiación en las direcciones de las fuentes de interferencia. Puede verse el esquema en la Figura II.5 [Albornoz, 2004].

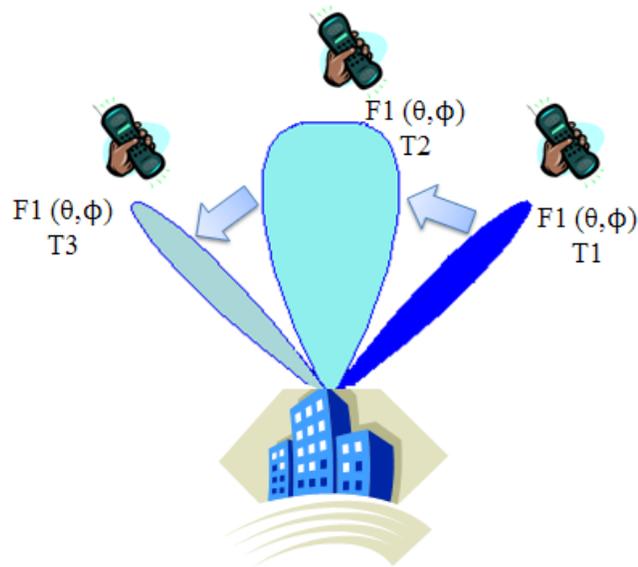


Figura II.5. Antena de haz adaptativo

II.1.2 Patrón de potencia: la representación de la respuesta del arreglo en función del ángulo es denominado patrón de arreglo o patrón de antena. Este también es llamado patrón de potencia, cuando la respuesta en potencia es representada. Un patrón de potencia de un arreglo lineal de 10 antenas con espaciamento equidistante de media onda es mostrado en la Figura II.6 [Godara, 2004]. El ángulo se mide con respecto a la vertical del arreglo. El patrón de potencia se reduce a un valor bajo en ambos lados del apuntamiento del haz (beam-pointing). El lugar de bajo valor se conoce normalmente como un valor nulo. Estrictamente hablando, un valor nulo es una posición en donde la respuesta del arreglo es cero. El patrón entre los dos valores nulos a ambos lados del apuntamiento del haz, que se conoce como el lóbulo principal.

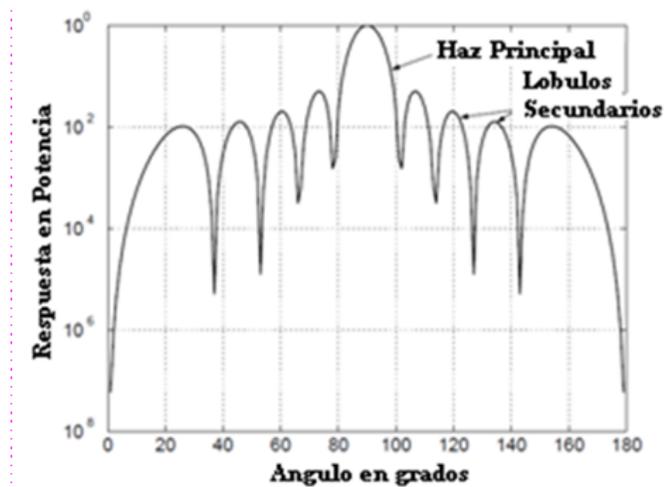


Figura II.6. Patrón de potencia de un arreglo lineal de 10 antenas

II.1.3 Direccionamiento del haz: para un arreglo de antenas dado el haz puede ser apuntado en diferentes direcciones por un movimiento mecánico del arreglo. Esto es conocido como direccionamiento mecánico. El direccionamiento del haz también puede ser logrado al retrasar apropiadamente las señales de excitación del arreglo antes de combinarlas. Este proceso es conocido como direccionamiento electrónico en donde ningún movimiento mecánico ocurre. El retardo requerido puede lograrse mediante la inserción de diferentes longitudes de cable coaxial entre los elementos de la antena y el mezclador. El cambio de las longitudes de los cables lleva a diferentes direcciones de apuntamiento del haz. Cuando el proceso se realiza digitalmente, la señal de los distintos elementos puede ser muestreada, almacenada y sumada después de retardos apropiados para conformar el haz. El retardo requerido es proporcionado por la selección de las muestras de los diferentes elementos de manera que las muestras seleccionadas son tomadas en diferentes tiempos. Cada muestra esta retardada por un múltiplo entero del intervalo de muestreo, por lo que un haz solo puede ser apuntado en la dirección deseada cuando se utiliza esta técnica [Godara, 2004].

II.1.4 Arreglos progresivos: básicamente, una antena de elementos desfasados esta compuesta por grupos de radiadores individuales (elementos), los cuales son distribuidos y orientados una configuración espacial lineal o de dos dimensiones. La excitación de amplitud y fase de cada elemento puede ser controlada individualmente dependiendo de la forma del haz deseada. La posición del haz es controlada electrónicamente ajustando la fase de las señales de excitación de cada uno de los elementos [Volakis, 2007]. Este haz es logrado sin necesidad de utilizar elementos mecánicos.

II.1.5 Conformador de haz convencional [Godara, 2004]: el conformador de haz convencional, algunas veces conocido también como el conformador de Retraso y suma, tiene pesos de magnitudes iguales. Las fases son seleccionadas para direccionar el arreglo en una dirección en particular (φ_0, θ_0) , conocida como dirección de vista. Con \mathbf{S}_0 se denota el vector de direccionamiento en la dirección de vista, los pesos del arreglo son dados por

$$w_c = \frac{1}{L} S_0 \quad (\text{II.1})$$

La respuesta del procesador en una dirección (φ, θ) es obtenida usando la siguiente expresión $y(\varphi, \theta) = w^H S(\varphi, \theta)$, que es, tomando el producto punto del vector de pesos con el vector de direccionamiento $S(\varphi, \theta)$. Con los pesos dados por (II.1), la respuesta $y(\varphi, \theta)$ esta dada por

$$y(\varphi, \theta) = w_c^H S(\varphi, \theta) = \frac{1}{L} S_0^H S(\varphi, \theta) \quad (\text{II.2})$$

Para saber más de como se obtuvo (II.2), revisar el Capítulo 2 de [Godara, 2004].

II.1.5.1 Arquitectura del arreglo y Tecnología de control: la arquitectura de un arreglo abarca todas las opciones que tiene el diseñador del arreglo para traer juntos el electromagnetismo de los elementos, apertura, división de potencia y control. Las opciones de arquitectura comienzan en la apertura del haz y determinan como los elementos son agrupados y alimentados. Detrás de la apertura están algunos medios de control de fase o de tiempo, esto es seguido por una red que combina la potencia de varios elementos, incluyendo amplificaciones, si es necesario y dando la ponderación de amplitud, tiempo de retardo.

El aspecto de control se inicia con los desfasadores de microondas que han sido el pilar de los sistemas electrónicos de barrido desde que el primer arreglo fue construido. Sin embargo, recientes demandas de rendimiento del ancho de banda y control de arreglo altamente flexible, incluyendo arreglos reconfigurables y adaptativos, han resaltado características especiales ofrecidas por el control digital y óptico [Mailloux, 2005].

II.1.5.2 Modalidades de Conformador de haz [Mailloux, 2005]: tecnologías ópticas, análogas y digitales pueden ser aplicadas al control de arreglo de antenas, dependiendo de los requerimientos del sistema y las limitaciones físicas. Esta elección es también función de la tecnología de transmisión y está bien establecida, pero todavía avanza rápidamente mediante el uso de la integración de circuitos y dispositivos de estado sólido, mientras que las tecnologías de control óptico y digital son menos maduras pero incluso ahora ofrecen características ventajosas para ciertas aplicaciones. Los circuitos más básicos de control de cada una de estas modalidades se muestran en la Figura II.7. El control análogo, mostrado en su forma más simple en la Figura II.7(a), podría consistir en un circuito de circulación o *T/R* conmutador para separar los canales de transmisión y recepción al nivel del arreglo, seguido por una red de división de potencia corporativa que pondera las señales para formar el haz. Esta red básica sufre de pérdidas en el circuito de circulación, divisor de potencia, y en los dispositivos de control de fase o tiempo y las frecuencias de microondas podrían añadir a la mitad de la potencia. Por esta razón, llega a ser más común el uso de módulos *T/R* de estado sólido en algunos niveles de sub-arreglos o en cada elemento, como se muestra en la Figura II.7(b). Aquí, orientaciones separadas pueden ser usadas para transmitir o recibir porque ellas a menudo tienen muchos requerimientos diferentes de lóbulos laterales.

La Figura II.7(c), muestra una red óptica básica de control del arreglo. En este circuito simplificado, una señal óptica es de amplitud modulada por una señal de *RF*, la potencia óptica se divide en un canal para cada elemento de la antena y entonces esta es retardada en el tiempo por una conmutación de fibra *TDU*. Después de la detección, la señal *RF* es amplificada e irradiada. La señal recibida es manipulada de manera similar.

Los sistemas de conformación de haz digitales usan amplificación *RF* para cada elemento o sub-arreglo y entonces son convertidos *A/D* (en el receptor) o *D/A* (en el transmisor). Una vez en el dominio digital, el retardo de tiempo y las ponderaciones de amplitud son dadas para cada señal también el control de alta precisión, incluyendo haces simultáneos en el

receptor. La Figura II.7(d), muestra una rudimentaria red de conformador de haz y enfatiza en la capacidad que tiene el dominio digital para crear haces múltiples.

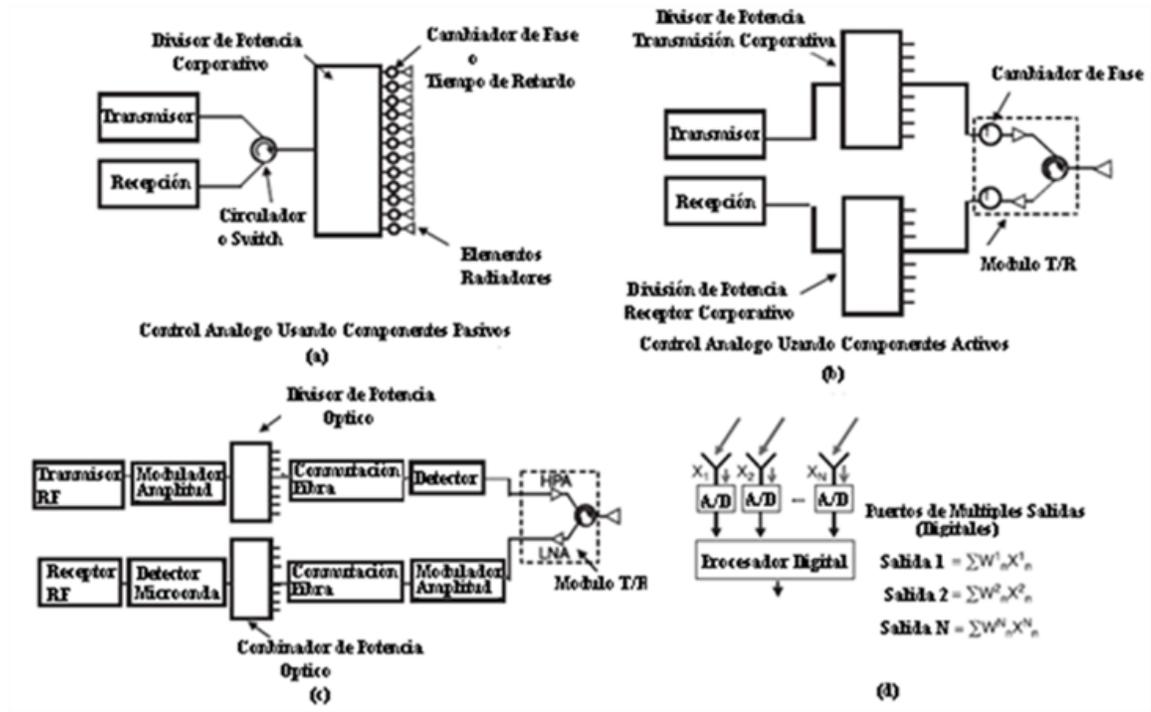


Figura II.7. Modalidades de control del arreglo: (a) control análogo usando componentes pasivos; (b) control análogo usando componentes activos; (c) control óptico y (d) control digital

II.2 DIAGRAMA DE RADIACIÓN EN ARREGLO DE ANTENAS

El diagrama de radiación es definido como la función matemática, o representación gráfica, de las propiedades de radiación de una antena o agrupación de antenas en función de coordenadas espaciales [Trees, 2002]. En la mayoría de los casos, el diagrama de radiación es determinado en la región de campo lejano y es representado en función de coordenadas direccionales. Las propiedades de radiación de una agrupación incluyen densidad de flujo de potencia, intensidad de radiación, directividad, fase o polarización. Por lo general los diagramas de radiación son representados en dos dimensiones, las cuales son el margen de visibilidad en grados y la intensidad de potencia, la cual por lo regular es representada en decibeles (*dB*) con el fin de acentuar en más detalle las partes del diagrama que presentan valores muy pequeños. Además de las características ya mencionadas del diagrama de radiación, existen otras de gran importancia en agrupación de antenas: lóbulo principal, lóbulos secundarios, relación de lóbulo principal a secundario (*SLL*), ancho de haz principal, nulos y directividad. Estos parámetros se describen a continuación.

II.2.1 Lóbulos del diagrama de radiación: algunas partes del diagrama de radiación son referidas como lóbulos, las cuales se pueden clasificar como lóbulo principal, lóbulos secundarios y lóbulos tipo rejilla⁷. Un lóbulo es una porción del diagrama de radiación delimitada por regiones de intensidad de radiación relativamente débil y por regiones de intensidad cero conocidas como nulos [Godara, 2002].

El lóbulo principal se caracteriza por ser el lóbulo con mayor intensidad de radiación y es por ello que es empleado para dar servicio al usuario de interés. En la Figura II.8, se muestra un diagrama de radiación con el lóbulo principal orientado a cero grados. Los lóbulos secundarios se caracterizan por tener una intensidad de radiación menor en relación al lóbulo principal. Los lóbulos secundarios por lo regular son simétricos, es decir que se presentan de forma similar a ambos lados del lóbulo principal.

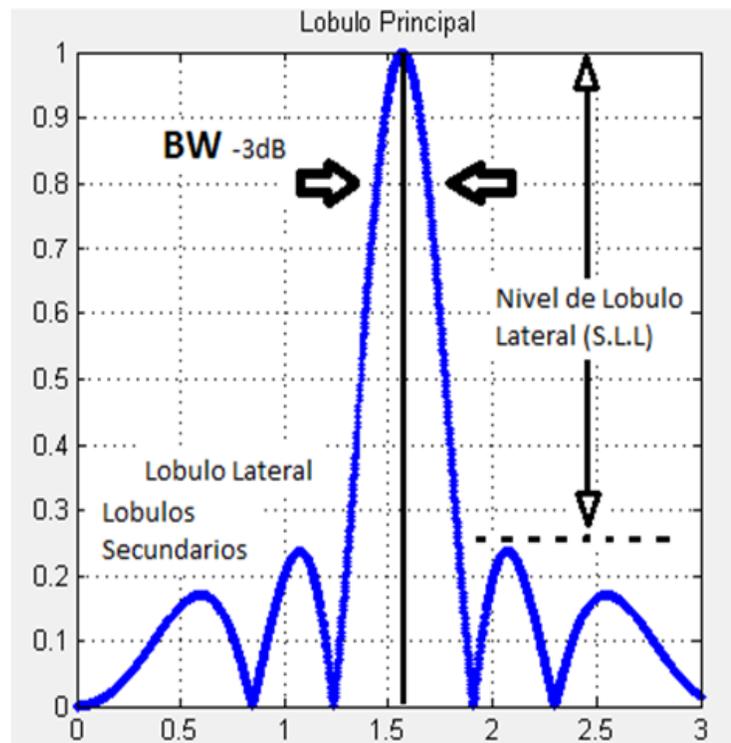


Figura II.8. Parámetros del diagrama de radiación

Existe una relación entre el nivel de los lóbulos laterales y el nivel del lóbulo principal conocida como el nivel de aislamiento, la cual se comenta a continuación.

II.2.2 Nivel de aislamiento SLL: la relación del lóbulo principal al secundario, también conocida como nivel de aislamiento, se define como la razón entre la intensidad de

⁷Los lóbulos tipo rejilla son lóbulos que se forman fuera del margen de visibilidad de la agrupación por lo que representan una pérdida de energía.

radiación del mayor lóbulo lateral y la intensidad de radiación máxima del lóbulo principal [Balanis, 1997]. Esto es,

$$SLL = \frac{A_{SLL}}{A_{m\acute{a}xima}} \quad (II.3)$$

donde:

A_{SLL} : Intensidad de radiación del mayor lóbulo lateral.

$A_{m\acute{a}xima}$: Intensidad de radiación máxima del lóbulo principal.

En la tecnología de agrupación de antena se desea que el nivel máximo de lóbulos laterales sea lo menor posible, ya que mientras menor sea el nivel de lóbulos laterales se tendrá una probabilidad menor de interferencia. Los estándares establecen que un nivel de aislamiento aceptable debe ser menor a $-19dBs$. Otro de los factores que determinan el rendimiento de una agrupación de antenas es en ancho de haz principal.

II.2.3 Ancho de haz principal: el ancho de haz de un diagrama de radiación se define como la separación entre dos puntos idénticos en lados opuestos del lóbulo principal. En un diagrama de radiación existen diferentes anchos de haz, pero podemos definir dos de ellos que son ampliamente empleados; uno de ellos es el ancho de haz de media potencia (*HPBW* por sus siglas en inglés *Half Power Beamwidth*), el cual se define como la separación angular entre las direcciones en las que el lóbulo principal toma el valor de potencia medio; y el otro es el ancho de haz al primer nulo (*FNBW* de sus siglas en inglés *First Null Beamwidth*), el cual se define como la separación angular entre los nulos que delimitan al lóbulo principal. El *HPBW* y el *FNBW* se muestran en la Figura II.9 [Godara, 2002], [Baird CA, 1976].

El ancho de haz principal es de gran importancia, ya que mientras más estrecho sea, se disminuye el desvanecimiento por multi-trayectorias, se aumenta en directividad y ganancia. Cabe mencionar que en ocasiones se tiene un compromiso entre el nivel de aislamiento y el ancho de haz principal, es decir que mientras más se estrecha el haz principal, el nivel de lóbulo lateral se incrementa, y viceversa.

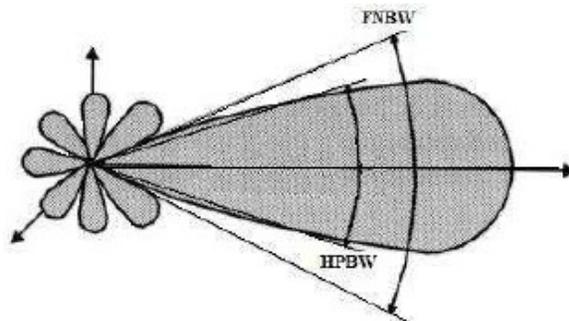


Figura II.9. Anchos de haz

II.2.4 Directividad: la directividad de una antena o agrupación de antenas se define como la relación que existe entre la densidad de potencia radiada en una dirección específica y a una distancia dada, y la densidad de potencia que radiaría a esa misma distancia una antena isotrópica. En su forma matemática, la directividad se expresa como:

$$D = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (\text{II.4})$$

Donde U representa la intensidad de radiación en *watts* por unidad de ángulo sólido y P_{rad} representa la potencia total radiada en *watts*. La directividad se puede obtener, en general a partir del conocimiento del diagrama de radiación de la agrupación de antenas. Una vez ya analizados los factores determinantes de un diagrama de radiación, es necesario mencionar que todos estos parámetros anteriormente descritos pueden hacerse variar a voluntad para así obtener diagramas de radiación con características deseadas y predefinidas. Al proceso de variar los parámetros de un diagrama de radiación a voluntad se le conoce como síntesis del diagrama de radiación.

II.2.5 Síntesis del diagrama de radiación: la síntesis del diagrama de radiación consiste en modificar las características del diagrama de radiación mediante el tratamiento matemático adecuado del factor de agrupación, con el fin de realizar un filtrado espacial. En la síntesis del diagrama de radiación se explotan las características de radiación de la agrupación para realizar un filtrado espacial. El filtrado espacial, visto desde el dominio de frecuencia, se genera mediante la combinación de los diagramas de radiación de cada uno de los elementos de la agrupación [Elliott, 2003]. Este filtrado permite admitir o rechazar señales de acuerdo a su posición espacial.

El filtrado espacial se realiza mediante la interacción de los diagramas de radiación de cada uno de los elementos de antena, para así formar un diagrama de radiación total de la agrupación, es decir que los diagramas de radiación individuales se interfieren entre ellos tanto de forma constructiva como destructiva. Por lo tanto, la síntesis del diagrama de radiación consiste en encontrar el conjunto de excitaciones para los elementos de antena de la agrupación que generen un diagrama de radiación total con características deseadas. Por lo general estas características deben cumplir con las normativas vigentes de las comunicaciones inalámbricas, y además de esto agregar características tales como la dirigibilidad, la cual consiste en hacer que el lóbulo principal se pueda orientar a cualquier dirección dentro del margen de visibilidad de la agrupación de antenas, para dar servicio al usuario independientemente de la posición en la que se encuentre. Otra característica que se ha vuelto de gran importancia es la dirigibilidad de nulos, ésta consiste en dirigir los nulos del diagrama de radiación a cualquier posición lo cual es de gran utilidad, ya que con ello se puede cancelar a usuarios que degraden la comunicación con el usuario de interés [Montoya, 2009]. La sistematización de los procedimientos de síntesis de arreglo (síntesis del diagrama de radiación) ha llevado al desarrollo de varios métodos ampliamente reportados en la literatura, que pueden aplicarse a antenas continuas, tanto lineales como planas.

II.3 ESTACIÓN TERRENA DE COMUNICACIÓN SATELITAL

El siglo XX ha sido denominado el de las comunicaciones espaciales, ya que se ha alcanzado la tecnología necesaria para poner en órbita diferentes satélites artificiales; esto se logró como resultado de años de investigación, trabajo y por la gran visión tecnológica de muchos hombres en el mundo. Las comunicaciones satelitales establecidas como línea de investigación por el grupo *GITUSCO*, son las ondas electromagnéticas que se transmiten gracias a la presencia en el espacio de micro-satélites artificiales (*CUBESAT*) situados en órbita (preferiblemente órbitas bajas) alrededor de la Tierra.

Por comunicaciones satelitales se entiende: sistemas de telecomunicaciones que utilizan uno o más satélites para lograr la reflexión de las ondas electromagnéticas generadas por una estación transmisora con el objeto de hacerla llegar a otra estación receptora. Generalmente, ambas estaciones están situadas en puntos geográficos distantes, sin alcance visual. Se debe tener presente que todo satélite es sólo un nodo o punto intermedio de la red de comunicaciones de la que forma parte, la cual se complementa con las estaciones terrenas que se comunican a través de él. Un sistema de comunicaciones satelital está compuesto por los siguientes elementos fundamentales [Castro, 1999]:

- Segmento espacial o satélite.
- Segmento terrestre o estaciones terrestres. Éstos están compuestos por:
 - Sistemas de seguimiento, telemetría y control.
 - Otros sistemas auxiliares y complementarios.
- Estaciones de usuarios y telepuertos.

Por tanto, las estaciones terrenas que han de operar con los satélites, requieren de prestaciones a exigir que condicionen sus elementos constitutivos, tanto en lo que corresponde a las antenas, elementos asociados y de radio, como el resto del equipo específico para operar con los diferentes tipos de señales y formas de modulación.

En general, las especificaciones técnicas que han de cumplir las estaciones terrenas se establecen a partir de los estudios de definición de los sistemas según los servicios a prestar y su nivel de calidad, sabiendo los satélites a utilizar, y contando con la experiencia y recomendaciones de los organismos internacionales de telecomunicaciones [García, 1989].

En definitiva, una estación terrena consiste en una serie de equipos interconectados entre sí, de los cuales el más representativo y conocido es su antena o reflector parabólico (en la mayoría de los casos). No obstante, en ciertas aplicaciones de *VHF* y *UHF* también pueden ser usadas antenas Yagi o helicoidales, o arreglos de las mismas, debidamente orientados hacia el cielo. Un esquema general de una estación terrena se representa en la Figura II.10 [Neri Vela, 2003].

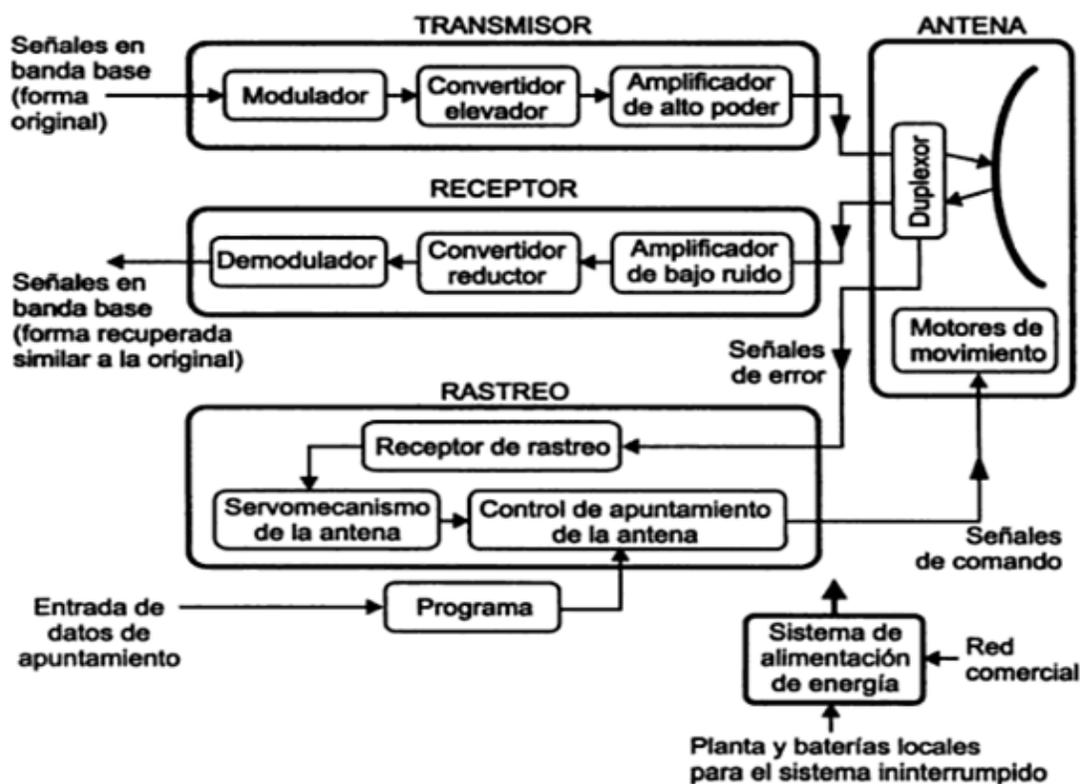


Figura II.10. Diagrama de bloques genérico de una estación terrena

Las estaciones terrenas pueden ser usadas en forma general para transmitir y recibir del satélite. Pero en aplicaciones especiales solo pueden recibir o solo pueden transmitir. La técnica de diseño y fabricación de las antenas es bastante compleja, concentrándose un gran esfuerzo en conseguir reducir todo lo posible la emisión y recepción de señales fuera de la dirección de funcionamiento (eje del haz o lóbulo principal), minimizando los llamados “lóbulos laterales” (direcciones en que existe cierta actividad de la antena, siempre indeseada). Las antenas de las estaciones terrenas han de realizarse teniendo en cuenta la operación del satélite en doble polarización lineal, y dimensionarse con márgenes adecuados para compensar en el grado necesario las atenuaciones causadas por los agentes atmosféricos [García, 1989].

Los patrones de radiación de las estaciones terrenas deben tener lóbulos laterales con niveles bajos, de modo que sea minimizada cualquier posible interferencia con otros sistemas de microondas, sean terrestres o satelitales. Así que dichos patrones deben cumplir con ciertos requerimientos mínimos establecidos por agencias regulatorias nacionales, tales como la FCC de los Estados Unidos, o por organizaciones internacionales como *INTELSAT* o la *UIT*. Por tal motivo, en el caso de la *CCIR* de la *UIT* se han recomendado una serie de requisitos que los patrones de las antenas deben cumplir, para así aprovechar óptimamente el arco geostacionario y las posiciones orbitales; gracias a esto, hace varios años fue

posible reducir el espaciamiento entre satélites adyacentes de 3° a sólo 2°, aproximadamente [Neri Vela, 2003].

II.3.1 Descripción general de la estación terrena USCO: la Universidad Surcolombiana con apoyo de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas ha dado sus primeros pasos en comunicación satelital, con el macro-proyecto *CUBESAT-UD-USCO* telemedicina y telemetría. Un aporte significativo que la Universidad Surcolombiana ha hecho al proyecto *CUBESAT* es la implementación de la Estación Terrena *USCO* ubicada en la ciudad de Neiva. Las características y especificaciones generales de la Estación, y los dispositivos y software que la componen se encuentran consignadas en la Tabla II.1 [Lozano, 2008].

Tabla II.1. Especificaciones de la Estación Terrena USCO

Nombre de la Estación Terrena	USCO
Universidad	Surcolombiana
Ciudad	Neiva
País	Colombia
Altitud	2.9437 N
Longitud	75.3006 W
Frecuencias de Operación	144-146 MHz, 432-438 MHz
Antenas (2m – VHF)	Yagi diseñadas y comerciales (Cushcraft 13B2)
Antenas (70cm – UHF)	Yagi diseñadas y comerciales (Cushcraft A44911S)
Rotor de la antena	Yaesu G-5500
Control Rotor	Yaesu G-5500
Interface PC-Control rotor	Yaesu GS-232B, ICU G-5500 (Desarrollo USCO)
Radios	Kenwood TM-D700, Yaesu FT-7800
Radios auxiliares	Yaesu VX-6R, Yaesu VX-3R
Vatímetro & SWR	Diamond SX-400
GPS	Garmin Etrex
UPS	APC 1 KVA
Fuente de corriente	Diamond GZV4000
Analizador de espectro	Motorola serie R2600
Cable coaxial	LMR-400
Cable de control	Multipar de 10 hilos
Amplificador de bajo ruido LNA (70cm)	SP-700 (Recomendado)
Conmutador coaxial	SSB AS-304 DC-600MHz (Recomendado)
PC1 , PC2 y PC3	Procesador Intel® Core™ 2 duo, 2.19 GHz , Memoria DDR2 1GB
Sistema Operativo	Windows XP
Software de predicción de efemérides	WinOrbit, WxTrack, Orbitron, Jtrack, AMSAT
Software tiempo real	WinOrbit, WxTrack, Orbitron, ICU G5500 2.0, PROET (Aplicación en Labview)
Software post-pasada	PROET (Aplicación en Labview)
Software TNC	PROET (Aplicación en Labview)

Para una explicación detallada del estado de la Estación Terrena USCO se puede consultar [Lozano, 2008].

II.4 GENERALIDADES DE LOS SATÉLITES DE LA COMUNIDAD AMSAT

Basados en el lanzamiento del satélite *EXPLORER- 1* por parte de EEUU en 1958, los radioaficionados de todo el mundo sueñan con la construcción y posterior lanzamiento de su propio satélite, es así como en 1960 se crea en California el proyecto *OSCAR (Orbiting Satellite Carrying Amateur Radio)* y nueve años después se crea la organización *AMSAT*. El objetivo de esta organización es lanzar satélites no comerciales para uso y disfrute de radioaficionados. En los logros de esta organización se encuentra la reducción de costo por lanzamiento y se logró gracias a los siguientes puntos [Valcarce, 2004]:

- Lanzamientos compartidos con otros satélites comerciales. Las empresas y agencias gubernamentales les permiten poner a bordo sus satélites, a cambio ellos ofrecen sus conocimientos y asistencia técnica en el ámbito de la radio.
- Reciben ayudas de los gobiernos en concepto de I+D.
- Es muy frecuente que utilicen materiales "surplus" o donados por la industria.

En los satélites de radioaficionados se pueden encontrar una gran variedad en el tipo de comunicación que manejan, muchos de los modos de comunicación que se encuentran en las bandas tradicionales están disponibles en comunicación satelital: banda lateral única, telegrafía, teletipo, televisión de barrido lento, FM y radio-paquete [Valcarce, 2004]. Todos los satélites de amateur tienen el nombre *OSCAR-[Número]* o pueden llevar otro nombre como (*RS, Iskra, ...*), dependiendo si han sido lanzados por grupos de AMSAT o no.

Desde el mismo momento en el que *AMSAT* comenzó actividades, han sido lanzados más de 70 satélites de radioaficionado en los últimos 40 años. De todos ellos, sólo 28 más o menos dan servicio hoy en día, esto depende pues pueden estar apagados momentáneamente por fallos o por mantenimiento (Datos a año 2004, en la actualidad dan servicio más o menos 20 de los 70 iniciales). Se escoge esta comunidad de satélites por su larga duración comparada con la de los *CUBESAT* que es solo de máximo un año. En esta comunidad se encuentran tres grupos o fases de satélites [Valcarce, 2004]:

- Fase 1: los de este grupo fueron los primeros en ser lanzados, eran casi de prueba. Solamente emiten "bips" y telemetría en Morse.
- Fase 2: satélites de órbita baja equipados con transpondedores lineales para 1 o más modos.
- Fase 3: la Fase 3 significaba el paso a órbitas altamente elípticas, con un apogeo que alcanza o supera los *36000 km* de la órbita geoestacionaria. Ofrecen unas pasadas muy largas cubriendo una gran superficie terrestre.

II.4.1 Tipos de satélites

II.4.1.1 Tipos de satélites de comunicaciones: un satélite se comporta básicamente como un repetidor situado en el espacio: recibe las señales de la estación terrena y las retransmite

a otro satélite o las envía de vuelta a la estación base. En la actualidad podemos encontrar dos tipos de satélites [AREY, 2007].

- Satélites “pasivos”. Son limitados a recibir la señal y retransmitirla sin hacer algún procesamiento o tarea.
- Satélites “activos”. Reciben la señal proveniente de la estación terrena la amplifican antes de devolverla a la tierra. Son los más usados.

II.4.1.2 Tipos de satélites según sus orbitas: dependiendo de la altura a la cual el satélite fue puesto por el cohete espacial, se tienen tres tipos de satélites:

- Satélites “LEO” (*Low Earth Orbit*) orbitan en la tierra entre *400 y 1400 Km* de altura, su velocidad permite que el satélite realice de *4 a 6* pasadas por la estación terrena, la duración de la pasada varía dependiendo de la órbita pero en promedio se puede decir que entre *10 y 18 minutos* se puede tener interacción con el satélite, con este tiempo y el número de pasadas se puede decir que se cuenta con más de una hora para usar el satélite y si se tiene en cuenta que aproximadamente hay más de *15* satélites *LEO* en el espacio, se puede tener una cobertura casi que permanente. Se usan para proporcionar datos geológicos sobre movimiento de placas terrestres y para la industria de la telefonía satelital [AREY, 2007]. La altura que manejan este tipo de satélites permite que se pueda cubrir con señal un área aproximadamente igual a México, sur de Estados Unidos, Centro América, Parte del Caribe y norte de Colombia en los de mayor altura en la órbita.
- Satélites “MEO” (*Medium Earth Orbit*) orbitan la tierra entre *8000 a 20000 Km* de altura, describen una órbita elíptica.
- Satélites “GEO” (*Geostationary Earth Orbit*) estos posicionados a una distancia de la tierra de *35786 Km* de altura, están ubicados sobre el Ecuador. Un solo satélite puede cubrir *1/3* de la superficie terrestre.

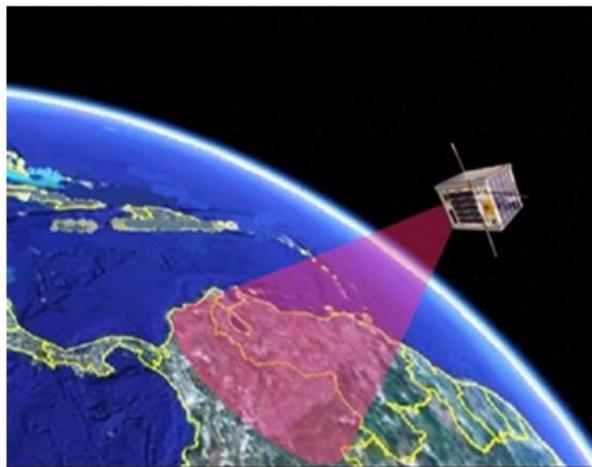


Figura II.11. Pisada de un satélite [CICTA, 2008]

II.4.2 Modos para trabajar un satélite: la manera de trabajar un satélite depende de las características del mismo. *AMSAT* de una manera más didáctica ha dividido éstos en cuatro:

- *Satélites de órbita baja para voz o analógicos:* son los más sencillos de manejar, son los más utilizados por los radioaficionados principiantes. Son utilizados para retransmitir entre 50 y 100 KHz de una banda, es vez de una sola frecuencia como lo hace una repetidora, a 50 o 100 KHz de otra banda con todo lo que se encuentre en ella, sea *CW* o banda lateral. Esto se conoce como “*transponder*”. Entre los satélites de este tipo destacan los rusos *RS-10/11* y *RS-12/13* y el satélite japonés *FUJI OSCAR 20* No se requiere de equipo sofisticado para trabajarlos, quizá solo de un poco de paciencia [Santoyo, 2004].
- *Satélites de órbita baja digitales:* son satélites que principalmente operan en órbita circular⁸ y operan packet en sus distintas modalidades. Son equivalentes a BBS (bulletin Board System) de packet voladores. Los satélites tradicionales de este tipo, conocidos como pacsats, son el *UO-14*, *AMSAT OSCAR 16*, *GO 32*, *el DOVE OSCAR 17*, *el Webersat* o *WO-18* y el satélite argentino *LUSAT* o *LO-19* [Santoyo, 2004].
- *Satélites de órbita elíptica:* son los satélites en los cuales se llevan a cabo las comunicaciones intercontinentales, así como experimentos en tecnología satelital [Arey, 2007]. Entre los satélites que trabajan en este modo podemos encontrar el *OSCAR 10*, *OSCAR 13* y el *ARSENE* [Santoyo, 2004], los cuales se encuentran apagados en este momento.
- Satélites tripulados: en este tipo encontramos las naves espaciales como: el *MIR* ruso, el *Space Shuttle* norteamericano y la *ISS* proyecto conjunto entre varias naciones (EEUU, Rusia, Japón, Canada, Brasil, y 17 países miembros de la Agencia Espacial Europea). Por raro que parezca son relativamente fáciles de trabajar pues los cosmonautas o astronautas permanecen en el espacio por mucho tiempo [Santoyo, 2004].

II.4.2.1 Modo del satélite: en *HF* se conoce como modo al tipo de emisión en el cual se trabaja: *SSB*, *FM*, *CW*, entre otros. En la Tabla II.2, se muestran los modos del satélite.

Tabla II.2. Modos del satélite

Modo	UpLink	DownLink
A	2 metros (145 MHz)	10 metros (29 MHz)
B	70 cm. (435 MHz)	2 metros (145 MHz)
J	2 metros (145 MHz)	70 cm. (435 MHz)
K	15 metros (21.2 MHz)	10 metros (29 MHz)
L	23 cm. (1.2 GHz)	70 cm. (435 MHz)
S	70 cm. (435 MHz)	13 cm. (2.4 GHz)
T	15 metros (21.2 MHz)	2 metros (145 MHz)

⁸La órbita circular es una órbita elíptica con la excentricidad igual a 0. Es un ejemplo de una rotación alrededor de un eje fijo: este eje es la línea a través del centro de masa perpendicular al plano del movimiento.

En un satélite el modo significa las bandas de frecuencia que se están utilizando para tener comunicación con el satélite: Banda para enlace de subida o transmisión (*UpLink*) y la banda para enlace de bajada o recepción (*DownLink*), esto tomando como transmisor y receptor la estación terrena.

II.4.2.2 Equipamiento necesario para recepción de señales de satélites AMSAT: tomando en cuenta la base de datos de los satélites más usados por los radioaficionados tenemos la siguiente Tabla II.3, donde se relacionan las especificaciones mínimas de los equipos para poder tener una recepción aceptable.

Tabla II.3. Especificaciones mínimas de los equipos para Rx

Satélite	Modo	UpLink	DownLink	Tipo de Antenas	Amplificador/ Preamplificador	Modulación en TNC	Tipo
RS-10/11	A	2m/SSB	10m/ SBB	omni	no/no	no	Analógico
DO- 17			2m/ FM	Omni	no/no	1200 AFSK	Digital
AO- 16	JD	2m/ FM	70 cms/ SSB	Omni	no/no	1200 PSK	Digital
KO- 23	JD	2m/ FM	70 cms/ SSB	Onmi	no/no	9600 FSK	Digital
AO- 13	B	70 cms/ SSB	2m/ SSB	Yaguis	si/si	No	Elíptico
MIR/ STS		2m/ FM	2m/ FM	Onmi	no/no	1200 AFSK	Tripulado

Como se puede detallar en la Tabla II.3, el satélite analógico es el que menos necesita elementos, pues tan solo con la antena y un demodulador apropiado se puede obtener la señal.

II.4.3 Base de satélites comunidad AMSAT: para diseñar el arreglo de antenas que va a establecer enlace con los satélites, se tiene que tener en cuenta la base de datos de satélites de la comunidad *AMSAT*, esto con el fin de determinar mediante procesos estadísticos los parámetros del arreglo. En la siguiente Tabla II.4 [AMSAT, 2004], se relacionan únicamente los datos de potencia de transmisión del satélite, frecuencia y modulación de la *BEACOM*, solo se tiene en cuenta estos parámetros pues se va a recibir únicamente la señal *BEACOM*, esto en base a la experiencia de la estación terrena Universidad Surcolombiana, pues en esta solo se podía acceder a la señal *BEACOM* ya que la información útil del satélite se limita a solo las estaciones terrenas que tienen permiso de los fabricantes.

Tabla II.4. Base de datos de satélites de la comunidad AMSAT

Satélite	Potencia de Transmisión	Frecuencia BEACOM	Modulación BEACOM	Estado
Hope Oscar 68 (XW-1)	23 dbm (200mw)	435.7900 MHz	CW	Operacional
ITUpSAT1	100mw	437.3250 MHz	CW	Operacional
PRISM	80 mW	437.2500 MHz	CW	Operacional
KKS-1	-----	437.3850 MHz	CW	Operacional
Cubesat Oscar - 66 (SEEDS II)	-----	437.4850 MHz	CW	
COMPASS-1	-----	437.2750 MHz	CW	Semi-Operacional
Cubesat Oscar-65	-----	437.2750 MHz	CW	Operacional
GeneSat-1	-----	437.0750 MHz	AFSK 1200 BPS	Operacional
CubeSat-OSCAR 58	-----	437.4650 MHz	CW	Operacional
OSCAR-52	-----	145.9360 MHz	Carrier	Operacional
RS-22	300 mW	435.3520 MHz	CW	Operacional
OSCAR 57	-----	436.8475 MHz	CW	Operacional
OSCAR 55	-----	436.8375 MHz	CW	Operacional
Fuji-OSCAR 29 (JAS 2)	-----	435.7950 MHz	CW	Semi-Operacional
Radio-Sputnik 15 (RadioSkaf-15)	-----	29.3525 MHz	CW	Semi-Operacional
UoSat OSCAR 11 (UoSAT 2)	-----	145.8260 MHz	AFSK 1200 BPS	Semi-Operacional
OSCAR 7	-----	435.1000 MHz	CW	Semi-Operacional
UO - 22	300 mW	437,535 MHz	9600 baud FSK (FM)	Semi-Operacional
AO - 7	250 mW	435,100 MHz	CW	Semi-Operacional
LO - 19	750 mW	437,125 MHz	CW	Semi-Operacional
CO - 57	100 mW	436,847 MHz	CW	Operacional
CO - 55	100 mW	436,837 MHz	CW	Operacional
AO - 51	250 mW	435,300 MHz	Repetidor	Semi-Operacional

Como se puede notar en la Tabla II.4, algunos satélites no contienen información sobre potencia de transmisión, estos datos no aparecen en la base de datos de *AMSAT*, para los cálculos se asume la potencia crítica de *100 mW*. Los últimos 6 satelites en la Tabla 4, tuvieron enlace con la estación terrena Universidad Surcolombiana [Lozano, 2008]. Examinando los datos de la Tabla II.4, se puede determinar a partir de datos como: potencia de transmisión, estado y durabilidad del satélite en órbita, que los satélites más convenientes para realizar el estudio son: *Hope Oscar 68 (XW-1)*, *RS-22* y *el CO-57*. Se

tomaron estos satélites como referencia para obtener los parámetros del arreglo, los cuales son determinados en el Capítulo 2.

II.4.4 Software de predicción: un software de predicción es una aplicación que calcula la trayectoria de un satélite con respecto a una referencia fija en la tierra, de acuerdo con los elementos keplerianos que obtuvo el satélite en su momento de lanzamiento, estos programas utilizan métodos de cálculo para determinar la posición del satélite. Los programas de predicción se dividen en:

- Un programa de predicción de pre-pasada es aquel que calcula las coordenadas y demás parámetros del satélite, antes de que éste pase sobre la estación terrena.
- Un programa de post – pasada, calcula las variables relacionadas con el satélite para una próxima pasada sobre la estación terrena.
- Un programa de predicción en tiempo real calcula y permite exportar datos de la trayectoria del satélite durante su paso sobre la estación.

El cálculo de la posición del satélite permite considerar también la distancia desde la estación terrena y la velocidad de desplazamiento, y al conocer la velocidad se puede calcular el efecto del desplazamiento de frecuencia. Las predicciones que se tomaron como referencia para validar los programas de predicción que se utilizaron fueron las suministradas en línea por la *AMSAT*.

II.4.4.1 WXtrack: este es un software de pre-pasada y de tiempo real, permite conocer de un satélite específico: La hora de pasada, número de pasadas en el día, ángulos de azimut y elevación del satélite respecto a la estación terrena, también si se requiere latitud y longitud, además permite hacer predicciones prolongadas en el tiempo, esto permite tener datos para analizar la posición del satélite en varios meses; para el caso específico de este estudio, se determinaron datos de tres meses.

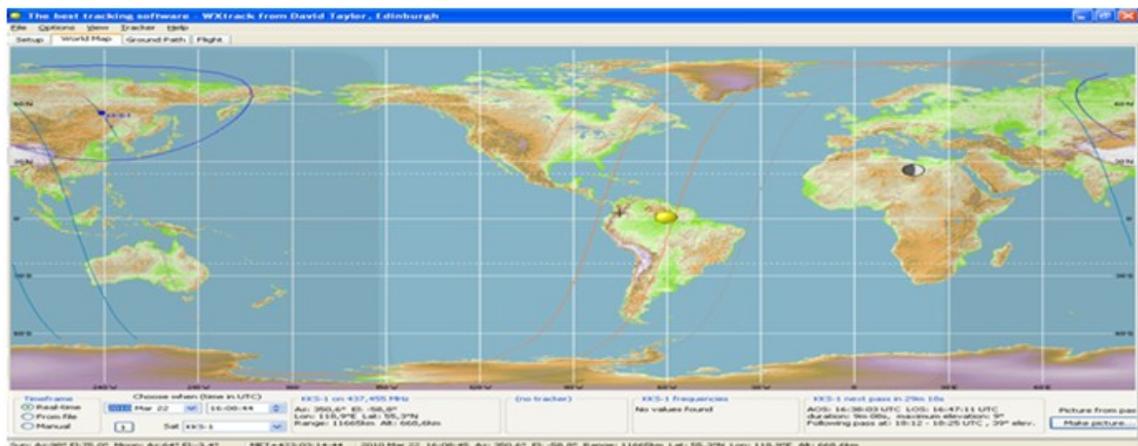


Figura II.12. Apariencia de WXtrack

La configuración del *WXtrack* debe hacerse de la siguiente manera: hay que introducir las coordenadas de la estación terrena, en este caso $2^{\circ}56'45.24'' N$ $75^{\circ}18'14.79'' W$ (datos medidos con *GPS*), escoger el satélite deseado, y dar clic en “*print ephemeris*”, para obtener los detalles de las pasadas del satélite sobre la estación terrena, a continuación se muestra una grafica de la etapa de configuración del software.

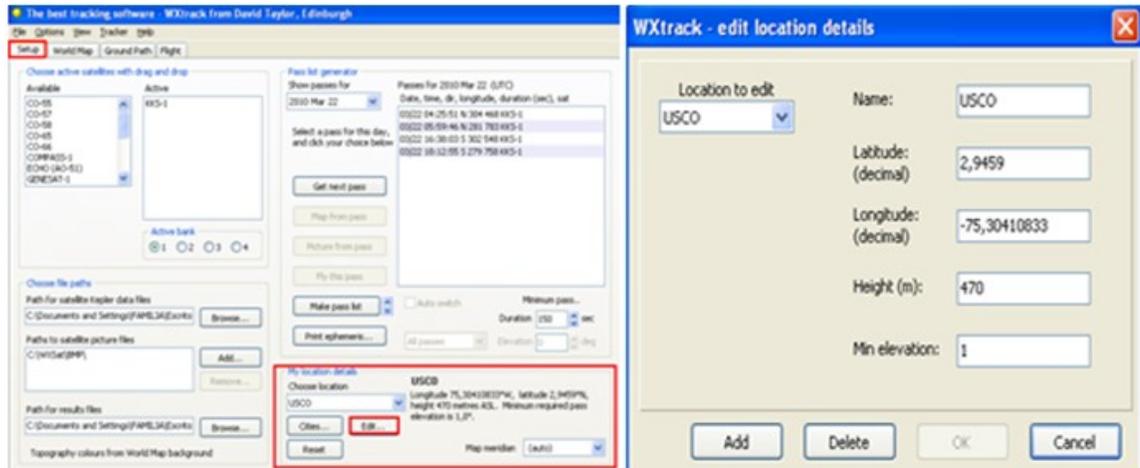


Figura II.13. Configuración del WXtrack

Este software permite visualizar la trayectoria de más de un satélite, genera una lista (documento de texto plano) de los posibles satélites cuya trayectoria entra en la cobertura de los equipos de comunicación, esta lista se puede exportar como archivo *.txt* o *.xls*, si se requiere se puede ver más detalles del paso de los satélites, solo se debe dar clic en la pestaña de configuración y clic en imprimir efemérides, escoger el formato de la hora y la cantidad de días de los que queremos información; se podrán ver los datos del intervalo de tiempo de cobertura del satélite, se obtendrá información por minuto de latitud, longitud, Doppler, azimut, elevación y distancia.

REFERENCIAS

- ALBORNOZ, R., (2004). *Antenas Inteligentes*. V Encuentro Nacional de Ramas IEEE 2004: Valencia, 67 p. Universidad de Carabobo. Facultad de Ingeniería Eléctrica. Departamento de Electrónica y Comunicaciones. Laboratorio de antenas y radiación.
- AMSAT., (2004). *Operational OSCAR Satellite Status Summary*. Obtenida el 2 de febrero de 2010. The Radio Amateur Satellite Corporation: <http://www.amsat.org/amsat-new/satellites/status.php>
- ARCE CASAS, A., (2008). *Síntesis de Agrupaciones de Antenas por Medio de Optimización Estocástica*. Ensenada, B. C., México. 77 p. Trabajo de grado (Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones). Centro de investigación científica y de educación superior de Ensenada. Programa de posgrado en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones.
- AREY., (2007). *Comunicación Satelital*. Obtenida el 2 de febrero de 2010. AREY, página web Asociación de Radioexperimentadores del Estado de Yucatán: <http://arey.awardspace.com/satelital.html>
- BAIRD CA, R. G., (1976). *Adaptive Sidelobe Nulling Using Digitally Controlled Phaseshifters*. IEEE Trans Antennas Propag, 24(9): 634–649 p.
- BALANIS, C. A., (1997). *Antenna Theory Analysis and Design*. 2 ed. New York: Wiley interscience. 1045 p.
- CARDAMA, A., (2002). *Antenas*. 2 ed. Barcelona: Edicions UPC. 468 p.
- CASTRO, A. R., FUSARIO, R. J., (1999). *Teleinformática Para Ingenieros En Sistemas De Información 2*. 2 ed. Barcelona: Reverté. 819 p.
- COVARRUBIAS, D., (2008). *Notas del Curso de Antenas Inteligentes para Comunicaciones Celulares*. CICESE.
- ELLIOTT, R. S., (2003). *Antenna Theory and Design*. Wiley-interscience. New York: revised edition edición. 594 p.
- GARCÍA, J. J., (1989). *Los Satélites de Comunicaciones*. Barcelona: Marcombo. 242 p.

- GARCÍA, L., (2007). *Contribution to the Characterization and Evaluation of Multiple Antenna Systems for Communications: Prototyping, Propagation and Antenna Perspective*. Madrid, 342 p. Trabajo de grado (Doctorado en Telecomunicación). Universidad Politécnica de Madrid. Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación. Departamento de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones. Grupo de Radiación.
- GUITAL, C.A., (2006). *Arquitectura de un Modelo de Redes Wireless Aplicando Antenas Smart*. Valdivia, 152 p. Tesis de grado (Ingeniero Electrónico). Universidad Austral de Chile. Facultad de Ciencias de la Ingeniería. Escuela de Electricidad y Electrónica.
- GODARA, L. C., (2004). *Smart Antennas*. New York: CRC Press. 458 p.
- _____. (2002). *Handbook of Antennas in Wireless Communications*, Vol. 1. New York: CRC Press, Boca Raton. 889 p.
- HERNÁNDEZ, J. A., (1998). *Antenas: Principios Básicos, Análisis y Diseño*. Baja California: UABC (Universidad Autónoma de Baja California).
- LÓPEZ, J., VÁZQUEZ, M., (2007). *Comunicaciones vía Satélite*. Práctica 1: satélites y órbitas. 5º Ingeniería Telecomunicaciones 2007: Barcelona, 10 p. Universidad Autónoma de Barcelona. Departamento de Telecomunicaciones. Escuela Técnica Superior de Ingeniería.
- LOZANO, D., VELASQUEZ, O., (2008). *Implementación y Puesta en Funcionamiento del Sistema de Comunicaciones de la Estación Terrena CUBESAT USCO*. Neiva, 112 p. Trabajo de grado (Ingeniero Electrónico). Universidad Surcolombiana. Facultad de Ingeniería Electrónica. Área de Comunicaciones.
- MAILLOUX, R., (2005). *Phased Array Antenna Handbook*. Boston: Artech House. 492 p.
- MONTOYA, J., (2009). *Nueva Técnica Analítica de Síntesis de Agrupación con Control sólo de Fase Basada en el Círculo Unitario de Schelkunoff*. Ensenada, B. C., México. 87 p. Trabajo de grado (Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones). Centro de investigación científica y de educación superior de Ensenada. Programa de posgrado en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones.
- NERI VELA, R., (2003). *Comunicaciones por Satélite*. México: International Thomson Editores. 544 p.
- OSPINA, M., (2006). *Diseño de un Sistema de Antena Inteligente para una Celda PCS*. Bogotá D.C., 70 p. Trabajo de grado (Magister en Ingeniería - Telecomunicaciones). Universidad Nacional. Facultad de Ingeniería. Maestría en Telecomunicaciones. Departamento de Ingeniería de Sistemas e Industrial.

- RAMOS, J., MARTÍNEZ, M., RUIZ, M., (2002). *Arreglos Planos: la Cruz de Mills*. 8^a., Conferencia de Ingeniería Electrónica: México D.F., 6 p. Universidad de Guadalajara. Departamento de Electrónica, CUCEI.
- SÁNCHEZ, D., (2007). *Diseño, Construcción y Caracterización de Antenas para UHF*. Puebla, México, 83 p. Trabajo de grado (Licenciado en Ingeniería Electrónica y Comunicaciones). Universidad de las Américas Puebla. Escuela de Ingeniería y Ciencias. Departamento de Computación. Electrónica y Mecatrónica.
- SÁNCHEZ, J., (2007). *Síntesis, Vía Técnicas Analíticas de Agrupamiento de Antenas, con Espaciamiento no Uniforme en Geometrías Lineal y Planar*. Ensenada, B.C., México. 102 p. Trabajo de grado (Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones). Centro de investigación científica y de educación superior de Ensenada. Programa de posgrado en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones
- SANTOYO, R., (2004). *Satélites*. Obtenida el 2 de febrero de 2010. AMSAT, página web The Radio Amateur Satellite Corporation: <http://www.amsat.org/amsat/intro/spanish-intro.html>
- TORREALBA, R., (2007). *Síntesis del Diagrama de Radiación en Agrupamientos de Antenas Vía Optimización Convexa*. Ensenada, B.C., México. 107 p. Trabajo de grado (Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones). Centro de investigación científica y de educación superior de Ensenada. Programa de posgrado en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones
- VALCARCE, J., (2004). *Satélites de Radioaficionado*. Consultado el 1 de febrero de 2010. Universidad de Vigo, página web asignatura Sistemas de Comunicación Vía Satélite: <http://www.com.uvigo.es/asignaturas/scvs/trabajos/curso0304/amsat/satelites.htm>
- VOLAKIS, J., (2007). *Antenna Engineering Handbook*. Ohio: McGraw-Will. 1650 p.