CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN SUPERIOR DE ENSENADA

PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

RASTREO SATELITAL UTILIZANDO AGRUPACIONES DE ANTENAS EN SATÉLITES DE ÓRBITA BAJA.

TESIS

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

Presenta:

ALEJANDRO PÉREZ DE LA CRUZ

Ensenada, Baja California, México, Enero de 2010.

TESIS DEFENDIDA POR

Alejandro Pérez De La Cruz

Y APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITÉ

Dr. Roberto Conte Galván

Director del Comité

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales

Miembro del Comité

Dr. Francisco Javier Mendieta Jiménez

Miembro del Comité

Dr. David Salazar Miranda

Miembro del Comité

M.C. Enrique Pacheco Cabrera

Miembro del Comité

Dra. María del Carmen Maya Sánchez

Coordinadora del programa de posgrado en Electrónica y Telecomunicaciones

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales

Director de Estudios de Posgrado

12 de *Enero* de 2010

Dedicatoria

Este trabajo va dedicado a mi familia, mis amigos, y todos quienes me ayudaron en la realización de esta meta. Muchas gracias.

Agradecimientos

A mi familia, Por el apoyo que me han brindado siempre. Gracias por estar ahí.

Al Doctor Roberto Conte, por creer en este proyecto de tesis, y por brindarme su guía, apoyo y amistad. Las lecciones aprendidas en este periodo me acompañarán por siempre.

A los miembros de mi comité de tesis: Los Doctores David Covarrubias, Javier Mendieta, Enrique Pacheco y David Salazar, ya que fue mucha la ayuda que me brindaron en la elaboración de este proyecto de tesis.

Al Maestro en Ciencias Francisco Ricardo Núñez Pérez, por la ayuda invaluable que me brindó cuando más la necesitaba, sin ella no hubiera sido posible siquiera el pensar en el término de este trabajo. “La inteligencia consiste no sólo en el conocimiento, sino también en la destreza de aplicar los conocimientos en la práctica”. – *Aristóteles*.

A mis compañeros y amigos de generación: Adán, Cecy, Daniel (Mitre), Daniel (Saltillo), Israel, Iván, Jackie, Jacobo, Jesús, Juan Carlos, Kunde, Miguel, Nahiví, y Paulino, por todos los momentos vividos dentro y fuera de las aulas por estos 2 años.

A mi gran amigo el Ingeniero Jorge Luis Rodríguez Monroy, ya que sin su ayuda, no hubiera sobrevivido los cursos de redes. Muchas gracias amigo.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT), por permitirme seguir con mi crecimiento profesional.

Al Centro de Investigación Científica y Educación Superior de Ensenada (CICESE), por la oportunidad brindada de cursar el posgrado, al personal académico y administrativo.

RESUMEN de la tesis de **Alejandro Pérez De La Cruz,** presentada como requisito parcial para la obtención del grado de MAESTRO EN CIENCIAS en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Telecomunicaciones. Ensenada, Baja California. Diciembre de **2009**.

Rastreo satelital utilizando agrupaciones de antenas en satélites de órbita baja.

Resumen aprobado por:

Dr. Roberto Conte Galván
Director de Tesis

El crecimiento de los sistemas de comunicación satelitales en los últimos 20 años ha motivado la búsqueda de nuevas maneras de aumentar su capacidad para dar servicio a un número cada vez mayor de clientes.

Una de las líneas de investigación con mayor proyección actualmente es la incorporación de agrupaciones de antenas en las comunicaciones satelitales. Utilizando agrupaciones de antenas en ambos extremos del enlace se generan haces directivos de alta ganancia, multiplexión por división espacial, mejora en la relación portadora-ruido y genera un ahorro en ancho espectral al reutilizar las frecuencias.

Generalmente, el uso de agrupaciones de antenas se había dado en solo uno de los extremos, ya sea en el satélite o en la estación terrena.

En esta tesis, primero se diseña una constelación satelital con satélites de órbita baja (LEO), para proveer cobertura satelital. Sigue con el diseño de un enlace de comunicación que cumple con los requerimientos de calidad (representados por una relación de error de bit) y de límite de potencia, utilizando agrupaciones de antena como parte integral del enlace, aprovechando las ventajas en el diagrama de radiación que nos ofrecen.

La segunda parte de este trabajo consiste en generar un modelo computacional que simule el desplazamiento de un satélite a través de una trayectoria orbital cubriendo mutuamente las áreas de cobertura entre un satélite y una estación terrena con agrupaciones de antenas en ambos extremos, aplicando un método de detección de dirección de arribo (DOA) para rastrear su contraparte del extremo de comunicación y dirigir el máximo de radiación y de esta manera mejorar el enlace de comunicación.

Palabras Clave: Satélite, Enlace, Agrupaciones de antenas, Rastreo, Bidireccional.

Abstract of the thesis from **Alejandro Pérez De La Cruz,** presented as a partial requisite to obtain of the MASTER IN SCIENCE degree in Electronics and telecommunications with major in Telecommunications. Ensenada, Baja California. October of 2009.

Satellite tracking using antenna arrays on low orbit satellites.

Abstract approved by:

Dr. Roberto Conte Galván
Thesis Director

The growth of satellite communications systems in the last 20 years has motivated the search of new ways to increase their service providing capabilities, for an ever rising number of clients.

One of the fastest growth research fields currently is the incorporation of antenna arrays in satellite communications. Using antenna arrays on both ends of the communication link creates highly directive beams with high gain, bandwidth savings, Carrier-to-noise ratio (CNR) improvement, and spatial division multiplexing.

Commonly, the use of antenna arrays has been implemented on only one side of the communication link, either at the satellite or the earth station.

In this thesis, first a low earth orbit (LEO) satellite constellation is designed to provide full global coverage, followed by the communication link budget design that complies with quality requirements (in the form of bit error ratio) and power constraints, using antenna arrays as an integral part of the budget, harnessing the radiation pattern advantages that they deliver.

The second part of this work concerns the creation of a computer model that simulates the movement of a satellite throughout an orbital trajectory that is in both earth station and satellite coverage areas, each end with antenna arrays applying a direction-of-arrival (DOA) processing method to track its counterpart position, steering the maximum gain in that direction and thus improving the communication quality.

Keywords: Satellite Link, Antenna array, Tracking, Bidirectional.

CONTENIDO

Página

Lista de figuras xiii

Lista de tablas xvii

Capítulo I Introducción general.

I.1 Introducción…… 1

I.2 Planteamiento del problema……. 3

I.3 Objetivo de la tesis……... 4

I.4 Metodología de la investigación……... 5

I.5 Estado del arte…….. 6

I.6 Organización de la tesis…… 6

Capítulo II Sistemas de comunicación satelital.

II.1 Introducción a las comunicaciones satelitales…… 8

II.2 Principales componentes de un sistema de comunicación satelitales… 9

II.2.1 Segmento terrestre…… 9

II.2.2 Segmento espacial…… 9

II.3 Tipos de órbitas satelitales y cobertura……... 10

CONTENIDO (CONTINUACIÓN)

II.3.1 Órbitas satelitales……..……... 10

II.3.2 Cobertura de los satélites LEO…… 11

II.3.3 Constelaciones de satélites LEO…….. 14

II.4 Cálculo de enlaces de comunicaciones vía satélite……. 14

II.4.1 Presupuesto de enlace…….. 16

II.4.2 Cálculo final del enlace…… 17

II.5 Conclusiones……...…… 17

Capítulo III Agrupaciones de antenas en comunicaciones por satélite.

III.1 Introducción…… 18

III.2 Características del diagrama de radiación……. 19

III.2.1 Representación gráfica del diagrama de radiación……. 19

III.2.2 Lóbulo principal…….. 21

III.2.3 Lóbulos secundarios……... 21

III.2.4 Nulos……... 21

III.2.5 Ancho de media potencia…… 21

III.3 Tipos de antenas utilizadas en las comunicaciones satelitales…….. 22

III.3.1 Antenas con cobertura única……... 22

III.3.2 Antenas con cobertura sectorial…….. 24

III.3.3 Antenas con cobertura dinámica……. 25

CONTENIDO (CONTINUACIÓN)

III.4 Agrupamientos de antenas……. 25

III.4.1 Características de las agrupaciones de antenas……... 26

III.4.2 Agrupamiento de antenas en comunicación vía satélite……. 27

III.4.3 Agrupamiento lineal de antenas…….. 28

III.4.3.1 Manipulación del diagrama de radiación en una agrupación lineal de antenas…….. 29

III.4.3.2 Ancho del lóbulo principal en función del direccionamiento del diagrama de radiación……... 30

III.4.3.3 Directividad de una agrupación lineal de antenas... 31

III.4.4 Agrupamiento de antenas en un plano…… 32

III.4.4.1 Ángulo de media potencia……... 35

III.4.4.2 Directividad en un agrupamiento planar de antenas……. 37

III.5 Conclusiones…….. 37

Capítulo IV Rastreo de fuentes utilizando agrupaciones de antenas.

IV.1 Algoritmo de amarre lógico de dirección (DiLL)……. 38

IV.2 Componentes del algoritmo DiLL……. 40

IV.2.1 Señal de entrada…….. 40

IV.2.2 Condiciones iniciales…….. 41

IV.2.3 Correlación……. 42

CONTENIDO (CONTINUACIÓN)

IV.2.4 Función costo…….. 43

IV.2.5 Filtrado de la señal de error…… 44

IV.2.6 Ganancia de la señal de error…….. 44

IV.2.7 Corrección de dirección de la señal de prueba……... 45

IV.2.8 Señal de prueba……... 45

IV.3 Funcionamiento del algoritmo DiLL……. 46

IV.4 Características del algoritmo DiLL……... 47

IV.4.1 Intervalo de enganche……. 48

IV.4.2 Diferencias entre el Algoritmo DiLL implementado a diferente número de elementos de antena…….. 49

IV.5 Pruebas del algoritmo DiLL para detección de fuentes con movilidad. 51

IV.5.1 Con retroalimentación fija y cambios instantáneos de DOA. 52

IV.5.2 Con retroalimentación de dirección variable……. 53

IV.5.3 Retroalimentación variable y cambios instantáneos de DOA 54

IV.5.4 Retroalimentación fija, 2 dimensiones (θ y φ), y cambios instantáneos de DOA……. 56

IV.5.5 Retroalimentación variable, 2 dimensiones y cambios instantáneos de DOA……. 57

IV.6 Análisis del algoritmo DiLL con ruido……. 60

IV.6.1 Error cuadrático medio de la respuesta del algoritmo DiLL……... 60

CONTENIDO (CONTINUACIÓN)

IV.6.2 Error de estimación de la respuesta del algoritmo DiLL……... 62

IV.7 Conclusiones…….. 63

Capítulo V Simulación y análisis de resultados.

V.1 Introducción…… 65

V.2 Consideraciones de simulación……... 66

V.3 Procedimiento para conexión del enlace……. 67

V.3.1 Inicio de la comunicación…… 67

V.3.2 Establecimiento del enlace de radio……. 68

V.3.3 Mantenimiento del enlace y rastreo del otro extremo del enlace……. 68

V.3.4 Desconexión del enlace…… 69

V.4 Desarrollo del proceso de simulación……. 70

V.4.1 Selección de la órbita satelital……. 70

V.4.2 Diseño y simulación de la constelación a utilizar……... 71

V.4.3 Calidad del enlace de comunicaciones…… 72

V.4.4 Diseño del enlace de comunicaciones……. 73

CONTENIDO (CONTINUACIÓN)

V.4.5 Rastreo de la dirección de un extremo del enlace satelital… 76

V.4.5.1 Rastreo con 10 dB de CNR…… 77

V.4.5.2 Rastreo con 20 dB de CNR…… 79

V.4.5.3 Rastreo con 30 dB de CNR…… 81

V.5 Análisis de resultados……... 84

Capítulo VI Conclusiones y aportaciones

VI.1 Conclusiones…….. 86

VI.2 Recomendaciones…….. 88

VI.3 Aportaciones…….. 89

VI.4 Trabajo Futuro……... 89

Referencias…… 91

Apéndices

A. Factor de agrupación planar...…….. 95

B. Transformación de U y V para DiLL…… 97

LISTA DE FIGURAS

Figura		**Página**
1	Metodología de la investigación en el desarrollo de esta tesis	5
2	Consideraciones geométricas en el diseño de una constelación satelital	12
3	Ejemplo de la cobertura de LEOS a diferentes órbitas	13
4	Representación rectangular del diagrama de radiación	20
5	Representación polar del diagrama de radiación	20
6	Ejemplo de un enlace satelital con antenas de cobertura única, mostrando las coberturas del satélite y la estación terrena	23
7	Cobertura de una estación terrena utilizando antenas de cobertura única	23
8	Satélite con antena sectorial	24
9	Cobertura de una antena sectorial sobre un país o un continente y Cobertura de una región en celdas sectoriales	24
10	Ejemplo de diagrama de radiación sectorial de un satélite sobre Estados Unidos	25
11	Ejemplo de una agrupación lineal de antenas en recepción	28
12	Comportamiento del ángulo de media potencia de una agrupación lineal uniforme de 31 elementos en función de la fase progresiva de los elementos	30
13	Barrido del ángulo de media potencia de una agrupación lineal en función del número de elementos de la agrupación lineal uniforme con una fase progresiva de 0 grados	31

LISTA DE FIGURAS (continuación)

14	Ejemplo de una agrupación planar con los ángulos θ (azimut) y φ (elevación)	34
15	Ejemplo de un diagrama de radiación de una agrupación en el plano de 31x31 elementos de antena, con θ=30º y φ= 0°	35
16	Diagrama de flujo del algoritmo DiLL	39
17	Respuestas del algoritmo DiLL con una ALU de N=10 elementos, DOA= 0°, Δθ=0.1º	43
18	Respuesta del algoritmo DiLL con 5 elementos de antena DOA=-15º, Δθ variable, θ_0=20º	46
19	Barrido de la señal de error del algoritmo DiLL de una ALU de 5 elementos, DOA=0° y Δθ=0.1º	48
20	Algoritmo DiLL implementado en una ALU de 5 elementos, ángulo de arribo=0° y Δθ variable, con dos puntos iniciales	49
21	Barrido del intervalo de enganche del algoritmo DiLL contra número de elementos en agrupaciones lineales	50
22	Barrido de la amplitud de la función costo del algoritmo DiLL contra número de elementos de una agrupación lineal	51
23	Respuesta del Algoritmo DiLL, ALU de 5 elementos de antena, Δθ=0.1º	53
24	Respuesta del algoritmo DiLL con 5 elementos de antena DOA=-15º, Δθ variable, θ_0=20º	54
25	Respuesta del algoritmo DiLL con 5 elementos de antena, θ_0=20º Δθ' variable, DOA= -15º y 10º	55

LISTA DE FIGURAS (continuación)

26	Respuesta del algoritmo DiLL en 2 dimensiones, con $\Delta\theta$=0.1º	57
27	Trayectoria propuesta	58
28	Rastreo de las direcciones de la trayectoria cerrada, θ y φ por separado	59
29	Rastreo de la trayectoria utilizando el algoritmo DiLL, N=5 elementos de antena	59
30	Desempeño del error cuadrático medio del algoritmo DiLL implementado en una agrupación lineal de 31 elementos a diferentes tasas de CNR	61
31	Desempeño del error de estimación del algoritmo DiLL implementado en una agrupación lineal de 31 elementos a diferentes tasas de CNR	63
32	El satélite tiene mayor cobertura que la estación terrena debido a la curvatura de la tierra	67
33	Representación de las órbitas satelitales de la constelación de 950 Km utilizando STK	68
34	Representación del modelo a utilizar	69
35	Muestra del desperdicio de energía radiada por tener un ángulo de apertura muy ancho	70
36	Constelación propuesta	72
37	Tasa de error de bit (BER) contra relación portadora a ruido (CNR), mostrando los puntos en los cuales se obtiene las probabilidades de error requeridas	73

LISTA DE FIGURAS (continuación)

38	Potencia de transmisión necesaria para obtener un CNR de 10 dB contra número de elementos de antena en el plano	75
39	Rastreo del algoritmo DiLL en azimut con 10 dB de CNR	77
40	Error de dirección del rastreo en azimut con 10 dB de CNR	77
41	Rastreo del algoritmo DiLL en elevación con 10 dB de CNR	78
42	Error de dirección del rastreo en elevación con 10 dB de CNR	78
43	Rastreo del algoritmo DiLL en azimut con 20 dB de CNR	79
44	Error de dirección del rastreo en azimut con 20 dB de CNR	80
45	Rastreo del algoritmo DiLL en elevación con 20 dB de CNR	80
46	Error de dirección del rastreo en elevación con 20 dB de CNR	81
47	Rastreo del algoritmo DiLL en azimut con 30 dB de CNR	81
48	Error de dirección del rastreo en azimut con 30 dB de CNR	82
49	Rastreo del algoritmo DiLL en elevación con 30 dB de CNR	83
50	Error de dirección del rastreo en elevación con 30 dB de CNR	83
51	Tiempos de ejecución de DiLL bidireccional en una agrupación de 31x31 elementos, con 10 dB de CNR	85
52	Representación de varias estaciones terrenas comunicándose con un satélite móvil	90
53	Representación de un satélite móvil comunicándose con varias estaciones terrenas	90
54	Geometría rectangular de una agrupación en el plano	96

55	Representación tridimensional de la función U	97
56	Representación tridimensional de la función V	97
57	Rastreo de la función U	98
58	Rastreo de la función V	98
59	Error de estimación en U	99
60	Error de estimación en V	99

LISTA DE TABLAS

Tabla		**Página**
I	Cobertura de diferentes alturas LEO	13
II	Condiciones de la simulación para la corrección fija y cambios instantáneos de DOA	52
III	Condiciones de la simulación para DiLL con corrección variable	53
IV	Condiciones de la simulación para DiLL con corrección variable y cambios instantáneos de DOA	55
V	Condiciones de la simulación para DiLL bidimensional con corrección fija	56
VI	Direcciones de la trayectoria de prueba	57
VII	Condiciones de simulación para pruebas de DiLL con ruido	60
VIII	Error cuadrático medio para una agrupación de 31 elementos a diferentes CNR	61
IX	Error de estimación para una agrupación de 31 elementos a diferentes CNR	63
X	Equipo de cómputo a utilizar	66
XI	Parámetros orbitales	71
XII	Parámetros a utilizar en el presupuesto de enlace	74
XIII	Potencias de transmisión, Ganancia de antena y número de elementos de antena en el presupuesto de enlace a utilizar	76
XIV	Parámetros del error de dirección para las simulaciones de rastreo de trayectoria utilizando DiLL a diferentes CNR	84

[Página en blanco]

Capítulo I

Introducción general

I.1 Introducción

Las comunicaciones satelitales han sido uno de los avances más importante en el mundo de las comunicaciones internacionales. Un satélite es básicamente una estación de comunicaciones cuyo objetivo principal es iniciar o asistir la transmisión de información de un punto a otro a través del espacio [Kolawole, 2002]. Una de las características más importantes de las comunicaciones satelitales es la de cubrir grandes áreas geográficas. Como consecuencia, un solo satélite puede formar una red tipo estrella, enlazando simultáneamente a muchos usuarios en áreas remotas con difícil acceso por otros medios de comunicación. [Jamalipour, 1998].

Desde su aparición en 1957, las comunicaciones satelitales han jugado un papel muy importante en las telecomunicaciones. Dentro de las comunicaciones satelitales, los sistemas de satélites de órbita baja fueron desarrollados para ofrecer comunicaciones globales, los cuales tienen diferentes requerimientos de diseño que sus contrapartes de mayor altura (órbita media y geoestacionaria).

Las comunicaciones satelitales se distinguen por su área de cobertura, y además, pudiendo llegar a cualquier lugar de la tierra con gran flexibilidad, apoyado por los esquemas de modulación y codificación, llegándose a dar esquemas adaptativos para combatir efectos nocivos del clima, manchas solares y otros.

Su constante evolución ha sido el resultado de la demanda de servicios de comunicación cada vez mayor, empezando por la simple retransmisión de llamadas telefónicas análogas, siguiendo por la transmisión de televisión analógica y digital, información meteorológica recopilada en los mismos satélites, información de radiofaro (Sistema de Posicionamiento Global o GPS) hasta llegar hoy en día a la transmisión de video, voz y datos digitales de banda estrecha (Internet satelital). En un futuro próximo, los sistemas de comunicación satelital deberán proveer servicios tales como acceso a Internet de alta velocidad y servicios de banda ancha (videoconferencia, transmisión de información y multimedia).

Dada la siempre creciente demanda de servicio, uno de los mayores retos en estos tiempos, es aumentar la capacidad de los sistemas de comunicación satelitales, en donde, debido al uso de antenas radiales se desperdicia mucha potencia en irradiar zonas que se encuentran dentro de su área de cobertura, pero que no tienen estaciones terrenas. Este problema se ha reducido por medio de la utilización de antenas sectoriales, las cuales dividen el diagrama de radiación para la mejor utilización de la potencia y ancho de banda.

Una limitante para el crecimiento de los sistemas de comunicación vía satélite es la saturación del espectro de frecuencia, lo cual obliga a optimizar el uso del mismo. Al utilizar antenas parabólicas o sectoriales, se desperdicia parte del espectro de frecuencias al radiar zonas en las que no se encuentra ninguna estación terrena, ya que ningún otro sistema de comunicación puede comunicarse utilizando esta frecuencia. Para esto, existen técnicas que permiten optimizar el espectro mediante la reutilización de frecuencias en el área de cobertura del satélite.

Para mejorar las prestaciones del enlace satelital, en este trabajo se utilizan agrupaciones de antenas. Una agrupación de antenas es un conjunto de elementos radiantes

idénticos en una configuración eléctrica y geométrica. Al aplicar la tecnología de agrupación de antenas, se obtienen:

- Haces directivos reconfigurables.
- Una mayor ganancia de la antena, y por ello, mejores prestaciones a la hora del enlace.
- Haces principales estrechos y de alta ganancia, los cuales ocupan un área relativamente pequeña, permitiendo reutilizar frecuencias.

La aplicación de agrupaciones de antenas en lugar de las antenas tradicionales, permite una optimización en el consumo de potencia (logrando con ello un mayor tiempo de vida de las baterías), además de proporcionar una mayor capacidad de trafico al evitar lugares con poca o ninguna población [Amador Castro, 2007], al reconfigurar el diagrama de radiación de acuerdo a las necesidades del área a comunicar.

I.2 Planteamiento del problema

En la mayor parte de los satélites actuales se utilizan antenas parabólicas, radiando un área de cobertura resultante. Esto desperdicia parte del espectro de frecuencia, ya que ningún otro sistema satelital puede comunicarse con la misma frecuencia dentro del área de cobertura. Al utilizar haces muy estrechos en dirección del usuario, se optimiza el enlace de comunicación. Tales haces permiten la reutilización de la misma frecuencia para comunicar diferentes regiones dentro del área de cobertura.

Dado el poco tiempo de visibilidad entre el satélite LEO y la estación terrena, es importante que se puedan estar comunicando entre ellos para así evitar pérdidas de información. Para esto es de vital importancia para ambos, estación terrena fija y satélite móvil, el conocer la dirección relativa de su contraparte en azimut y elevación. Esto garantiza la máxima ganancia de la antena y mejora la transmisión de la información.

El problema a atacar es la movilidad y el rastreo entre ambos, satélite y estación terrena cuando se encuentra en su órbita, para que los haces dirigidos del satélite y la estación terrena puedan ubicarse eficientemente uno al otro en su periodo de visibilidad.

Utilizando técnicas de detección de fuentes en las agrupaciones de antenas en ambos extremos, se puede estimar la dirección angular de su contraparte, dirigiendo dichos haces para lograr un enlace continuo a través de la trayectoria orbital del satélite.

De aquí nace la motivación de esta tesis: el rastreo mutuo entre satélite y estación terrena, para garantizar una correcta transmisión de la información al redireccionar el diagrama de radiación en una forma dinámica y mantener el enlace óptimo minimizando el error de dirección.

I.3 Objetivo de la tesis

Objetivos generales:

Generar haces dinámicos entre una agrupación de antenas a bordo de un satélite LEO y otra agrupación en una estación terrena durante el tiempo de visibilidad del enlace de comunicación entre ambos.

Generar un modelo computacional para dar seguimiento en azimut y elevación en ambas antenas (terrestre y espacial) dentro de un enlace de comunicaciones entre un satélite en movimiento y una estación terrena fija, utilizando técnicas de rastreo en las agrupaciones de antenas.

Objetivos específicos:

- Diseñar una constelación de satélites de órbita baja con cobertura global.
- Utilizar agrupaciones de antenas a bordo de satélites, y estaciones terrenas.

- Diseñar un enlace satelital en banda Ka que garantice una calidad de servicio, con un nivel de aislamiento entre portadora y ruido (CNR) mínimo de 10 dB, para la transmisión de video, voz y datos a 8 Mbps en ambos sentidos.

- Realizar el rastreo de la posición en azimut y elevación entre un satélite móvil y una estación terrena fija, durante el tiempo de visibilidad mutuo, utilizando agrupamientos matriciales de antenas a bordo de ambas partes.

I.4 Metodología de la investigación

La metodología de la investigación en el desarrollo y los resultados de esta tesis se muestra en la Figura 1. Se emplea la plataforma de simulación MATLAB, para todo lo que es la parte del enlace y agrupaciones de antenas. Para la simulación y diseño de las órbitas satelitales se utiliza la plataforma de simulación STK (Satellite Tool Kit), una plataforma para simular sistemas de comunicación satelitales.

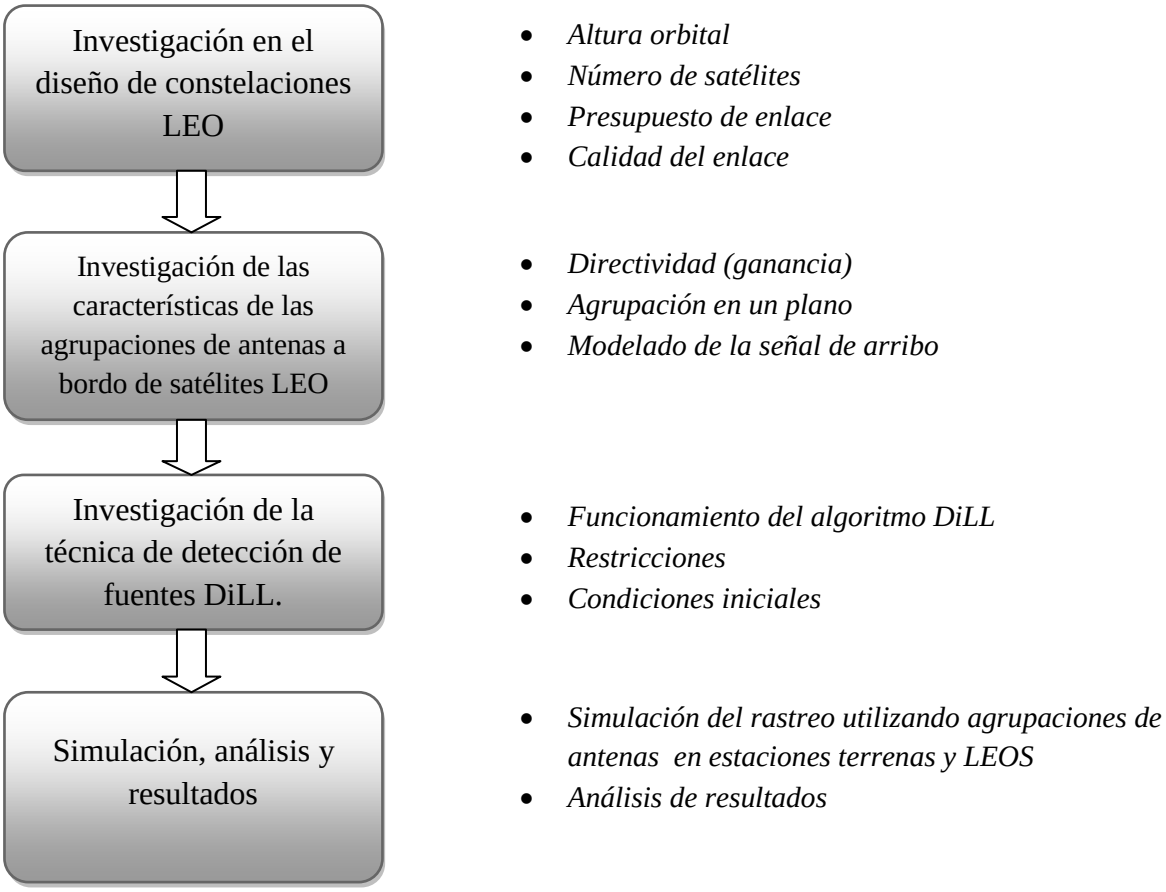

Figura 1. Metodología de la investigación en el desarrollo de esta tesis

1.5 Estado del arte

En el tema de agrupaciones de antena en satélites, tienen mucho valor los trabajos presentados por [Amador Castro, 2007], [Jin Lian, 1997], [Geise, 2007] e [Ingram, 2004], mientras que para la detección de fuentes utilizando agrupaciones de antenas se tienen las aportaciones de [Diab, 2007], [Min, 2004] y [Seo, 2002]. Para lo que es la detección de fuentes utilizando agrupaciones de antenas para uso satelital se cita el trabajo de Gieron [2006], donde se menciona la utilización de agrupaciones de antena para rastrear al satélite desde una estación terrena. De ahí nace el interés de este trabajo, el rastreo mutuo entre satélite y estación terrena, aplicando la optimización que ofrece el uso de agrupaciones de antenas.

1.6 Organización de la tesis

Este trabajo de tesis está organizado de la siguiente manera:

En el capítulo II se estudiarán las características básicas de los sistemas satelitales, donde se definen las características de una órbita y una constelación de satélites LEO.

En el capítulo III se estudiarán las antenas, destacando las ventajas de las agrupaciones de antenas para los sistemas de comunicación satelitales con LEOS. También se describirán los parámetros de antenas más importantes, por ejemplo la ganancia, la directividad y ancho de haz. Se presentará la modelación matemática que permite generar en diagrama de radiación en una agrupación de antenas lineal y en el plano.

En el capítulo IV se verá la técnica de lazo de amarre de dirección (DiLL) en su funcionamiento, ventajas, y los diferentes pasos realizados para utilizar esta técnica para el seguimiento de una fuente móvil.

En el capítulo V se describirán las simulaciones hechas, mostrando la capacidad de rastreo entre un satélite móvil y una estación terrena fija. También se hará el análisis de

resultados, evaluando la precisión del rastreo entre ambos extremos del enlace de comunicación.

En el capítulo VI se presentarán las conclusiones obtenidas de los resultados arrojados en el capítulo V, así como las aportaciones de este trabajo de investigación.

Capítulo II

Sistemas de comunicación satelital

II.1 Introducción

El acceso a los sistemas de comunicación es una necesidad básica para negocios, educación, salud y otros sectores. Una gran parte de la humanidad aún no tiene acceso a algún sistema de comunicación electrónica, dada la lejanía a los centros urbanos o por cuestiones sociopolíticas. Un satélite de comunicaciones es una estación de retransmisión colocada en órbita, cuyo objetivo primario es el de iniciar o asistir la transmisión de información de un punto a otro a través del espacio [Kolawole, 2002].

Los sistemas de comunicación satelital pueden ayudar a proveer acceso global a la infraestructura de telecomunicaciones actual disponible solo en las áreas urbanas. Debido a que la baja altitud de los LEOS reduce el retardo, las pérdidas y el ruido, estas redes satelitales pueden proveer comunicaciones que sean compatibles con las tecnologías terrestres actuales [ITU, 2002].

II.2 Principales componentes de los sistemas de comunicación satelital

Los sistemas de comunicación satelital se dividen en 2 segmentos: el segmento terrestre, representado por las estaciones terrenas, y el segmento espacial, que consiste en los satélites en órbita. Ambos segmentos se mencionan a continuación.

II.2.1 Segmento terrestre

El segmento terrestre de un sistema de comunicación satelital consiste en las estaciones terrenas, las cuales se comunican a través de los satélites que se encuentran en su rango de alcance. Las terminales terrenas pueden ser fijas o móviles, en cielo, mar y tierra. El segmento terrestre a su vez tiene estaciones de control y telemetría (TT&C), las cuales monitorean el estado del satélite, ajustan la órbita, la configuración de comunicación y enlace [Kolawole, 2002].

II.2.2 Segmento espacial

El segmento espacial consiste en los satélites, los cuales son el núcleo de la red de comunicación satelital y realiza la comunicación utilizando elementos activos. El equipo llevado a bordo del satélite se clasifica de acuerdo a su función. La *carga útil* se refiere al equipo utilizado para proveer el servicio de comunicaciones del satélite. La carga útil se compone principalmente de un *transponder* que consiste de un receptor, el cual procesa la señal que trasmite la estación terrena al satélite (enlace ascendente) utilizando un juego de frecuencias, y un transmisor, el cual repite el contenido de información utilizando un segundo juego de frecuencias (enlace descendente). La *plataforma* se refiere al vehículo que lleva los diversos subsistemas que proveen la potencia, el control de estabilización, control orbital, control térmico, telemetría y comando para apoyar a la carga útil [ITU, 2002], [Long, 1999], [Roddy, 2001].

II.3 Tipos de órbitas satelitales y cobertura

Un satélite es un cuerpo artificial en el espacio, pero sigue las mismas leyes en su traslación que los planetas alrededor del sol. Las 3 leyes más importantes para el movimiento planetario se derivaron empíricamente por Johannes Kepler (1571-1630). Las leyes de Kepler son generales y pueden ser aplicadas a cualquier pareja de objetos en el espacio [Jamalipour, 1998], [Roddy, 2001], [Conte Galván, 2008]. Comúnmente se refiere al objeto de mayor masa como el primario y al más pequeño como el secundario: Utilizando esta nomenclatura, la tierra es el objeto primario, y el satélite orbitándola es el objeto secundario [Jamalipour, 1998].

II.3.1 Órbitas satelitales

En general, hay 3 tipos diferentes de órbitas satelitales:

- Satélites de órbita baja (LEO)
- Satélites de órbita media (MEO)
- Satélites geoestacionarios (GEO)

Los satélites LEO orbitan la tierra en un intervalo que va de los 160 a 2000 km de altitud. Estos satélites pueden ser pequeños, fáciles de lanzar y se prestan para técnicas de producción en masa. Una red de satélites LEO normalmente tiene la capacidad de llevar grandes cantidades de facsímil, correo electrónico y datos, comunicándose con los usuarios a través de enlaces terrestres con estaciones terrenas.

MEO es una órbita circular, entre los 8,000 a 18,000 km de altitud, no necesariamente sobre el ecuador. Un satélite MEO se encuentra entre las órbitas baja y geosíncrona. Los sistemas MEO involucran mayores retardos y potencias que los satélites en órbitas más bajas. Sin embargo, se requiere menos satélites para alcanzar la misma cobertura.

Una órbita GEO es una órbita circular en el plano ecuatorial. El satélite parece permanecer fijo en una posición relativa a la tierra alrededor de 35,784 km de altitud si su ángulo de elevación es ortogonal (90º) al ecuador. Su periodo orbital está sincronizado con el de la tierra.

Los GEOS comerciales proveen servicios de satélite fijos (FSS) en las bandas de 4 a 6 GHz (C), 2/1 GHz (L), 14/12 GHz (Ku) y 40/27 GHz (Ka) entre otras bandas del espectro radioeléctrico [Kolawole, 2002].

II.3.2 Cobertura de los satélites LEO

La máxima cobertura geométrica puede ser definida como la porción de la tierra dentro de un cono con el satélite en su ápice, el cual es tangencial a la superficie de la tierra. Considerando α el ángulo de visión desde el satélite hacia la estación terrena; el ángulo de ápice es 2α. El ángulo de visión, llamado *ángulo de apertura de la antena*, se establece como [Kolawole, 2002]:

$$\alpha = \sin^{-1}\left(\frac{r_e}{r_e + h_s}\right) \tag{1}$$

Donde:

α es el ángulo de apertura de la antena en el satélite, grados.

$\mathbf{r_e}$ es el radio de la tierra (6378 km).

$\mathbf{h_s}$ es la altura orbital del satélite, kilómetros.

Al despejar, se tiene que:

$$h_s = \frac{\mathrm{r_e} \times (1 - \sin(\alpha))}{\sin(\alpha)} \tag{2}$$

El ancho de haz de las antenas del satélite determina el área de la tierra con cobertura. El ancho de haz requerido directamente determina la ganancia de la antena, y para una frecuencia operativa, el tamaño físico de la apertura de la antena [Jamalipour, 1998].

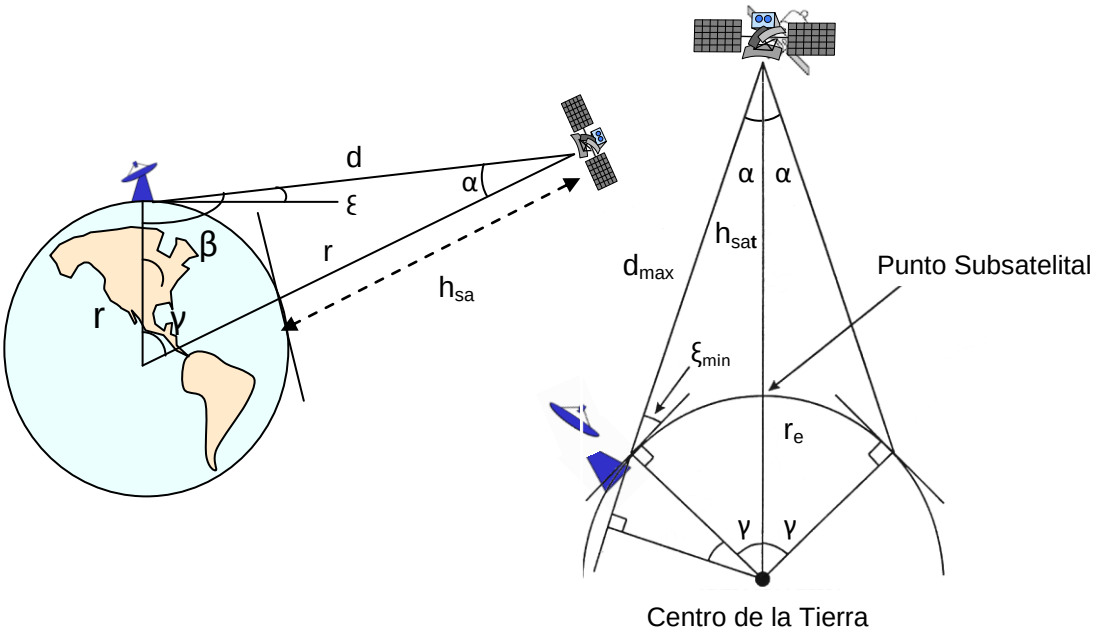

Figura 2. Consideraciones geométricas en el diseño de una constelación satelital [Amador Castro, 2007].

El área de cobertura A_{cov} desde la cual el satélite es visible con un ángulo de elevación de al menos γ, puede ser establecida como en la figura 2 y la expresión (3) [Amador Castro, 2007]:

$$A_{cov} = 2\pi r_e^2 (1 - \cos\gamma) \tag{3}$$

Donde

$\mathbf{A_{cov}}$ es el área de cobertura (km^2)

$\mathbf{r_e}$ es el radio de la tierra (6378.1 km)

γ es el ángulo central, una relación trigonométrica esférica que relaciona las coordenadas del satélite y la estación terrena [Kolawole, 2002].

El ángulo de apertura requerido en el satélite para generar una cobertura dada debe satisfacer la expresión 4 [Kolawole, 2004]:

$$2\pi(1-\cos\alpha)=\frac{A_{cov}}{h_s^2} \tag{4}$$

Dadas las alturas satelitales manejadas por los LEOS (de 500 a 2000 km), las áreas de cobertura serían las mostradas en la tabla I y en la figura 3:

Tabla I Cobertura de diferentes alturas LEO

Altura (km)	α	A_{cov}
500	68.01°	982,619.86 (km^2)
2000	49.57°	8,836,029.67 (km^2)

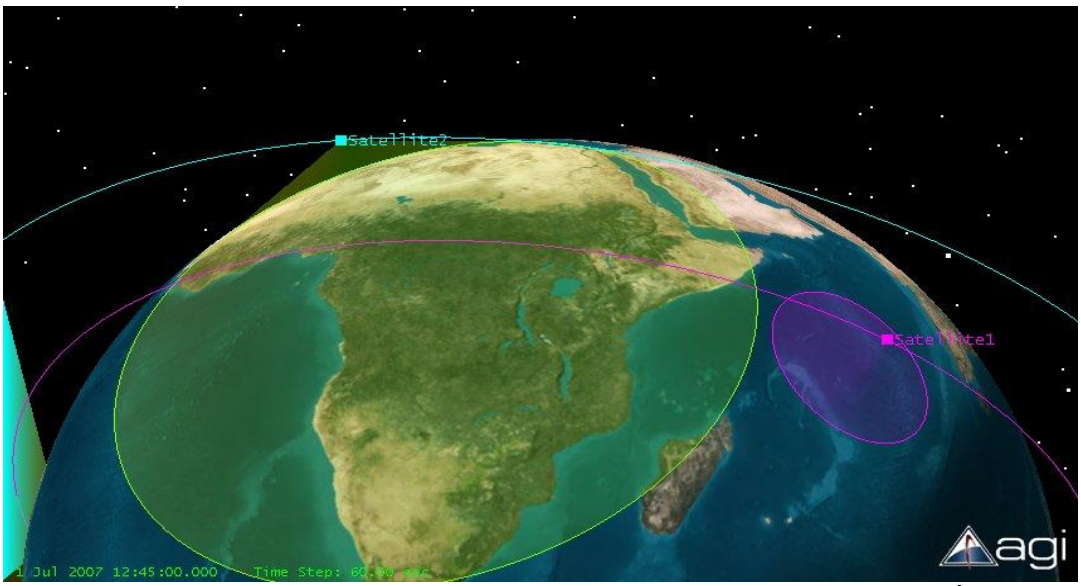

Figura 3. Ejemplo de la cobertura de un satélite LEO a 2000 km de altura orbitando sobre África junto a otro a 500 km de altura (generado utilizando STK).

II.3.3 Constelaciones de satélites LEO

Una constelación es un grupo de satélites similares trabajando juntos para proveer una red de servicio útil. La constelación (o configuración) de satélites en los sistemas LEO está diseñada para funcionar como una red, principalmente para obtener mayor cobertura. Cada satélite en una constelación se conecta a los satélites cercanos por medio de enlaces intersatelitales. Estos enlaces enrutan la información recibida a través de la red satelital hacia una estación terrena. Cada nodo satelital implementa funciones de control y señalización utilizados para crear, mantener y terminar conexiones [Jamalipour, 1998].

II.4 Cálculo de enlaces de comunicación vía satélite

El enlace de comunicación satelital debe estar diseñado para proveer una comunicación confiable, de buena calidad, lo cual implica que la señal transmitida por la estación terrena transmisora debe llegar a la estación terrena receptora con un nivel de portadora por encima de las señales no deseadas generadas por varias fuentes de ruido e interferencia [ITU, 2002].

La calidad de la comunicación de la señal del mensaje recibido por la terminal receptora, deriva de la relación de potencia a ruido, y de los procesos de modulación/demodulación y codificación/decodificación en el receptor [ITU, 2002].

En el caso de las comunicaciones digitales, la calidad de las comunicaciones se mide por la tasa de bit erróneo (BER). El BER se deriva de la relación portadora a ruido (C/N) o de la relación de energía de bit a densidad de ruido (E_b/N_0) en la entrada del receptor y de los parámetros de modulación [ITU, 2002].

Como parámetro de calidad del enlace, se utiliza la tasa de bit erróneo, denotada por la expresión (5) [Proakis, 1995]:

$$P_e = erfc\left(\sqrt{2\frac{E_b}{N_0}}\right) \tag{5}$$

Donde erfc es la función de error complementaria, denotada por la expresión (6) [Proakis, 1995]:

$$erfc(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_x^{\infty} e^{-z^2}dz \tag{6}$$

La relación entre el CNR y el E_b/N_0 se puede ver en [Amador Castro, 2007], de donde sale la expresión (7):

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N}\cdot\frac{B_n}{R_b} \tag{7}$$

Donde:

B_n es el ancho de banda de ruido en Hz

Rb es la velocidad de transmisión de datos en bit/segundo

C es la potencia de la portadora en W, dB

N es la potencia de ruido en W, dB

II.4.1 Presupuesto de enlace

Para calcular el enlace de comunicación en un enlace satelital (obtener el C/N), se aplica la ecuación (8) [Conte Galván, 2008], [Amador Castro, 2007]:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{dB} = P_{t_{dB}} + G_{r_{dB}} + G_{t_{dB}} - L_{p_{dB}} - N_{dB} - r_{dB} - o_{dB} \quad (8)$$

Donde

Pt: Es la potencia de transmisión en dB

Gt: La ganancia de la antena transmisora en dB

Gr: La ganancia de la antena receptora en dB

L_p: Son pérdidas por espacio libre en dB

N: Es la potencia de ruido térmico en dB

r: Son las pérdidas por lluvia en dB

o: Son pérdidas varias (conectores, envejecimiento, etc.) en dB

La expresión (15) se aplica a cualquier enlace satelital, ya sea ascendente o descendente. Estas expresiones se obtienen a partir de [Conte Galván, 2008], [Amador Castro, 2007].

II.5.4 Cálculo final de enlace

Para calcular el C/N total del enlace satelital (ascendente más descendente), se utiliza la expresión (9) tomada de [Conte Galván, 2008]:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{total} = \frac{1}{\left(\frac{C}{N_{Asc}}\right)^{-1} + \left(\frac{C}{N_{Desc}}\right)^{-1}} \tag{9}$$

II.6 Conclusiones

En este capítulo se vieron las bases de las comunicaciones satelitales, su clasificación, y por último los componentes del presupuesto en un enlace de comunicaciones satelitales. Tales cálculos y medidas dan una idea del escenario a manejar, para entrar en el capítulo 3, donde se verá lo relacionado a antenas y sus conceptos básicos.

Capítulo III

Agrupaciones de antenas en comunicaciones satelitales

III.1 Introducción

Una antena es la estructura de transición entre el espacio libre y un dispositivo guía. Tal dispositivo es una guía de onda, y es usada para transportar energía electromagnética de la fuente trasmisora a la antena, o de la antena al receptor. En el primer caso tenemos una antena transmisora, y en el segundo tenemos una antena receptora [Balanis, 1997].

Todas las antenas tienen diagramas de radiación direccionales; esto es, transmiten más energía en algunas direcciones que en otras, y reciben más energía cuando apuntan en cierta dirección. El teorema de reciprocidad dice que el diagrama de radiación direccional es el mismo para una antena transmisora que para una receptora [Roddy, 2002].

III.2 Características del diagrama de radiación

Un *diagrama de radiación* de antena es definido como "una función matemática o representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena en función de coordenadas en el espacio". En la mayoría de los casos, el diagrama de radiación se determina para campo lejano y es representada como una función de la dirección. La propiedad más importante del diagrama de radiación es la distribución espacial bidimensional o tridimensional de la energía radiada en función de la posición del observador a través de un camino o superficie de radio constante. Una traza de la potencia recibida a un radio constante se conoce como el *diagrama de potencia*. Por otro lado, Una gráfica de la variación espacial del campo eléctrico (o magnético) a través de un radio constante se conoce como un *diagrama de amplitud de campo*. En la práctica, un diagrama tridimensional se mide en una serie de diagramas bidimensionales. Para la mayoría de las aplicaciones prácticas, unos cuantos barridos del diagrama en azimut (θ) para valores particulares de elevación (φ), además de algunos barridos con una función de φ en algunos valores fijos de θ, dan la mayor parte de la información útil y necesaria [Balanis, 1997].

III.2.1 Representación gráfica del diagrama de radiación

El diagrama de radiación representa el valor del parámetro con respecto al ángulo de visión. Cuando se representa el diagrama de radiación, los parámetros de su estructura son muy importantes, ya que estos determinan el comportamiento del diagrama [Amador Castro, 2007].

La estructura del diagrama de radiación se presenta en forma de lóbulos, los cuales pueden ser clasificados como mayores y menores. Un lóbulo es una porción del diagrama de radiación acotada por regiones relativamente débiles, como se ve en las figuras 4 y 5 [Amador Castro, 2007].

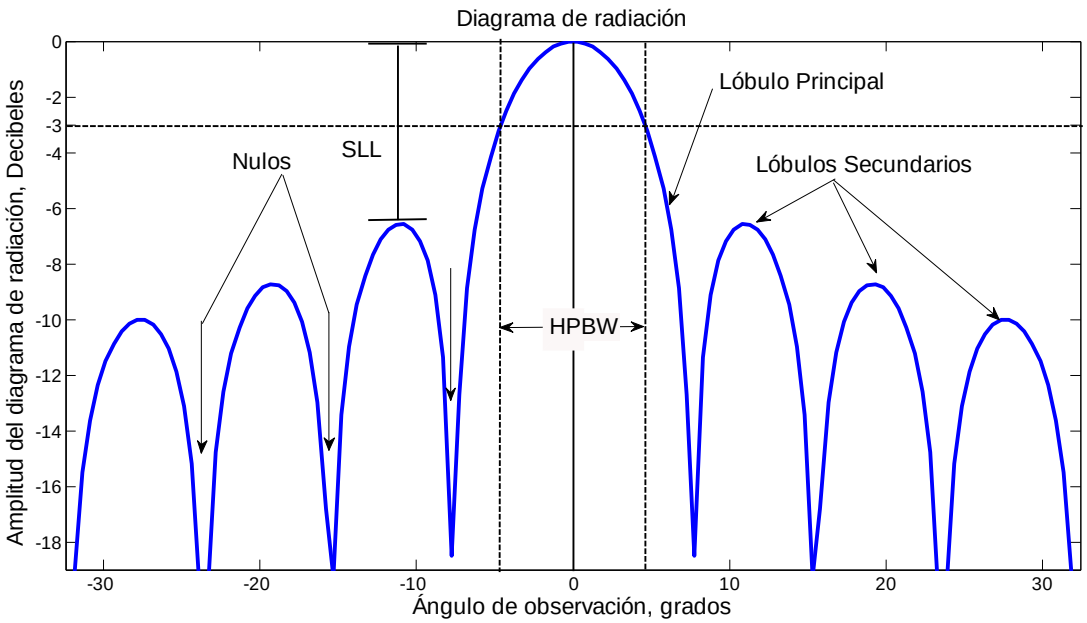

Figura 4. Representación rectangular del diagrama de radiación (normalizado)

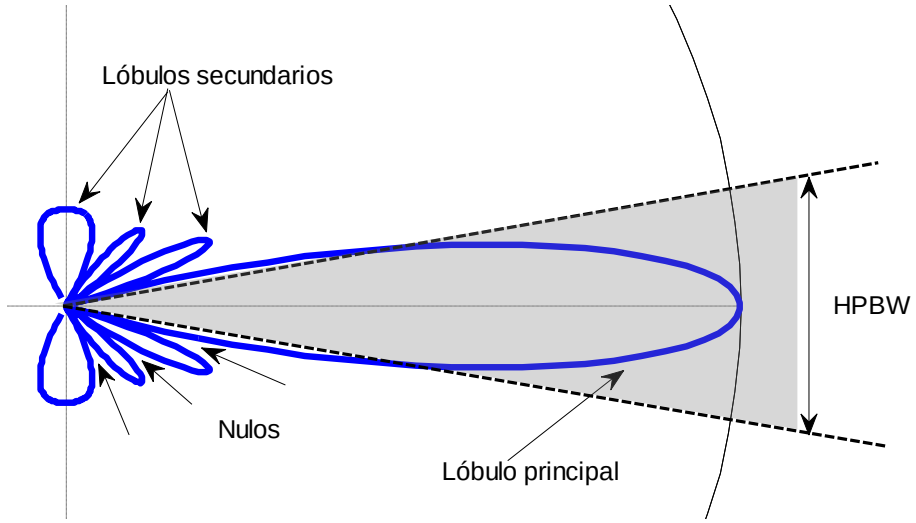

Figura 5. Representación polar del diagrama de radiación

III.2.2 Lóbulo principal

El *lóbulo principal* es el lóbulo de radiación en la dirección de la máxima radiación. En algunas antenas, puede existir más de un lóbulo principal [Balanis, 1997].

III.2.3 Lóbulos secundarios

Un *lóbulo secundario* es "un lóbulo de radiación en cualquier otra dirección que no sea el lóbulo de interés". Normalmente, un lóbulo secundario es adyacente al lóbulo principal y ocupan el hemisferio de dirección del lóbulo principal [Balanis, 1997].

Los lóbulos secundarios de mayor amplitud son los llamados *lóbulos laterales*, se encuentran junto al lóbulo principal. Los lóbulos secundarios usualmente representan energía radiada en direcciones indeseadas, por lo cual deben ser minimizados.

El *nivel de lóbulo lateral (SLL)* es la relación entre las amplitudes del lóbulo principal y los lóbulos laterales [Balanis, 1997].

III.2.4 Nulos

Los *nulos* son los puntos donde el valor del diagrama de radiación es mínimo, acotando los lóbulos.

III.2.5 Ancho de media potencia

El *ancho de haz de media potencia* (HPBW) representa la separación angular entre los puntos de media potencia del lóbulo principal. El punto de potencia media se encuentra a la mitad del valor máximo del lóbulo principal (3 dB por debajo del punto máximo) [Amador Castro, 2007].

III.3 Tipos de antenas utilizadas en comunicaciones satelitales

Las antenas en los satélites se clasifican como antenas de comunicación y antenas especializadas. Las antenas de comunicación se usan para rastreo, telemetría y comando a través de las fases de la misión después de la separación del lanzador. Se requiere una antena omnidireccional con polarización circular [Balanis, 1997] para asegurar la cobertura continua y la recepción de señales de comando durante la misión. Las antenas especializadas, por otra parte, son direccionales en su cobertura de la tierra para la carga de comunicaciones [Kolawole, 2002].

Para esta tesis, el interés se centra en las antenas especializadas de comunicación para mejorar el enlace satelital. Dada la manera de dar cobertura de la antena, las podemos clasificar en:

- Antenas con cobertura única
- Antenas con cobertura sectorial
- Antenas con cobertura dinámica

III.3.1 Antenas con cobertura única

En estas antenas el diagrama de radiación tiene una forma única e invariante. Esta clase de antenas tiene un amplio ancho de haz, denotado por su ángulo de apertura (ancho de haz), con lo que logra una cobertura de una amplia zona de la tierra, como se muestra en la figura 6, debido a lo mismo, ningún otro sistema de comunicaciones puede utilizar el mismo juego de frecuencias (figuras 6 y 7). Para cambiar el área de cobertura de una de estas antenas, se emplean elementos mecánicos los cuales mueven la antena, gastando parte de la potencia del satélite.

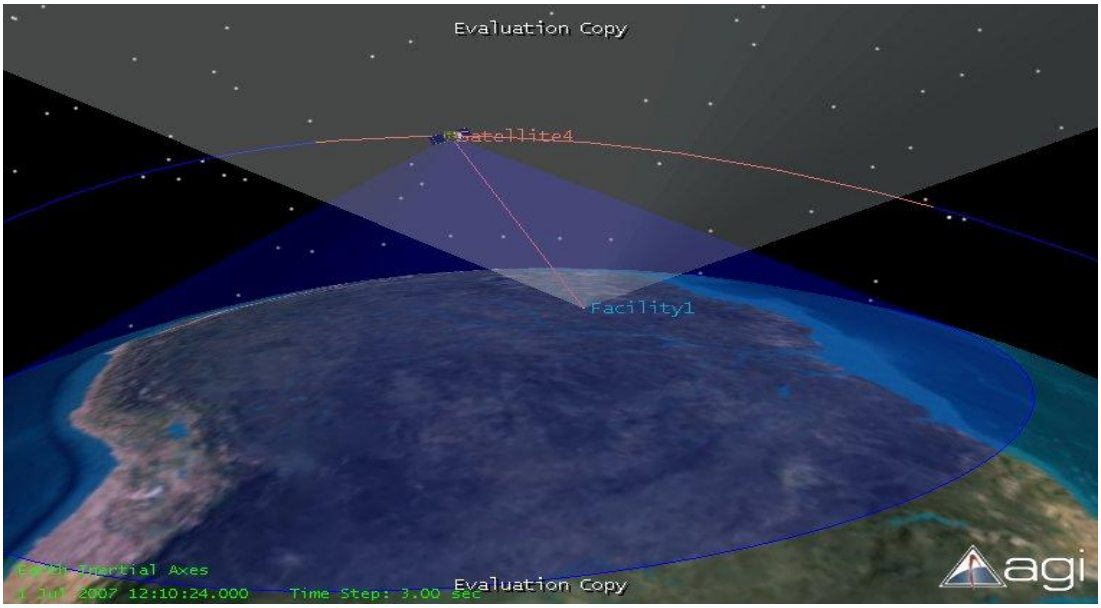

Figura 6. Ejemplo de un enlace satelital con antenas de cobertura única, mostrando las coberturas del satélite y la estación terrena (imagen obtenida con STK).

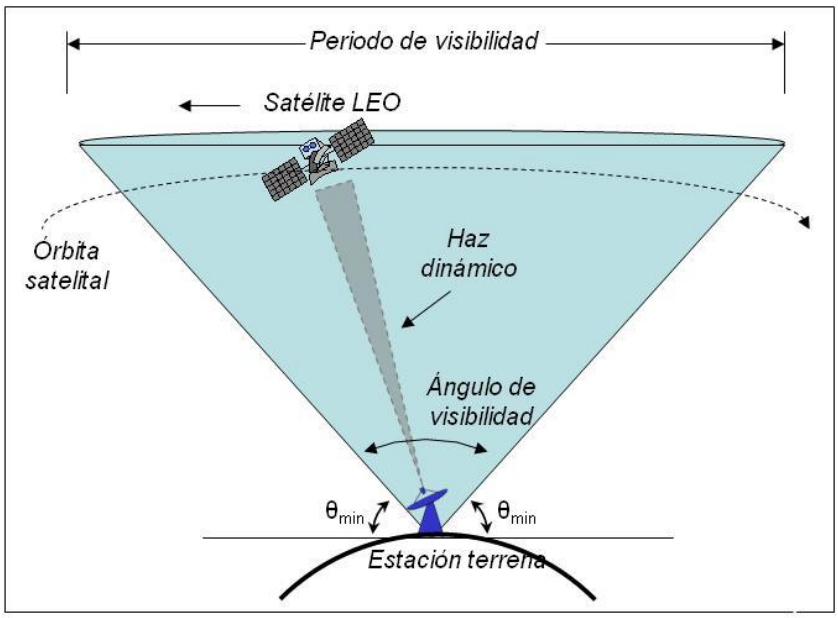

Figura 7. Cobertura de una estación terrena utilizando antenas de cobertura única

III.3.2 Antenas con cobertura sectorial

En una antena con cobertura sectorial, el diagrama de radiación está dividido en celdas (al estilo de las comunicaciones celulares). Para cambiar el diagrama de radiación, se activa y desactivan diferentes secciones de la antena, de esta manera se logra dar un contorno más puntual al área de iluminación, evitando radiar los océanos o regiones las cuales no requieran cobertura satelital como se ve en las figuras 8, 9 y 10.

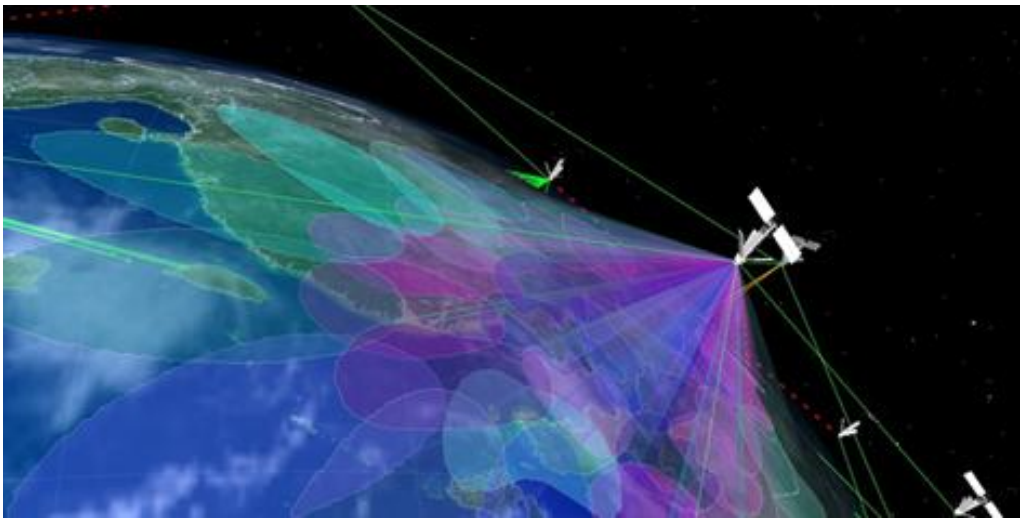

Figura 8. Satélite con antena sectorial: la cobertura se divide en celdas de diferente frecuencia. tomada de http://www.satellitephonestore.com/iridium/iridium-satellite-phone-rental.php

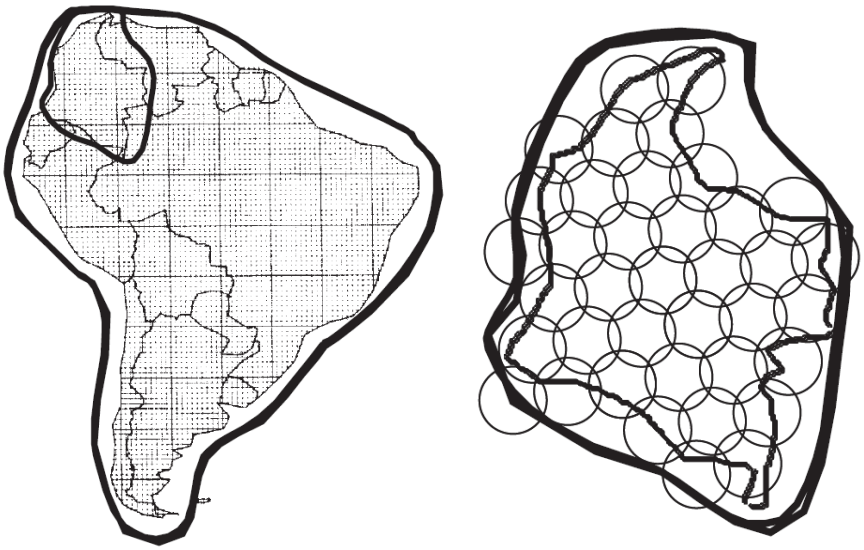

Figura 9. Izquierda: Cobertura de una antena sectorial: sobre un país (Colombia) o un continente (Sudamérica). Derecha: Cobertura de una región (Colombia) en celdas

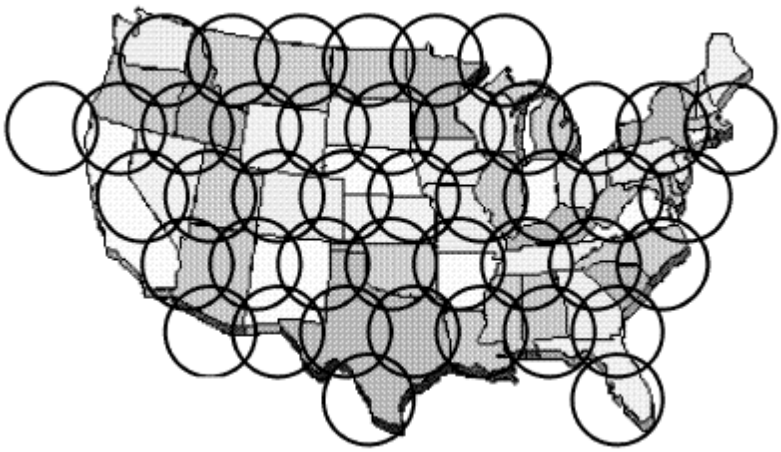

Figura 10. Ejemplo de diagrama de radiación sectorial de un satélite sobre Estados Unidos, tomada de [Xinping, 2004].

III.3.3 Antenas con cobertura dinámica

Este tipo de antena se caracteriza por tener un ancho de haz muy estrecho, puede manipularse su diagrama de radiación para que el lóbulo principal varíe según las necesidades del sistema.

III.4 Agrupamiento de antenas

Los diagramas de radiación para requerimientos específicos no pueden lograrse con un solo elemento de antena, debido a que los elementos individuales tienen diagramas de radiación muy anchos con poca ganancia directiva. Para diseñar antenas con gran ganancia directiva, normalmente es necesario incrementar el tamaño de la antena, sin embargo, surgen problemas mecánicos al aumentarlo. Una manera alternativa de lograr alta ganancia directiva, sin aumentar el tamaño de elementos individuales, es utilizar múltiples elementos de antena para lograr una *agrupación*. Una agrupación es una versión muestreada de un elemento individual mucho más grande. En una agrupación, los problemas mecánicos de los elementos grandes se cambian por problemas eléctricos asociados con las redes de alimentación de la agrupación.

Usualmente el diagrama de radiación de un solo elemento es relativamente ancho, y cada elemento provee una baja ganancia directiva. En muchas aplicaciones es necesario diseñar antenas con una alta ganancia directiva para cumplir los requerimientos de las comunicaciones a largas distancias. Ésto solo puede lograrse al incrementar el tamaño de la antena.

Ampliar las dimensiones de elementos singulares por lo general lleva a características más directivas. Otra manera de aumentar las dimensiones de la antena, sin incrementar el tamaño de elementos individuales, es formar un ensamble de elementos radiantes en una configuración eléctrica y geométrica. Los elementos de una agrupación pueden ser de cualquier forma (parches, alambres, etc.) [Balanis, 1997].

En muchos casos**,** los elementos de la agrupación son idénticos; esto no es necesario, pero resulta más práctico y conveniente. Con las agrupaciones, no solo se puede sintetizar casi cualquier diagrama de radiación requerido, también puede redirigirse el lóbulo principal al controlar la fase progresiva entre elementos. El ancho de haz del lóbulo principal y el nivel de lóbulo lateral pueden controlarse por medio de la distribución de excitación entre los elementos de la agrupación [Balanis, 1997].

III.4.1 Características de las agrupaciones de antenas

El campo de radiación de una agrupación se determina por la suma vectorial de los campos radiados de cada elemento. Ésto supone que la corriente en cada elemento es la misma que la del elemento aislado, lo cual usualmente depende de la separación entre los elementos. Para lograr diagramas de radiación directivos es necesario que los diagramas de los elementos de la agrupación se interfieran constructivamente (se sumen) en la dirección deseada, y se interfieran destructivamente (se cancelen) en el espacio restante. En una agrupación de elementos idénticos hay 5 controles que se pueden utilizar para formar el diagrama de radiación de la antena [Balanis, 1997]:

1. La configuración geométrica de la agrupación.
2. La distancia ente elementos.
3. La amplitud de excitación de los elementos de manera individual.
4. La fase de excitación entre los elementos.
5. El diagrama de radiación relativo de cada elemento de manera individual.

III.4.2 Agrupamiento de antenas en comunicación vía satélite

Las agrupaciones de antenas, como una alternativa a grandes reflectores parabólicos, pueden cambiar su diagrama de radiación rápidamente sin necesidad de mover físicamente la antena.

Las antenas para enlaces satelitales requieren gran capacidad de redireccionamiento, especialmente para los LEOS. Al utilizar agrupaciones de antenas se garantiza un lóbulo principal redireccionable en órbita, con una mayor ganancia.

El uso de agrupaciones de antenas en satélites, aunque tiene mucha aplicación, ha sido poco utilizada debido a los altos costos de manufactura y a la falta de electrónica costeable. Los avances en el diseño de las antenas, en los procesos de producción y la disponibilidad de elementos electrónicos más avanzados son un fuerte incentivo para el desarrollo de agrupaciones de antenas para las comunicaciones satelitales actuales [Elbert, 2004].

III.4.3 Agrupamiento lineal de antenas

Una *agrupación lineal* de antenas es la disposición de los elementos de una agrupación de antenas en sucesión geométrica sobre una línea recta, como se muestra en la figura 11.

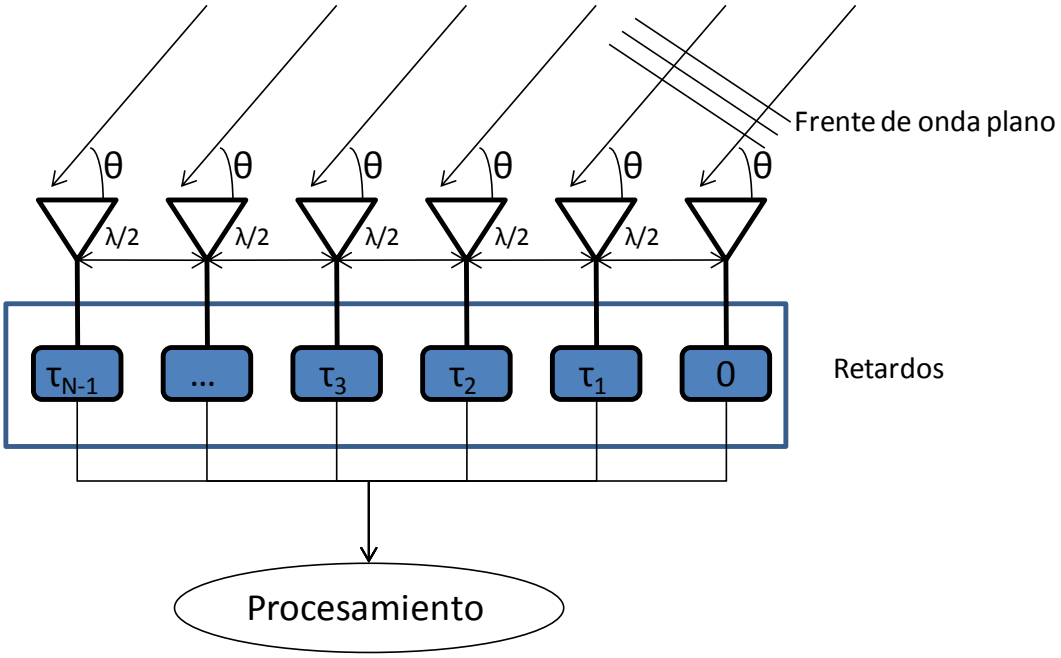

Figura 11. Ejemplo de una agrupación lineal de antenas en recepción

Una agrupación de elementos idénticos en magnitud y cada uno con una fase progresiva distinta es llamada una *agrupación uniforme*.

El diagrama de radiación de una agrupación de antenas se puede definir como la multiplicación del diagrama de radiación de un elemento por un *factor de agrupación* [Balanis, 1997]. El factor de agrupación representa el diagrama de radiación en campo lejano de una agrupación de elementos radiadores isotrópicos [Litva, 1996].

Cada agrupación tiene su propio factor, que está en función del número de elementos, su posición geométrica, sus magnitudes relativas, sus fases relativas y el espacio entre ellos.

El factor de agrupación de una agrupación lineal está dado por la expresión (10):

$$AF(\theta) = \sum_{n=1}^{N} e^{j\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right)(n-1)(sin\,(\theta)+\beta)} \tag{10}$$

Donde

N es el número de elementos de la agrupación.

d es la distancia entre elementos, en m.

λ es la longitud de onda de la señal, en m.

θ es la dirección de observación respecto a la perpendicular de la agrupación, en grados

β es la fase progresiva en grados

III.4.3.1 Manipulación del diagrama de radiación en una agrupación lineal de antenas

Asumiendo que se requiere que el máximo de radiación de la agrupación esté orientado en dirección θ_0 ($0^o \leq \theta_0 \leq \pm 180^o$). Para lograr esto, la excitación de fase entre los elementos debe ajustarse de manera que:

$$\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right)\left(sen(\theta_0) + \beta|_{\theta=\theta_0}\right) = 0 \;\Rightarrow\; \beta = -sen(\theta_0) \tag{11}$$

Por esto, al controlar la diferencia de la fase progresiva entre los elementos, el máximo de radiación puede ser desviado en cualquier dirección deseada para formar una agrupación redireccionable. Este es el principio básico de operación de la agrupación en

fase redireccionable electrónicamente. Dado que en la tecnología de agrupaciones el redireccionamiento debe ser continuo, el sistema debe ser capaz de variar continuamente la fase progresiva entre elementos [Balanis, 1997].

III.4.3.2 Ancho del lóbulo principal en función del direccionamiento del diagrama de radiación

Para obtener el ángulo de media potencia en una agrupación lineal de antenas con diagrama reconfigurable, se utiliza la expresión (12) [Balanis, 1997]:

$$\Theta_h = \cos^{-1}\left(\cos\theta_0 - \frac{2.782}{N\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)d}\right) - \cos^{-1}\left(\cos\theta_0 + \frac{2.782}{N\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)d}\right) \tag{12}$$

Realizando un barrido a partir de la expresión (12), en la figura 12 se muestra el comportamiento del ángulo de media potencia en una agrupación de 31 elementos de antena respecto a la dirección de la fase progresiva: al dirigirse el lóbulo principal en la perpendicular a la agrupación lineal, su valor es mínimo. A medida que va creciendo la fase progresiva, también lo hace el valor del ángulo de media potencia.

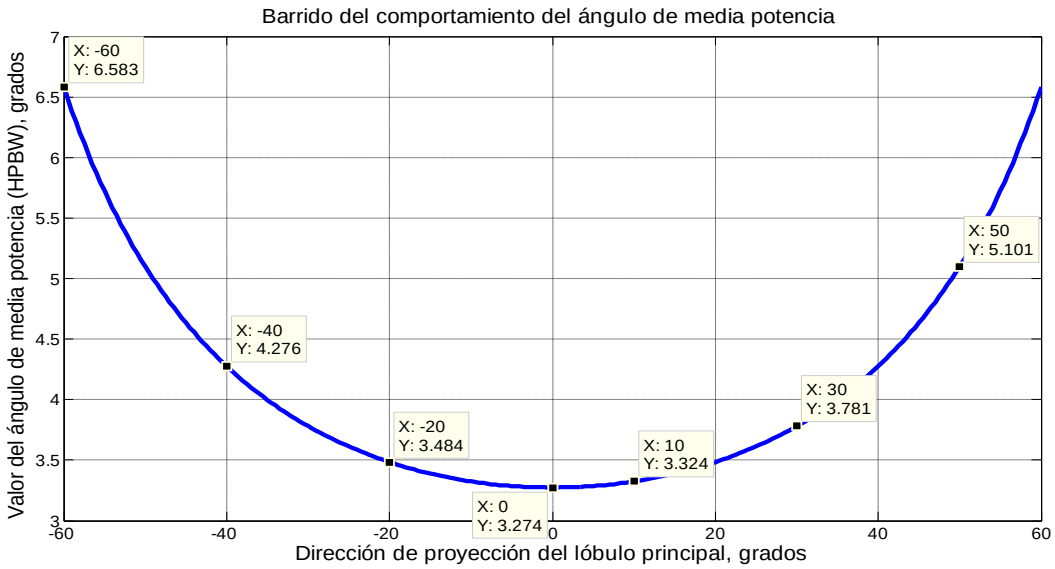

Figura 12. Comportamiento del ángulo de media potencia de una agrupación lineal uniforme de 31 elementos en función de la fase progresiva de los elementos.

En la figura 13 se muestra el comportamiento del ángulo de media potencia a diferente número de elementos de antena: a mayor número de elementos de antena: a un mayor número de elementos, se estrecha el lóbulo principal. Los valores de la figura 13 fueron generados realizando un barrido del ángulo de media potencia a diferente número de elementos de antena con una fase progresiva de cero grados.

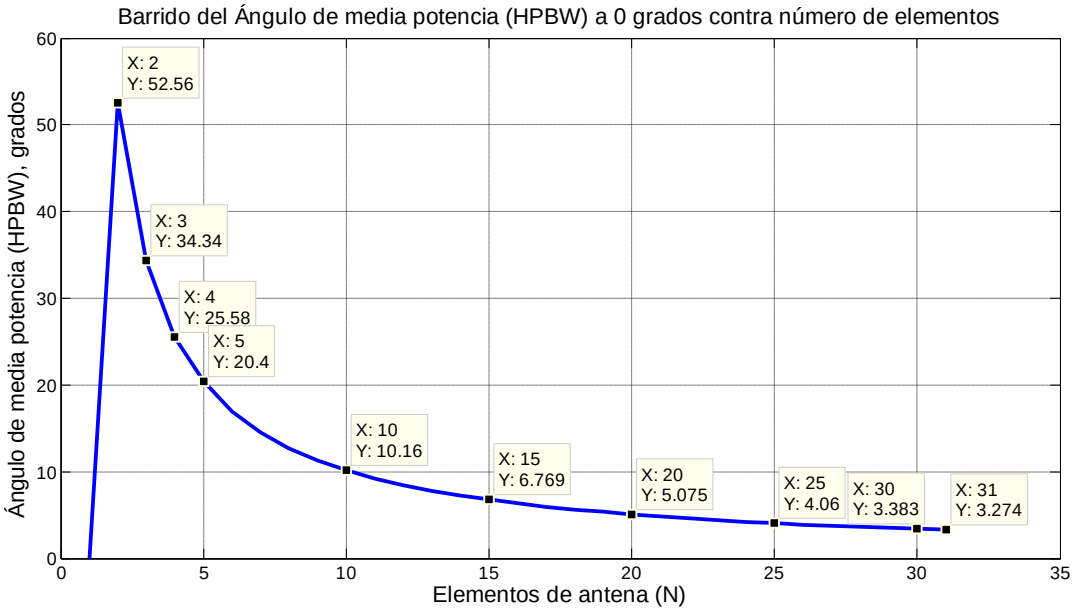

Figura 13. Barrido del ángulo de media potencia de una agrupación lineal, en función del número de elementos de la agrupación lineal uniforme con una fase progresiva de 0°.

III.4.3.3 Directividad de una agrupación lineal de antenas

La *ganancia directiva* se define como la densidad de potencia radiada en una dirección dada por una antena en relación con la densidad de potencia radiada por una antena isotrópica (una antena de referencia, radiando uniformemente en todas direcciones). Ambas densidades de potencia (real e isotrópica) se miden a la misma distancia. La ganancia de directividad es una relación de densidades de potencia, y por lo tanto es una tasa de potencia. La ganancia directiva de todas las antenas es mayor que uno [Kennedy, 1985].

La ganancia directiva de una antena se incrementa con su longitud. Como *directividad* se toma la máxima ganancia directiva, normalmente del lóbulo principal [Kennedy, 1985].

Utilizando las expresiones de [Covarrubias Rosales, 2008], se tiene que la directividad está dada por (13):

$$D_0 = \frac{1}{\frac{1}{N} + \frac{2}{N^2}\left[\sum_{n=1}^{N-1} \frac{(N-n)}{nkd} \sin(nkd)\right]} \tag{13}$$

En esta tesis la separación entre elementos de antenas es de d=λ/2, para evitar la aparición de lóbulos tipo rejilla, que son lóbulos de amplitud igual o casi iguales al lóbulo principal en otras direcciones. Al distanciar los elementos λ/2, se garantiza un solo lóbulo principal, y la directividad toma el valor de N.

III.4.4 Agrupamiento de antenas en un plano

Además de colocar elementos a través de una línea para formar una agrupación lineal, los radiadores individuales pueden colocarse en una rejilla rectangular para formar una agrupación rectangular o planar. Las agrupaciones en el plano proveen variables adicionales que pueden ser usadas para controlar y formar el diagrama de radiación. Las agrupaciones en el plano son más versátiles y pueden proveer diagramas más simétricos con menores lóbulos laterales. Además, pueden dirigir el lóbulo principal en cualquier dirección de azimut y elevación [Balanis, 1997].

La expresión (14) da el factor de agrupación en el plano:

$$AF(\theta,\varphi) = I_{m,n} \sum_{m=1}^{M} e^{j(m-1)u(\theta,\varphi)} \cdot \sum_{n=1}^{N} e^{j(n-1)v(\theta,\varphi)} \tag{14}$$

$$u(\theta,\varphi) = -\frac{2\pi}{\lambda} d_x \cos(\varphi)\sin(\theta) + \beta \tag{14-2}$$

$$v(\theta,\varphi) = -\frac{2\pi}{\lambda} d_y \sin(\varphi)\sin(\theta) + \xi \tag{14-1}$$

Donde:

Imn es la amplitud del elemento en la posición (m,n), V.

N es el número de elementos de la agrupación en dirección X

M es el número de elementos en dirección Y

$\mathbf{d_x}$ es la distancia entre elementos en dirección X, en m.

$\mathbf{d_y}$ es la distancia entre elementos en dirección Y, en m.

λ es la longitud de onda de la señal, en m.

θ es la dirección de observación respecto a la perpendicular de la agrupación en azimut, en grados

φ es la dirección de observación respecto a la perpendicular de la agrupación en elevación, en grados

β es la fase progresiva en azimut, grados

ξ es la fase progresiva en elevación, grados

u(θ,φ) y **v(θ,φ)** son transformaciones de variable utilizadas para denotar el uso de coordenadas esféricas ($x = r\sin\theta\cos\varphi,\ y = r\sin\theta\sin\varphi,$ considerando r=1).

En la figura 14 se ve un ejemplo de una agrupación de elementos en los planos X-Y, acomodados en orden geométrico para formar una agrupación.

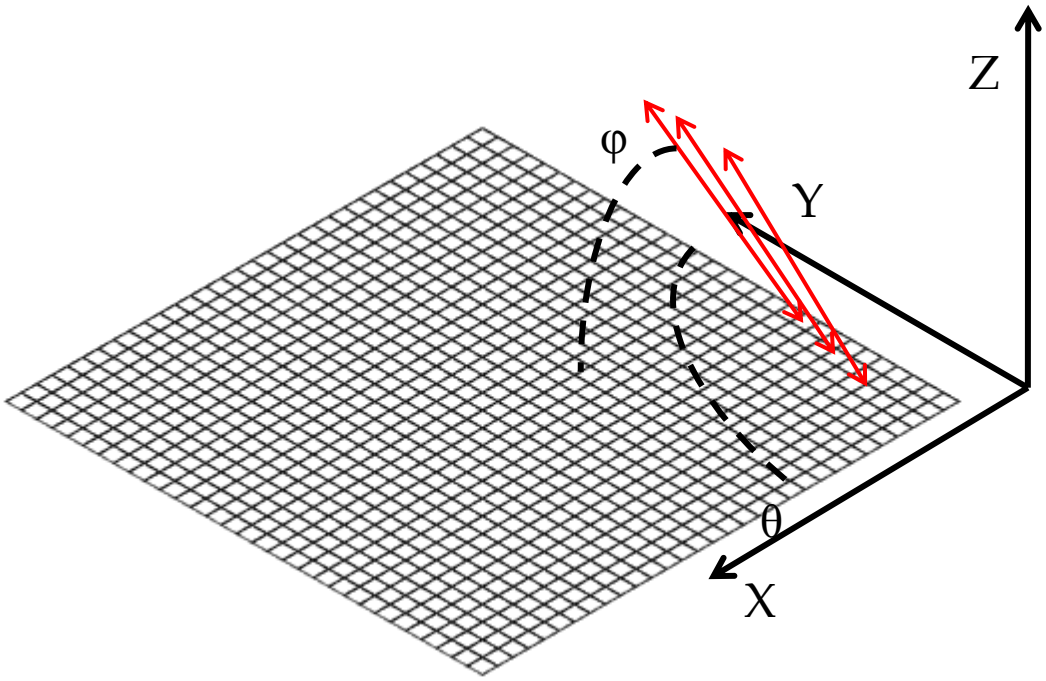

Figura 14. Ejemplo de una agrupación planar con los ángulos θ (azimut) y φ (elevación)

En la figura 15 se muestra el diagrama de radiación generado por una agrupación en el plano de 31x31 elementos de antenas, con una fase progresiva en azimut β de cero grados y una fase progresiva en elevación η de 30 grados. Controlando las fases progresivas de la expresiones (21-1) y (21-2), se puede redirigir el diagrama de radiación de manera dinámica.

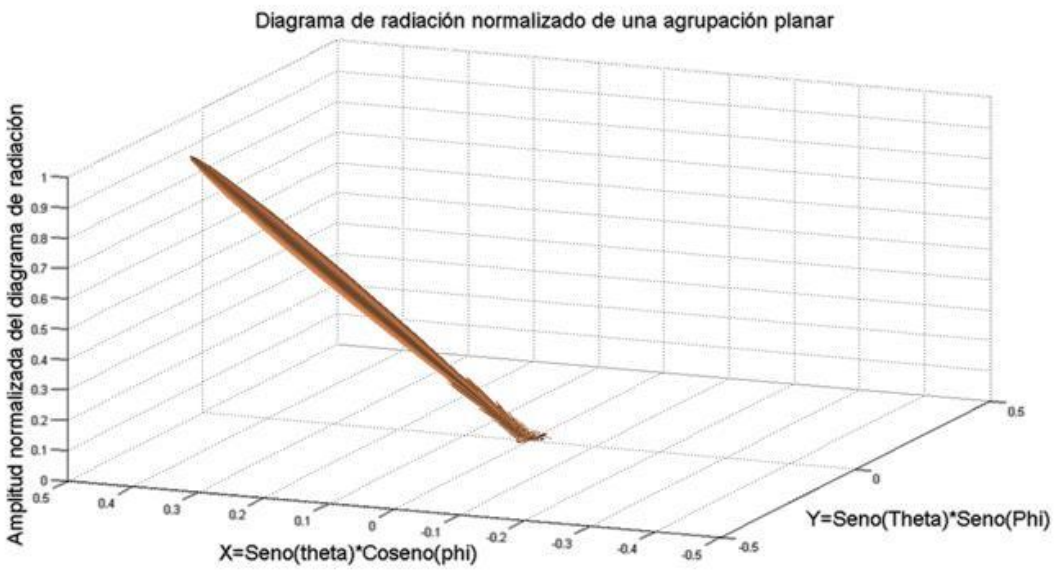

Figura 15. Ejemplo de un diagrama de radiación de una agrupación en el plano de 31x31 elementos de antena, con $\theta=0^o$ y $\varphi= 30^o$.

III.4.4.1 Ángulo de media potencia

El máximo del diagrama de radiación tridimensional está dirigido hacia θ_0, φ_0. Para definir un ancho de haz, se separa el diagrama en 2 planos. Uno es el plano de elevación, definido por el ángulo $\theta=\theta_0$ y el plano de azimut, que es perpendicular. Se diseña el ángulo de media potencia de cada plano, respectivamente, como Θ_h y Φ_h. Θ_h representa el ancho de haz en el plano X-Z y Φ_h el ancho de haz en el plano X-Y [Balanis, 1997].

$$\Theta_h = \sqrt{\frac{1}{\cos^2\theta_0\left[\Theta_{x0}^{-2}\cos^2\varphi_0 + \Theta_{y0}^{-2}\sin^2\varphi_0\right]}} \tag{15}$$

En la expresión (15), Θ_{xo} representa el ángulo de media potencia de una agrupación lineal con haz dirigido en 0° de N elementos. De manera similar, Θ_{y0} representa el ángulo de media potencia de la otra agrupación, de M elementos.

El ángulo de media potencia Φ_h, en el plano que es perpendicular al de la elevación $\varphi=\varphi_0$, es:

$$\Phi_h = \sqrt{\frac{1}{\left[\Theta_{x0}^{-2}\cos^2\varphi_0 + \Theta_{y0}^{-2}\sin^2\varphi_0\right]}} \tag{16}$$

La cual no es dependiente de θ_0.

Para una agrupación cuadrada (el mismo número de elementos en X como en Y, y las distancias entre elementos iguales tanto en X como Y), $\Phi_h = \Theta_{xo} = \Theta_{y0}$

Para una agrupación en el plano, se define el ángulo sólido Ω_A por las ecuaciones (17) y (18):

$$\Omega_A = \Theta_h \cdot \Phi_h \tag{17}$$

$$\Omega_A = \frac{\Theta_{x0}\Theta_{y0}\sec\theta_0}{\sqrt{\left[\sin^2\varphi_0 + \frac{\Theta_{y0}^2}{\Theta_{x0}^2}\cos^2\varphi_0\right]\cdot\left[\sin^{-1}\varphi_0 + \frac{\Theta_{x0}^2}{\Theta_{y0}^2}\cos^2\varphi_0\right]}} \tag{18}$$

En una agrupación de antenas en el plano, el haz principal normalmente no puede ser dirigido más allá de 60º de la normal de la agrupación. Esta limitante es debido a el ensanchamiento del haz principal (reduciendo directividad) y variaciones en la impedancia entre elementos debido a acoplamientos mutuos, resultando en una disparidad en ángulos mayores. El efecto combinado es una reducción de la ganancia de antena [Josephsson, 2006].

III.4.4.2 Directividad en un agrupamiento planar de antenas

Para la mayoría de las distribuciones prácticas, la directividad (D) está relacionada con el ángulo sólido (Ω_A) de la misma agrupación:

$$D \cong \frac{\pi^2}{\Omega_A(radianes^2)} \cong \frac{32{,}400}{\Omega_A(grados^2)} \tag{19}$$

Donde Ω_A en la expresión (17), está en radianes o grados cuadrados [Balanis, 1997]

III.5 Conclusiones

En este capítulo se vieron desde los conceptos básicos del diagrama de radiación de una antena, hasta agrupaciones de antenas y sus principales características. Dadas las ventajas que ofrecen, se utilizarán agrupaciones de antenas planares en el satélite y la estación terrena, y de esta manera mejorar los enlaces de comunicación. En este capítulo se han visto los parámetros de las antenas, en el capítulo IV se verá a la técnica de amarre lógico de dirección (DiLL) en una agrupación de antenas para obtener la dirección del otro extremo del enlace de comunicación.

Capítulo IV

Rastreo de fuentes utilizando el algoritmo DiLL

IV.1 Algoritmo de amarre lógico de dirección (DiLL)

El método DiLL (Direction Lock Loop, o lazo de amarre de dirección), es un método para la detección de la dirección de arribo (DOA) utilizando únicamente la dirección con la cual llegan las señales incidentes a la agrupación de antenas. En este trabajo de tesis, DiLL se utilizará como una herramienta de rastreo y mantenimiento fino del enlace de comunicaciones.

DiLL se desarrolla como una derivación de los seguidores lógicos de fase (Phase locked Loop o PLL), que es un circuito electrónico que consiste en un lazo retroalimentado de un detector de fase, un filtro pasabajas y un oscilador controlado por voltaje [Boylestad, 1997]. Los PLL son utilizados en:

- Sintetizadores de frecuencia
- Demoduladores de FM
- Detectores de AM
- Filtros de rastreo

DiLL es un método iterativo que utiliza la correlación para comparar una señal de prueba con la señal de entrada, y corrige la dirección de la señal de prueba hasta que su dirección es igual a la señal de entrada [Gieron, 2006].

En la figura 16 se muestra el diagrama de flujo básico del algoritmo DiLL, el cual contempla los siguientes pasos: se filtra la señal de entrada, se compara con una señal de prueba, con las comparaciones se obtiene una señal de error la cual se filtra, amplifica y corrige la dirección de prueba, para compararla con la siguiente muestra de la señal filtrada. En el caso de que la señal de error sea cero (o un valor muy cercano), termina la ejecución del algoritmo, con salida del valor de la dirección de la señal de prueba.

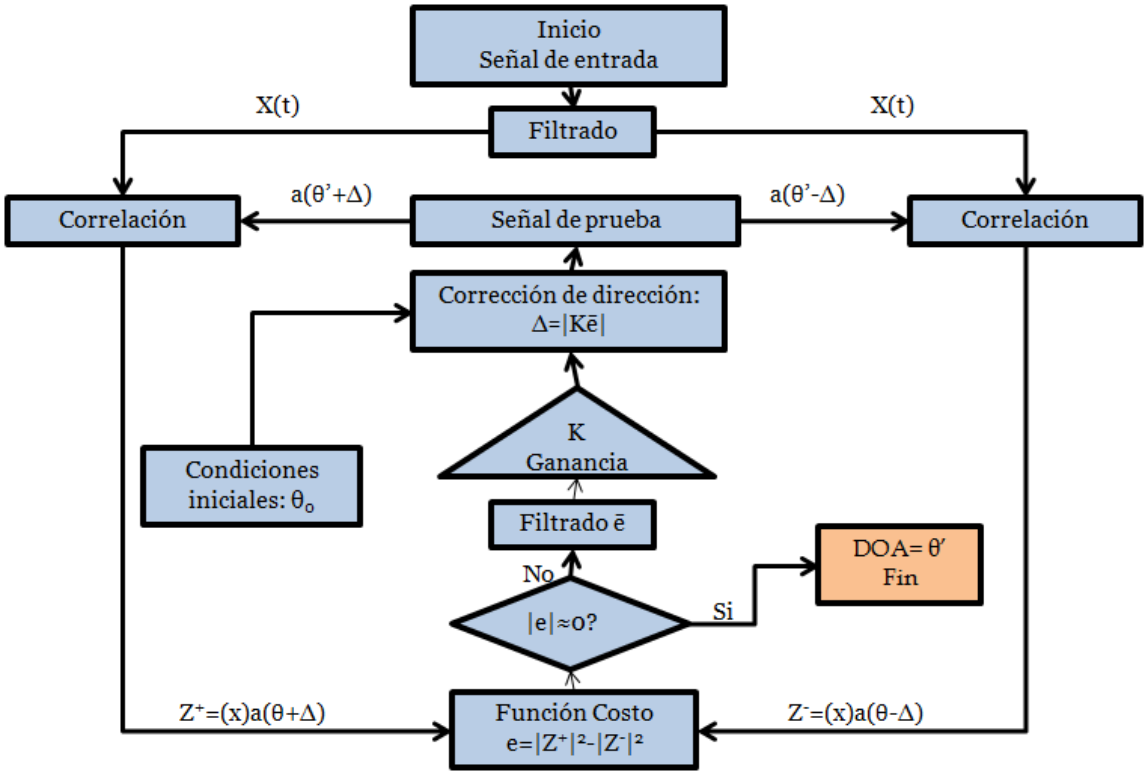

Figura 16. Diagrama de flujo del algoritmo DiLL [Gieron, 2006]

DiLL para rastreo en enlaces satelitales ofrece las siguientes características:

- Requiere tomar pocas muestras para obtener la dirección de la señal de entrada
- Método dinámico (permite alta movilidad de la fuente).
- Rápido computacionalmente.
- Alta convergencia para resultados muy precisos.

IV.2 Componentes del algoritmo DiLL

El algoritmo DiLL consta de varias funciones encadenadas para formar un lazo retroalimentado que busca reducir el error entre la dirección de la señal de entrada y una señal de prueba. A continuación se muestran las diferentes partes de la que está compuesto el algoritmo DiLL.

IV.2.1 Señal de entrada

La señal de entrada para este sistema viene dada por la expresión (20):

$$X(t) = a(\theta, \varphi)S(t) + n(t) \tag{20}$$

Donde:

S(t) es la señal de entrada. Se considera que la recuperación de esta portadora se realiza de una forma óptima.

n(t) es ruido aditivo blanco Gaussiano.

a(θ, φ) es una matriz de dirección

$$a_{m,n}(\theta, \varphi) = e^{j(n-1)u(\theta,\varphi)} . e^{j(m-1)v(\theta,\varphi)} \Big|_{\substack{n=1\ldots N \\ m=1\ldots M}} \tag{21}$$

$$u(\theta,\varphi) = \left(-\frac{2\pi}{\lambda} d_x\right)\cos(\theta)\sin(\varphi) \tag{21-1}$$

$$v(\theta,\varphi) = \left(-\frac{2\pi}{\lambda} d_y\right)\sin(\theta)\sin(\varphi) \tag{21-2}$$

Donde d_x y d_y son las distancias entre elementos de antena (en este caso λ/2), $u(\theta,\varphi)$ y $v(\theta,\varphi)$ son los componentes de dirección de la matriz de dirección $a(\theta, \varphi)$.

IV.2.2 Condiciones iniciales

En este método es necesario conocer las condiciones iniciales (θ_0), como un aproximado de dónde empezar a buscar. Dependiendo de las condiciones del sistema se pueden utilizar técnicas convencionales de determinación del DOA (MUSIC, por ejemplo) para encontrar solo el primer punto, de ahí se utilizaría el algoritmo DiLL para encontrar la dirección de la fuente.

En este trabajo de tesis se desarrolla un modelo de comunicación satelital entre un satélite móvil y una estación terrena fija, ambos con agrupaciones de antenas. Las condiciones iniciales de este modelo dependen de las efemérides satelitales, la señal de posicionamiento de GPS y la información de navegación inercial. A partir del primer contacto se utilizará DiLL para mantener optimizado el enlace de comunicación entre las dos agrupaciones de antenas.

IV.2.3 Correlación

Esta etapa utiliza la *correlación* como una comparación entre la señal filtrada *x(t)* contra la señal de prueba *a(θ')* con un desfase de +Δ*θ* y -Δ*θ*. La correlación está dada por la expresión (22):

$$R_{xy}(t,\tau) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} xy f_{xy}(x,y;t_1,t_2)dxdy \tag{22}$$

Para este caso se utiliza la expresión (33):

$$R_{xy}(\theta,\theta' + \Delta) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} (\theta)(\theta' + \Delta)x(\theta)a(\theta' + \Delta)d\theta d\theta' \tag{23}$$

Lo cual da una medida de cuál de las 2 señales *(a(θ'+Δθ)* o *a(θ'-Δθ))* es la más parecida a x(t), según se muestra en las ecuaciones (24) y (25).

$$Z^{+} = R(x(\theta), a(\theta' + \Delta\theta)) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} (\theta)(\theta' + \Delta\theta)x(\theta)a(\theta' + \Delta\theta)d\theta d\theta' \tag{24}$$

$$Z^{-} = R(x(\theta), a(\theta' - \Delta\theta)) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} (\theta)(\theta' - \Delta\theta)x(\theta)a(\theta' - \Delta\theta)d\theta d\theta' \tag{25}$$

Así, Z^{+} y Z^{-} indican qué tanto se parece la señal de entrada con *a(θ'+Δθ)* y *a(θ'-Δθ)*.

IV.2.4 Función costo

En esta etapa se decide hacia cual dirección se dirige θ'. La función costo está dada por la expresión (26):

$$e = |Z^{+}|^{2} - |Z^{-}|^{2} \tag{26}$$

Lo cual nos entrega una señal de error, que indica la dirección del transmisor, como lo muestra la figura 17. En esta figura se ve una representación de un barrido del algoritmo DiLL en una agrupación 10 elementos de antena con un incremento fijo de la dirección de 0.1 grados (ambos valores asignados arbitrariamente para demostración). En esta figura, se ve el comportamiento de las correlaciones, los valores absolutos de Z^{+} (línea clara punteada) y Z^{-} (línea sólida), los cuales parecen ser iguales a través del barrido, salvo una diferencia en fase de 2 grados. También se puede ver el valor de la resta de estos parámetros, la salida de la función costo (línea segmentada).

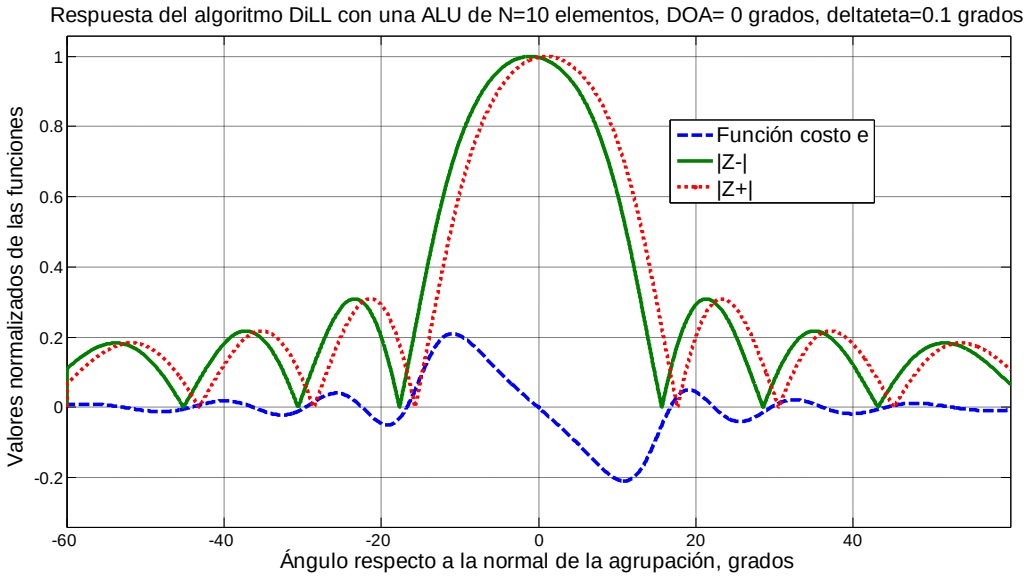

Figura 17. Respuestas del algoritmo DiLL con una ALU de N=10 elementos, DOA= 0º, Δθ=0.1º

De esta figura se puede inferir que el desfase entre la salida de las correlaciones estará cerca de la dirección de la señal entrada, y el valor de la señal *e* será cercano a cero mientras más cerca se esté de esta dirección.

IV.2.5 Filtrado de la señal de error

En esta etapa se hace un filtrado de la señal de error para eliminar las componentes de alta velocidad, dándole estabilidad a la respuesta. El filtrado utilizado en este caso fue la expresión (27):

$$\bar{e}(n) = \left| \frac{(e(n) + e(n-1) + e(n-2))}{3} \right| \tag{27}$$

Donde *n* es el número de iteración de la muestra.

Este filtro IIR se implementó debido a la falta de información de la referencia en este aspecto, por lo que se decidió que lo mejor en este filtro por sencillez de aplicación.

IV.2.6 Ganancia de la señal de error

Esta ganancia se describe como:

$$\Delta\theta' = K\bar{e} \tag{28}$$

Así se crea un lazo retroalimentado, el cual se va actualizando conforme aumenta el número de iteraciones. Es muy importante utilizar un valor de ganancia adecuado, ya que si se utiliza un valor debajo del adecuado, el algoritmo no llega a la dirección real (un error de dirección muy alto), y si es muy alto, el algoritmo nunca convergerá, ya que el valor de θ nunca estará dentro de los rangos de error permitido, y al tratar de corregir su dirección se creará un ciclo infinito.

El valor de K de utilizado en cada algoritmo de esta tesis fue obtenido de manera experimental.

IV.2.7 Corrección de dirección de la señal de prueba

En esta parte se suma el valor obtenido $\Delta\theta'$ a la dirección de la señal de prueba, para compararla con la señal de entrada y así reiniciar el ciclo. En condiciones ideales el valor de $\Delta\theta'$ irá disminuyendo dependiendo de cuanto se acerque la dirección de la señal de prueba con la de la señal de entrada.

IV.2.8 Señal de prueba

La señal de prueba es un vector de dirección con el cual se realiza la correlación inicial con la señal filtrada *x(t)*. La dirección de este vector se actualiza con cada iteración del algoritmo, a razón de $\pm\Delta\theta'$.

En la primer iteración del algoritmo DiLL $\theta'=\theta_0$, conforme el algoritmo va realizando iteraciones y actualiza el valor de la dirección de la señal de prueba, θ' tiende al valor de la dirección de la señal de entrada. Cuando θ'=DOA, el algoritmo se detiene, la salida de este algoritmo viene dada por la dirección de la señal de prueba.

En la figura 18 se muestra el comportamiento de θ' en una prueba del algoritmo DiLL para una agrupación lineal de 5 elementos de antena, con la dirección inicial de 20 grados, y una dirección de llegada de la señal de -15 grados (todos valores arbitrarios para demostración). En la figura se observa que el ángulo de salida θ' comienza en 20 grados, y a medida que transcurren las iteraciones del programa su valor se corrige hasta llegar a la dirección de la señal de entrada.

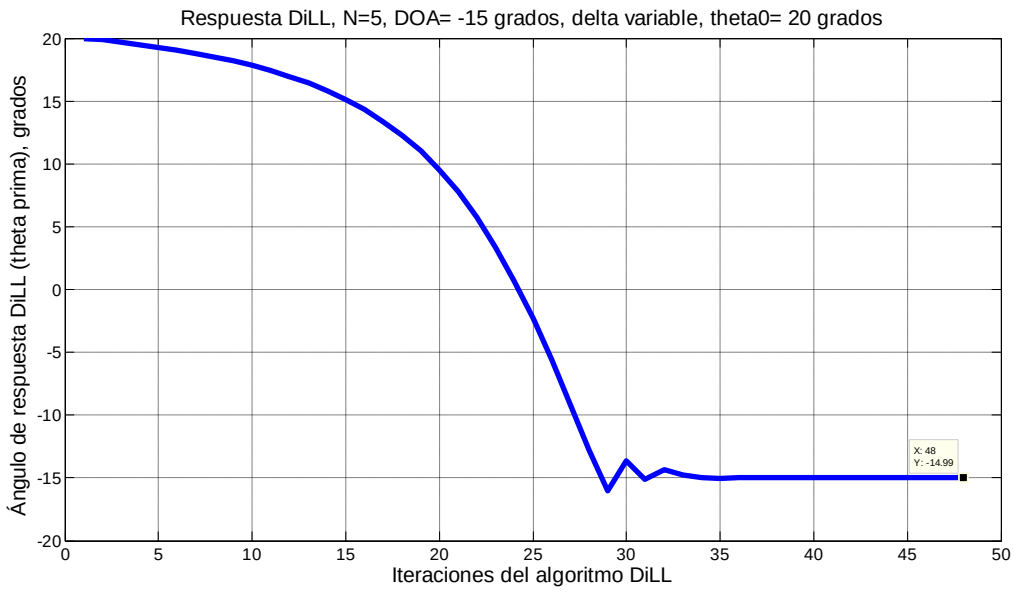

Figura 18. Respuesta del algoritmo DiLL con 5 elementos de antena DOA=-15º, Δ variable, θ_0=20º

IV.3 Funcionamiento del algoritmo DiLL

El funcionamiento del algoritmo DiLL se basa en los siguientes pasos:

1. Se declaran las condiciones iniciales de las variables θ_0, Δθ' y las constantes K y *Limθ* (Limθ es un valor cercano a cero, ya que la aplicación de cero en este algoritmo crearía un ciclo infinito)

2. Se filtra la señal de entrada (en las simulaciones de esta tesis, se utilizó la función de filtrado de Matlab, filtro IIR con numerador 20 y denominador 8)

3. Comienza ciclo

4. Se obtiene *a(θ'+Δθ')* y *a(θ'+Δθ')*, teniendo en cuenta que para el primer ciclo θ'=θ_0 y que Δθ' es un valor ya dado en las condiciones iniciales.

5. Se hace la correlación con la señal de prueba para obtener Z^+ y Z^- (24) y (25)

6. Se realiza la función costo con Z^+ y Z^- (26) para obtener la señal de error *e*

7. Se filtra la señal de error con (27), para obtener $\bar{e}$

8. Se multiplica $\bar{e}$ por la ganancia K para obtener Δθ' (28)

9. Se realiza la comparación de la señal ē con la constante Limθ:

    a. Si $\bar{e}$ es mayor a Limθ, θ' se actualiza con $\theta'=\theta'-\Delta\theta'$, se reinicia el ciclo al paso 3, en vez de utilizar θ_0 se utiliza la variable actualizada θ'

    b. Si $\bar{e}$ es menor a -Limθ, θ' se actualiza con $\theta'=\theta'+\Delta\theta'$, se reinicia el ciclo al paso 3, en vez de utilizar θ_0 se utiliza la variable actualizada θ'

    c. Si $\bar{e}$ se encuentra dentro del intervalo -Limθ $\geq \bar{e} \leq$ Limθ, se detiene la ejecución del ciclo. La variable θ' es declarada como la salida del algoritmo

10. Termina ciclo

11. Fin

IV.4 Características del algoritmo DiLL

A continuación se enlistan algunas características del algoritmo DiLL, en concreto el intervalo de enganche y la ganancia de la señal, de las cuales depende el desempeño del algoritmo.

Estos puntos son muy importantes para el algoritmo, ya que el mismo es altamente dependiente de que se tengan unas buenas condiciones iniciales dados los parámetros que se verán a continuación.

En las comunicaciones móviles terrestres, el algoritmo DiLL se utiliza para encontrar la ubicación de un móvil transmisor desplazándose dentro de la cobertura de una estación base, con los parámetros adecuados para esa aplicación. Para comunicaciones satelitales, sin embargo, las condiciones de operación son diferentes, ya que los parámetros

de desplazamiento del satélite y del enlace de comunicaciones difieren de aquellos en las comunicaciones terrestres. Los ejemplos a continuación son para ilustrar el comportamiento del algoritmo DiLL en condiciones ideales de funcionamiento.

IV.4.1 Intervalo de enganche

En el algoritmo DiLL se realiza una comparación entre las señales de entrada y de prueba, por medio de la función costo. La figura 19 presenta la curva característica de desviación de los PLL, llamada la curva S, que en este caso representa la respuesta de la señal de error a determinados puntos (direcciones). El algoritmo DiLL trabaja bien entre un intervalo de valores, llamado intervalo de enganche, el cual tiene en su centro la dirección de arribo, con valor cero grados. Si el valor de dirección excede al del intervalo de enganche, el algoritmo convergerá en el cero más cercano, lo cual da una respuesta errónea.

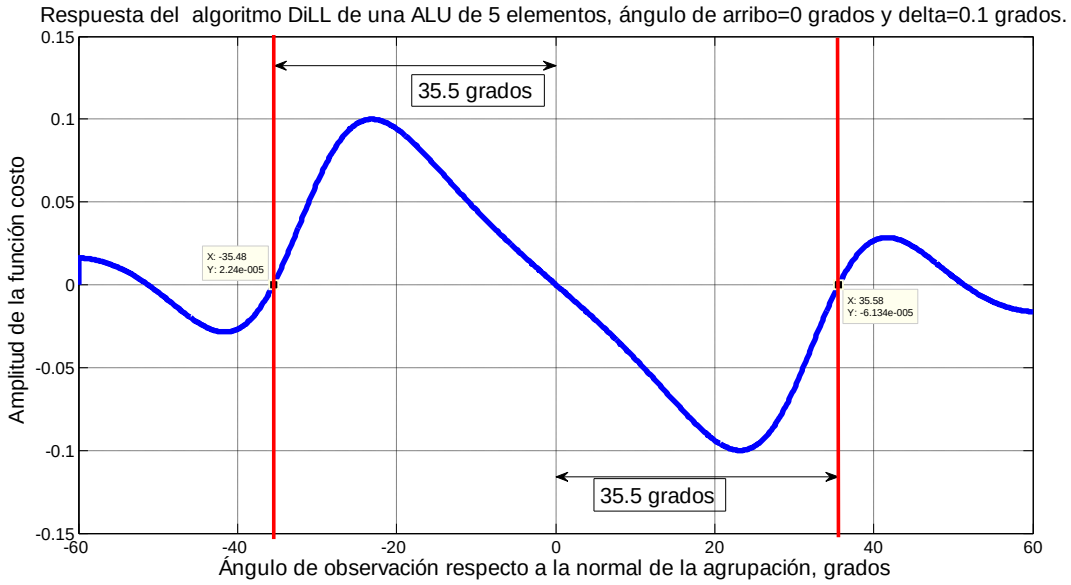

Figura 19. Barrido de la señal de error del algoritmo DiLL de una ALU de 5 elementos, ángulo de arribo=0º y $\Delta\theta$=0.1º

Esto se ve en la figura 20: la dirección de arribo es de cero grados, pero el algoritmo tiene un intervalo de enganche de 35.5 grados. Si la dirección inicial en la que empieza a procesar el algoritmo se encuentra dentro de este rango, el algoritmo llegará al DOA. Sin

embargo, si el ángulo inicial se encuentra más allá de este rango, el algoritmo llegará al cero más cercano que encuentre, el cual estará en una dirección errónea.

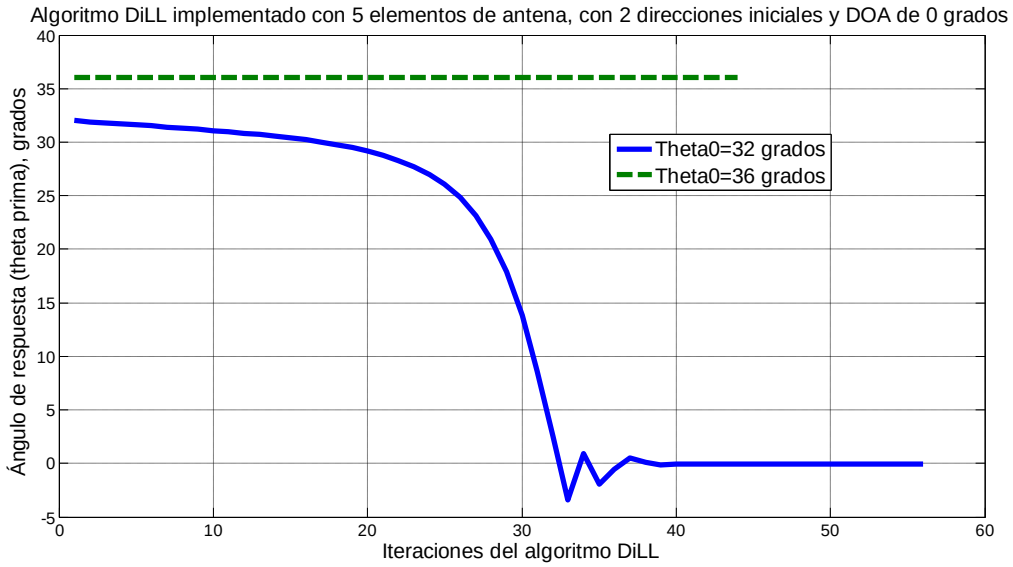

Figura 20. Algoritmo DiLL implementado en una ALU de 5 elementos, ángulo de arribo=0º y Δθ variable, con dos puntos iniciales

En la figura 20 se muestra mejor el efecto de la dirección inicial: aunque ambas ejecuciones del algoritmo DiLL tienen parámetros similares (5 elementos de antena, DOA de cero grados y una ganancia K de 24.6), la ejecución que empieza en 32 grados (línea sólida) termina en el DOA real, mientras la que empieza en 36 grados (línea segmentada) no cambia. De esto se puede inferir que debe tenerse en cuenta este parámetro al implementar este algoritmo. Este parámetro, así como la amplitud de la señal de error dependen del número de elementos de antena de la agrupación, como se verá a continuación.

IV.4.2 Diferencias entre el Algoritmo DiLL implementado a diferente número de elementos de antena

El número de elementos de la agrupación de antenas afecta el desempeño del algoritmo DiLL, en la forma del ancho y la amplitud de la función costo. Al tener 4

elementos de antena en la agrupación, se tienen 47 grados de ancho del intervalo de rastreo. Al aumentar el número de elementos de antena, se va reduciendo el ancho del mismo intervalo, hasta llegar a 5.25 grados con 31 elementos de antena, lo cual indica que el intervalo de enganche, dependiendo del número de elementos de antena N se comporta como indica la ecuación (29) y la figura 21.

Tanto las ecuaciones 29 y 30 fueron obtenidas utilizando las herramientas de interpolación de Matlab a los resultados de aplicar un barrido del algoritmo DiLL a diferente número de elementos de antena.

$$I(N) = 202.3(N)^{-1.073} \tag{29}$$

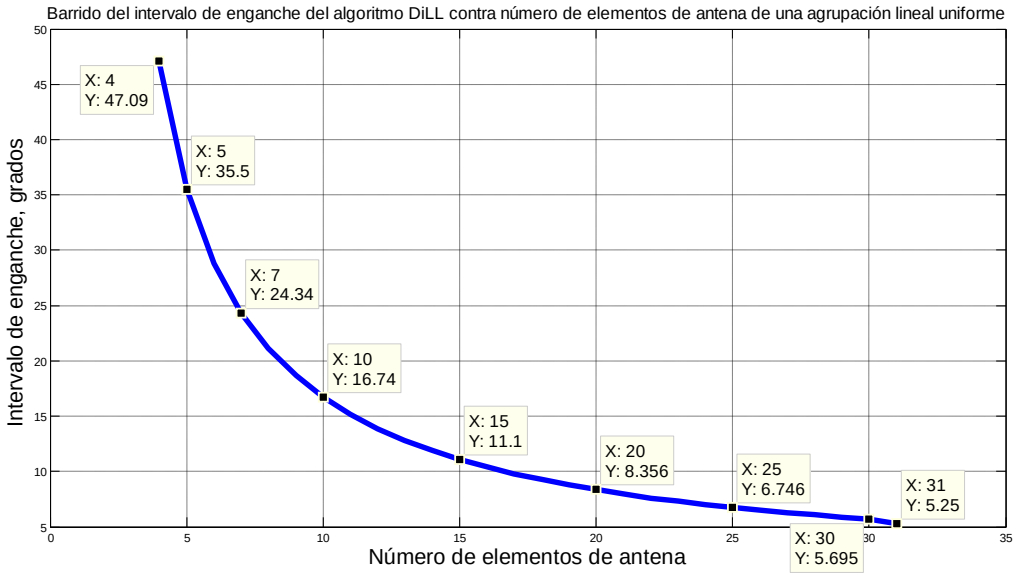

Figura 21. Barrido del intervalo de enganche del algoritmo DiLL contra número de elementos en agrupaciones lineales.

El número de elementos también afecta el valor máximo de la función costo, como se describe en la figura 22, empezando con 4 elementos de antena, con una amplitud de 0.07, aumentando hasta llegar a 0.6 al tener 31 elementos de antena, comportándose como la expresión (30):

$$E(N) = \frac{3.458(N) - 2.742}{N + 141.4} \tag{30}$$

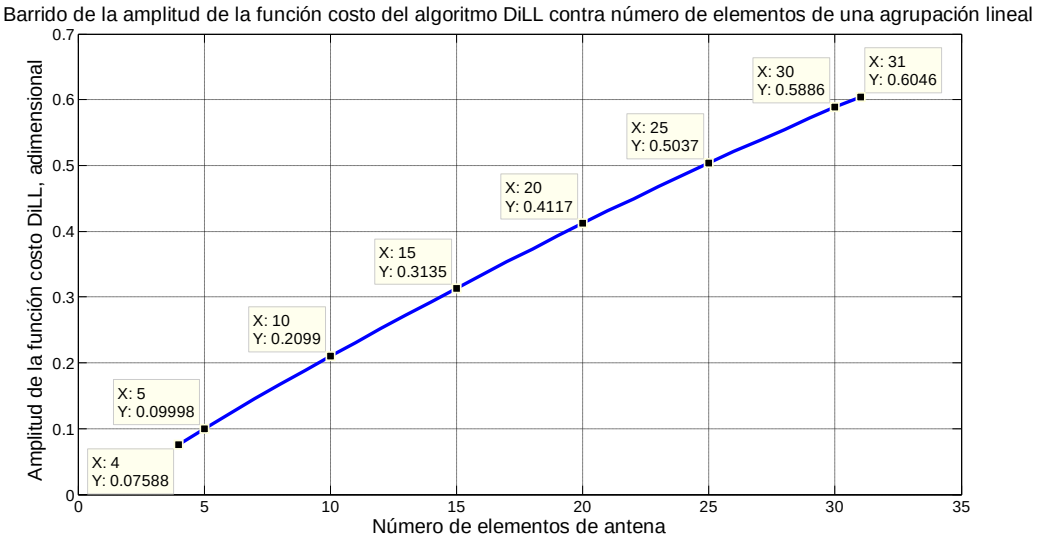

Figura 22. Barrido de la amplitud de la función costo del algoritmo DiLL contra número de elementos de una agrupación lineal

En las figuras 21 y 22 se ve una comparativa de las principales características del algoritmo DiLL: A un mayor número de elementos de antena, se tendrá un mayor valor de señal de error, pero se reduce el intervalo de enganche.

IV.5 Pruebas del algoritmo DiLL para detección de fuentes con movilidad

Dada la naturaleza del algoritmo DiLL, se busca implementar el algoritmo DiLL para fuentes en movimiento, siempre que la velocidad de la fuente entre muestras sea menor al valor del intervalo de enganche, en un periodo muy corto de ejecución, lo cual lo hace ideal para fuentes con alta movilidad.

A continuación se presentan los resultados del algoritmo DiLL probados a diferentes condiciones de simulación.

IV.5.1 Con retroalimentación de dirección fija y cambios instantáneos de DOA

En esta prueba se varió de manera instantánea la dirección de la fuente, utilizando los parámetros de la tabla II.

Tabla II. Condiciones de la simulación para la corrección fija y cambios instantáneos de DOA

Intervalo de iteraciones	Ángulo de arribo
0-100	30°
100-350	45°
350-450	20°
450-900	-10°
900-950	-15°
950-1050	-25°
1050-final	-15°
Elementos de antena	5
Tiempo de ejecución	2.76s
Δθ’	0.1°

En la figura 23 se observa el comportamiento del algoritmo DiLL con las condiciones descritas en la tabla II. Se observa que la salida del algoritmo DiLL va en la dirección del siguiente DOA. Es posible ver que dada la retroalimentación fija el rastreo se realiza en una mayor cantidad de tiempo e iteraciones del algoritmo.

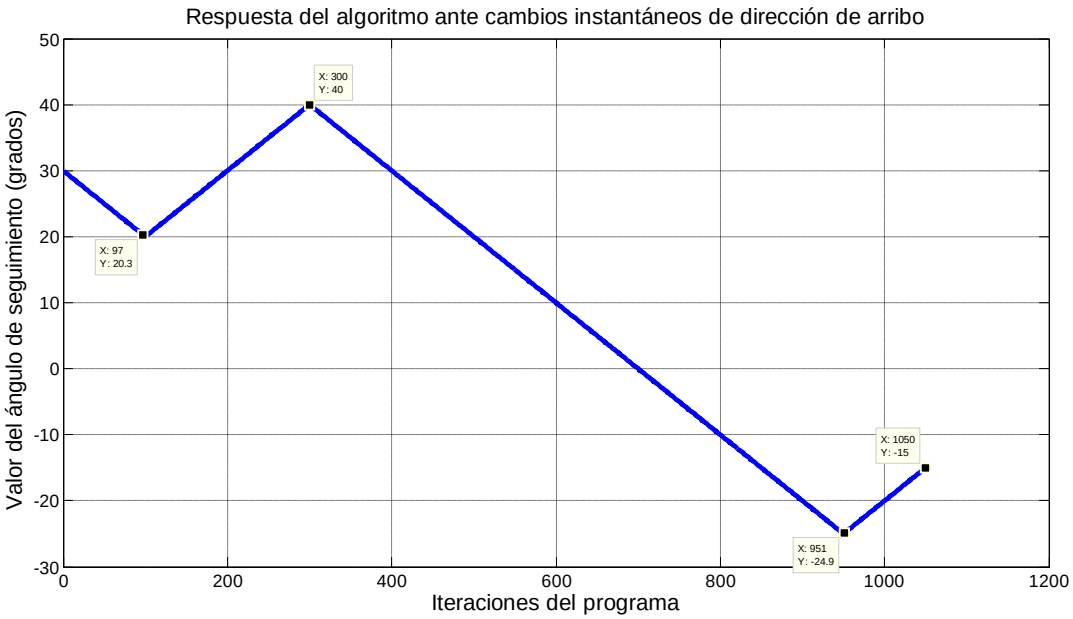

Figura 23. Respuesta del Algoritmo DiLL, ALU de 5 elementos de antena, Δθ'=0.1º.

IV.5.2 Retroalimentación de dirección variable

Este experimento consistió en la prueba del algoritmo con una retroalimentación variable (no filtrada), para probar la respuesta del algoritmo al encontrar la dirección de la fuente con las condiciones de la tabla III.

Tabla III. Condiciones de la simulación para DiLL con corrección variable

Parámetro	Valor
Elementos de antena	**5**
θ_0	**20º**
DOA	**-15º**
Δθ'	**Variable**
k	**24.6**
Tiempo de ejecución	**0.3 s**
Ciclos ejecutados	**16**

En la figura 24, el algoritmo llega a la dirección de arribo de manera satisfactoria. Dada la implementación del filtrado para la retroalimentación, se produce un fenómeno de sobrepaso (overshoot), en el cual, el valor de la respuesta se pasa del valor de DOA, oscilando hasta llegar a su valor final.

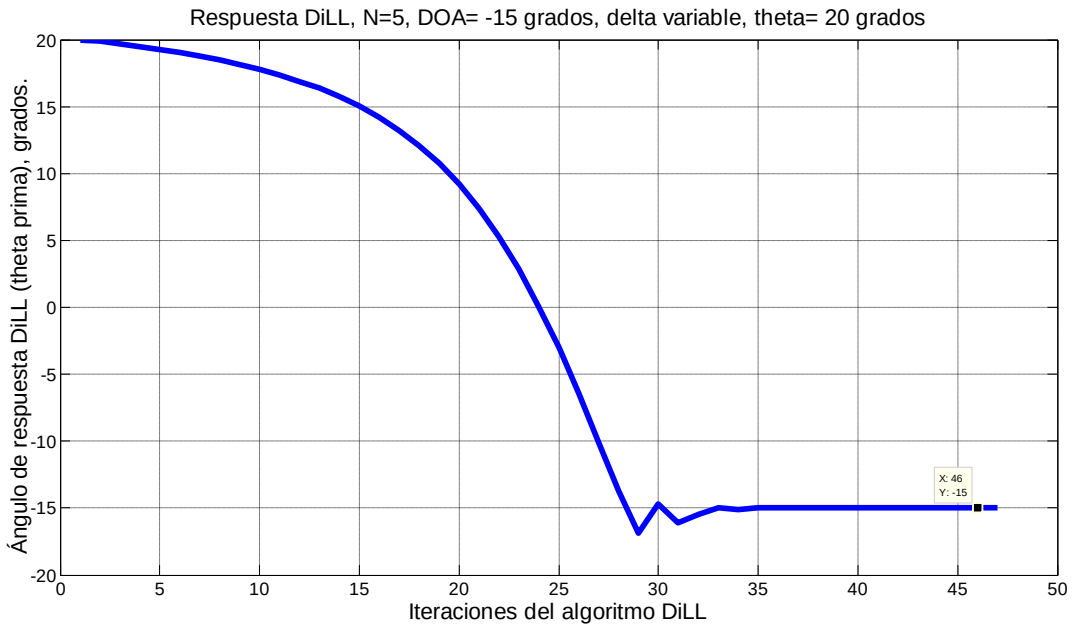

Figura 24. Respuesta del algoritmo DiLL con 5 elementos de antena DOA=-15º, Δθ' variable, θ_0=20º

IV.5.3 Retroalimentación variable y cambios instantáneos de DOA

Esta prueba se hizo para comprobar ambas características en una dirección: Cambios instantáneos de dirección con Δθ' controlado por la retroalimentación como se indica en la tabla IV.

Tabla IV. Condiciones de la simulación para DiLL con corrección variable y cambios instantáneos de DOA

Parámetro	Valor
Elementos de antena	**5**
θ_0	**20°**
DOA1	**-15°**
Punto de cambio	**-14.5^0**
DOA2	**10°**
$\Delta\theta'$	**Variable**
k	**24.6**
Tiempo de ejecución	**0.34 s**
Ciclos ejecutados	**28**

En la figura 25 se puede ver que θ' comienza en 20 grados, hasta llegar al cambio de DOA a los -14.5 grados, para terminar en 10 grados. El cambio de DOA sucedió sin ningún problema de estabilidad del algoritmo. De esta figura se puede decir que el algoritmo DiLL soporta cambios instantáneos de DOA, siempre y cuando esos cambios se encuentren dentro de los límites del intervalo de enganche.

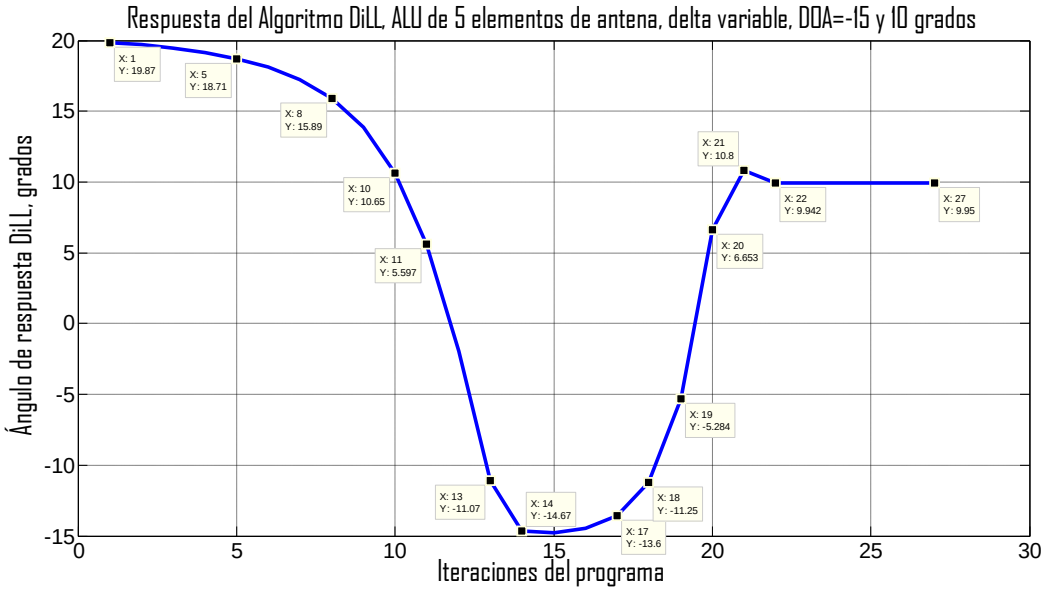

Figura 25. Respuesta del algoritmo DiLL con 5 elementos de antena, θ_0=20º Δθ' variable, DOA= -15º y 10º

IV.5.4 Retroalimentación fija, 2 dimensiones (θ y φ), y cambios instantáneos de DOA

En este experimento se logró incorporar dos dimensiones al algoritmo (θ y φ), logrando el rastreo de ambas dimensiones a la vez sin interferirse, y lograr el rastreo con cambios instantáneos de DOA, indicados en la tabla V.

Tabla V. Condiciones de la simulación para DiLL bidimensional con corrección fija

Número de iteraciones	DOA Theta	DOA Phi
	θ_0	φ_0
0	20°	25 °
100	45 °	---
350	---	10 °
400	20 °	---
550	---	-20 °
800	-15 °	---
1000	---	15 °
1200	-5 °	---
Tiempo de ejecución	6.12 seg.	
Ciclos ejecutados	1350	
Elementos de antena.	N=5	M=5
Aumento	Δθ'=0.1°	Δφ'=0.1°

En esta prueba del algoritmo se buscaba la respuesta del algoritmo DiLL con 2 dimensiones (θ' y φ'), tomando las consideraciones propuestas en [Núñez Pérez, 2009] para el manejo de un algoritmo retroalimentado en dos dimensiones. Como se ve en la figura 26, la idea básica era probar la estabilidad del algoritmo ya que una de sus dimensiones encontrara estabilidad, como se denota entre los pasos 400 a 546, en que θ'

desciende mientras que φ' se mantiene estable en 10 grados. Cabe decir que no se presentó ninguna inestabilidad ni interferencia entre una y otra dirección.

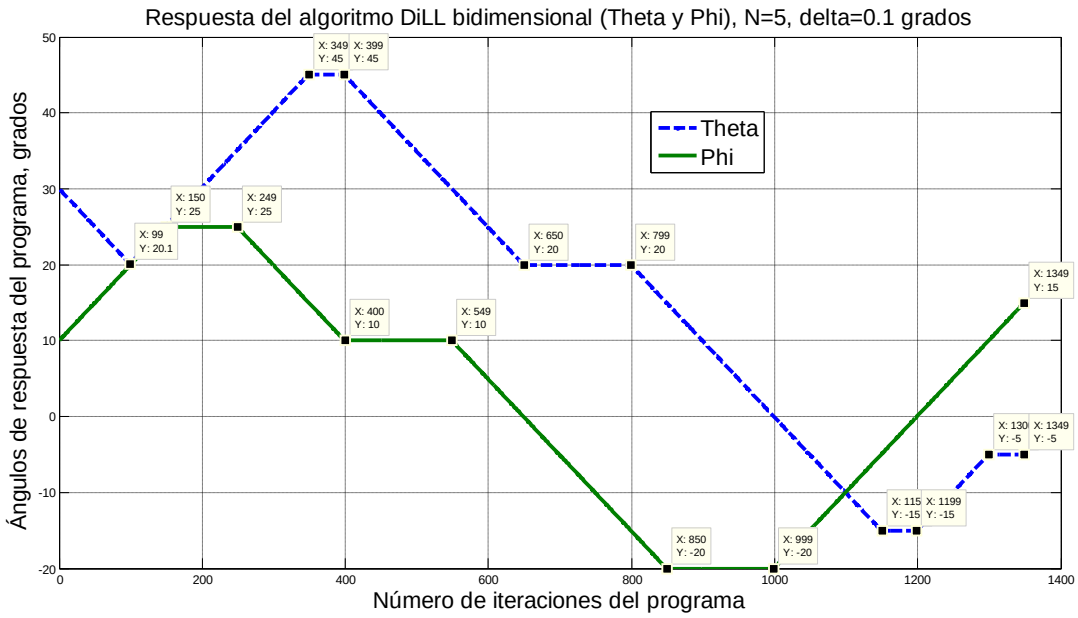

Figura 26. Respuesta del algoritmo DiLL en 2 dimensiones, con Δθ'=0.1°

IV.5.5 Retroalimentación variable, 2 dimensiones y cambios instantáneos de DOA

En esta prueba se creó una trayectoria base de los puntos de la tabla VI:

Tabla VI. Direcciones de la trayectoria de prueba

Coordenada	Posición θ	Posición φ
1	-15º	15º
2	-15	-15
3	15º	-15º
4	15	15
5	-15º	15º

En la figura 27 se simuló el rastreo de dicha trayectoria. La trayectoria que siguió el algoritmo describe la forma de un rectángulo, en las orillas, tiende a pasar por poco la dirección antes de regresar a la dirección real de arribo, esto tiene que ver con la estabilidad del algoritmo, que a su vez depende del filtrado de la señal de error y del valor de la ganancia de retroalimentación.

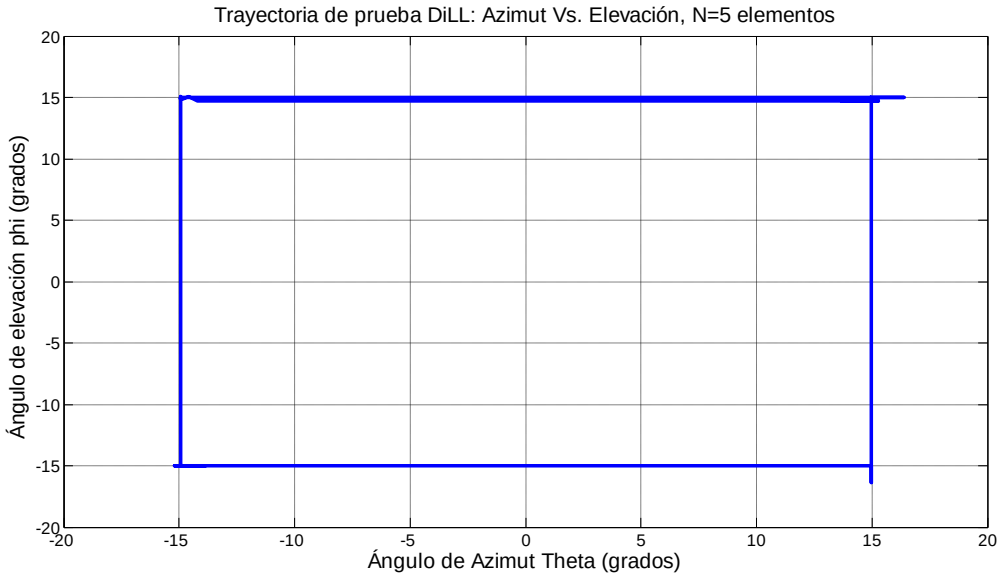

Figura 27. Trayectoria propuesta

En la figura 28 se ven por separado el comportamiento de θ’ y φ’, mostrando independencia entre ambas dimensiones, los cambios en θ’ no afectan a φ’ y viceversa.

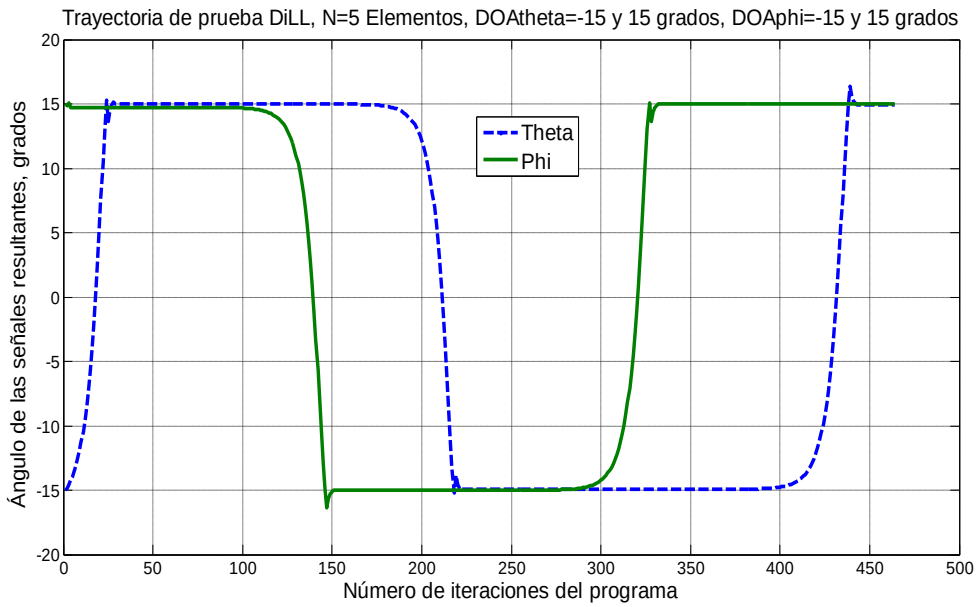

Figura 28. Rastreo de las direcciones de la trayectoria cerrada, θ y φ por separado

En la figura 29 se muestra como el algoritmo DiLL desplaza hacia las coordenadas de la tabla VI. Esta figura muestra que el algoritmo es capaz de seguir la trayectoria eficientemente, salvo la presencia del fenómeno de sobrepaso inherente a los algoritmos basados en PLL.

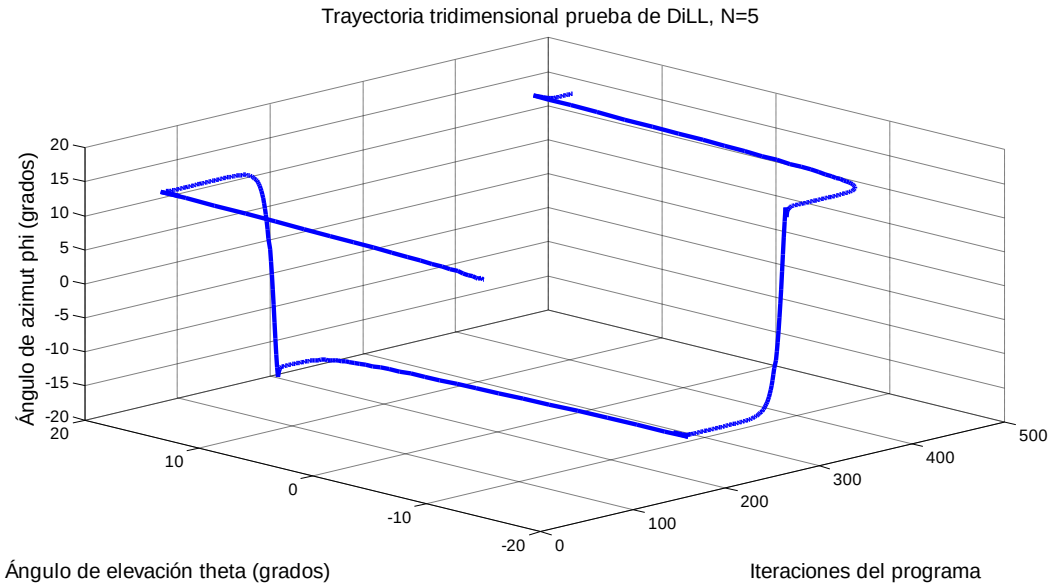

Figura 29. Rastreo de la trayectoria utilizando el algoritmo DiLL, N=5 elementos de antena

IV.6 Análisis del algoritmo DiLL con ruido

En esta parte se simuló el rastreo en una dirección determinada, se simularon cincuenta ejecuciones del algoritmo DiLL para mostrar el desempeño del mismo. Los parámetros utilizados para estas simulaciones se muestran en la tabla VII:

Tabla VII. Condiciones de simulación para pruebas de DiLL con ruido

Parámetro	Valor
Elementos de antena	**31**
θ_0	**2°**
DOA	**-2°**
$\Delta\theta'$	**Variable**
k	**4**
Tiempo de ejecución	**3 s**
Ciclos ejecutados	**50**

IV.6.1 Error cuadrático medio de la respuesta del algoritmo DiLL

El concepto de error cuadrático medio está dado por la expresión 31 [Rocha Alicano, 2006]. El error cuadrátio medio en este caso es utilizado como un parámetro de evaluación de la eficiencia del algoritmo DiLL:

$$S(\varepsilon) = \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{L} \xi_i^2(\varepsilon) \tag{31}$$

Donde:

$$\xi_i(\varepsilon) = AF(\theta_i) - AF(\theta'_i) \tag{32}$$

AF(θ_i) Es el diagrama de radiación del ángulo θ_i (Diagrama de radiación deseado)

AF(θ'_i) Es el diagrama de radiación del ángulo que arroja el estimador resultante del algoritmo DiLL.

Para observar el error cuadrático medio arrojado por el algoritmo DiLL, se realizaron cincuenta ejecuciones del algoritmo DiLL en una agrupación de 31 elementos de antena.

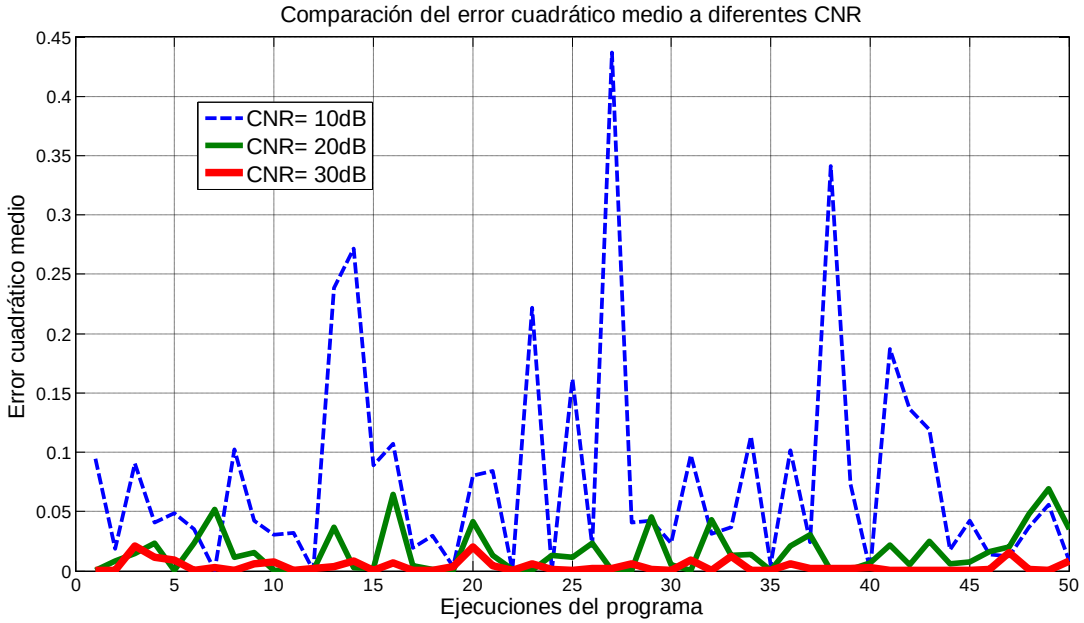

Figura 30. Desempeño del error cuadrático medio del algoritmo DiLL implementado en una agrupación lineal de 31 elementos a diferentes tasas de CNR

Así, con los datos recopilados de la figura 30 se obtienen los resultados de la tabla VIII, que son la media del error cuadrático medio ($\mu_{S(\xi)}$) y la desviación estándar ($\sigma_{S(\xi)}$) del error cuadrático medio, todo esto visto a 10, 20 y 30 dB de CNR:

Tabla VIII. Error cuadrático medio para una agrupación de 31 elementos a diferentes CNR

CNR (dB)	$\mu_{S(\xi)}$	$\sigma_{S(\xi)}$
10	0.133	0.153
20	0.018	0.026
30	0.003	0.0054

Los datos muestran que a mayor valor de CNR se tienen valores menores de $\mu_{S(\xi)}$ y $\sigma_{S(\xi)}$.

IV.6.2 Error de estimación de la respuesta del algoritmo DiLL

El error de estimación se define como:

$$err = \theta - \theta' \tag{33}$$

Donde:

θ es el valor del parámetro a estimar (el DOA de la señal)

θ' es el valor del estimador utilizado (la salida del algoritmo DiLL)

En este caso como las condiciones de simulación fueron conocidas de antemano en la tabla VII, pero esta prueba se realizó como un análisis de la precisión que ofrece el algoritmo DiLL.

Para observar el comportamiento del error de estimación, se procedió a ejecutar el algoritmo DiLL 50 veces, con una agrupación de 31 elementos de antena para relaciones de CNR de 10, 20 y 30 dB.

Con los resultados obtenidos de la figura 31, se procedió a obtener la media del error de estimación (μ_{err}) y la desviación estándar del error de estimación (σ_{err}) para cada valor de CNR, como se observa en la tabla IX.

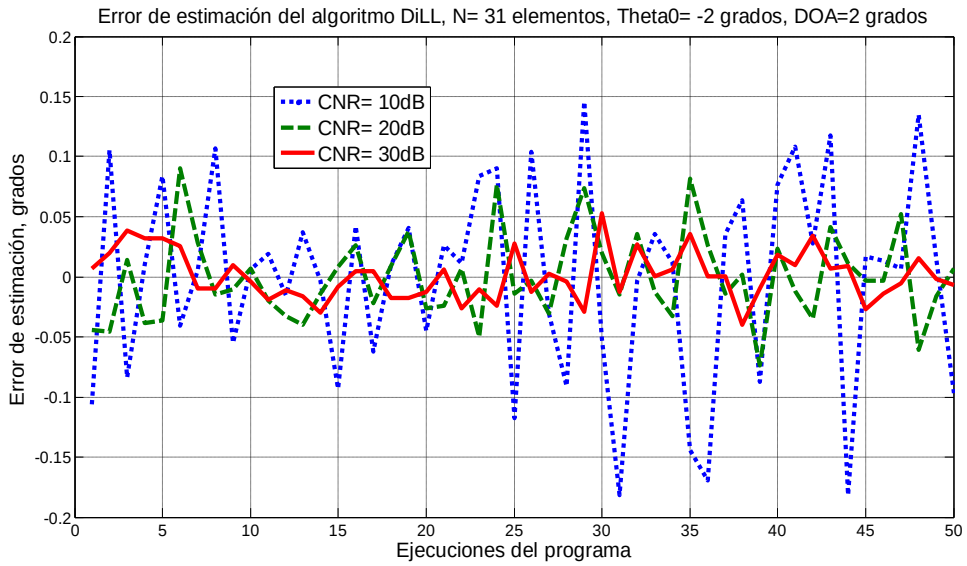

Figura 31. Desempeño del error de estimación del algoritmo DiLL implementado en una agrupación lineal de 31 elementos a diferentes tasas de CNR

Tabla IX. Error de estimación para una agrupación de 31 elementos a diferentes CNR

CNR (dB)	μ_{err}(grados)	σ_{err}(grados)
10	0.013	0.1049
20	0.02	0.0334
30	0.003	0.0017

Los datos analizados muestran que se puede tener una muy buena resolución de rastreo aún con bajas relaciones de portadora a ruido.

IV.7 Conclusiones

En este capítulo se describió el diseño, las características y progresión que llevaron a la implementación del algoritmo DiLL. Se hace un análisis paso a paso de su funcionamiento, y de las diferentes variaciones implementadas para llegar a implementar el algoritmo en el modelo de comunicación satelital de esta tesis.

Aunque en este capítulo se simularon muchos aspectos del algoritmo DiLL para validar su desempeño, algunas de estas condiciones cambiarán en la operación del modelo de comunicación satelital, ya que en dicho modelo se afectarán parámetros como la posición inicial, la velocidad y trayectoria del satélite, el número de elementos de la agrupación de antenas así como las condiciones del enlace satelital.

En el próximo capítulo se verá a detalle dicho modelo, cómo se genera, y en que partes ofrece DiLL una ventaja y mejora el enlace satelital.

Capítulo V

Simulación y análisis de resultados

V.1 Introducción

En este capítulo se verá la simulación del modelo de comunicación satelital, desde el diseño de la órbita, de la constelación así como el diseño del presupuesto de enlace satelital y la agrupación de antenas para mejorar dicho enlace.

En el capítulo anterior se describió la herramienta a utilizar en el rastreo, el algoritmo DiLL, el cual será aplicado a la agrupación de antenas para realizar el rastreo de una fuente de comunicación satelital por parte del receptor, ya sea el satélite móvil o la estación terrena fija. De la aplicación de este modelo se originarán resultados que serán analizados.

V.2 Consideraciones de simulación

Para esta tesis se hicieron una serie de consideraciones en el modelado del sistema de comunicación satelital:

1. De acuerdo a los modelos utilizados en este enlace, para el satélite, la estación terrena está en movimiento, y para la estación terrena el satélite es el que se encuentra en movimiento.
2. El modelo de la tierra utilizado es una representación estereográfica, la cual convierte tanto a la tierra como el desplazamiento del satélite en su órbita de una forma esférica a un plano y una trayectoria lineal.
3. Al tener un movimiento relativo entre el satélite y la estación terrena, se puede extrapolar la mecánica del modelo de un sentido del enlace de comunicaciones al otro sentido.
4. La trayectoria del satélite es uniforme, la velocidad conocida, así como la posición inicial del contacto.

El desarrollo de las simulaciones de esta tesis se realizó con el siguiente equipo de cómputo:

Tabla X. Equipo de cómputo a utilizar

Procesador	Intel core2 Dúo P8600 @ 2.4GHz
Memoria RAM	4 Giga Bytes
Sistema operativo	Microsoft ® Vista 64 bit
Plataformas de simulación	Matlab versión 7.6.0.324 (2008a), STK versión 8.1

V.3 Procedimiento para conexión del enlace

Para esta tesis el modelo de enlace de comunicaciones satelitales de la simulación puede separarse en los siguientes pasos:

1. Inicio del enlace
2. Establecimiento del enlace
3. Mantenimiento del enlace
4. Desconexión

Los cuales se verán a continuación.

V.3.1 Inicio de la comunicación

En esta fase del enlace, se propone que el satélite inicie el enlace de comunicación, ya que es el extremo que mas alcance tiene por la curvatura de la tierra, como muestra la figura 32.

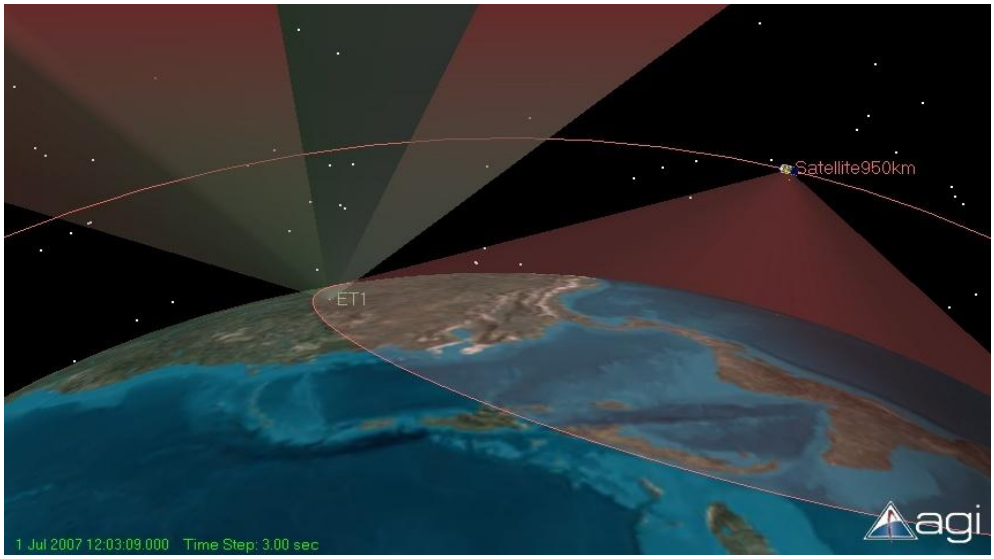

Figura 32. El satélite tiene mayor cobertura que la estación terrena debido a la curvatura de la tierra

Al conocer de una manera determinística la posición del otro extremo (satélite o estación terrena), ambas partes pueden calcular la dirección relativa hacia dónde mandar sus lóbulos principales (direcciones iniciales), y de esta manera comenzar el enlace.

V.3.2 Establecimiento del enlace de radio

En las comunicaciones satelitales se utilizan diferentes protocolos para el establecimiento del enlace. Los más utilizados son variaciones del sistema de señalización de canal común versión 7 de la ITU (SS7) [Elbert, 2004].

Utilizando los protocolos de enlace puede abrirse y establecerse la transmisión de la información entre la estación terrena y el satélite.

V.3.3 Mantenimiento del enlace y rastreo del otro extremo del enlace

A diferencia del modelo de comunicaciones móviles terrestres, en el cual no se conoce la ubicación del móvil, en las comunicaciones satelitales se puede calcular la trayectoria y efeméride de cada satélite, como se muestra en la figura 33, y cada estación terrena se supone fija y con sus propias coordenadas.

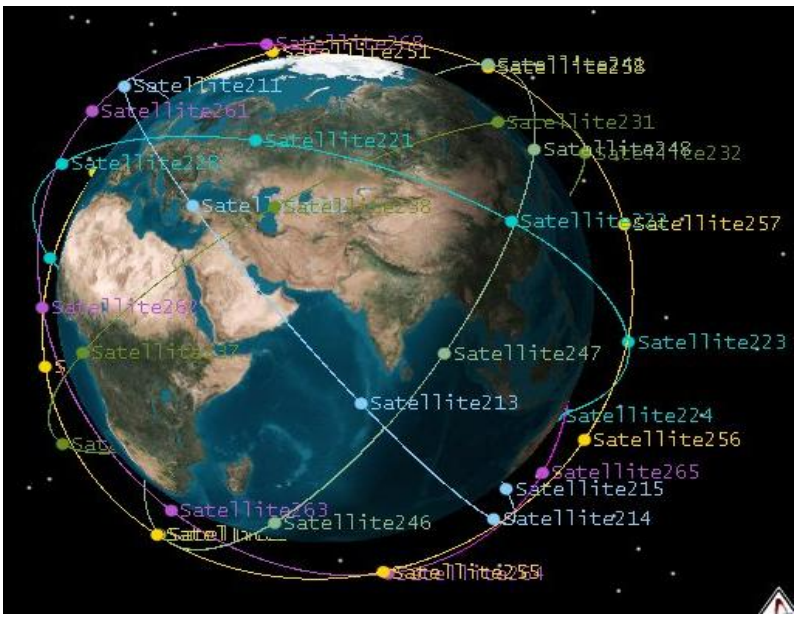

Figura 33. Representación de las órbitas satelitales de la constelación de 950 Km, utilizando STK

Teniendo ya establecido el enlace, se debe modificar la fase progresiva de los elementos de antena para dirigir el lóbulo principal en dirección de su contraparte (electronic steering).

Se necesita que la estación terrena pueda rastrear de una manera eficiente al satélite dentro de su trayecto, y que el satélite pueda rastrear a la estación terrena, a su vez.

Para realizar el rastreo mutuo se utiliza la técnica DiLL. DiLL para este modelo es utilizado no para encontrar la dirección del arribo, sino para optimizar el rastreo del satélite o estación, redireccionando el diagrama de radiación en una forma dinámica y manteniendo el enlace óptimo minimizando el error de dirección.

V.3.4 Desconexión del enlace

Dentro del modelo conoce la ubicación inicial y final de ambas partes del enlace. Al aparecer el satélite a -60°, se rastrea el movimiento del mismo hasta llegar a un ángulo dado, por ejemplo, 50°. Al llegar a esta marca, se inicia el procedimiento para cortar la comunicación, pero para ese entonces, la comunicación con el siguiente satélite debe estar en proceso, como lo indica la figura 34.

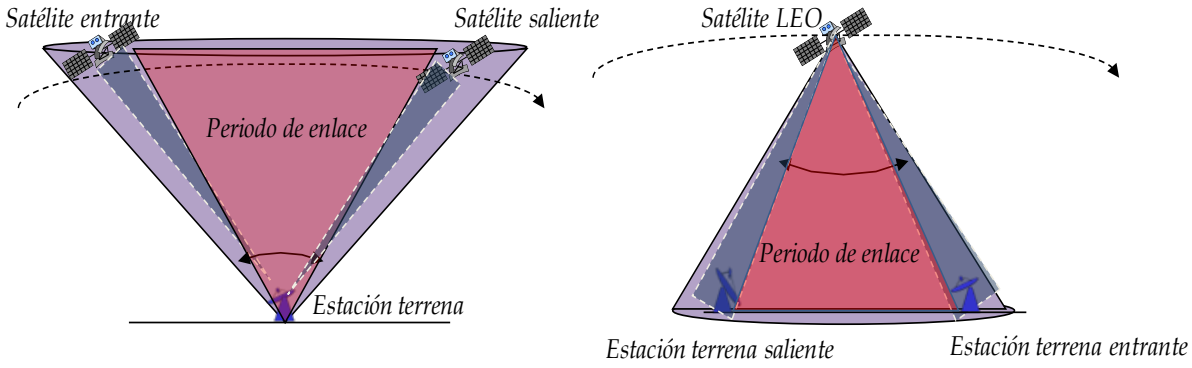

Figura 34. Representación del modelo a utilizar: izquierda, estimación de fuente del satélite; derecha, estimación de fuente de la estación terrena

V.4 Desarrollo del proceso de simulación

Los modelos utilizados dentro de esta tesis siguen los siguientes pasos:

1. Selección de la órbita a utilizar
2. Diseño y simulación de la constelación a utilizar
3. Determinación de la calidad del enlace de comunicaciones
4. Diseño del enlace de comunicaciones
5. Rastreo de la dirección mutua entre los extremos del enlace satélite-estación terrestre

V.4.1 Selección de la órbita satelital

Para elegir la altura satelital, se utilizó la ecuación (2) de la sección II.4.2, con el parámetro de ancho de haz α de 60 grados, dada la degradación de la ganancia directiva y el ensanchamiento del lóbulo principal vistos en la sección III.4.5.1. Utilizando estos parámetros, la altura satelital sería de 985 km, para un ángulo de apertura en la antena satelital de 60 grados.

Para estas simulaciones se utilizará una altura satelital de 950 km, con una apertura de 60.5º evitando tener desperdicio de radiación hacia el espacio, como se muestra en la figura 35.

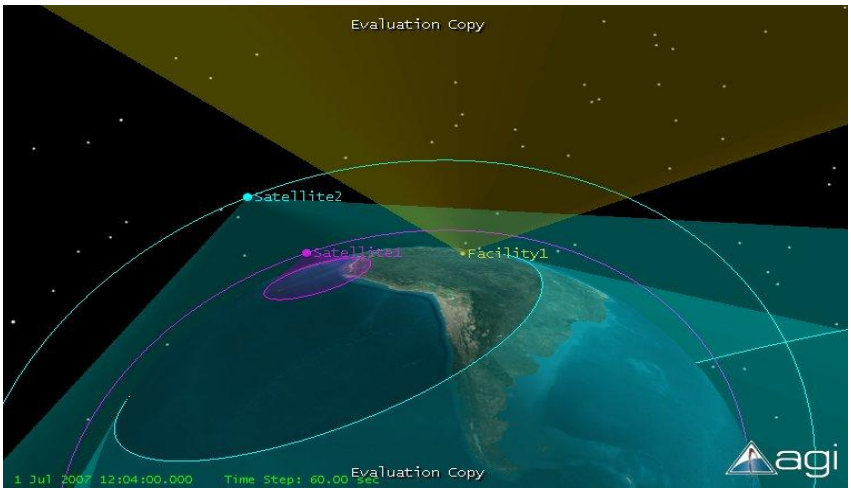

Figura 35. Muestra del desperdicio de energía radiada por tener un ángulo de apertura muy ancho

Ya con la altura satelital, y utilizando las ecuaciones para determinación de órbita satelital en [Kolawole, 2002], [Jamalipour, 1998], [Conte Galván, 2008] y [Roddy, 2001], en la tabla XI se muestran las características de la órbita satelital simulada.

Utilizando la herramienta de análisis de enlace de la plataforma de simulación STK, se obtuvo que el periodo de enlace entre un satélite LEO orbitando la tierra a 950 km de altura y una estación terrena fija es de 413 segundos o 6 minutos y 53 segundos, ambas antenas tienen un ángulo de apertura máximo de 60 grados.

Tabla XI Parámetros orbitales

Parámetro	Valor
Altura orbital	950 km
Periodo orbital	104 min
Velocidad angular	0.05766 rad/s
Velocidad lineal	3.68 km/s
Periodo de enlace	6m 53s
Máxima distancia	1900 km
Retardo de propagación (Mínimo)	3.16 ms
Retardo de propagación (Máximo)	6.3 ms

V.4.2 Diseño y simulación de la constelación a utilizar

Con la órbita definida procedió a modelar la constelación de satélites con la cobertura deseada.

Utilizando la plataforma de simulación STK, se diseñó un modelo de constelación satelital, empezando por la creación de la órbita satelital, con los parámetros de altura satelital, ángulo de inclinación, excentricidad, anomalías y el ángulo en longitud en el cual el satélite pasa por el ecuador (RAAN). Con este satélite en posición se procede a crear una constelación utilizando las herramientas de diseño para generar las órbitas, los espacios entre satélites y la separación angular entre órbitas para tener una constelación satelital con cobertura global

La constelación propuesta consta de 48 satélites, divididos en 6 planos orbitales de 8 satélites cada uno e inclinación de 55º con respecto al ecuador para evitar radiar las zonas polares. La separación angular entre los planos orbitales es de 45º en el ecuador.

Con esta constelación se garantiza que se tiene una cobertura global, como se ve en la figura 36.

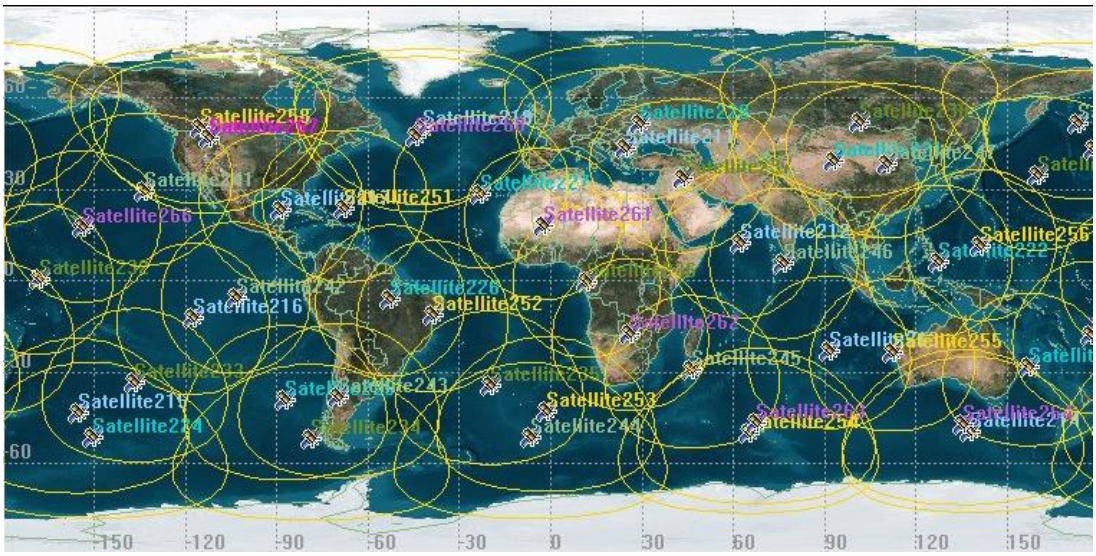

Figura 36. Constelación propuesta

V.4.3 Calidad del enlace de comunicaciones

Con base en [Amador Castro, 2007], en este enlace se utilizó modulación QPSK, la cual tiene una eficiencia espectral η de 2 b/Hz, y un código de corrección de errores FEC de ½ (2 bits de salida por cada uno de entrada). En este caso, con la CNR y el E_b/N_0 iguales, se reduce la complejidad en el BER.

Utilizando las ecuaciones (5), (6) y (7) definidas en II.5 para cumplir con los criterios mínimos de la ITU [ITU, 2002], los cuales exigen una tasa de error de bit de 10^{-3} para voz y 10^{-6} para video. Al utilizar las ecuaciones se obtiene la curva de la figura 37.

En la figura 37 se ve un barrido del BER contra CNR. En la misma, se ve que los valores requeridos de BER se encuentran en 4.4 dB para 10^{-3} y en 7.7 dB para 10^{-6}, por lo tanto, para el enlace satelital propuesto en los modelos, se propuso un CNR mínimo de 10 dB.

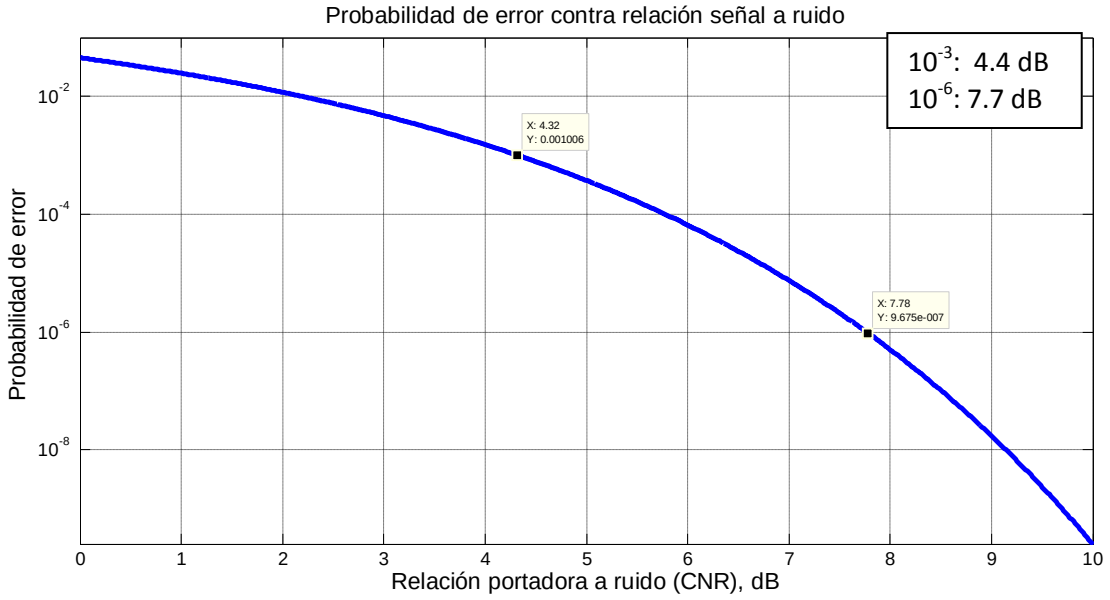

Figura 37. Tasa de error de bit (BER) contra relación portadora a ruido (CNR), mostrando los puntos en los cuales se obtiene las probabilidades de error requeridas.

V.4.4 Diseño del enlace de comunicaciones

Los parámetros del enlace satelital utilizados en el diseño del presupuesto de enlace se muestran en la tabla XII. Los valores se basaron en consideraciones tomadas de [Amador Castro, 2007] y [Conte Galván, 2008]; así como en parámetros y especificaciones de diseño típicas:

Tabla XII. Parámetros a utilizar en el presupuesto de enlace

Parámetro	Valor
Altura orbital	950 km
Frecuencia ascendente	31 GHz
Frecuencia descendente	21.2 GHz
Temperatura ambiental (E/T)	290 °K
Temperatura ambiental (Sat)	290 °K
Temperatura de amplificadores de bajo ruido (ambos extremos)	75 °K
Factor de ruido	2.2 dB
Velocidad de transmisión de datos	8.446 Mbps
Esquema de modulación	QPSK
Capacidad de código FEC	1/2
Pérdida por lluvia	3 dB
Pérdidas atmosféricas	2 dB
Pérdidas varias	1 dB

Dadas las condiciones del enlace satelital, se pueden variar 3 de los parámetros a utilizar:

- La potencia de transmisión
- La ganancia directiva de la antena transmisora
- La ganancia directiva de la antena receptora

Utilizando las ecuaciones (18) y (19) de la sección III.4.4.1 y III.4.4.2, se obtiene la ganancia de ambas antenas, considerando que sean iguales. La ganancia directiva de una agrupación de antenas en el plano depende del número de elementos de antena. Con ésto se procedió a buscar la potencia necesaria para obtener 10 dB de CNR en transmisión variando número de elementos de antena.

En la figura 38 se puede observar el comportamiento del enlace satelital contra el número de elementos de antena: a mayor número de elementos de antena, mayor será la ganancia directiva de la antena, y por ende menor será la potencia necesaria para alcanzar los 10 dB de CNR. En el enlace ascendente, al comenzar con 4 elementos de antena se requiere una potencia de 61 dBW para lograr el nivel de CNR, pero al ir incrementando el número de elementos, la potencia necesaria se va reduciendo hasta tener 19.7 dBW con 28 elementos de antena. En el enlace descendente se requieren 58 dBW con 4 elementos de antena hasta 19.4 dBW con 24 elementos de antena. Para proveer una mayor ganancia, observando que la potencia de transmisión no pase un límite de 20 dBW y así preservar más tiempo las baterías del satélite, se optó por implementar una agrupación de 31x31 elementos de antena en el plano, con una ganancia de antena de 25 dB.

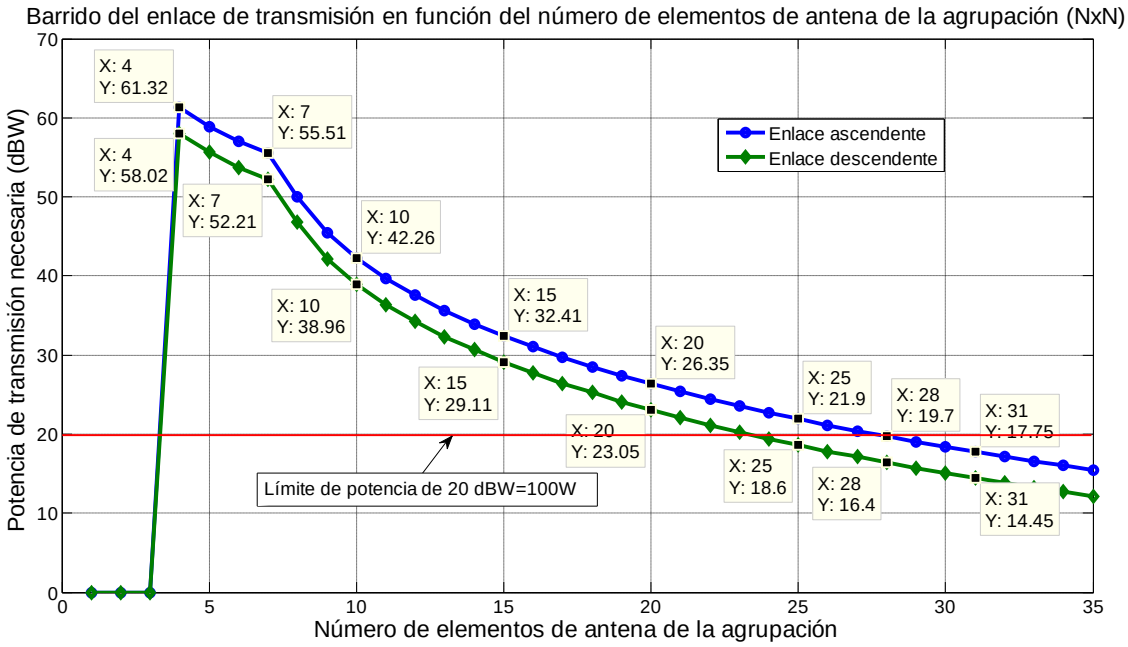

Figura 38. Potencia de transmisión necesaria para obtener un CNR de 10 dB contra número de elementos (NxN) de una agrupación de antenas en el plano

Ya teniendo el CNR específico se procedió a obtener el presupuesto del enlace satelital, utilizando la ecuación (8). Con estos datos se procede a obtener las potencias de transmisión de los enlaces ascendente y descendente, como se ve en la tabla XIII.

Tabla XIII. Parámetros de presupuesto de enlace a utilizar

Parámetro	Valor
Potencia de transmisión máxima (descendente)	39 W
Potencia de transmisión máxima (ascendente)	85W
Ganancia directiva de antena a 60º	25 dB
Número de elementos de antena	31 x 31

V.4.5 Rastreo de la dirección de un extremo del enlace satelital

La última parte de las simulaciones realizadas en esta tesis concierne a la simulación del movimiento de un extremo del enlace de comunicación que se encuentra transmitiendo desde la dirección angular (θ, φ), que se va desplazando dentro del área de cobertura, desde su inicio hasta su desconexión. Lo que se espera lograr es el rastreo del transmisor a través de su desplazamiento.

En la simulación de rastreo, se establecen las siguientes condiciones:

- Agrupación de antenas de 31x31 elementos (completo).
- Ruido blanco gaussiano con un CNR de mínimo 10 dB para ambos enlaces
- Trayectorias lineales
    - θ: de -60° a 60°
    - φ: de -60° a 60°
- Periodo de visibilidad de 413s (obtenido utilizando la herramienta de análisis de enlace dentro del simulador STK)
- Intervalo de muestreo de 5s (1.5^o entre muestras)
- Velocidad relativa de 0.3^o/s (7.37km/s)
- Ganancia de retroalimentación K (DiLL) de 2.65 para θ y φ

Este es el modelo del enlace satelital propuesto: un satélite móvil LEO y una estación terrena fija con desplazamiento relativo visto desde el satélite. Desde uno de los extremos se puede observar el desplazamiento del objetivo dentro de su área de cobertura.

V.4.5.1 Rastreo con 10dB de CNR

En azimut se puede observar que, como lo muestra las figuras 39 y 40, el comportamiento del error de estimación, mostrando que la media del error de estimación (μ_{err}) es de 0.07 grados, y que la desviación estándar en azimut (σ_{err}) es de 0.22 grados.

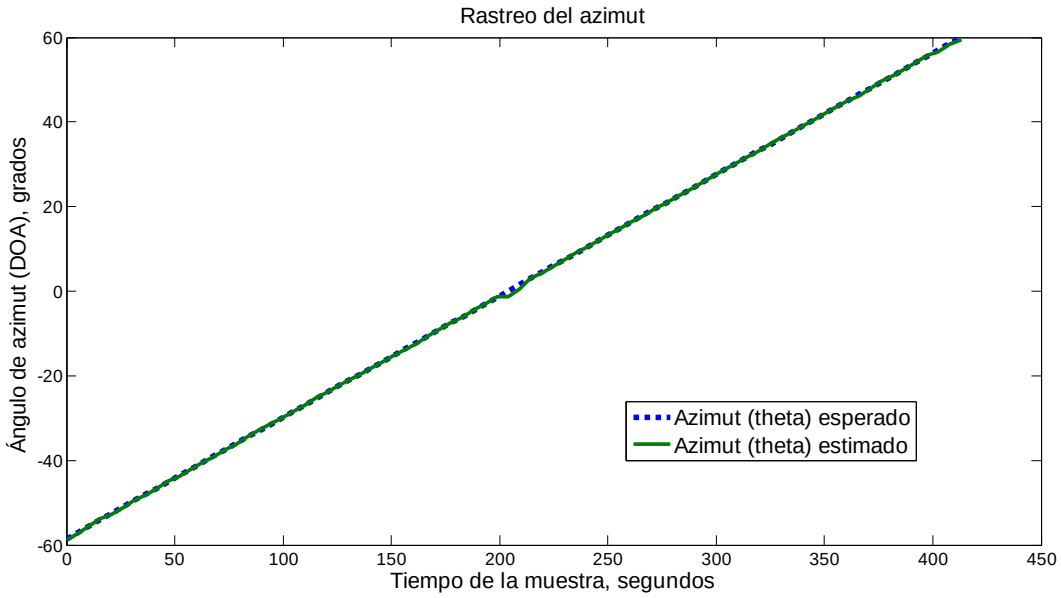

Figura 39. Rastreo del algoritmo DiLL en azimut con 10 dB de CNR

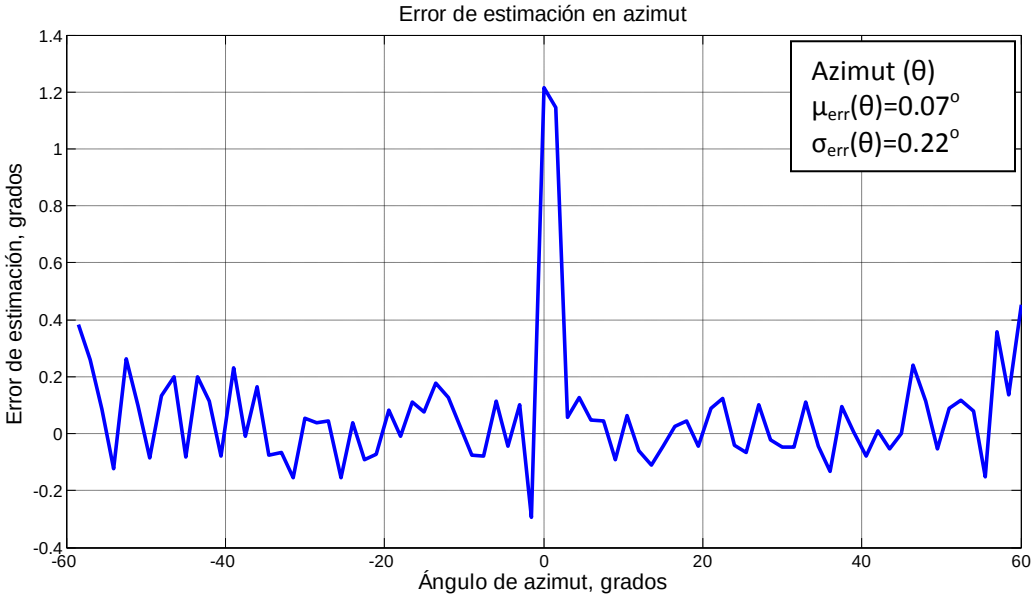

Figura 40. Error de dirección del rastreo en azimut con 10 dB de CNR

En elevación se observa un comportamiento muy parecido al encontrado en el rastreo de azimut, como se observa en la figura 41. En la figura 42 se puede ver el comportamiento del error de estimación de la elevación, y los valores de la media y la desviación estándar del error de estimación de 0.02 y 0.23 grados respectivamente

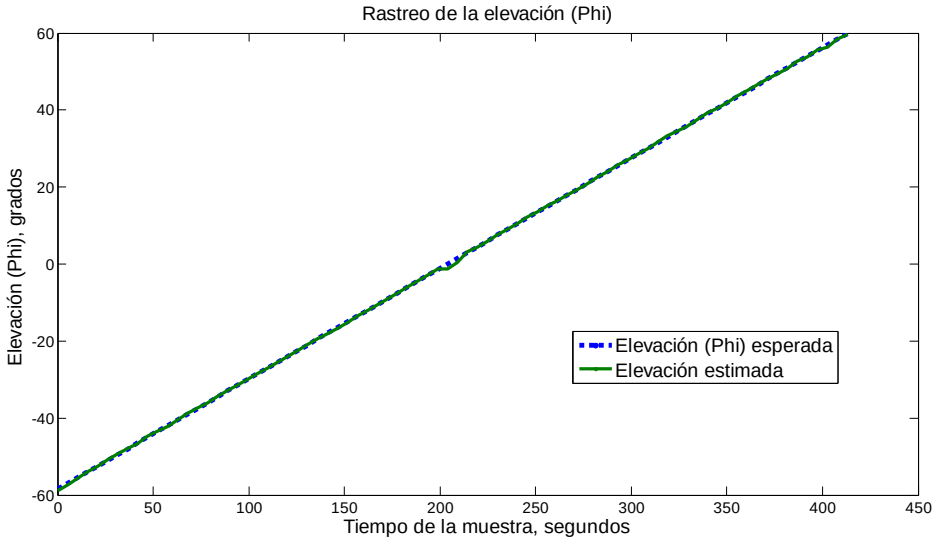

Figura 41. Rastreo del algoritmo DiLL en elevación con 10 dB de CNR

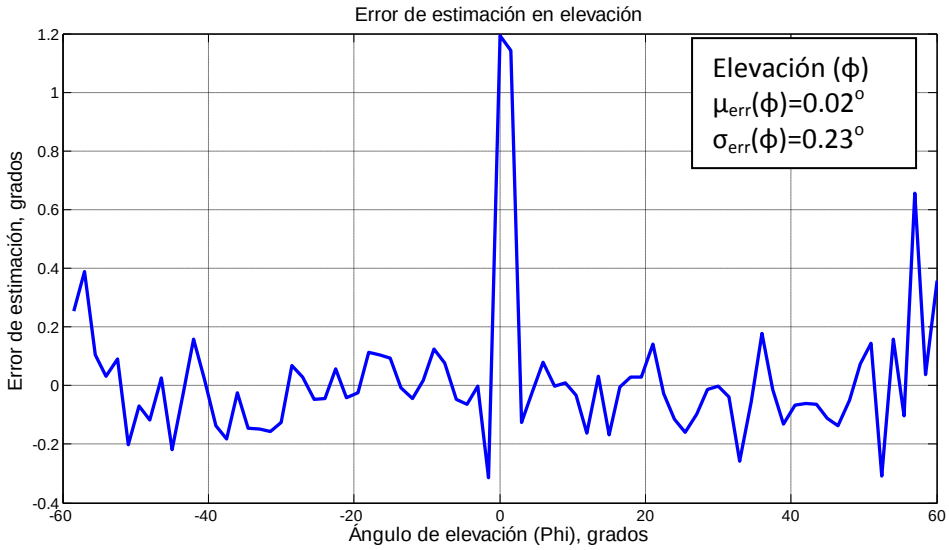

Figura 42. Error de dirección del rastreo en elevación con 10 dB de CNR

En esta simulación se puede apreciar que el error de estimación en azimut y elevación es relativamente bajo, solo se tiene una desviación de aproximadamente 1.5 grados. Esto sucede debido a la naturaleza aleatoria de la matriz de dirección, ya que al acercarse a cero grados la matriz de dirección tiende a ser una matriz compuesta de unos (e^0=1), y la naturaleza misma del ruido sitúa a las direcciones muy cerca del cero, a lo cual $R_{xy}(x(\theta), [1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1 \dots 1]) = \infty$. Para compensar esto, y estando a cero grados, la distancia entre satélite y la estación terrena es mínima, por lo que se tiene 20 dB más de CNR, ya que la potencia requerida para transmitir es mucho menor. Esta desviación de la dirección es un problema de control, y como tal está fuera del alcance de esta tesis.

V.4.5.2 Rastreo con 20dB de CNR

En Azimut se observa que el comportamiento del rastreo es muy parecido al realizado en 10 dB de CNR, como lo muestra la figura 43. Sin embargo la mejora se aprecia en la figura 44, ya que se puede apreciar una reducción en el error de estimación, teniendo una media de 0.046 grados y una desviación estándar de 0.18 grados.

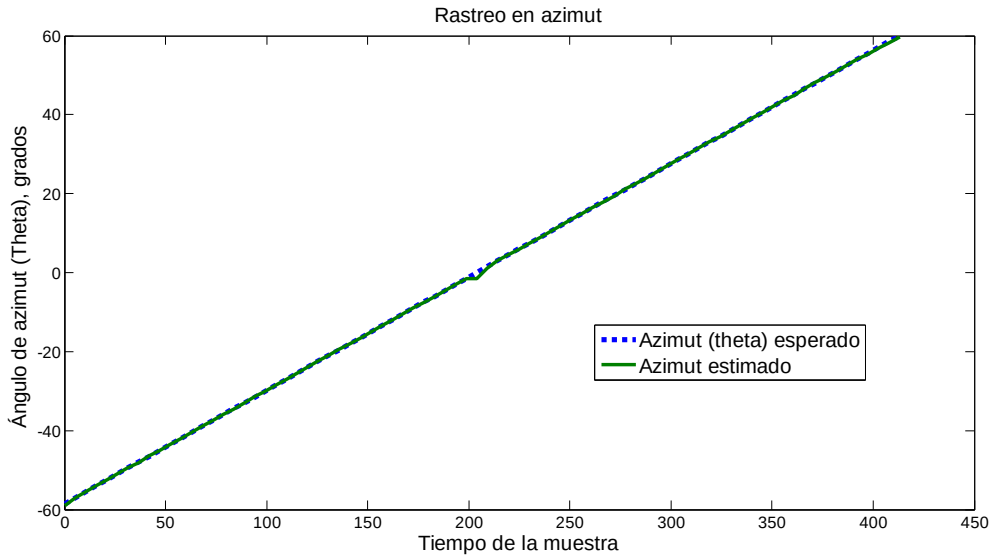

Figura 43. Rastreo del algoritmo DiLL en azimut con 20 dB de CNR

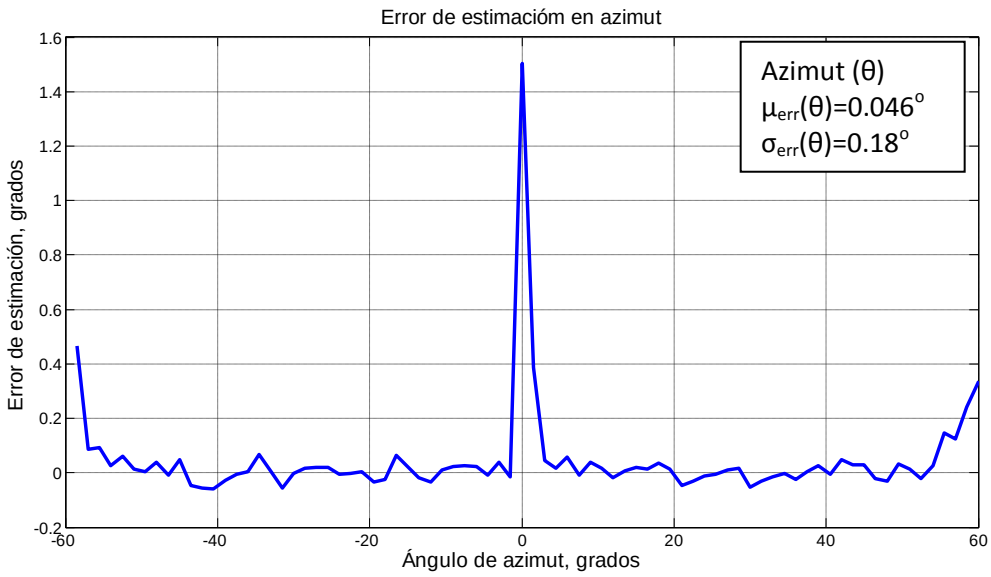

Figura 44. Error de dirección del rastreo en azimut con 20 dB de CNR

En elevación se tiene un comportamiento muy parecido al rastreo con 10 dB de CNR, como se observa en la figura 45. En la figura 46, se puede observar la reducción del error de estimación, el cual para esta simulación tiene una media de 0.03 grados y una desviación estándar de 0.18 grados.

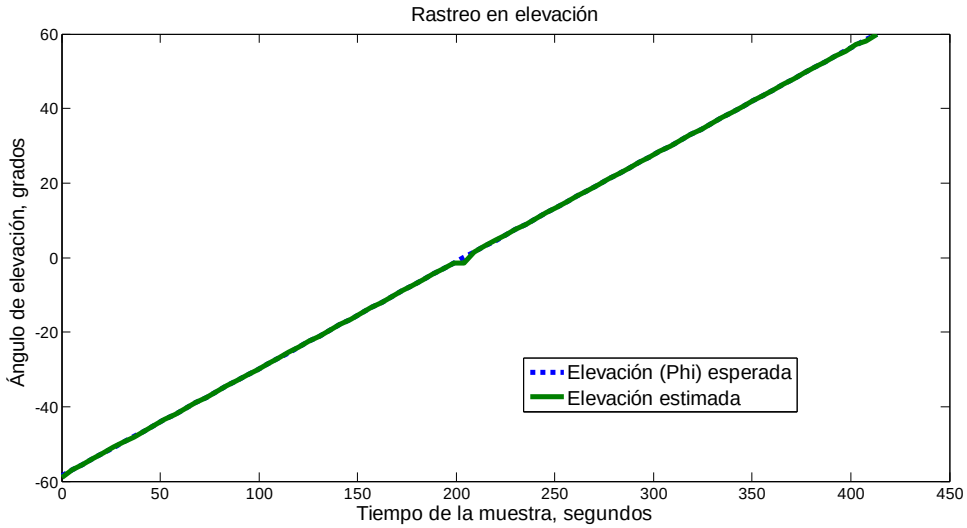

Figura 45. Rastreo del algoritmo DiLL en elevación con 20 dB de CNR

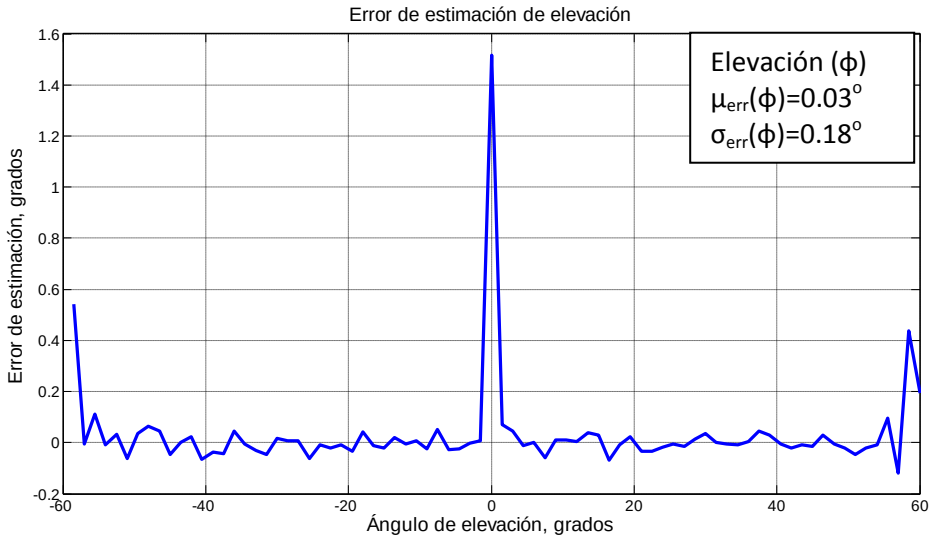

Figura 46. Error de dirección del rastreo en elevación con 20 dB de CNR

En esta simulación de la trayectoria se observa que el error de estimación se reduce, aunque se sigue teniendo la desviación de 1.5º en dirección de cero grados.

V.4.5.3 Rastreo con 30dB de CNR

En la figura 47 se tiene el rastreo de azimut con un CNR de 30 dB, y se observa el comportamiento del rastreo.

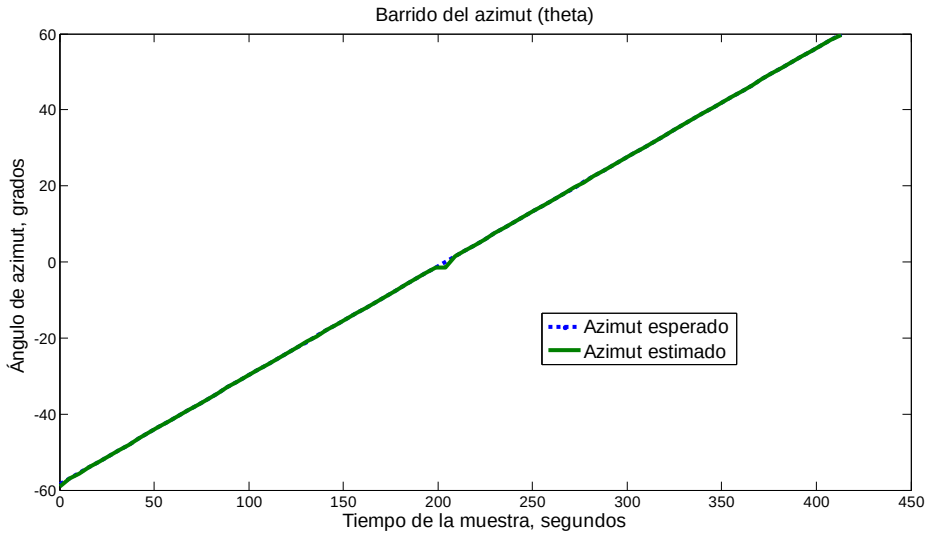

Figura 47. Rastreo del algoritmo DiLL en azimut con 30 dB de CNR

En la figura 47 se nota que la desviación de estimación en azimut es mínima, excepto en cero grados (por los motivos antes mencionados), y en los extremos, debido al ensanchamiento del lóbulo principal del diagrama de radiación.

En la figura 48 se observa que la media del error de estimación en azimut se reduce a 0.031 grados, y la desviación estándar del error de estimación se reduce a 0.17 grados.

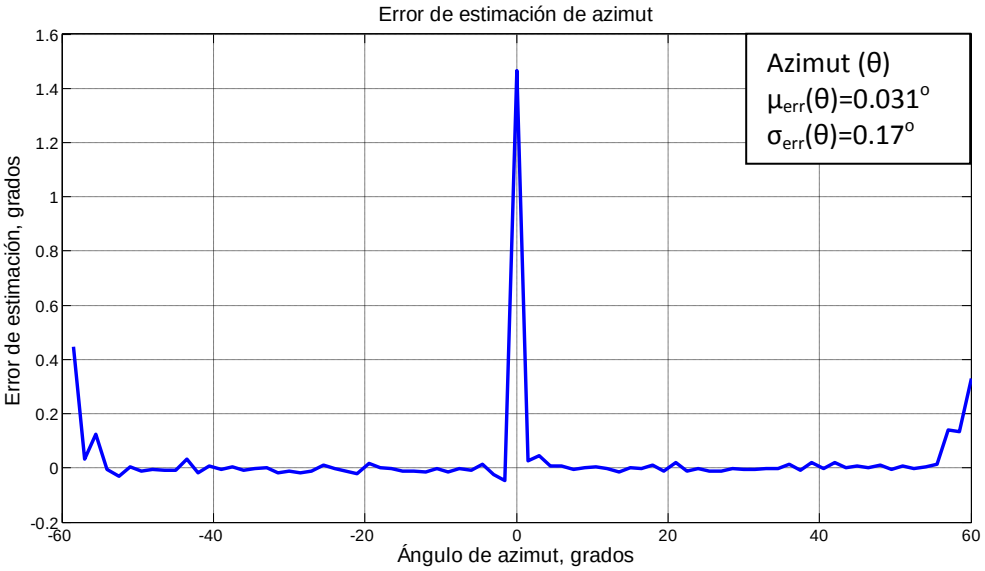

Figura 48. Error de dirección del rastreo en azimut con 30 dB de CNR

En el rastreo de elevación se observa un comportamiento muy parecido al sucedido en los casos anteriores denotado por la figura 49. En la figura 50 observa que como en los casos anteriores, el error de estimación se reduce aún mas, quedando la media del error de estimación en elevación en 0.032 grados, y la desviación estándar en 0.18 grados.

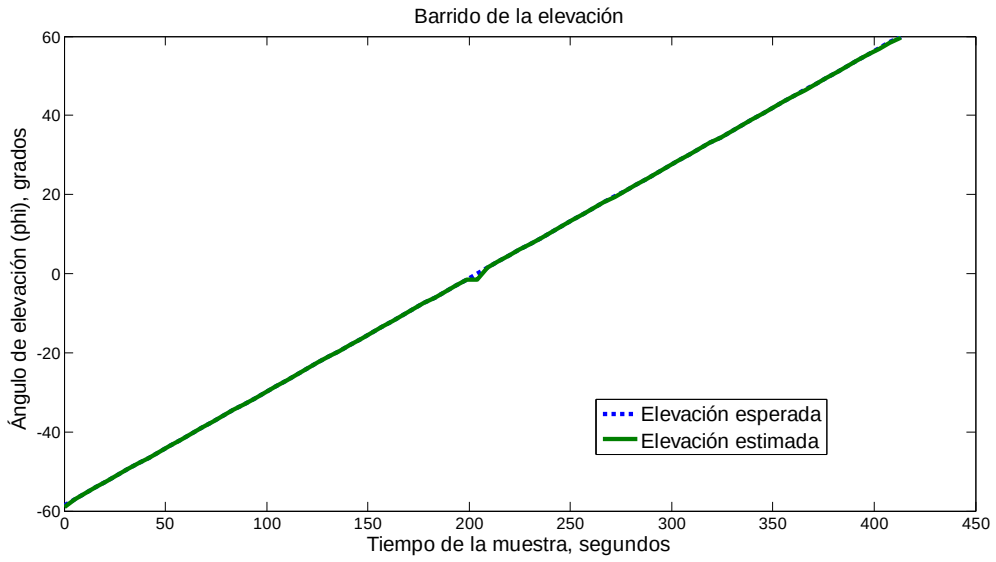

Figura 49. Rastreo del algoritmo DiLL en elevación con 30 dB de CNR

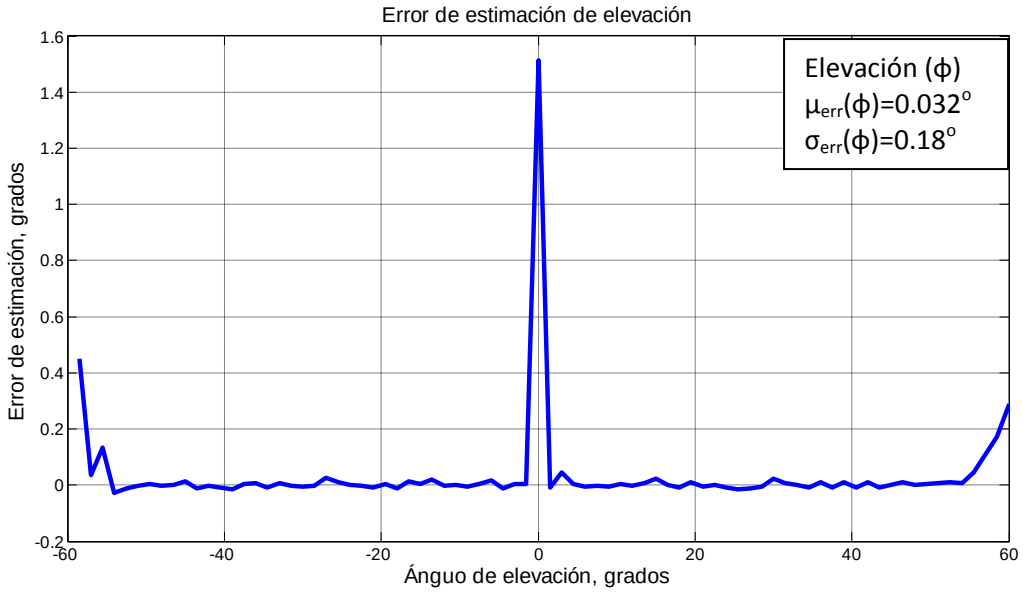

Figura 50. Error de dirección del rastreo en elevación con 30 dB de CNR

En esta simulación se observa que el error de estimación se reduce aún mas, haciéndose casi imperceptible, excepto por la desviación en el centro. Si se hacen más pruebas con un CNR mas alto se obtendría el mismo comportamiento, solo que con un ruido menor.

V.5 Análisis de resultados

En estas simulaciones se cubrieron las condiciones de operación de los modelos presentados en esta tesis. Los resultados arrojan que el uso del algoritmo DiLL como método de rastreo y mantenimiento de un enlace arrojan buenos resultados y desempeño, con tiempos de ejecución bajos.

La tabla XIV muestra que aunque los parámetros son muy bajos. No hay un cambio grande en los parámetros del error de estimación, esto es debido a la desviación que se tiene en cero grados. Fuera de ese punto, el error de estimación tiende a ser menor mientras mayor sea el CNR de la señal.

Tabla XIV. Parámetros del error de dirección para las simulaciones de rastreo de trayectoria utilizando DiLL a diferentes CNR

CNR	10 dB	20 dB	30 dB
Parámetro			
Media del error de estimación en azimut $\mu_{err}(\theta)$	0.07º	0.046º	0.031º
Desviación estándar del error de estimación en azimut $\sigma_{err}(\theta)$	0.22º	0.18º	0.17º
Media del error de estimación en elevación $\mu_{err}(\varphi)$	0.02º	0.03º	0.032º
Desviación estándar del error de estimación en elevación $\sigma_{err}(\varphi)$	0.23º	0.18º	0.18º

La figura 51 muestra los tiempos de ejecución de DiLL en el rastreo de un satélite o una estación terrena con un CNR de 10 dB. Se ve que el máximo tiempo de rastreo entre muestras es de casi 4 milisegundos, lo cual hace al algoritmo DiLL no solo un algoritmo con una buena resolución, sino que también es un método sumamente rápido para encontrar el DOA de la señal incidente.

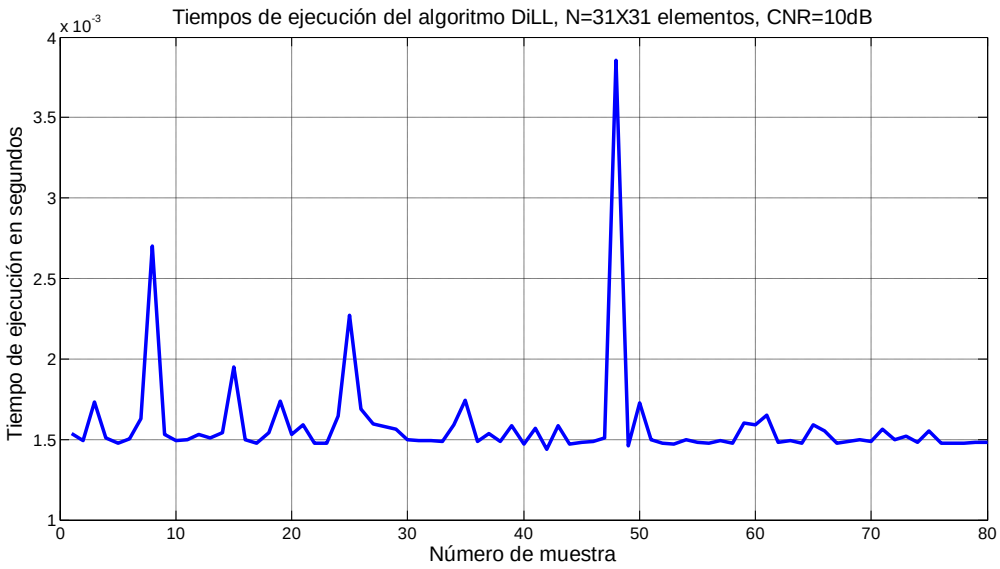

Figura 51. Tiempos de ejecución de DiLL bidireccional en una agrupación de 31x31 elementos, con 10dB de CNR

DiLL ofrece un buen desempeño debido a que no necesita N muestras, por lo que no necesita calcular una matriz de correlación, lo cual permite que un rápido cálculo en movimiento. Dadas las condiciones del modelo, en donde las muestras se toman cada 5 segundos, lo cual resulta en 1.5 grados de desplazamiento entre muestras, es que se permite una gran resolución de rastreo.

Al utilizar la agrupación de 31 elementos se reduce dramáticamente la velocidad máxima de rastreo a 4 grados por segundo, dadas las características vistas en el capítulo IV de esta tesis.

Capítulo VI

Conclusiones y aportaciones

VI.1 Conclusiones

Dentro de lo estudiado en esta tesis, cabe resaltar una de las aplicaciones más importantes de la tecnología de agrupaciones de antenas: su aplicación en sistemas satelitales. Esto abre un nuevo capítulo de las comunicaciones vía satélite, referente a la reutilización de frecuencias, ahorro de espectro, reducción de interferencias y de ruido, lo que se traduce en una mejora en la calidad del enlace satelital. Los modelos y simulaciones presentadas en esta tesis arrojan las siguientes conclusiones.

En cuanto al diseño de una órbita satelital:

Dado que para esta tesis la máxima apertura de la antena es vital (por máxima dirección de rastreo), se decidió diseñar una constelación satelital propia. La primera parte del diseño consistió en el diseño de la órbita satelital, la cual se diseñó utilizando la apertura de la antena del satélite, que se tomó como 60 grados, para luego obtener una altura satelital de 950 km, basado en el uso de la herramienta de simulación STK.

Utilizando información mínima (como la altura satelital y apertura de la antena), se generó la constelación satelital con el programa STK. Cabe decir que herramientas como esta son una gran ventaja para el diseño de sistemas satelitales, ya que hizo mucho más simple y dinámica la creación de esta constelación, ahorrando mucho del trabajo analítico del diseño en pro de la simulación del mismo.

En cuanto al diseño del enlace satelital:

Al inicio del diseño de enlace se tuvo la necesidad de utilizar un CNR determinado para tener un BER de 10^{-3} y 10^{-6}. Como se determinó que era necesario un BER mínimo de 8 dB, se decidió utilizar 10 dB para garantizar una correcta transmisión de los datos. El diseño del enlace satelital se consideró en el peor de los casos (para 60 grados), con un límite de potencia de 100 W.

El uso de agrupaciones de antena añade otro grado más de complejidad en el diseño del enlace satelital debido a la variación de 2 parámetros más: las ganancias de ambas antenas. Las ganancias fueron calculadas siguiendo [Balanis, 1997] para seguir con las limitaciones de diseño.

En cuanto al uso del algoritmo DiLL:

Debido a la escasa bibliografía existente durante la investigación de esta tesis, se decidió implementar una versión propia del algoritmo DiLL, donde se tuvo que implementar y simular cada paso, desde los ejemplos más sencillos hasta trayectorias bidimensionales y ruido, para poder desarrollar el modelo de la fuente en movimiento. El algoritmo DiLL es una herramienta sencilla, rápida y poderosa, pero aunque funcionó bien para el enlace de comunicaciones, se tuvo una ligera desviación en el centro, debido a cuestiones de estabilidad del algoritmo, las cuales requerirán un mejor análisis y desarrollo,

no desde la perspectiva de agrupaciones de antena en comunicaciones, sino como un sistema de control retroalimentado.

En cuanto al rastreo de una fuente móvil para comunicaciones satelitales:

La agrupación de antenas rastreó la dirección de la señal de una manera muy cercana, ya que se utilizó la agrupación de 31 x 31 elementos para generar el rastreo, por el aumento de resolución de la respuesta del algoritmo. Tal modelo puede utilizarse no solo para comunicaciones satelitales, ya que tiene una gran diversidad de usos en aplicaciones médicas, militares y en comunicaciones móviles.

Este modelo se creó como un primer paso para el desarrollo de sistemas de comunicaciones móviles satelitales donde se pueda aprovechar las ventajas que ofrecen el uso de las agrupaciones de antena y que estaciones móviles terrestres puedan mantener comunicación sin importar lugar o desplazamiento.

VI.2 Recomendaciones

Una de las primeras recomendaciones para trabajo futuro es con respecto al algoritmo DiLL, ya que es la primera vez que se utiliza este algoritmo, y el poco material bibliográfico que existe al respecto hicieron que se desarrollaran muchas de los componentes utilizados, sin embargo aún se puede mejorar en gran medida el funcionamiento y resultado del algoritmo.

Esta tesis se enfocó en mejorar el enlace entre un satélite móvil y una estación terrena fija por medio del rastreo de dirección. Otra parte muy importante es la optimización del diagrama de radiación, donde se hace referencia al trabajo de [Amador Castro, 2007], quien aborda el uso del método de Tschebyschev para la generación de un diagrama de radiación con un nivel óptimo de lóbulo lateral. Aún falta continuar el presente trabajo en esta nueva dirección.

VI.3 Aportaciones

Dentro de las aportaciones más importantes presentadas dentro de esta tesis, se pueden destacar:

- La aplicación de un método de teoría de control en una aplicación sobre agrupaciones de antenas para rastreo de fuentes móviles en la mejora de comunicaciones satelitales
- La implementación, diseño y programación del algoritmo DiLL para rastreo satelital.
- La utilización del algoritmo DiLL en agrupaciones grandes de antenas
- El rastreo de dirección mutuo entre un satélite móvil y una estación terrena fija con un error de estimación mínimo
- El diseño de una constelación satelital con cobertura global a 950 km de altura y de un enlace satelital con potencias menores a 100 W para la transmisión de datos a 8 Mbps

VI.4 Trabajo Futuro

Se recomienda trabajar en la utilización de la tecnología de agrupación de antenas para el rastreo entre un satélite móvil y varias estaciones terrenas fijas, y obtener las coordenadas de los transmisores, como se muestra en la figura 52.

Figura 52. Representación de varias estaciones terrenas comunicándose con un satélite móvil

De igual manera, se recomienda trabajar en la generación de múltiples haces dinámicos entre las agrupaciones de antenas a bordo de un satélite de órbita baja y de varias estaciones terrenas fijas, y viceversa, como se muestra en la figura 53.

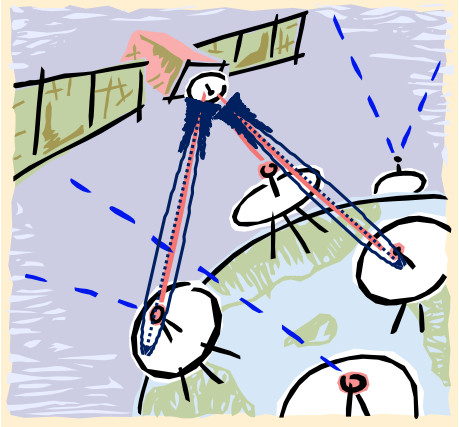

Figura 53. Representación de un satélite móvil comunicándose con varias estaciones terrenas

Referencias

- Amador Castro, L. 2007. “Reconfiguración Dinámica del Patrón de Radiación en Agrupamientos de Antenas a Bordo de Satélites de Órbita Baja”, Tesis de Maestría en Ciencias, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, Centro de Investigación Científica y Educación Superior de Ensenada, Ensenada, Baja California, 127 pp.

- Balanis, C., 1997, “Antenna Theory Analysis and Design”, Ed. John Wiley & Sons, Segunda edición, New York, 959 pp.

- Banta, E., 1961. “Far Field Properties Of Wide Band Planar Arrays With Nonlinear Processing”, IRE International Convention Record, Volume 9, Part 1: Pags. 95 - 100

- Boylestad, R. y Nashelsky, L., 1997. “Electrónica: Teoría de Circuitos”, Ed. Prentice Hall, Sexta edición, Naucalpan, Edo. De México, 980 pp.

- Conte Galván, R., y Pacheco Cabrera, E., 2008. Notas del curso “Sistemas de comunicación vía satélite”, no publicado, Centro de Investigación Científica y Educación de Superior Ensenada, Ensenada, Baja California.

- Covarrubias Rosales, D., 2008. Notas del curso “Antenas Inteligentes”, no publicado, Centro de Investigación Científica y Educación Superior de Ensenada, Ensenada, Baja California.

- Diab, W. y Elkamchouchi, H., 2007. ”DOA tracking in multipath environment based on the direction lock loop”, IEEE International Conference on Signal Processing and Communications (ICSPC 2007), Dubai, Emiratos Árabes, pags. 1099-1102.

- Elbert, B., 2004. “The Satellite Communications Applications Handbook”, Ed. Artech House, Segunda edición, Englewood, Massachusetts, 552 pp.

- Geise, A. *et Al.*, 2007. “Smart Antenna Terminals for Broadband Mobile Satellite Communications at Ka-Band”, INICA '07. 2nd International ITG Conference on Antennas, Minich, Alemania, pags. 199-204.

- Gieron, R. y Siatchoua, P., 2006, “Application of 2D-Direction Locked Loop Tracking Algorithm to Mobile Satellite Communications”, Fourth IEEE Workshop on Sensor Array and Multichannel Processing, Waltham, Massachusetts, pags. 546-550.

- Ingram, M. A., *et Al.*, 2004. “Optimizing Satellite Communication With Adaptive and Phased Array Antennas”, IEEE Proc. On Earth Science Technology Conference, Palo Alto, California, pags. 1-22.

- International Telecommunication Union (ITU), 2002. “Handbook on Satellite Communications”, editorial John Wiley & Sons, Tercera edición, New York, 1076 pp.

- Jamalipour, A., 1998. “Low Earth Orbital Satellite for Personal Communication Network”, Ed. Artech House, Primer edición, Boston, Massachusetts, 273pp.

- Jin L. K., 1997. “Adaptive Antenna Arrays for Satellite Personal Communication Systems”, Tesis de maestría, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Instituto Politécnico de Virginia, Blacksburg, Virginia, 115 pp.

- Josephsson, L. y Persson, P., 2006. “Conformal Array Antenna Theory and Design”, Ed. Wiley & Sons, Primera edición (tercera reimpresión), Hoboken, New Jersey, 488 pp.

- Kennedy, G., 1985. “Electronic communication systems”, Ed. McGraw-Hill, Tercera edición, New York, 762 pp.

- Kolawole, M., 2002. “Satellite Communication Engineering”, Ed. Marcel Dekker. Primera edición, New York, 269 pp.

- Kolawole, M., 2002. “Satellite Radar Systems, Peak Detection and Tracking”, Ed. Newness. Primer edición, Burlington, Maryland, 394 pp.
- Litva, J. y Kwong, T., 1996. “Digital Beamforming Wireless Communications”, Ed. Artech House, Primer edición, Norwood, Maryland, 301 pp.
- Long, M., 1999. “Digital Satellite TV Handbook”, Ed. Newness, Primer edición, Boston, Massachusetts, 249 pp.
- Min, S., *et Al.*, 2004. “Direction-of-Arrival Tracking Scheme for DS/CDMA Systems: Direction Lock Loop”, IEEE Transactions on Wireless Communications: Edición de enero de 2004, pags. 191-202.
- Núñez Pérez, R. F., 2009. “Pláticas sobre control de sistemas retroalimentados”, CICESE, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, Ensenada, Baja California.
- Pratt, T. y Bostian, C., 1986. “Satellite Communications”, Ed. John Wiley & Sons, Primer edición, New York, 472 pp.
- Pritchard, W., 1993. “Satellite Communication Systems Engineering”, Ed. Prentice Hall, Segunda edición, Englewood Cliffs, New Jersey, 565 pp.
- Proakis, J., 1995. “Digital Communications”, Ed. McGraw-Hill, Tercera edición, New York, 940 pp.
- Rappaport, T. y Liberti, J., 1999, “Smart Antennas for Wireless Communications”, Ed. Prentice Hall, Primer edición, Upper Saddle River, New Jersey, 392 pp.
- Rocha Alicano, C. R., 2006. “Síntesis del diagrama de radiación de agrupamientos de antenas mediante técnicas de cómputo evolutivo”, Tesis de maestría, Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones, Centro de Investigación Científica y Educación Superior de Ensenada, Ensenada, Baja California, 106 pp.

- Roddy, D., 2001. “Satellite communications”, Ed. McGraw-Hill, Tercera edición, New York, 634 pp.
- Seo, D. *et Al*., 2002. “Coherent DiLL for direction of arrival estimation”, 6th International Conference on Signal Processing, Beijing, China, pags. 334-337.
- Sheriff, R. y Hu, F., 2001. “Mobile Satellite Communication Networks”, Ed. John Wiley & Sons, Primer edición, Chichester, West Sussex, 381 pp.
- Stutzman, W., y Thiele, G., 1997. “Antenna Theory and Design”, Ed. John Wiley & Sons, Segunda Edición, New York, 634 pp.
- Xinping, H., Li, W. y Leung, H, 2004. “Performance evaluation of digital beamforming strategies for satellite communications”; Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, Volume 40, Issue 1, Enero de 2004 pags. 12-26.

Apéndices

A. Factor de agrupación en el plano

Para generar el diagrama de radiación en una agrupación de elementos en el plano, se utiliza la expresión (14), la cual podemos reescribir como la expresión (44):

$$AF_{\theta,\varphi} = I_o \sum_{m=1}^{M} e^{j(m-1)\left(kd_x((\sin\theta\sin\varphi)+\beta)\right)} \cdot \sum_{n=1}^{N} e^{(n-1)\left(kd_y\left((\sin\theta\cos\varphi)+\xi\right)\right)} \tag{44}$$

$$\beta = -\sin\theta_0 \sin\varphi_0 \tag{44-1}$$

$$\xi = -\sin\theta_0 \cos\varphi_0 \tag{44-2}$$

Donde

$I_{m,n}$ es la amplitud de cada elemento

d_x, d_y son las distancias entre elementos en X y en Y

θ_0, φ_0 es la orientación en grados del lóbulo principal

k=2π/λ

Si se realizan los cambios de variable vistos en [XinPing, 2004]

$$\sin U = \sin\theta \cdot \cos\varphi \tag{45}$$

$$\sin \mathrm{V} = \sin\theta \cdot \sin\varphi \tag{46}$$

$$d = d_x = d_y \tag{47}$$

$$AF_{\theta,\varphi} = I_o \sum_{n=1}^{N} e^{j\,(n-1)(kd\,((sin\ U)-sin\ U_0)} \cdot \sum_{m=1}^{M} e^{(m-1)\left(kd_y\left((sin\ V)-sin\ V_0\right)\right)} \tag{48}$$

$$AF_{[U,V]} = AF(U)_{[XZ]} \cdot AF(V)_{[YZ]} \tag{49}$$

Lo cual cambia la ecuación del factor de agrupación de un cálculo matricial a la multiplicación de dos términos lineales.

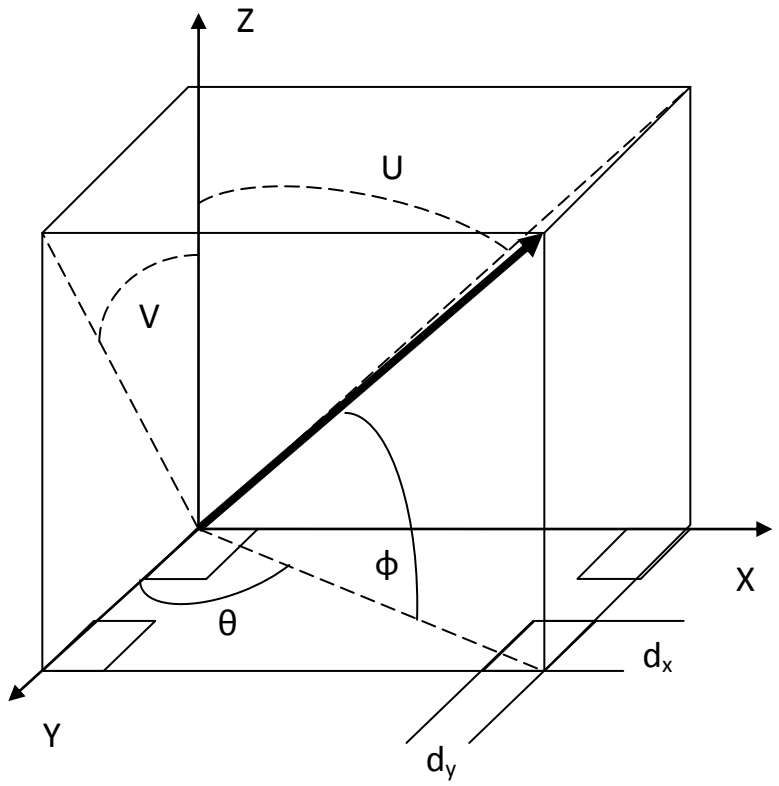

Figura 54. Geometría rectangular de una agrupación en el plano [Xinping, 2004]

B. Transformación de U y V para DiLL

De acuerdo a [Kolawole, 2002], la correlación es una función lineal. Como tal, la correlación indica que tanto se parecen dos funciones, siendo la matriz de dirección la multiplicación de dos vectores, deben tener un máximo, por lo que transformando de θ y φ a U y V, se tienen las representaciones de las figuras 55 y 56:

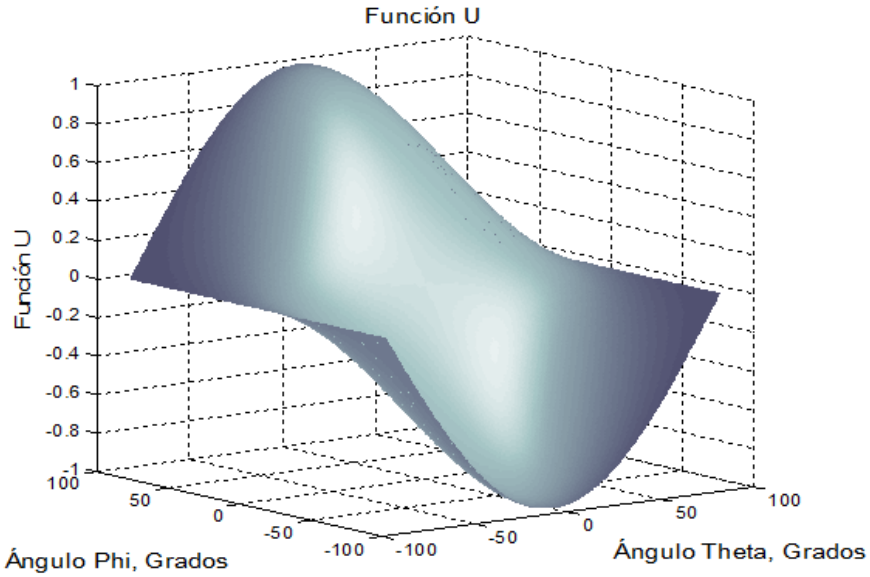

Figura 55. Representación tridimensional de la función U

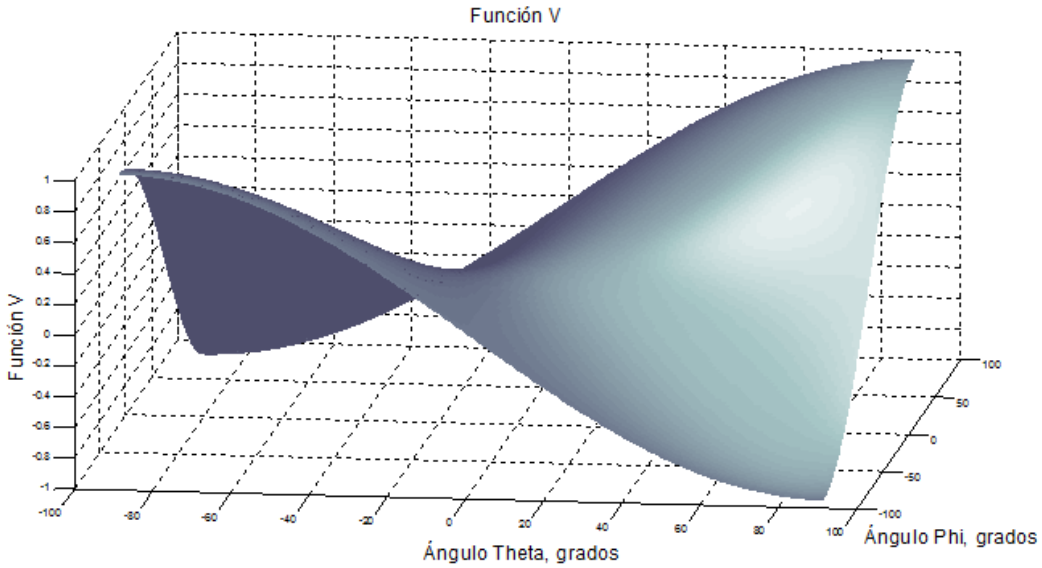

Figura 56. Representación tridimensional de la función V

Si se aplica el algoritmo DiLL al rastreo del modelo en movimiento de la sección V.5.2 (con CNR= 10 dB), Se observa lo mostrado en las figuras 57 y 58, donde se observa que el algoritmo sigue los valores de U y V de la misma manera en que realiza el rastreo para θ y φ.

Figura 57. Rastreo de la función U

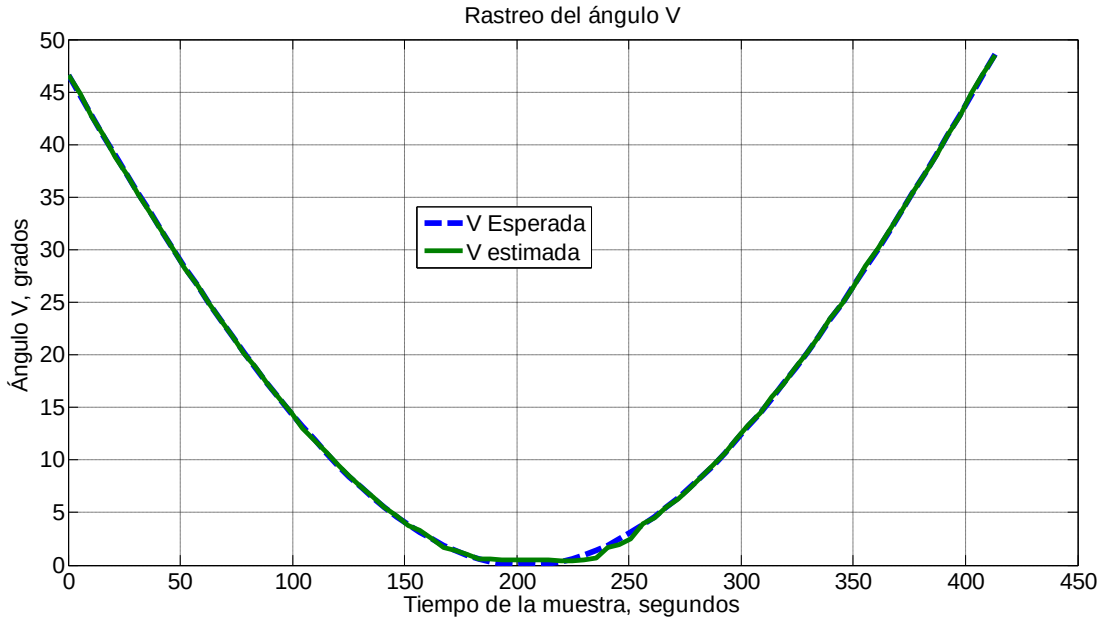

Figura 58. Rastreo de la función V

En los resultados de las figuras 59 y 60, se aprecia que el resultado con U y V se comporta muy parecido a los generados con θ y φ, ya que, de acuerdo a [Banta, 1961], para una fuente en campo lejano, la agrupación en el plano se comporta equivalente a una agrupación lineal.

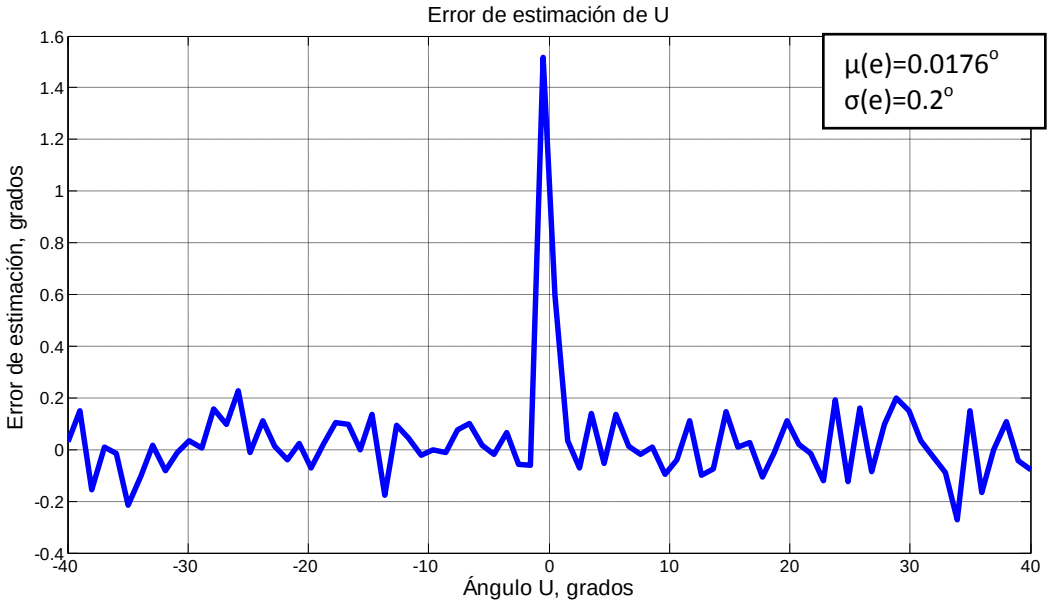

Figura 59. Error de estimación en U

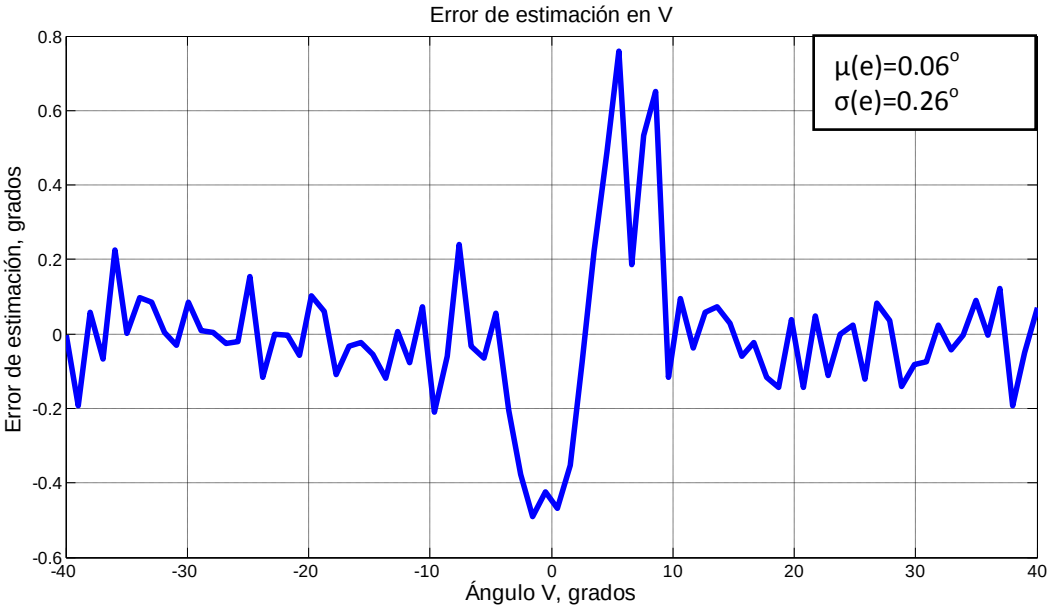

Figura 60. Error de estimación en V

[Página en blanco]