



UNIVERSIDAD DE CARABOBO
FACULTAD DE INGENIERÍA
ESCUELA DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIONES
DEPARTAMENTO DE
ELECTROMAGNETISMO Y RADIACIÓN



**MODELACIÓN Y SIMULACIÓN DE ANTENAS INTELIGENTES
USANDO TECNOLOGÍA SDR (SOFTWARE DEFINED RADIO) PARA
SISTEMAS DE TELEFONÍA MÓVIL.**

DE GOUVEIA D. MIGUEL A.
QUIRÓS S. GERARDO R.

Bárbula, 20 de Agosto del 2015



UNIVERSIDAD DE CARABOBO
FACULTAD DE INGENIERÍA
ESCUELA DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIONES
DEPARTAMENTO DE
ELECTROMAGNETISMO Y RADIACIÓN



**MODELACIÓN Y SIMULACIÓN DE ANTENAS INTELIGENTES
USANDO TECNOLOGÍA SDR (SOFTWARE DEFINED RADIO) PARA
SISTEMAS DE TELEFONÍA MÓVIL.**

TRABAJO ESPECIAL DE GRADO PRESENTADO ANTE LA ILUSTRE UNIVERSIDAD DE
CARABOBO PARA OPTAR AL TÍTULO DE INGENIERO DE TELECOMUNICACIONES

DE GOUVEIA D. MIGUEL A.
QUIRÓS S. GERARDO R.

Bárbula, 20 de Agosto del 2015



UNIVERSIDAD DE CARABOBO
FACULTAD DE INGENIERÍA
ESCUELA DE INGENIERÍA DE
TELECOMUNICACIONES
DEPARTAMENTO DE
ELECTROMAGNETISMO Y RADIACIÓN



CERTIFICADO DE APROBACIÓN

Los abajo firmantes miembros del jurado asignado para evaluar el trabajo especial de grado titulado «MODELACIÓN Y SIMULACIÓN DE ANTENAS INTELIGENTES USANDO TECNOLOGÍA SDR (SOFTWARE DEFINED RADIO) PARA SISTEMAS DE TELEFONÍA MÓVIL.», realizado por los bachilleres DE GOUVEIA D. MIGUEL A., cédula de identidad 20.641.624, QUIRÓS S. GERARDO R., cédula de identidad 23.649.338, hacemos constar que hemos revisado y aprobado dicho trabajo.

Firma

Prof. ALBORNOZ RAFAEL
TUTOR

Firma

Prof. DEL PINO PAULINO
JURADO

Firma

Prof. RUÍZ CÉSAR
JURADO

Bárbula, 20 de Agosto del 2015

Dedicatoria

A Dios, por todo lo que me ha dado.

A mis padres Saúl De Gouveia y Marisol Da Silva, por ser mi apoyo y ejemplos a seguir.

A mis hermanos Lorenzo y Fabián, por todas las cosas que me han enseñado.

DE GOUVEIA D. MIGUEL A.

A Dios, por darme la fuerza y paciencia para alcanzar mis objetivos

A mis padres Helga y Juan, por ser mi apoyo y nunca dudar de mi.

A mis hermanos Helga, Hegla y Antonio, por ser mis mas grandes fuentes de motivación

QUIRÓS S. GERARDO R.

Agradecimientos

A mis padres Marisol y Saúl por siempre apoyarme incondicionalmente, por ayudarme en todo lo posible para alcanzar mis metas. A mi hermano Lorenzo por ser un ejemplo de dedicación y determinación para mí. A mi tía Lidia y mi prima Yeli por toda la ayuda que me han brindado durante la carrera. A mis amigas Arelis Mosquera, Laura Ito, Mayra China, Vanessa China y Yaralis Cornieles por los buenos consejos y los buenos momentos.

A mis compañeros y amigos de la Universidad de Carabobo. A Eduardo Flores, Jorge De Castro, Kevin Henríquez y Ricardo Piñero por su amistad y todo el apoyo que me han brindado. A Gineth Peña y Roxana Rodríguez, por estar siempre para mí desde el inicio de la carrera sin importar la situación.

A la Universidad de Carabobo por abrirme sus puertas para ser mejor persona y un buen profesional, y en especial a los profesores de la Escuela de Telecomunicaciones, por todos los conocimientos que he adquirido en mis años de estudios dentro de sus clases y fuera de ellas.

A todas las personas que siempre estuvieron presente durante la realización de este proyecto de grado.

DE GOUVEIA D. MIGUEL A.

A Dios, porque siempre ha sido mi pilar de descanso, donde puedo tomar fuerzas para seguir. A mis padres Juan y Helga, por estar presentes durante todo el proceso, y brindarme un apoyo invaluable, además de su cariño incondicional. A mis hermanos, Helga, por ser mi ejemplo de perseverancia y dedicación, a Hegla, por su interés y por brindarme siempre palabras de tranquilidad, y a Antonio, porque su entusiasmo, conocimiento y apoyo nunca dejaron de ser útil.

A mis amigos de la Universidad de Carabobo, con quien compartí la alegría y los sacrificios que conlleva la carrera, por darnos apoyo mutuo y sin importar que, siempre estuvieron para mí. A Kevin Henriquez, Eduardo Flores y Miriam

Rodriguez por su invaluable apoyo y sincera amistad. A Luis Mendez, que es y será otro hermano para mi, simbolo de verdadera amistad. A quien cada vez que acudi, estuvo ahi para mi. A Roxana Rodríguez, por siempre escucharme, y compartir conmigo todos sus conocimientos, animo, alegria y por supuesto cariño.

A mis grandes amigos Anthonny Tavera y Mirna Vera, porque pensar en mi estadía en la Universidad, sin duda es pensar en ustedes.

A la Universidad de Carabobo, por ser fuente de mis conocimientos y a los profesores de la Escuela de Telecomunicaciones, por su gran labor, y su amistad mas alla de las aulas de clase.

A todas las personas que de alguna u otra manera colaboraron, y siempre estuvieron presente en el desarrollo de esta investigación.

QUIRÓS S. GERARDO R.

Índice general

Índice de Figuras	XI
Índice de Tablas	XV
Acrónimos	XVII
Lista de Símbolos	XIX
Resumen	XX
I. Introducción	1
1.1. Motivación	1
1.2. Objetivos	4
1.2.1. Objetivo General	4
1.2.2. Objetivos Específico	5
1.3. Alcances	5
II. Marco conceptual	7
2.1. Introducción a los Sistemas de Antenas Inteligentes	7
2.1.1. Acceso múltiple por división de espacio	7
2.1.2. Tecnología de Antenas Inteligentes	8
2.1.2.1. Tipos de antenas inteligentes:	9
2.1.2.2. Haz Conmutado:	9
2.1.2.3. Haz de Seguimiento:	9
2.1.2.4. Haz Adaptativo:	10
2.2. Estimación de la dirección de arribo (DOA)	11
2.2.1. Modelo general del sistema	11
2.2.2. Sistema de coordenadas a usar	13
2.2.3. Propagación de ondas	13
2.2.4. Inducción de tensión en antenas en recepción	16
2.2.5. Parámetros de los datos	18
2.2.6. Modelo de arreglo de antenas	20
2.2.7. Agrupación de antena	20

2.2.8.	Consideraciones generales del modelo	23
2.2.9.	Matriz de observación	25
2.3.	Métodos de Estimación del DOA	27
2.3.1.	Métodos Convencionales	28
2.3.2.	Métodos Basados en Subespacios	28
2.3.2.1.	Espectro MUSIC	31
2.4.	Conformación de haz	33
2.4.1.	Métodos clásicos	33
2.4.2.	Métodos de pesos variables	34
2.5.	Procesamiento digital de las señales	36
2.5.1.	Procesador Digital de Señal (DSP)	38
III.	Procedimientos de la investigación	41
3.1.	Introducción	41
3.2.	Selección de Señales de Entrada	42
3.3.	Naturaleza del campo eléctrico	42
3.4.	Definición del tipo de arreglo de antenas	43
3.5.	Modelado de la información	43
3.6.	Programación	45
3.6.1.	Inicialización de variables	45
3.6.2.	Variables globales del sistema	45
3.6.3.	Señales de entrada	46
3.6.3.1.	Upconverting	49
3.6.4.	Canal	50
3.6.4.1.	AWGN Channel	54
3.6.4.2.	Arreglo de antenas	55
3.6.4.3.	Tensión inducida en el arreglo	58
3.6.4.4.	Adaptación de Impedancia	59
3.6.4.5.	Acoplador Direccional	59
3.6.5.	Bloque DSP	60
3.6.5.1.	Matriz de Correlación	61
3.6.5.2.	Algoritmo MUSIC	65
3.6.5.3.	Conformación del Haz	68
3.6.5.4.	Señal de salida $y(t)$	75
3.6.5.5.	Downconverting	75
3.6.5.6.	Demodulación 16QAM	76
IV.	Análisis, interpretación y presentación de los resultados	83
4.1.	Análisis del sistema de antenas inteligentes	83
4.1.1.	Dirección de Arribo	84
4.1.2.	Conformación del Haz	85
4.2.	Simulación	86

4.2.1. Comportamiento del Sistema con señales 16QAM	87
4.2.1.1. Reducción de SNR	100
4.2.1.2. Señales cercanas espacialmente	104
4.2.2. Comportamiento del Sistema con señales QPSK	107
V. Conclusiones y recomendaciones	117
5.1. Conclusiones	117
5.2. Recomendaciones	119
A. Estudio de las impedancias por acoplamiento entre elementos de un arreglo	121
B. Estimación de número de fuentes incidentes sobre un arreglo	125
C. Parámetros variables del sistema	127
3.1. Variables locales	127
3.1.1. Ángulo de arribo de la señal	128
3.1.2. Amplitud de señal	128
3.1.3. Relación Señal-Ruido	128
3.1.4. Número de observaciones de la matriz de correlación espacial (N)	128
3.2. Variables globales	129
3.2.1. Frecuencia de la portadora (f_0)	129
Referencias Bibliográficas	131

Índice de figuras

2.1. Funcionamiento del Haz Commutado	10
2.2. Funcionamiento del Haz de Seguimiento	11
2.3. Funcionamiento del Haz Adaptativo	12
2.4. Sistema de coordenadas a utilizar	14
2.5. Frente de onda en el plano de una fuente puntual	17
2.6. Equivalente de Thevenin de una antena en recepcion	17
2.7. Geometría de un arreglo genérico	19
2.8. Propagación de la señal $s(t)$ recibida por cada elemento del arreglo	21
2.9. Área de cobertura de una radio base	23
2.10. Arreglo lineal de antena generalizado	25
2.11. Diagrama de bloque de la estimación de DOA usando MUSIC	30
2.12. Funcionamiento de SDR	40
3.1. Arreglo de antenas	44
3.2. Variables globales del sistema	46
3.3. Máscara del subsistema	47
3.4. Bloques 16QAM PasaBanda	48
3.5. Generador Bernoulli	50
3.6. Configuración de la modulación 16QAM	51
3.7. Definición de la señal modulante	52
3.8. Conjunto de P Campos Eléctricos	53
3.9. Configuración del canal de ruido	54
3.10. Bloque de canal AWGN	54
3.11. Elementos del arreglo de antenas	56
3.12. Configuración interna de cada elemento del arreglo	57
3.13. Adaptadores de impedancia	59
3.14. Acopladores direccionales	60
3.15. Bloque DSP de un sistema de antena inteligente	61
3.16. Bloque Rxx de un sistema de antena inteligente	62
3.17. Configuración de tren de pulso en bloque Rxx	64
3.18. Subsistema MUSIC	65
3.19. Pseudo-espectro MUSIC	68
3.20. Sección de conmutación de pesos y factor de arreglo	72

3.21. Bloque Contador	73
3.22. Modelación de pesos Arreglo de Antenas Inteligentes	74
3.23. Downconverting de la señal en banda móvil a banda base	76
3.24. Demodulación y medición de tasa de error	78
3.25. Sistema de antena inteligente completo (Parte 1)	80
3.26. Sistema de antena inteligente completo (Parte2)	81
4.1. Espectro MUSIC de 8 señales 16QAM	87
4.2. Vector de ángulos de arribo obtenidos del Espectro MUSIC	88
4.3. Matriz de pesos calculados en el algoritmo MSIR	89
4.4. Factor de Arreglo para angulos de 30° y 45°	91
4.5. Factor de Arreglo para angulos de 60° y 80°	92
4.6. Factor de Arreglo para angulos de 100° y 120°	93
4.7. Factor de Arreglo para angulos de 135°, 150°	94
4.8. Diagrama de constelacion en la recepcion	95
4.9. Señal Y(t) en el receptor	95
4.10. Tasa de error de las señales 30°, 45°, 60°, 80° y 100°	96
4.11. Espectro MUSIC para 6 señales de entrada	97
4.12. Vector de ángulos de 6 señales	98
4.13. Matriz de pesos W para 6 señales	99
4.14. Factor de arreglo para 30° y 80°	101
4.15. Espectro MUSIC de 8 señales con SNR de 10dB	102
4.16. Vector de ángulos obtenido del Espectro MUSIC con SNR de 10dB	102
4.17. Diagrama de constelación en recepción con SNR de 10dB	103
4.18. Espectro MUSIC para 2 señales separadas 3°	104
4.19. Vector de ángulos a partir del Espectro MUSIC para 2 señales separadas 3°	104
4.20. Espectro MUSIC para 3 señales separadas 3°	105
4.21. Vector ángulo a partir del Espectro MUSIC para 3 señales separadas 3°	105
4.22. Espectro MUSIC de 8 señales separadas 11°	106
4.23. Vector de angulos de 8 señales separadas 11°	106
4.24. Espectro MUSIC de 8 señales QPSK con SNR de 30dB	107
4.25. Vector de angulos del espectro MUSIC de 8 señales QPSK con SNR de 30dB	108
4.26. Matriz de pesos para 8 señales QPSK con SNR de 30dB	109
4.27. Factor de arreglo de los ángulos 30° y 45°	111
4.28. Factor de arreglo de los ángulos 60° y 80°	112
4.29. Factor de arreglo de los ángulos 80°, 100°, 120°	113
4.30. Factor de arreglo de los ángulos 135°, 150°	114
4.31. Espectro MUSIC para 6 señales QPSK entrantes	115
4.32. Diagrama de constelación de señal QPSK recibida	115

1.1. Arreglo de antenas en CST Microwave Studio	123
1.2. Gráfica de parámetro de dispersión que representa el acoplamiento entre el dipolo 1 y el dipolo 2	123
1.3. Gráfica con varios parámetros de dispersión	123
1.4. Impedancia de acoplamiento	123
1.5. Impedancias de acoplamiento	124

Indice de tablas

2.1. Variables del sistema de antenas inteligentes	27
3.1. Esquemas de modulación en telefonía móvil	42
4.1. Variables de entrada para el sistema de antenas inteligentes	86
1.1. Parametros para medicion de impedancias de acoplamiento de ULA	122

Acrónimos

ADC/DCA	Convertidor Analógico Digital
AI	Antena Inteligente
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CDMA	Code Division Multiple Acces
DDC/DUC	Convertidor de IF a Banda Base / Convertidor Banda Base a IF
DOA	Dirección of Arrival
DSP	Digital Signal Processing
FDMA	Frequency Division Multiple Acces
FPGA	Field Programmable Gate Array
IF	Intermediate Frequency
MSIR	Maximun Signal to Interference Ratio
MUSIC	Multiple Signal Classification
nULA	non Uniform Lineal Array
QAM	Qadrature Amplitude Modulation
QPSK	Qadrature Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency
SDR	Software Defined Radio
SDMA	Spacial Division Multiple Access
SIR	Signal to Interference Ratio
SNR	Signal to Noise Ratio
TDMA	Time Division Multiple Access
UCA	Uniform Circular Array
ULA	Uniform Lineal Array

Lista de Símbolos

$\alpha_l(\theta)$	Respuesta del l -ésimo elemento de antena
$\mathbf{a}(\theta)$	Vector de direccionamiento o respuesta del arreglo de antenas
$\alpha_{\text{ULA}}(\theta)$	Vector de direccionamiento de un arreglo ULA
$\mathbf{A}(\theta), \mathbf{A}$	Matriz de direccionamiento
\mathbf{B}	Inducción magnética
c	Velocidad de la luz
d	Distancia entre dos elementos de antena consecutivos
E	Campo eléctrico
$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t)$	Campo eléctrico en dirección de \mathbf{r}
\mathbf{I}	Matriz identidad
\mathbf{K}	Vector de onda
$\mathbf{k}, \mathbf{k} $	Número de onda
l	l -ésimo elemento de antena
L	Número de elementos de antena
N	Número de observaciones
$\mathbf{n}(t)$	Vector de ruido
$\mathbf{N}(t)$	Matriz de ruido
\mathbf{P}	Matriz de correlación de las fuentes
P_{MUSIC}	Espectro MUSIC
\mathbf{r}	Vector de posición desde la fuente al punto \mathbf{r}
\mathbf{r}_l	Vector de posición desde el origen al l -ésimo elemento de antena
\mathbf{R}	Matriz de correlación
$\hat{\mathbf{R}}$	Matriz de correlación estimada para N observaciones
$\mathbf{s}(t)$	Señal transmitida

$s_i(\mathbf{t})$ i-ésima señal en banda base

**MODELACIÓN Y SIMULACIÓN DE ANTENAS INTELIGENTES
USANDO TECNOLOGÍA SDR (SOFTWARE DEFINED RADIO) PARA
SISTEMAS DE TELEFONÍA MÓVIL.**

por

DE GOUVEIA D. MIGUEL A. y QUIRÓS S. GERARDO R.

Presentado en el Departamento de Electromagnetismo y Radiación
de la Escuela de Ingeniería en Telecomunicaciones
el 20 de Agosto del 2015 para optar al Título de
Ingeniero de Telecomunicaciones

RESUMEN

En los actuales sistemas de comunicaciones móviles, debido al continuo crecimiento de suscriptores, y por lo tanto, de demanda de servicios, se ha hecho necesario el desarrollo de tecnologías que mejoren la plataforma de las redes móviles.

Estos sistemas radian potencia sobre la zona de cobertura de manera sectorizada, emitiendo así señales a usuarios no deseados ocasionando la aparición de interferencias y, también, la recepción de señales de otros usuarios y de las componentes multitrayecto. En solución a esto, y sumado a las técnicas de acceso móvil convencionales, se agrega SDMA, que tiene como base el uso de antenas inteligentes. Las antenas inteligentes incluyen una componente DSP que permite detectar

el ángulo de arribo de las señales de entrada, para posteriormente conformar un diagrama de radiación con haz ajustable a la dirección de cada suscriptor de la red.

En este trabajo, se presenta un sistema móvil de antenas inteligentes desarrollado bajo tecnología SDR (Software Defined Radio), que consiste en la modelación de un sistema basado en una representación computacional del mismo, de esta manera, todos los elementos que antes conformaban la sección de hardware de un sistema, pueden ser representados bajo una definición matemática que modele su comportamiento, ampliando la sección de software del sistema a simular. De esta manera, se crea un sistema móvil basado en antenas inteligentes, representando bajo SDR, su componente DSP, que incluye el algoritmo DoA, la conformación de haz y el procesamiento digital de las señales de entrada a nivel de software, así como la modelación de los componentes que conforman el hardware del mismo, demostrando la aplicabilidad de SDR en un sistema de telefonía móvil así como su capacidad para modelar un sistema de comunicaciones en general. . .

Palabras Claves: Antenas Inteligentes, Radio Definida por Software, Dirección de Arribo

Tutor: ALBORNOZ RAFAEL

Profesor del Departamento de Electromagnetismo y Radiación

Escuela de Telecomunicaciones. Facultad de Ingeniería

Capítulo I

Introducción

1.1. Motivación

El despliegue de redes de telefonía lleva implícito la demanda de servicios de comunicaciones móviles de alta tasa binaria que permitan satisfacer continuamente las necesidades de cada usuario. Esta situación se ha presentado en tiempos anteriores, y hoy día la transmisión de datos sigue siendo un aspecto que se encuentra en constante desarrollo en la telefonía móvil. Sin embargo, diseñar un sistema de transmisión de datos para velocidades de transmisión alta demanda muchos recursos de la red. A medida que la demanda de servicios multimedia crezca, la capacidad de las redes móviles se verá colapsada, y se hará necesaria una mejora en la plataforma móvil para cumplir con las exigencias de los usuarios afiliados.

Aunado a esto, en los actuales sistemas digitales de comunicación la interferencia, el ruido, la atenuación por propagación en el espacio, la intermodulación provocada por la estrecha separación entre canales, el alto consumo de energía de los equipos en las estaciones radio base y los equipos de los usuarios, interrupción de la comunicación, son algunos de los problemas actuales que enfrentan las comunicaciones digitales móviles. Es aquí donde se hace necesario el desarrollo de nuevas tecnologías que contrarresten y compensen los efectos de cada uno de los anteriores, maximizando a su vez la eficiencia espectral. La tecnología de antenas

inteligentes se presenta como una alternativa viable que constituye un sistema donde un conjunto fijo de elementos en un arreglo forman un haz de radiación que se controla bajo algoritmos y cómputos avanzados encargados de la detección de las señales involucradas, además del procesamiento tanto analógico como digital de señales de radiofrecuencia en direcciones determinadas por el desplazamiento y la distancia del sistema móvil o el receptor. Con la aplicación de estos métodos de dirección de arribo y conformación de haz, se reducen al mínimo los fenómenos como el ruido y sus diferentes formas, la interferencia de otras fuentes emisoras y otros factores que puedan degradar la señal. [1] [2]

En Noviembre de 2001, en la Facultad de Ingeniería, UC, Bárbula, Venezuela, Camacho Britapaz, Glemmy y Montero Frank desarrollaron un proyecto de grado sobre antenas inteligentes bajo el título de “Análisis Teórico y Simulación de Antenas Inteligentes” [3] en el cual se elaboraron simulaciones en el software Matlab, utilizando algoritmos de detección de arribo, los cuales son necesarios para la parte de procesamiento digital que utilizan las antenas inteligentes. Para dichas simulaciones se estudiaron los casos en que el haz a trabajar fuera uno de los siguientes: haz de conmutación, haz de seguimiento y haz adaptativo. Los elementos de las antenas se encontraban en arreglos lineales (ULA).

En Noviembre de 2005 en la Facultad de Ingeniería, UC, Bárbula, Venezuela, Castillo Amévir y Rodríguez Elimer desarrollaron un proyecto de grado que consistió en un estudio comparativo bajo el título de “Simulación y Estudio Comparativo de los Algoritmos de Detección de Dirección de Arribo (DOA) Usados en Antenas Inteligentes” [4], el cual se elaboró mediante simulaciones en el software Matlab, sobre los algoritmos de detección de dirección de arribo más conocidos, entre ellos: Capon, Music, Ssmusic, Esprit, Fast DoA Estimation Algorithm, Deterministic Maximum Likelihood (DML), Algoritmo Basado en Redes Neuronales. Dicho estudio fue elaborado por medio de pruebas utilizando tantos arreglos lineales uniforme (ULA) como arreglos circulares uniforme (UCA). Se realizaron 5 pruebas para caracterizar cada algoritmo: prueba de separación angular, prueba de arreglos, prueba de frecuencia, prueba de modulación y prueba de amplitud. La finalidad de esta tesis de

grado es la de demostrar las ventajas y desventajas que cada algoritmo de dirección de arriba posee respecto a los demás.

Sin embargo, el uso de tecnología de antenas inteligentes no es totalmente inmune a los problemas en un sistema de comunicación digital. A pesar de una antena inteligente se compone en gran parte de un software controlador, existe otra componente de la misma conformada por el hardware del sistema, que se encuentra constituido por los dispositivos que tratan la señal proveniente del espacio libre, y que preparan la señal RF a una IF y/o banda base para la conversión de la señal analógica a digital. Los mezcladores, filtros, amplificadores, acopladores, desfases, son algunos elementos que se encuentran dentro del diagrama de comunicaciones y afectan directamente el desempeño de la red. En esta etapa, el transmisor o receptor, trabaja con la señal en radiofrecuencia, y es sensible a los efectos de ruido e interferencia, además del mismo comportamiento de cada componente del circuito.

A medida que se introducen mayor cantidad de elementos a la red, esta se vuelve más propensa a presentar problemas de adaptación, atenuación, entre otros.[5]

La tecnología SDR (Software Defined Radio) representa una opción para este propósito, ya que es un sistema de radiocomunicaciones donde los componentes típicamente implementados en hardware (mezcladores, filtros, amplificadores, moduladores/ demoduladores, detectores, etc.) son implementados en software, reduciendo los problemas asociados al tratamiento de una señal analógica e introduciendo la aplicación de esta tecnología a los sistemas de comunicaciones móviles.[6]

En 2010, en la Escuela Politécnica del Ejército, Sangolgui, Ecuador, Quiróz Juan Francisco realizó un proyecto de grado bajo el nombre de “Emulador de un Sistema de Comunicaciones utilizando tecnología SDR” [7], en el cual se realiza un enfoque en la implementación de una plataforma universal de procesamiento banda base y radiocomunicaciones utilizando herramientas de desarrollo libre, tanto en hardware con la USRP así como en software con GNU radio.

Las antenas inteligentes proveen un medio más eficiente en el cual se generan menos costos en cuanto a instalación y potencia, así como una optimización en

tamaño y zona de cobertura. El uso de antenas inteligentes representa el aprovechamiento de una de las tecnologías más prometedoras en cuanto a las radiocomunicaciones, ya que permiten la optimización de los sistemas de telefonía móvil implementados en la actualidad, aportando grandes beneficios como la reducción de la potencia necesaria para la transmisión en los móviles y reducción de la propagación multitrayecto. Mediante antenas inteligentes se logra un incremento en la capacidad de conexión simultánea de múltiples usuarios, y a la vez disminuye el nivel de interferencia de usuarios [8].

Por otro lado, aumenta la seguridad entre la estación y el equipo móvil, la cual es direccional por lo que es difícil que otro equipo intercepte la comunicación a menos que está situado en la misma dirección en la que el haz de la antena se encuentra dirigido. Además se facilita la localización de usuarios que estén realizando actos fraudulentos de los servicios que ofrece la red de comunicaciones móviles.

A medida que avanza la tecnología, se busca la facilitación de la gestión de redes, y con la tecnología SDR en antenas inteligentes se consigue una reducción tanto de tamaño como de costo de los componentes de los sistemas a usar. De esta manera, es posible emular un sistema de antenas inteligentes desde un modelo completamente compuesto por software, donde los componentes que constituirían el hardware del sistema, sean representados bajo un modelo matemático computacional que describa su comportamiento. Con esta investigación se aplicarán conocimientos de tratamiento de señales, antenas y propagación, y sistemas de radiocomunicaciones. A partir de este proyecto de grado se podrán desarrollar otros, que permitan su implementación y aplicabilidad en los diferentes sistemas de comunicaciones inalámbricas.

1.2. Objetivos

1.2.1. Objetivo General

Modelar y simular antenas inteligentes usando tecnología SDR (Software Defined Radio), para sistemas de telefonía móvil.

1.2.2. **Objetivos Específico**

1. Establecer el tipo de antena inteligente a utilizar.
2. Seleccionar la plataforma SDR a ser usada.
3. Modelar la expresión de onda referida a una señal de telefonía móvil.
4. Programar los algoritmos requeridos para la obtención de la Dirección de Arribo, conformacion de haz y tratamiento de señal.
5. Simular con técnicas SDR las señales de telefonía móvil y los elementos que componen un sistema de antenas inteligentes.
6. Diseñar interfaz que modele el comportamiento del sistema de telefonía móvil basado en antenas inteligentes.

1.3. **Alcances**

El proyecto se centra en la modelación y simulación de un sistema de recepción de antenas inteligentes basado en técnicas de SDR. El desarrollo parte de la selección del modelo de antena inteligente a utilizar, considerando los elementos de hardware y software involucrados en el sistema en general. De la misma manera, se trabajará bajo el software de programación visual de alto nivel para la aplicación de SDR sobre el sistema de recepción, incluyendo los cálculos necesarios para el tratamiento de las señales móviles.

El proyecto se evaluará a través de simulaciones de señales de entrada de un sistema de recepción móvil, donde se analizará el funcionamiento del modelo de antena inteligente utilizado implementado bajo SDR, el algoritmo de DoA, el conformador de haz y ltimo la obtención de la señal decodificada a la salida del sistema.

Se desarrollará el sistema móvil basado en antenas inteligentes bajo la modelación computacional de los componentes de hardware y sección de software, diseñando una interfaz que permita modelar completamente el sistema, y que permita

el estudio y entendimiento del comportamiento del mismo, demostrando la aplicabilidad de SDR sobre cualquier sistema de antenas inteligentes y dejando una ventana abierta para próximos trabajos sobre la línea de investigación de SDR y antenas inteligentes.

El proyecto se limita a diseño y simulación de un sistema de antena inteligente en transmisión/recepción, mas no abarca la implementación física.

Capítulo II

Marco conceptual

2.1. Introducción a los Sistemas de Antenas Inteligentes

2.1.1. Acceso múltiple por división de espacio

SDMA o acceso múltiple por división de espacio, es una técnica de acceso a la red que se basa en el reuso de la misma frecuencia portadora (y en general de cualquier tipo de recurso) por usuario separada a tal distancia que no puedan interferirse mutuamente. Como con las técnicas convencionales, el concepto SDMA, se planteó originalmente con los sistemas satelitales. Dado que un satélite puede dirigir un número dado de haces, y puede reutilizar la misma frecuencia portadora en diferentes zonas geográficas.

En un sistema de telefonía móvil, SDMA opera basado en el reuso del mismo canal de tráfico dentro de la misma celda simultáneamente. Este mecanismo corresponde a la definición de una técnica de acceso múltiple (ya que múltiples usuarios están transmitiendo a través de un medio común al mismo servidor), que similar a las demás, puede trabajar en conjunto con cualquier otra técnica de acceso convencional existente. [9]

La aplicación de SDMA en una red móvil trae como beneficios:

- Permitir más de un usuario en cada celda o sector.
- Incrementa la capacidad de la red, por celdas.
- Trabaja con otros modelos de acceso a la red simultaneo, como TDMA, FDMA o CDMA.

2.1.2. Tecnología de Antenas Inteligentes

Una antena inteligente es la combinación de un arreglo de antenas con una unidad de Procesamiento Digital de Señales (DSP) que optimiza los diagramas de transmisión y recepción dinámicamente en respuesta a una señal de interés en el entorno. Es aquella que, en vez de disponer de un diagrama de radiación fijo, es capaz de generar o seleccionar haces muy directivos enfocados hacia el usuario deseado, e incluso adaptarse a las condiciones radioeléctricas en cada momento.

Las características de las antenas inteligentes de tener haces de radiación con alta directividad, lo hace contar con grandes ventajas sobre las tecnologías convencionales:

- Mayor área de cobertura, para el caso de antenas sectorizadas, debido a su alta ganancia, lo que a su vez se traduce en una reducción en la potencia de transmisión.
- Reducción de interferencia y propagación por multitrayecto, debido a la menor dispersión angular y a su alta selectividad espacial de la antena que permite discriminar las señales de usuarios interferentes y diferenciarla de las señales deseadas, situación que favorece directamente la tasa de error de bit BER aumentando la calidad de la transmisión de la información.
- Incremento de seguridad, esto se debe a que la transmisión entre estación móvil es direccional, haciendo complicado la interceptación de la comunicación por otro equipo. [10]

2.1.2.1. Tipos de antenas inteligentes:

Los sistemas de antenas inteligentes se clasifican en tres tipos, en función del desarrollo sobre su patrón de radiación [11][12]:

1. Haz Conmutado. (Switched Beam)
2. Haz de Seguimiento. (Scannig)
3. Haz Adaptativo

2.1.2.2. Haz Conmutado:

Es la configuración más simple de Antenas Inteligentes. El sistema genera varios haces a ángulos prefijados que se van conmutando secuencialmente dando como resultado un barrido discreto de la zona de cobertura en posiciones angulares fijas. En cada posición discreta del haz se activa el sistema de recepción para detectar la posible existencia de señales. En caso de recibir señal, el sistema guarda información correspondiente a la posición del haz (ángulo + identificación de usuario) y se establece la comunicación con el usuario en un intervalo de tiempo.

Después de este intervalo se conmuta al siguiente haz para detectar la existencia de otros posibles usuarios hasta llegar al límite angular de la zona de cobertura. Este proceso se repite permanentemente en el tiempo. Esta técnica no garantiza que el móvil se encuentre en la dirección de máxima radiación del haz activo, ni que las señales interferentes se vean notablemente reducidas, debido a que es posible recibir una de ellas por algún lóbulo secundario de la antena. Dicho haz se muestra en la figura 2.1

2.1.2.3. Haz de Seguimiento:

Esta técnica es más compleja que la anterior. Requiere de un arreglo progresivo de antenas, es decir, un arreglo en el que se puede controlar electrónicamente las fases con la que se alimenta cada elemento, de modo que pueda modificarse a

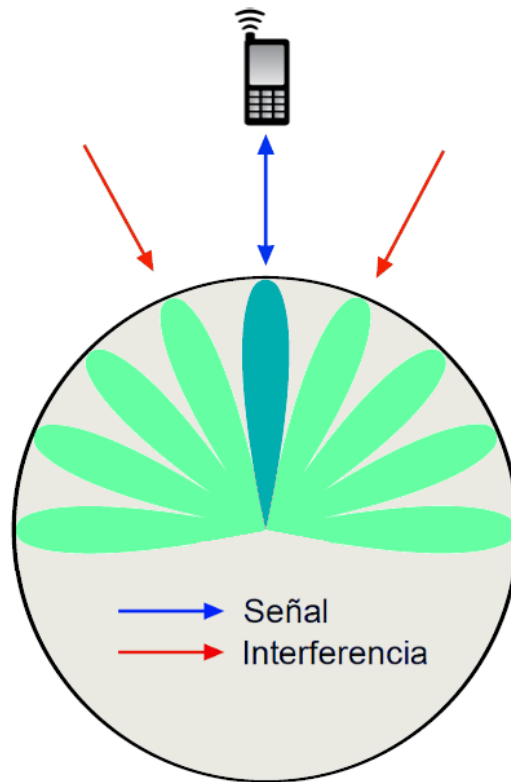


Figura 2.1: Funcionamiento del Haz Conmutado

voluntad la dirección a la que apunta el lóbulo principal de la antena. A diferencia del modelo anterior, se hace necesario la aplicación de un algoritmo de dirección de arribo DoA, de modo que pueda reorientarse dinámicamente el haz para apuntar al usuario deseado. Con esta técnica se garantiza que el usuario se encuentra iluminado por el haz de máxima ganancia del arreglo. Sin embargo tampoco se puede evitar que las interferencias entren por un lóbulo secundario del diagrama de radiación. Este haz se puede observar en la figura 2.2

2.1.2.4. Haz Adaptativo:

La técnica de haz adaptativo constituye el máximo nivel de inteligencia que se podría dar a un sistema de antenas. En este sistema, las salidas de cada elemento del arreglo de antenas se ponderan con un factor de peso cuyo valor se asigna dinámicamente para conformar un diagrama de radiación que presente el haz principal

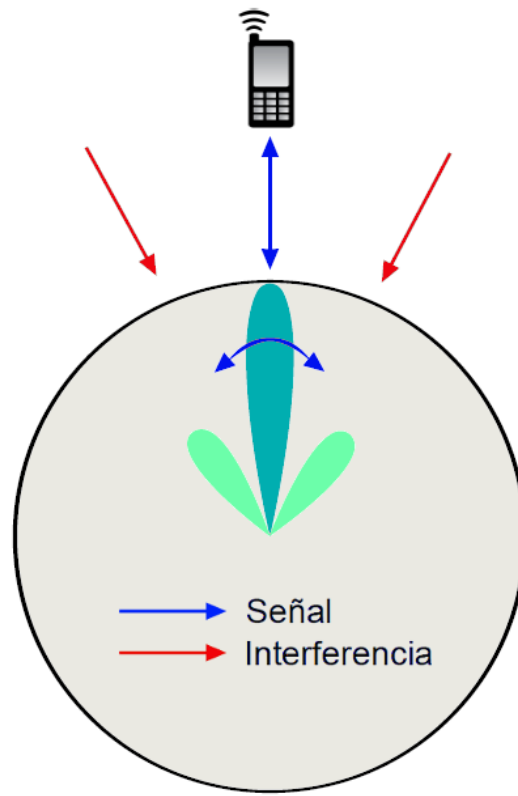


Figura 2.2: Funcionamiento del Haz de Seguimiento

hacia la posición del usuario deseado y los haces o lóbulos secundarios hacia las direcciones de las componentes de multitrayecto de la señal deseada y mínimos o nulos de radiación en las direcciones de las fuentes de interferencia. Esta técnica requiere el uso de algoritmos (DoA) tanto para la detección de las señales de arribo e interferentes como para la optimización de los pesos que conforman el haz. Este haz se muestra en la figura 2.3

2.2. Estimación de la dirección de arribo (DOA)

2.2.1. Modelo general del sistema

Se considera como dirección de arribo, la posición y ángulo de donde provienen las señales deseadas. Estimar esta dirección proporciona información de gran

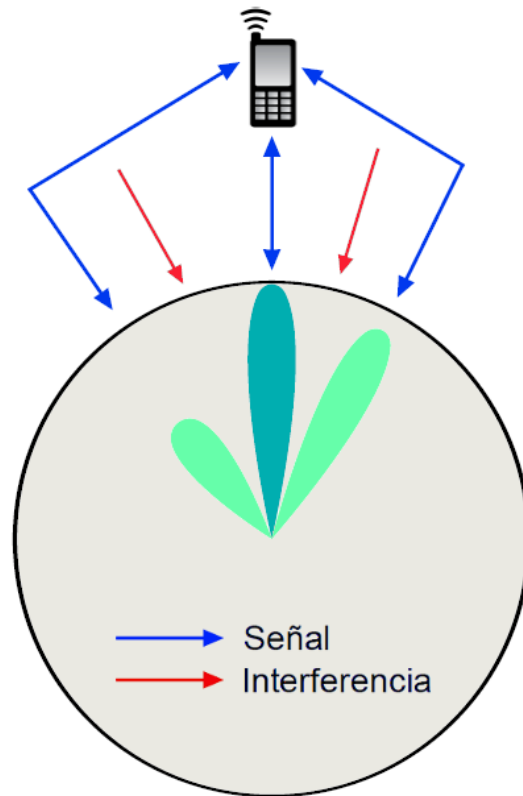


Figura 2.3: Funcionamiento del Haz Adaptativo

importancia para la formación del haz sobre una dirección determinada. Con los métodos de estimación de Dirección de Arribo, se obtiene no sólo la dirección de las señales deseadas, sino también se incluyen las señales interferentes, cuyo conocimiento permite suavizar el efecto de las mismas sobre el sistema de recepción.

Para cualquier sistema que utilice antenas inteligentes, es necesario determinar las características de las señales incidentes y las direcciones de arribo, tanto de los usuarios de interés como de los interferentes. El objetivo es excluir en lo posible, los no deseados en el diagrama de radiación. La estimación de DoA implica un análisis de las señales en una matriz de correlación, seguido de un análisis eigen (vocablo alemán, que en español significa propio) de la relación señal/interferencia más razón de ruido Signal to Interference plus Noise Ratio (SINR). El principio de DoA se basa en el cálculo de los retardos de tiempo en el que la señal arriba a cada elemento del arreglo, dependiendo de su ángulo de llegada y el tiempo. Si la

fuelle de la señaal arribante está en movimiento, los vectores del arreglo variarán en el tiempo al igual que los ángulos de llegada correspondientes. Así, los esfuerzos para optimizar DoA se centran en minimizar tanto como sea posible los instantes de tiempo en el que arriba la señaal, así como en la capacidad de adaptarse rápida y dinámicamente al desplazamiento de sus fuentes de origen. [13]

Para la estimación de DoA, es necesario primero establecer un modelo que abarque tanto el problema físico de propagación de las ondas electromagnéticas, como la utilización de un arreglo de antenas como el conjunto de sensores a usar, a su vez generalizando para un arreglo lineal uniforme de antenas. Además es necesario especificar las consideraciones generales del modelo, incluyendo los tipos de algoritmos a utilizar para el DoA.

Los métodos de estimación de DoA pueden dividirse en cuatro grandes grupos. Los métodos convencionales, las cuales están basadas en las técnicas clásicas de conformación de haz, y requieren un alto número de elementos para alcanzar altas resoluciones. Los métodos basados en subespacios, que trabajan bajo las estructuras de autovalores de la matriz de señaal de entrada. Los métodos de máxima probabilidad, son un grupo de técnicas optimizadas, el cual funcionan bien sobre bajas condiciones de señaal a ruido, pero cuentan con un fuerte trabajo computacional. Existe un último grupo que integra las técnicas anteriores, combinando las técnicas convencionales con los métodos basados en subespacios. [14]

2.2.2. Sistema de coordenadas a usar

El sistema de coordenadas esférico a utilizar muestra cómo se miden los ángulos θ y ϕ , representado en la figura 2.4.

2.2.3. Propagación de ondas

El problema físico de propagación de onda, es solucionable mediante la ecuación de onda para un medio homogéneo, la cual parte de las ecuaciones de Maxwell, representadas a continuación [15] [16]:

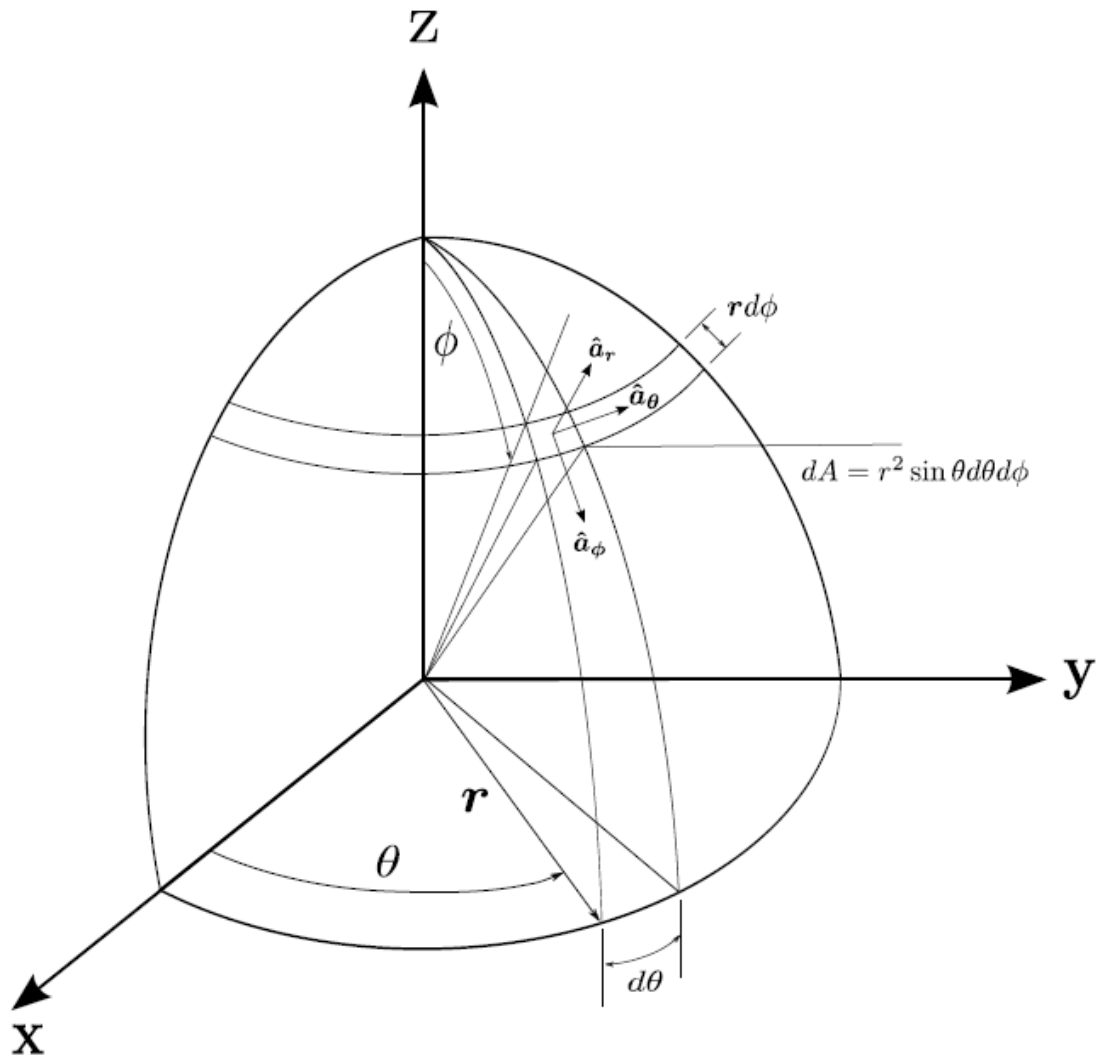


Figura 2.4: Sistema de coordenadas a utilizar

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = 0 \quad (2.1)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.2)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.3)$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = \epsilon_0 \cdot \mu_0 \cdot \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (2.4)$$

Donde (\bullet) y (\times) representan la divergencia y rotacional, respectivamente. Adicionalmente, B es la inducción magnética y E [V/m] es el campo eléctrico. Mientras que ϵ_o y μ_o son las constantes dieléctrica y magnética, respectivamente. Usando la ecuación (2.1) en la siguiente identidad vectorial, resulta:

$$\nabla \times \nabla \times E = \nabla(\nabla \cdot E) - \nabla^2 E = \nabla^2 E \quad (2.5)$$

Es posible obtener, a partir de las ecuaciones (2.1), (2.2), (2.3) y (2.4), y asumiendo, un medio simple, i.e. homogéneo, lineal e isotrópico, ecuaciones de 2^{do} orden en función de solamente uno de los campos E y H :

$$\nabla \times (\nabla \times E) = -\frac{\partial}{\partial t}(\nabla \times B) = \epsilon_o \cdot \mu_o \cdot \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} \quad (2.6)$$

Se tiene entonces la forma homogénea de la ecuación de onda:

$$\nabla^2 E - \mu \cdot \epsilon \frac{\partial^2}{\partial t^2}(E) = 0 \quad (2.7)$$

Donde $\mu \cdot \epsilon$ es inversamente proporcional a la velocidad de la propagación de una onda electromagnética, llamada c , la cual se puede aproximar a $c = 3 \times 10^8$ m/s. Resolviendo la ecuación de onda, se tiene que el campo eléctrico $E(r, t)$ en dirección de r es:

$$E(r, t) = \frac{s(t)}{r} \cdot \bar{F}(\theta, \phi) \cdot \bar{P}(\theta, \phi) \cdot e^{(jt\omega - r^T k)} \quad (2.8)$$

Donde $s(t)$ es la señal transmitida, con la información modulada bajo un esquema digital, y varía lentamente en comparación a la portadora $e^{jt\omega}$ de frecuencia angular ω . El término $e^{-jr^T k}$ representa la variación espacial del campo eléctrico, el superíndice T indica la transpuesta, r representa el punto de observación del campo, k es el vector de onda y su magnitud $(k) = k = \omega/c = 2\pi/\lambda$ es el número de onda y λ es la longitud de onda.

Por otra parte se observa como la amplitud y cada componente del campo eléctrico queda determinado por la señal $s(t)$, por el factor $\bar{F}(\theta, \phi)$ y $\bar{P}(\theta, \phi)$, que a su vez decrece en función de r .

$\bar{F}(\theta, \phi)$ es el diagrama de radiación vectorial normalizado de la transmisión, descrito en la ecuación (2.9), el cual determina la forma de distribución angular del campo electromagnético radiado en zona lejana, y (θ, ϕ) representa la dirección señalada por el vector posición \bar{r} . Mientras que $\bar{P}(\theta, \phi)$ representa el vector de polarización de campo.

$$\bar{F}(\theta, \phi) = \frac{|E_{z1}(r, \theta, \phi)|}{|E_{z1_{\max}}(r, \theta_0, \phi_0)|} \quad (2.9)$$

Como caso particular, si se tiene un campo eléctrico medido solo en puntos contemplados en el plano $\phi = 90^\circ$ ($\bar{F}(\theta, \phi) = 1$) la expresión del campo eléctrico se reduce a la forma de la ecuación (2.10).

$$E(r, t) = \frac{s(t)}{r} \cdot \bar{P}(\theta, \phi) \cdot e^{(jt\omega - r^T k)} \quad (2.10)$$

La condición de zona lejana en la ecuación (2.8) implica que (r) es mucho mayor que la longitud de onda y , por lo tanto, el frente de onda en r es plano, a pesar de que las fuentes puntuales generen ondas electromagnéticas en todas las direcciones. En la Figura 2.5 se ilustra un frente de onda esférico observado en el plano.

2.2.4. Inducción de tensión en antenas en recepción

El campo eléctrico que incide sobre una antena, induce un pequeño voltaje en los terminales de la antena. Este voltaje inducido depende del campo eléctrico recibido, así como de la orientación relativa del mismo. Es posible obtener una expresión aproximada del voltaje inducido en una antena, para el caso en el que cada antena (transmisora y receptora) estén ubicadas en la zona lejana, siendo este el caso de mayor importancia en la práctica. De esta manera es posible representar una antena receptora a través de un circuito equivalente de Thevenin, como se muestra

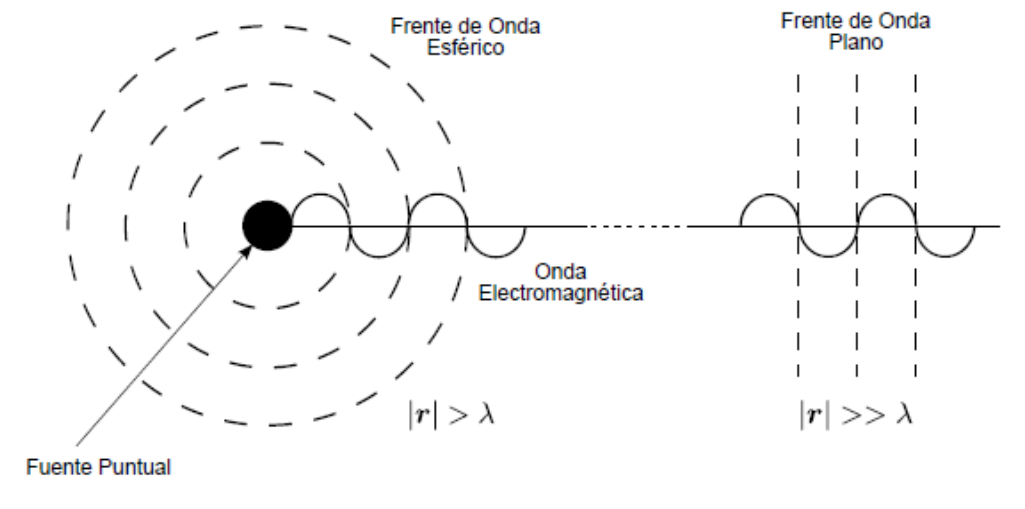


Figura 2.5: Frente de onda en el plano de una fuente puntual

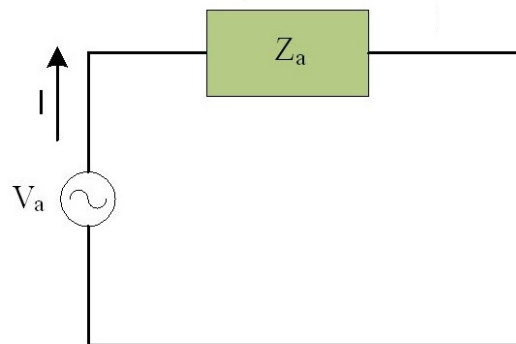


Figura 2.6: Equivalente de Thevenin de una antena en recepcion

en la figura 2.6, en donde la antena se comporta como una fuente de voltaje, representada por V_a (2.11) y su impedancia que corresponde con la impedancia propia de la antena Z_a . [17]

$$V_{ca} = U_o \cdot \bar{E}(r_o, \theta_{01}, \phi_{01}) \cdot F_2(\theta_{02}, \phi_{02}) \cdot \bar{P}_2(\theta_{02}, \phi_{02}) \quad (2.11)$$

En esta relación ya está implícito, el hecho de que la forma en que recibe la antena (V_{ca}) está estrechamente ligada a la forma en que transmite.

En donde:

$$U_o = \frac{\lambda}{\sqrt{\pi \cdot Z_c}} \cdot \sqrt{G_{2i} \cdot R_{a2}} \quad (2.12)$$

E_{10} es el campo incidente en la antena en recepción. F_2, \bar{P}_2 es el diagrama de radiación y vector de polarización de la antena en recepción. G_{2i}, R_{a2} es la ganancia y resistencia de la antena en recepción.

Para el caso de estudio, considerando como antenas en recepción un arreglo de dipolos de lambda medio tenemos que:

$$U_o = \frac{\lambda}{\sqrt{\pi \cdot (377\Omega)}} \cdot \sqrt{(1,64) \cdot (73\Omega)} = \frac{\lambda}{\pi} \quad (2.13)$$

Tomando las mismas consideraciones de $F_2(\theta_{02}, \phi_{02})$ y $P_2(\theta_{02}, \phi_{02})$ pero en este caso para recepción, en donde $F_2(\theta_{02}, \phi_{02}) = 1$ y $P_2(\theta_{02}, \phi_{02}) = \alpha_\phi$ se obtiene la ecuación correspondiente a la tensión inducida en la antena receptora.

$$V_{ca} = \frac{\lambda}{\pi} \cdot \bar{E}_{10}(r_o, \theta_{01}, \phi_{01}) \quad (2.14)$$

2.2.5. Parámetros de los datos

En el presente trabajo, se asume que el vector de onda se encuentra contenido en el plano XY ($\phi = 90^\circ$), En la Figura 2.7 se puede observar que la dirección de la onda de llegada se obtiene con el ángulo θ y se mide respecto al eje X.

Para el mismo, se tiene el siguiente vector de onda:

$$\hat{k} = k[\cos\theta \quad \text{sen}\theta] \quad (2.15)$$

En cuanto al sensor de la figura 2.6, se tiene la siguiente representación:

$$r_1 = [x_1 \quad y_1]^T \quad (2.16)$$

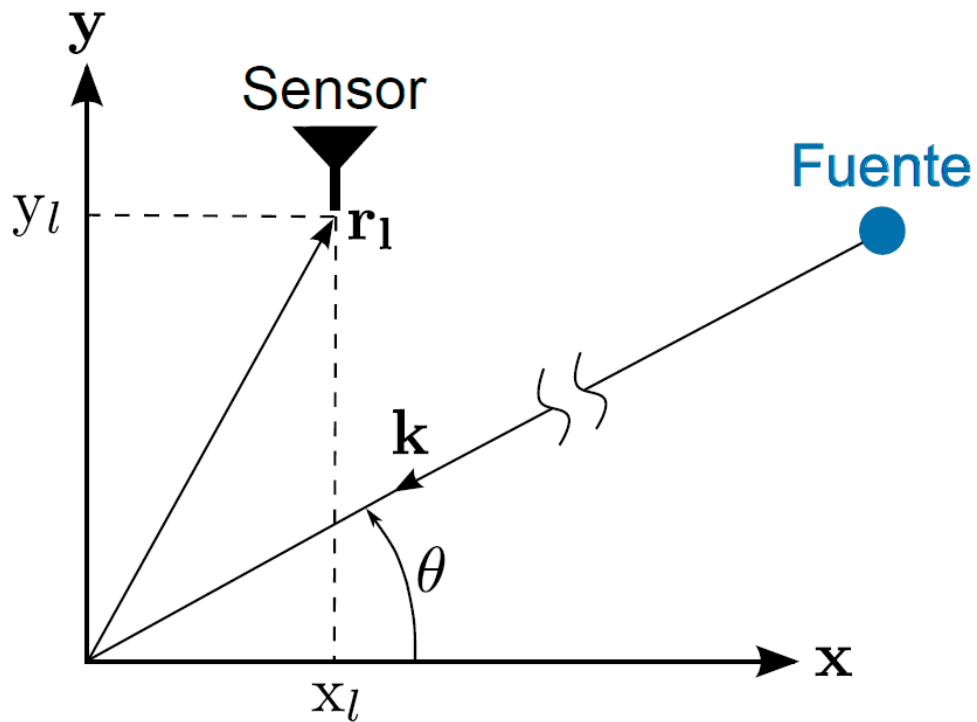


Figura 2.7: Geometría de un arreglo genérico

Por lo que el campo eléctrico queda representado como:

$$E(\mathbf{r}_1, t) = s(t)e^{j(t\omega - k(x_1 \cos\theta + y_1 \sin\theta))} \quad (2.17)$$

Si se quiere que todos los elementos del arreglo se comporten de forma exactamente igual, es necesario que cada elemento del arreglo posea una ganancia unidad en todo el ancho de banda de la señal de modo que la salida resulte proporcional al campo eléctrico recibido. Además, incluyendo la portadora en la señal $S(t)$ se tiene a la salida de $x_l(t)$:

$$x_l(t) = e^{-jk(x_1 \cos\theta + y_1 \sin\theta)} S(t) = a_l(\theta)s(t) \quad (2.18)$$

Lo cual, para un arreglo de l elementos, puede representarse como:

$$x(t) = a(\theta)s(t) \quad (2.19)$$

Se conoce $s(t)$ como el vector que representa a la señal transmitida, mientras que $a(\theta)$ se refiere al vector de direccionamiento, o vector de propagación del arreglo. Dicho vector depende del ángulo de llegada de una fuente y de los r_l , o posición de cada elemento del arreglo. Básicamente, éste vector es la respuesta del arreglo dada una dirección de llegada θ .

2.2.6. Modelo de arreglo de antenas

Para la realización de este trabajo se considera un sistema de comunicaciones móviles, el cual hace uso de una agrupación lineal de antenas, conocidas como Arreglo Lineal Uniforme, con L elementos.

Se considera un Arreglo Lineal Uniforme o "Uniform Linear Array"(ULA), con N elementos numerados, donde sus elementos están equiespaciados. Para evitar solapamiento espacial, se asume que los elementos del arreglo tienen media longitud de onda o menos espaciamiento entre ellos. Como los elementos están cercanamente espaciados, se asume que las señales recibidas están correlacionadas. Una onda de propagación transporta una señal en banda base, que se recibe por cada elemento de arreglo en instantes de tiempo diferentes. Se asume que la fase en el elemento 0 es cero. La fase recibida en cada elemento se mide con respecto a la fase de la señal recibida en el elemento 0. Para medir la diferencia de fase entre el elemento n y el 0, es necesario medir la diferencia de tiempo en que arriba al elemento 0 y en el que arriba al elemento n . En la figura 2.8 se observa la geometría del arreglo. [13]

2.2.7. Agrupación de antena

Para el problema de estimación de DoA, la radiación de la agrupación de antenas depende de la posición relativa, el tipo de elementos, y la alimentación con amplitudes y fases al trabajarse con ULA (Figura 2.8), la ecuación (2.16) queda definida como:

$$r_l = [x_l \ 0]^T = [ld \ 0]^T \quad (2.20)$$

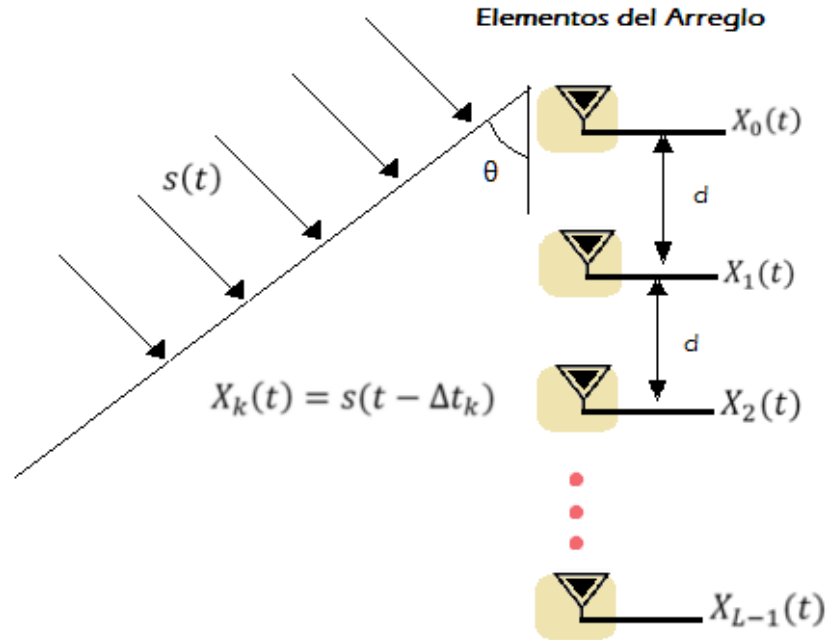


Figura 2.8: Propagación de la señal $s(t)$ recibida por cada elemento del arreglo

Donde $l = 0, 1, 2, \dots, L - 1$, d es la distancia entre dos elementos de antenas consecutivos y r_l representa el vector de posición desde el origen de coordenadas al l -ésimo elemento del arreglo. Al mismo tiempo, el elemento «0» de la agrupación de antena está en el origen y sirve de referencia para el resto de los elementos.

Adicionalmente, la ecuación 2.18 pasa a ser:

$$x_l(t) = e^{jkx_l \cos \theta} s(t) = e^{jkld \cos \theta} s(t) = a_l(\theta) s(t) \quad (2.21)$$

Entonces, el vector de direccionamiento para un ULA se define de la siguiente forma:

$$a_{ULA}(\theta) = [1 \quad e^{jk d \cos \theta} \quad e^{jk 2 d \cos \theta} \quad \dots \quad e^{jk(L-1) d \cos \theta}]^T \quad (2.22)$$

Cuando se trabaja con ULA, las ondas planas provenientes de dos fuentes simétricas con respecto al eje del arreglo arriban al mismo en iguales instantes de

tiempo, por lo que no se puede distinguir una de la otra [18]. Esta ambigüedad de los ULA's se elimina mediante el uso de sensores que sólo procesan señales cuyas DoA's estén entre $[0, 180]$.

Si P señales inciden en el ULA en distintas direcciones $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_P$ entonces, el vector de salida complejo se puede escribir como:

$$x(t) = a(\theta_1)s_1(t) + a(\theta_2)s_2(t) \dots + a(\theta_P)s_P(t) = \sum_{i=1}^P A(\theta_i)S_i(t) \quad (2.23)$$

Donde $s_i(t)$, con $i = 1, \dots, P$ representa la i -ésima señal en que arriba al arreglo. La ecuación (2.18) se puede escribir de forma compacta si se define una matriz de direccionamiento y un vector de señales de la siguiente manera:

$$A(\theta) = (a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_P))_{L \times P} \quad (2.24)$$

$$S(t) = (s_1(t), s_2(t), \dots, s_P(t))_{P \times 1}^T \quad (2.25)$$

Entonces, obtenemos un modelo lineal del sistema que es usado en el procesamiento de señales con agrupación de antena (tomando en cuenta la presencia de Ruido Blanco Gaussiano Aditivo o AWGN-Additive White Gaussian Noise):

$$x(t) = A(\theta)S(t) + n(t)_{(L \times 1)} \quad (2.26)$$

Se ha de notar que todos los métodos de estimación de DoA requieren de $P < L$ [16], lo cual se asume esta condición a lo largo de este trabajo.

En el caso particular de un sistema de telefonía móvil, cada radio base divide su espacio en tres celdas, en donde tres arreglos son los encargados de cubrir su celda respectiva. En este sentido, cada radio base, cubre sus 360° de espacio, por lo que cada arreglo, tendrá un área de cobertura de 120 grados 2.9

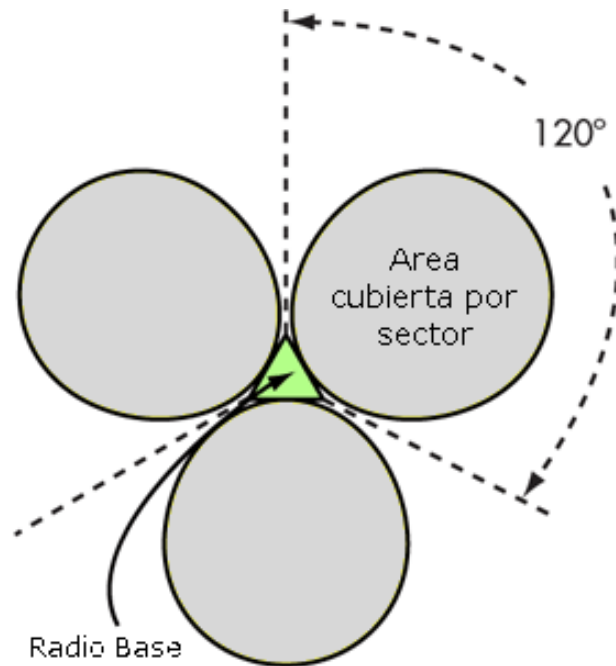


Figura 2.9: Área de cobertura de una radio base

Para efectos de este proyecto, desarrollaremos un sistema de antenas inteligentes para cubrir un sector, correspondiente a 120°. Por este motivo, se definen solo señales que arriben al arreglo con ángulos de θ entre $[30^\circ, 150^\circ]$.

2.2.8. Consideraciones generales del modelo

Una vez definido el modelo del sistema, son requeridas las siguientes consideraciones estadísticas de las señales. Para el tratamiento de las señales en la componente DSP de un sistema de antena inteligente, los parámetros de interés son espaciales en su concepción y por lo tanto es necesario obtener la correlación entre los elementos de la agrupación de antena. Esta información es la matriz de correlación espacial, definida de la siguiente manera, [16]:

$$R = E\{x(t)x^H(t)\} = AE\{S(t)S^H\}(t)A^H + E\{n(t)n^H(t)\} \quad (2.27)$$

Los términos cruzados desaparecen pues se asume que la señal y el ruido no están correlacionados y la media del ruido es cero. Además, $E[\bullet]$ denota la esperanza estadística, donde:

$$E\{S(t)S^H(t)\} = P \quad (2.28)$$

Se conoce como la matriz de correlación de las fuentes y:

$$E\{n(t)n^H(t)\} = \sigma^2 I \quad (2.29)$$

Es la matriz de correlación del ruido. El superíndice H indica el Hermitiano, lo cual se define como la transpuesta del complejo conjugado [19], e I es conocida como la matriz identidad. Para el caso de la correlación del ruido, se tiene una varianza σ^2 común en todos los sensores e incorrelados entre sí. Por lo general, se denomina a este ruido espacialmente blanco. Por otro lado, se asume que la matriz P de covarianza de las fuentes es no singular. De las condiciones anteriores, y si R es positiva se garantiza la siguiente descomposición espectral [16] [18]:

$$R = APA^H + \sigma^2 I = U\Delta U^H \quad (2.30)$$

En la ecuación 2.24 se tiene que $A = A(\theta)$, mientras que U es una matriz unitaria. Λ es una matriz que en la diagonal posee los valores propios reales, con $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_L > 0$.

En la ecuación anterior se puede observar que dado un z como vector ortogonal a A cualquiera, se tiene que:

$$A^H z = 0 \quad (2.31)$$

Siendo entonces z un autovector de R con autovalor correspondiente σ^2 :

$$(R - \sigma^2 I)z = 0 \quad (2.32)$$

Se debe tomar en cuenta que todos los cálculos realizados anteriormente suponen un tiempo de observación infinito, que en la práctica no se puede lograr, por lo cual es necesario la realización de la estimación del DoA mediante un conjunto finito de

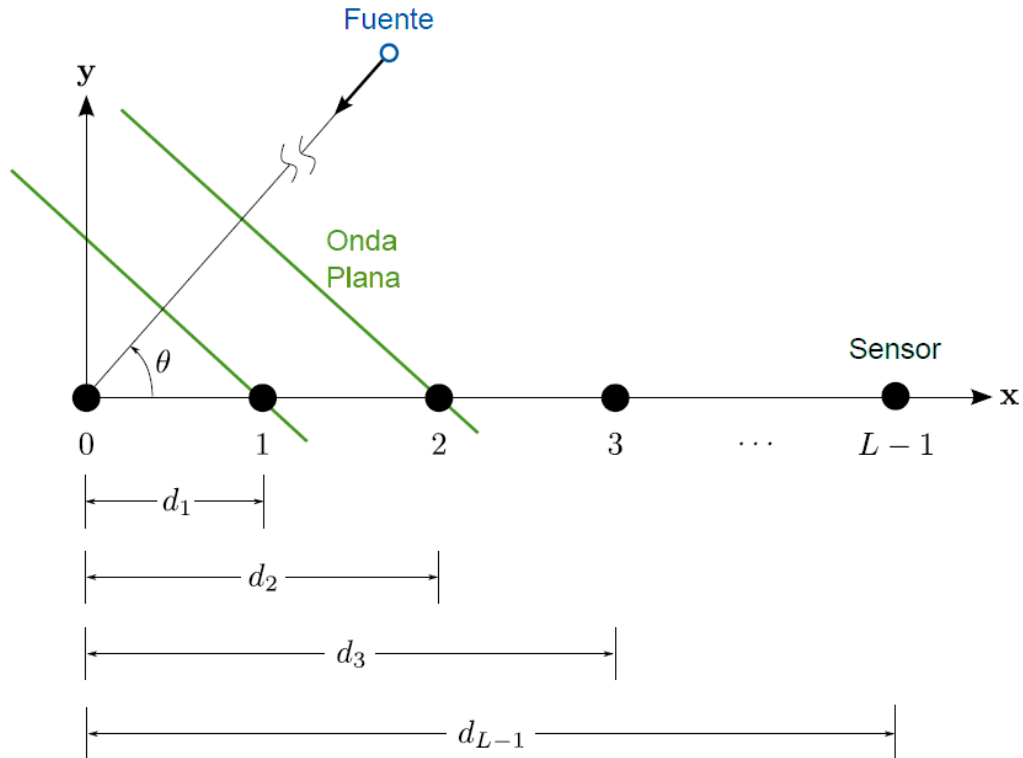


Figura 2.10: Arreglo lineal de antena generalizado

datos $x(t)$, con $t = 1, 2, \dots, N$. De esta manera, solo se puede tener una estimación de la matriz de correlación de observación de la siguiente forma [16] [20]:

$$\hat{R} = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N x(t)x^H(t) \tag{2.33}$$

2.2.9. Matriz de observación

A partir de un arreglo lineal de antenas, se debe deducir la matriz de observación, utilizando un modelo generalizado en cuanto a la separación entre elementos. Dicho modelo se puede observar en la figura 2.10. En la práctica, el procesamiento de señales para la estimación de DoA se hace para un conjunto finito de datos, lo cual se logra a partir del vector de salida $x(t)$, el cual genera una matriz $X(t)$ que contiene las N observaciones de L elementos de antena, para $t = 1, 2, \dots, N$. De

forma similar a la ecuación (2.26), la expresión matricial para un conjunto de observaciones es:

$$X(t) = A(\theta)S(t) + N(t) \quad (L \times N) \quad (2.34)$$

Esta $X(t)$ representa una matriz de L filas con N columnas, representadas de la siguiente manera:

$$X(\theta) = (x(1), x(2), \dots, x(N)) = \begin{pmatrix} x_1(1) & x_1(2) & \dots & x_1(N) \\ x_2(1) & x_2(2) & \dots & x_2(N) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_L(1) & x_L(2) & \dots & x_L(N) \end{pmatrix}_{(L \times N)} \quad (2.35)$$

Donde cada $X_1(n)$ corresponde al valor medido por cada elemento del arreglo, siendo este la suma de los campos recibidos por las señales incidentes, transformados en el voltaje inducido en cada terminal de las antenas que componen el arreglo.

En cuanto a la matriz de direccionamiento, la misma puede ser representada de la siguiente manera:

$$A(\theta) = (a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_p))$$

$$\therefore A(\theta) = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-jkd_1 \cos \theta_1} & e^{-jkd_1 \cos \theta_2} & \dots & e^{-jkd_1 \cos \theta_p} \\ e^{-jkd_2 \cos \theta_1} & e^{-jkd_2 \cos \theta_2} & \dots & e^{-jkd_2 \cos \theta_p} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-jkd_{L-1} \cos \theta_1} & e^{-jkd_{L-1} \cos \theta_2} & \dots & e^{-jkd_{L-1} \cos \theta_p} \end{pmatrix}_{(L \times P)} \quad (2.36)$$

Y se tiene a su vez la matriz de las fuentes $S(t)$, expresadas como:

$$S(t) = \begin{pmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \vdots \\ s_p(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_1(1) & s_1(2) & \dots & s_1(N) \\ s_2(1) & s_2(2) & \dots & s_2(N) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_p(1) & s_p(2) & \dots & s_p(N) \end{pmatrix}_{(P \times N)} \quad (2.37)$$

La matriz $N(t)$ por su parte representa el Ruido Blanco Gaussiano Aditivo (AWGN) cuya media es cero y varianza σ^2 :

$$N(t) = (n(1), n(2), \dots, n(n))_{L \times N} = \begin{pmatrix} n_1(1) & n_1(2) & \dots & n_1(N) \\ n_2(1) & n_2(2) & \dots & n_2(N) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ n_L(1) & n_L(2) & \dots & n_L(N) \end{pmatrix}_{(L \times N)} \quad (2.38)$$

Para recapitular, a continuación se presenta una lista de las variables a utilizar y lo que representa cada una de ellas, en la forma de una Tabla 2.2.9:

Variable	Significado
L	Número de elementos
P	Número de fuentes
d	Separación entre los elementos del arreglo
N	Número de observaciones
l	Índice de elementos de antenas
i	Índice de fuentes

Tabla 2.1: Variables del sistema de antenas inteligentes

2.3. Métodos de Estimación del DOA

Para la estimación de la dirección de llegada (DOA) para sistemas de comunicaciones móviles, se pueden observar los métodos de estimación agrupados de la siguiente forma, [16], [21], [22]

1. Métodos Convencionales
2. Métodos Basados en Subespacios (eigen estructuras)
3. Métodos de Máxima Verosimilitud

Por lo general, estos métodos de estimación de la dirección de llegada asumen que las fuentes son de banda estrecha y están localizadas en el campo lejano de la agrupación de antena. La dirección de llegada es representada por el parámetro θ . [11]

2.3.1. Métodos Convencionales

Los métodos convencionales, también conocidos como métodos espectrales, realizan un procedimiento en el cual la dirección de llegada es estimada mediante los máximos locales del espectro espacial obtenido. En este caso, la potencia de salida dependerá de la contribución en la dirección principal y de las direcciones en donde apuntan los lóbulos laterales. De esta forma, estos métodos están limitados por el ancho de haz principal de la agrupación de antena para resolver o separar espacialmente a las fuentes cercanas. La resolución de los métodos es definida como la capacidad de separar dos fuentes cercanas. [11], [22], [23], [24].

Entre los métodos convencionales más conocidos se tienen el método Bartlett y el método Capon de mínima varianza, los cuales son considerados métodos no paramétricos debido a que no realizan consideraciones sobre la matriz de covarianza, [25]. Estos métodos poseen muy baja resolución debido a su simplicidad, además son dependientes del número de elementos de la agrupación de antena y de la relación de señal y ruido de las fuentes (SNR-Signal to Noise). También presentan una baja eficiencia en ambientes muy ruidosos o con multitrayectorias [22].

2.3.2. Métodos Basados en Subespacios

Estos métodos ofrecen una mejora significativa de la eficiencia en comparación con los métodos convencionales. Dentro de la teoría de estimación se tienen los

métodos espectrales, que son llamados así por la descomposición espectral de la matriz de covarianza para realizar la estimación de la frecuencia de las señales. La contribución principal se origina cuando explícitamente se trabaja con la eigen estructura de la matriz de correlación y sus propiedades intrínsecas fueron utilizadas para proporcionar una solución al problema de estimación para un proceso observado.

La razón por la que este tipo de métodos ha llamado la atención se debe principalmente a la introducción del algoritmo MUSIC (Multiple Signal Classification), originalmente presentado como un estimador para el problema del DOA, [16]. MUSIC tiene mejor resolución que los algoritmos convencionales, [26]. Este algoritmo fue desarrollado por Schmidt, en el cual se propone aprovechar las siguientes propiedades de la matriz de correlación [27], :

1. El espacio que contiene los eigen-vectores puede ser dividido en dos subespacios, llamados el subespacio de señal y el subespacio de ruido.
2. Los vectores de dirección correspondientes a las fuentes son ortogonales al subespacio de ruido.

El algoritmo MUSIC se beneficia de las consideraciones realizadas sobre las señales y el ruido, las cuales están espacialmente incorreladas. En la Figura 2.11 se tiene el mecanismo de estimación de DoA usado por este algoritmo, que como se observa parte de la matriz de correlación estimada a partir de un conjunto de N observaciones, y de ésta se extraen las características espaciales de dicha matriz mediante la descomposición en valores y vectores propios. Luego, y a partir de la descomposición de valores propios (EVD-Eigen Value Decomposition) se forman los subespacios de señal y ruido U_S y U_N respectivamente, los cuales son utilizados para calcular el espectro PMUSIC y a partir de éste se estiman las direcciones de llegada θ .

La hipótesis del algoritmo MUSIC está basada en que el vector de direccionamiento $a(\theta)$ está determinado por la posición de cada elemento de antena y está en

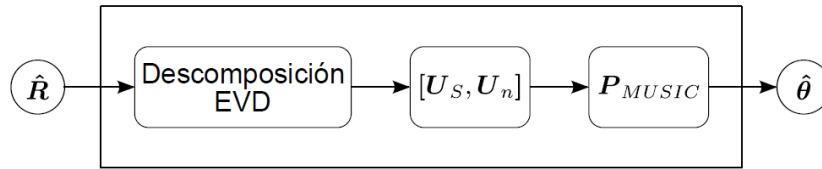


Figura 2.11: Diagrama de bloque de la estimación de DOA usando MUSIC

función de la dirección de llegada. Un vector de direccionamiento contiene, entonces, la dirección de llegada de una fuente. Si las fuentes son diferentes, se tendrá un conjunto P de vectores columnas independientes entre sí. De la ecuación 2.36 se observa que la matriz de direccionamiento $A(\theta)$ tiene rango P dentro del espacio L - dimensional. Entonces, la descomposición en valores y vectores propios de la matriz de correlación contendrá un espacio P dimensional correspondiente a las señales y, además, de las ecuaciones 2.31 y 2.32 cualquier vector ortogonal a $A = A(\theta)$ es un autovector de R con autovalor correspondiente σ^2 . Hay $L - P$ de estos vectores linealmente independientes que forman el subespacio de ruido. Así se tiene que la descomposición en valores y vectores propios de R , partiendo de la ecuación 2.24 es: [16]

$$R = U_s \cdot \Lambda_s \cdot U_s^H + U_n \cdot \Lambda_n \cdot U_n^H \quad (2.39)$$

Y para la estimación de la matriz de correlación se tiene:

$$\hat{R} = \hat{U}_s \hat{\Lambda}_s \hat{U}_s^H + \hat{U}_n \hat{\Lambda}_n \hat{U}_n^H \quad (2.40)$$

Los subespacios de señal U_s y de ruido U_n se forman de acuerdo a la relación que existe entre los valores propios λ_l y vectores propios U_l , donde los P vectores propios correspondientes a los valores propios mayores forman el subespacio de señal y el resto de los vectores forman el subespacio de ruido, como se observa a continuación:

$$U_s = (u_1, u_2, \dots, u_P)_{L \times P} \quad (2.41)$$

$$\mathbf{U}_n = (\mathbf{u}_{P+1}, \mathbf{u}_{P+2}, \dots, \mathbf{u}_L)_{L \times (L-P)} \quad (2.42)$$

$$\Lambda_s = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_P) \quad (2.43)$$

$$\Lambda_n = \text{diag}(\lambda_{P+1}, \lambda_{P+2}, \dots, \lambda_L) \quad (2.44)$$

Λ_s es una matriz diagonal con los valores propios correspondiente al subespacio de señal, con $\lambda_1 > \lambda_2, \dots, \lambda_P > \sigma^2$ y Λ_n es una matriz diagonal de dimensiones $(L - P)$ con los valores propios correspondiente al subespacio de ruido. Como los autovalores del subespacio de ruido son $\lambda_{P+1} = \lambda_{P+2} = \dots = \lambda_L = \sigma^2$, entonces la matriz diagonal del subespacio de ruido puede escribirse como $\Lambda_n = \sigma^2 \mathbf{I}_n$.

Entonces se puede decir que la descomposición espectral puede ser expresada de la siguiente forma:

$$\mathbf{R} = \mathbf{A} \mathbf{P} \mathbf{A}^H + \sigma^2 \cdot \mathbf{I} = \mathbf{U}_s \Lambda_s \mathbf{U}_s^H + \sigma^2 \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \quad (2.45)$$

Se puede observar que el subespacio de señales \mathbf{U}_s coincide con $\mathbf{A}(\theta)$, comprobando así la hipótesis que se propone en el algoritmo MUSIC, donde la combinación lineal de los frentes de onda de las señales y del ruido está contenida en la matriz de correlación y los subespacios de señal y ruido se obtienen de la EVD. A partir de dichos subespacios, es posible definir el espectro MUSIC. [28]

2.3.2.1. Espectro MUSIC

Tomando en consideración la ecuación 2.31, el problema de estimación de DoA se resuelve con MUSIC sabiendo que cualquier vector propio asociado al subespacio de ruido \mathbf{U}_n , es ortogonal al espacio columna de la matriz de direccionamiento $\mathbf{A}(\theta)$, en cuyo caso su producto será cero. De tal forma, se obtiene [16][29]:

$$\mathbf{A}^H \mathbf{u}_l = 0 \quad \forall \theta \in [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_P] \quad (2.46)$$

$$[(\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_P))] \perp (\mathbf{u}_{P+1}, \mathbf{u}_{P+2}, \dots, \mathbf{u}_L) \quad (2.47)$$

Teniendo en cuenta que \perp denota perpendicularidad. Se demuestra entonces la esencia del algoritmo MUSIC, donde al encontrar los vectores de direccionamiento que son aproximadamente ortogonales al subespacio de ruido, es posible estimar la dirección de llegada. De esta manera, encontrar la dirección de llegada es posible al proyectar el vector de direccionamiento por medio de una matriz de proyección dentro del subespacio del ruido. Así, se define la matriz de proyección Π para cada uno de los subespacios de la siguiente manera [16] [20]:

$$\Pi = \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H \quad (2.48)$$

$$\Pi_n = \Pi_s^\perp = \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H = \mathbf{I} - \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H \quad (2.49)$$

Siendo Π_n la proyección complementaria de Π_s , la cual se denota como Π_s^\perp . Así mismo, la ortogonalidad de los subespacios sugiere que al proyectar el vector de direccionamiento dentro del dominio de $\theta \in [\theta_{\min}, \theta_{\max}]$, que contiene las direcciones de llegada, entonces la proyección $\Pi_s \mathbf{a}(\theta)$ será máxima cuando el parámetro θ coincida con las direcciones de llegada $[\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_p]$, o bien que $\Pi_n \mathbf{a}(\theta) \approx \theta$. Teniendo en cuenta que la matriz de proyección estimada para el subespacio del ruido es [16]:

$$\hat{\Pi}_n = \hat{\Pi}_n^\perp = \hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H = \mathbf{I} - \hat{\mathbf{U}}_s \hat{\mathbf{U}}_s^H \quad (2.50)$$

Generando entonces la siguiente ecuación conocida como el espectro MUSIC:

$$P_{\text{MUSIC}} = \frac{1}{\mathbf{a}(\theta)^H \hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H \mathbf{a}(\theta)} \quad (2.51)$$

En sentido estricto éste no es un espectro, en vez de eso, este representa la distancia entre dos subespacios, presentando picos en las proximidades de los verdaderos DoA's.

Cabe destacar que para casos de bajo SNR o fuentes cercanas el algoritmo pierde resolución. Esta pérdida de resolución se vuelve más evidente para señales altamente correladas [16]. Para estas condiciones, se requieren de los llamados métodos óptimos o de Máxima Verosimilitud (ML-Maximum Likelihood), los cuales son estadísticamente eficientes y superiores a los métodos basados en subespacios.

2.4. Conformación de haz

La conformación de haces (beamforming) es una forma espacial de filtrado y es usada para distinguir entre las propiedades espaciales de la señal deseada y el ruido de fondo. La conformación de haz puede transmitir datos hacia las direcciones específicas (cambiando la fase y la amplitud relativa de la señal), en lugar de los datos que se irradian en todas direcciones.

En síntesis, el beamforming o conformación de haz, es la capacidad del arreglo para direccionar el lóbulo principal de energía hacia una dirección específica en el espacio. Al mismo tiempo anula su proyección en las direcciones no deseadas o usuarios interferentes. La conformación del haz es también conocida por filtrado de espacialización, y existen diferentes métodos para la realización del mismo.[11]

2.4.1. Métodos clásicos

Los métodos clásicos tienen una ganancia pobre dada la complejidad matemática de su diseño. Su esencia reside en escanear el espacio a través de un haz y medir la potencia recibida en cada dirección, así las que mayor potencia reciban son tomadas como sus DOA.

Uno de los métodos clásicos es el método convencional, también conocido como el método de conformador de retardo y suma (delay-and-sum), el cual consiste en la medición de la potencia de señal vista en todos los posibles ángulos de arribo, y realiza su elección a partir de la estimación de ángulo en la dirección de máxima

potencia. La potencia en una dirección particular se mide a través de la conformación de un haz en esa trayectoria, donde se configuran los pesos del conformador (w), igual al vector de direccionamiento correspondiente a esa dirección. [11][12]

Los pesos, los cuales son de igual magnitud, vienen dados de la siguientes forma en la ecuación 2.52:

$$W_c = \frac{1}{L} a(\theta_c) \quad (2.52)$$

Donde $a(\theta_c)$ representa el vector de direccionamiento en la dirección de la señal. A su vez, se tiene que la respuesta del sistema en recepción, viene dada de la siguiente forma 2.53:

$$Y(t) = W_c^H x(t) = \frac{1}{L} a(\theta_c)_c^H a(\theta) s(t) \quad (2.53)$$

La desventaja de este método está en que para mejorar la resolución de DOA debe incrementarse el número de elementos del arreglo.

2.4.2. Métodos de pesos variables

Estos métodos son mas complejos que los métodos clásicos, y en los mismos se utilizan pesos que varían de modo de cancelar una onda plana que arribe de una dirección conocida y por lo tanto produzca un nulo en el patrón de respuesta de la dirección de arribo de la onda plana. Al estimarse la dirección de arribo por medio de direccionar un haz convencional en la dirección de la fuente y luego substrayendo la salida de la misma de cada elemento del arreglo; se produce un estimado de la señal por medio del método de retardo y suma. Esta señal estimada es substraída de cada elemento del arreglo luego del retardo, y dicho proceso es muy efectivo para cancelar fuertes interferencias y puede ser repetido para múltiples cancelaciones de señales de interferencia.[11]

Uno de los métodos más usados es el de Máxima Relación de Señal a Ruido (Maximum signal-to-interference ratio), también conocido como MSIR. En el mismo se busca optimizar la relación señal a ruido por medio de la variación de los pesos del arreglo.

Asumiendo que $\mathbf{a}(\theta_0)$ es un vector de direccionamiento en la dirección donde es requerida una respuesta unitaria, y que $\mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_k$ son los vectores de direccionamiento asociados con k direcciones donde se requieran nulos, se tiene que el vector de pesos a utilizar se obtiene de la solución de las dos siguientes ecuaciones:

$$\mathbf{W}^H \mathbf{a}(\theta_0) = 1 \quad (2.54)$$

$$\mathbf{W}^H \mathbf{a}(\theta_i) = 0, i = 1, \dots, k \quad (2.55)$$

Que al usar connotación de matriz, se tiene que:

$$\mathbf{W}^H \mathbf{A} = \mathbf{e}_1^T \quad (2.56)$$

Donde \mathbf{A} es la una matriz cuya columnas poseen los vectores de direccionamiento asociados con todas las direcciones de la fuentes, tanto las que se desean anular como la que se quiere obtener. Y \mathbf{e}_1 es un vector de ceros en todas sus componentes excepto en la primera componente en la cual se tiene un uno, como se observa a continuación:

$$\mathbf{e}_1 = [1, 0, \dots, 0]^T \quad (2.57)$$

Para $k=L-1$, \mathbf{A} es una matriz cuadrada, y asumiendo que su inversa exista (lo cual requiere que todos los vectores de direccionamiento sean linealmente independientes), la solución para el vector de pesos es la siguiente:

$$\mathbf{W}^H = \mathbf{e}_1^T \mathbf{A}^{-1} \quad (2.58)$$

En caso de que los vectores de direccionamiento no sean linealmente independientes, A no es invertible y su pseudo inversa puede ser usada en su lugar.

Debido a la estructura de e_1 , la primera fila de la matriz inversa A forma el vector de pesos. Por lo tanto, los pesos seleccionados como primera fila de la inversa de la matriz A poseen la propiedades deseadas de respuesta unitaria en la dirección de la señal deseada, y nulos en las direcciones de las señales de interferencia.

Cuando el número de nulos requeridos es menor que $L-1$, A no es una matriz cuadrada y en este caso se puede realizar un estimado de los pesos usando la siguiente ecuación:

$$W^H = e_1^T A^H (AA^H)^{-1} \quad (2.59)$$

Aunque el patrón de haz producido por este método tiene nulos en las direcciones de las señales de interferencia, no está diseñado para minimizar el ruido incorrelado en el arreglo de antenas. Esto se puede lograr seleccionando pesos que minimicen la potencia media de salida.

2.5. Procesamiento digital de las señales

Las señales eléctricas son tensiones o corrientes que contienen información. Además de las señales eléctricas existen otras, de naturaleza magnética, hidráulica, neumática, luminosa, etc.

Las señales pueden ser generadas en forma natural o artificial. Algunos ejemplos de señales naturales son la radiación electromagnética de una estrella, la altura de la marea y la velocidad del viento. Algunos ejemplos de señales artificiales son la emisión de un canal de TV, las ondas emitidas y recibidas por radares, teléfonos celulares, sonares, etc. Las señales se representan matemáticamente como funciones de una o más variables independientes. La variable independiente más común es el tiempo, y algunas señales que dependen de él son, por ejemplo, la voz, una onda

de radio, un electrocardiograma, etc. Otras señales, tales como las imágenes, son funciones de 2 variables independientes, ya que contienen información de brillo o de colorido en función de las coordenadas X e Y de un plano. [30]

El procesamiento de señales es un área de la Ingeniería Electrónica que se concentra en la representación, transformación y manipulación de señales, y de la información que ellas contienen.

El primer tipo de procesamiento electrónico que se desarrolló y se aplicó extensivamente fue el procesamiento análogo, el cual se lleva a cabo mediante circuitos compuestos por resistores, capacitores, inductores, amplificadores operacionales, etc.

El Procesamiento de Señales en Tiempo Discreto (Discrete-Time Signal Processing) se refiere al procesamiento de señales discretas en el tiempo o en el espacio. Esto implica que sólo se conoce el valor de la señal en instantes o en puntos específicos. Sin embargo, la amplitud de la señal es continua, es decir, puede tomar infinitos valores diferentes.

El Procesamiento Digital de Señales (Digital Signal Processing o DSP) añade a la característica anterior la de manejar la amplitud en forma discreta, la cual es una condición necesaria para que la señal pueda ser procesada en un computador digital. La amplitud de la señal sólo puede tener un número finito de valores diferentes.

El avance rápido en tecnología digital en los últimos años ha creado la implementación de sofisticados algoritmos de procesado digital de señales que hacen que realizar tareas en tiempo real sea factible. Las ventajas de usar sistemas de procesamiento de señal en lugar de dispositivos analógicos tradicionales (como amplificador, moduladores y filtros) son las siguientes [30]:

- Flexibilidad: Las funciones del procesado digital de señal pueden ser modificadas o actualizadas mediante software y, usando el mismo hardware, para un algoritmo específico.

- **Reproductibilidad:** El rendimiento de estos sistemas puede ser repetido exactamente, de una unidad a otra. Esto porque el procesamiento de las señales de estos sistemas trabajan directamente con secuencias binarias.
- **Confiabilidad:** La memoria y lógica del hardware de estos sistemas no se deteriora con el tiempo. Por lo tanto, el rendimiento en el campo de los sistemas de procesamiento digital de señal, no se deteriora con el cambio de las condiciones ambientales o el tiempo de los componentes electrónicos, como sus contrapartes analógicas lo hacen.
- **Complejidad:** Estos sistemas permiten sofisticadas aplicaciones que pueden ser implementadas en dispositivos portátiles con un bajo consumo de potencia, lo que resultaría impráctico con técnicas analógicas tradicionales.

Algoritmos de procesados de señales pueden ser desarrollados, analizados y simulados usando herramientas de lenguaje de alto nivel como C/C++ y MATLAB. El rendimiento de estos algoritmos puede ser verificado usando una computadora personal. Por lo tanto, un sistema de procesamiento digital de señal es relativamente fácil de analizar, simular, y probar [30].

Sin embargo, existen limitaciones; por ejemplo, el ancho de banda de estos sistemas está limitado por la tasa de muestreo y los periféricos del hardware. El costo de diseño inicial de estos sistemas puede ser elevado, especialmente cuando un largo ancho de banda de las señales está implicados. Para aplicaciones en tiempo real, algoritmos de procesamiento digital de señal son implementados usando un número fijo de bits, que resulta en un limitado rango dinámico produciendo errores aritméticos [30].

2.5.1. Procesador Digital de Señal (DSP)

Una tarjeta de procesamiento digital de señales (DSP) es un microprocesador especializado, el cual posee una arquitectura optimizada para las necesidades operacionales de tratamiento digital de señales. Entre sus objetivos están los de medir, filtrar y comprimir señales analógicas continuas encontradas en el mundo real. Su

eficiencia en cuanto a potencia y memoria hace de estas tarjetas ideales para usarlas en lugares compactos donde se tengan restricciones de consumo de energía, así como en casos donde sea necesaria la realización de múltiples instrucciones y búsqueda de data simultáneamente.

Las tarjetas DSP se componen de componentes de hardware especiales capaces de acelerar el cálculo de filtros digitales, transformadas rápidas de Fourier (FFT), y otros algoritmos basados en frecuencia. La principal diferencia entre microprocesadores y tarjetas DSP radica en el grado de especialización de las últimas.

Por lo general las tarjetas DSP son circuitos integrados, sin embargo la funcionalidad DSP puede ser producida mediante el uso de FPGAs ("Field Programmable Gate Array"), las cuales son dispositivos semiconductores que contienen bloques de lógica cuya interconexión y funcionalidad pueden ser configuradas mediante un lenguaje de descripción especializado.

Al hablar de radio definida por software (SDR) se habla de un sistema de radio-comunicaciones en donde las componentes que generalmente son implementadas en hardware (como lo son filtros, mezcladores, moduladores, amplificadores, etc.) pasan a ser implementadas por medio de software en un PC (simulación) ó DSP (sistema real), con lo cual se logra un acercamiento del código lo máximo posible respecto a la antena, convirtiendo así problemas hardware en problemas software. Al hablarse de tecnología SDR, la misma abarca un conglomerado de tecnologías (tecnología software, tecnología de hardware de procesado de señal, tecnología RF) que hace realidad el concepto SDR.

Los dispositivos SDR se controlan mediante el uso de una programación dinámica en su software, pudiendo ser configurado una y otra vez, así como actualizado para la mejora de sus características, protocolos, seguridad, funcionamiento y servicios.

Los SDR presentan una ventaja respecto al hardware de un sistema de radio normal, ya que los mismos solo pueden proporcionar parámetros fijos.

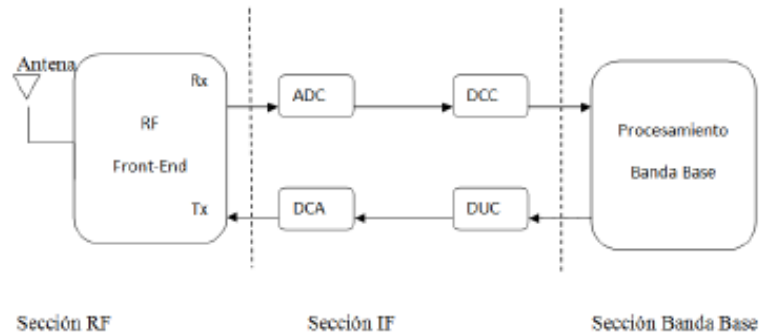


Figura 2.12: Funcionamiento de SDR

A pesar de la evolución que ha tenido el SDR a través de los años, la configuración básica del mismo no ha variado mucho. La misma se compone de tres bloques funcionales: sección de RF, sección de IF y sección de Banda Base, de las cuales la primera sección RF se trabaja con hardware analógico mientras las otras dos secciones se implementan mediante módulos de hardware digitales [30]. En la figura 2.12 se puede observar dicho proceso.

La sección RF de Front-End se encarga de transmitir y recibir las señales de radio frecuencias para luego convertirlas en frecuencias intermedias (en el caso recepción) o amplificar y modular las señales de IF adecuándolas para transmisión en el aire (en el caso de transmisión).

Para la sección IF se tiene que la señal intermedia es llevada a banda base y digitalizada (en el caso de recepción) o la señal banda base se pasa a IF y se hace una conversión analógica/digital de la misma (en el caso de transmisión). Dicha conversión analógica/digital se realiza mediante los módulos ADC/DCA, mientras que los módulos DDC/DUC son los encargados de pasar la señal de banda base a IF o viceversa.

Por último se tiene la sección de Banda Base que se encarga de todo el procesamiento en banda base, siendo esta sección y los módulos DDC/DUC los que necesitan de más MIPS, por lo cual estos son implementados generalmente en dispositivos de propósito general.[31]

Capítulo III

Procedimientos de la investigación

3.1. Introducción

En este capítulo se presenta el desarrollo computacional de antenas inteligentes basado en SDR para un sistema de telefonía móvil. Comenzando por la selección y definición de variables, seguida del diseño y codificación de cada uno de los algoritmos que componen el sistema, y luego la realización de las pruebas para llevar a cabo la caracterización de cada uno de los componentes del sistema. También es necesario modelar el arreglo de antenas que se utilizará para recibir y detectar las señales.

Para el diseño del sistema en tiempo real, se utilizara el entorno de programación visual SIMULINK, que pertenece al software programático computacional MATLAB. El montaje del sistema completo se presentará en formato de diagrama de bloques bajo el entorno de SIMULINK, que permitirá la modificación de parámetros y variables dentro del sistema que haga más fácil y ordenada la elaboración de las pruebas y el manejo de resultados.

3.2. Selección de Señales de Entrada

Para la definición de señales de entrada, se realizó un estudio de los modelos de señales presentes en un sistema de telefonía móvil, los esquemas de modulación con los que trabajan y la frecuencia de operación bajo la que cada señal opera. Obteniendo los datos de la tabla 3.2

Tecnología Móvil	Modulaciones aceptadas
EDGE	GMSK / 8PSK
UMTS	BPSK / QPSK
HSDPA	16QAM

Tabla 3.1: Esquemas de modulación en telefonía móvil

Para el desarrollo del sistema, se definieron como señales de entrada secuencias de bits, moduladas bajo los esquemas de modulación digital QPSK y 16QAM, que operan a frecuencias de 850 MHz.

3.3. Naturaleza del campo eléctrico

Una vez definido las señales de entrada, es necesario desarrollar una expresión para el campo eléctrico, que contenga tanto la señal de entrada, como su componente angular. De esta manera se hace posible emular el frente de onda plana que contiene las señales de entrada que arriba a cada elemento del arreglo de antenas.

$$E(r, t) = s(t)e^{jt\omega - rTk} = s(t) \cdot \alpha(\theta, \varphi) \quad (3.1)$$

Donde $S(t)$ representa la señal de entrada, modulada bajo cualquier esquema de modulación digital definido anteriormente y sobre una portadora de frecuencia de sistemas móviles, y $\alpha(\theta, \varphi)$ representa la componente angular denominada vector

de direccionamiento de la señal. Dentro de él, se encuentra el vector unitario de la onda (\mathbf{K}), y el vector posición de cada elemento del arreglo (\mathbf{r}), que proporcionan la información de la posición espacial del campo eléctrico.

3.4. Definición del tipo de arreglo de antenas

El arreglo empleado para el desarrollo del sistema de antenas inteligentes será un arreglo lineal uniforme, de antenas de media longitud de onda, definidos sobre el eje X del sistema Cartesiano.

La ULA, se caracteriza por componerse de L elementos, equiespaciados una distancia d , que bajo la presencia de P señales, dan origen a una matriz de direccionamiento de $(P \times L)$. En los sistemas de comunicaciones móviles, los elementos principales de las antenas son, generalmente, dipolos de $\lambda/2$ que tienen una ganancia unitaria y la misma respuesta en una banda estrecha de frecuencias [1]. En la práctica, un arreglo de antenas de una radio base, obedece a un arreglo linealmente uniforme, donde cada antena perteneciente al arreglo, contiene diversidad espacial [5].

Para objeto de esta investigación, los elementos de este arreglo fueron representados por dipolos de $\lambda/2$ que operan a una frecuencia de 850MHz. Los elementos del arreglo estuvieron separados $\lambda/2$ para evitar lóbulos de difracción y acoplamiento mutuo entre los elementos (Apéndice A). En la Figura 3.1, se observa el modelo del arreglo que se usó en las simulaciones. En cuanto al número de elementos empleados en una Antena Inteligente, se recomienda que esté entre [6 - 10] [28]. Siendo para este proyecto, definido como un ULA de 10 elementos

3.5. Modelado de la información

Se tienen P señales incidentes arribando un arreglo en antenas, desde θ_p direcciones, siendo $p=1, 2, 3, \dots, P$. La información recibida por un arreglo de antenas estará dado por:

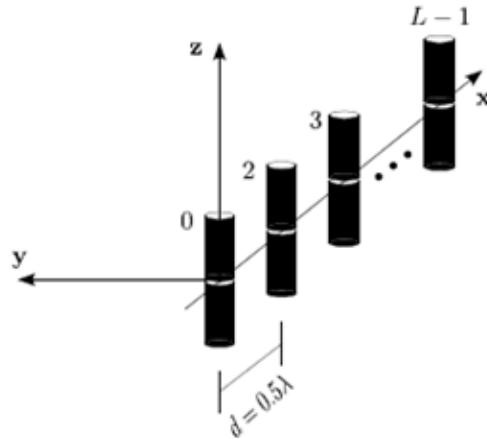


Figura 3.1: Arreglo de antenas

$$X(t) = s(t)e^{jt\omega - rT_k} = S(t) \cdot A(\theta, \varphi) + N(t) \quad (3.2)$$

Donde:

$X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_L(t)]^T$ es el vector $L \times 1$ de señales recibidas en el tiempo t . $A(\theta) = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_p)]$ es la matriz $L \times P$, donde $a(\theta)$ es la respuesta del arreglo a una señal incidente de la dirección θ_p . $S(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_L(t)]^T$ es el vector $P \times 1$ de señales en el tiempo t . $n(t)$ es el vector $L \times 1$ de ruido aditivo blanco Gaussiano.

Luego de un proceso de muestreo del vector $X(t)$, donde se toman N muestras, se obtiene la matriz de información muestreada, dada por:

$$X = [x(1), x(2), \dots, x(N)]^T \quad (3.3)$$

Dicha matriz contiene en cada columna las muestras para un instante de tiempo dado y en cada fila la información de cada elemento del arreglo, y es la principal entrada que reciben los algoritmos para realizar la estimación.

3.6. Programación

3.6.1. Inicialización de variables

Mediante el uso del software Matlab como herramienta para este proyecto, se realizó una inicialización de variables, las cuales luego se encuentran disponibles cuando se necesite de su uso en el sistema diseñado. En el siguiente código, desarrollado en un archivo bajo lenguaje Matlab con el nombre de IniVariables.m, se presentan las variables a usar:

```
1 %Iniciacion de Variables
2 P=8; %Numero de senales ————— NO MODIFICABLE
3 L=10; %Numero de elementos ————— NO MODIFICABLE
4 Ts=10/(fo); %Tiempo de muestra de bit ————— NO MODIFICABLE
5 Tsim = 4*Ts; %Tiempo por simbolo ————— NO MODIFICABLE
6 Tsol = 1/(4*fo) %Tiempo de muestreo de portadora ————— NO MODIFICABLE
7 lambda = 3e8/fo; %Longitud de onda ————— NO MODIFICABLE
```

Donde P es el número de fuentes utilizadas en el sistema, y L el número de elementos del arreglo. A su vez, se tiene a f_o como la frecuencia de operación, que en este caso es de 850MHz, seleccionada para simular un sistema móvil real convencional. La simulación del sistema utiliza un número de muestras, tiempo de muestra de bit, tiempo de símbolo y tiempo de muestreo de las señales senoidales (utilizadas para el upconverting y downconverting) cuyos valores se definen en el código.

3.6.2. Variables globales del sistema

Se definen en la sección de Variables Globales de la figura 3.2 las variables que modifican parámetros dentro de todo el sistema. En este caso, es posible modificar la frecuencia de la portadora de todas las señales que arriban al arreglo.

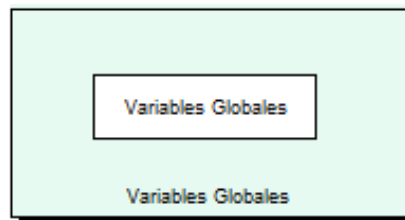


Figura 3.2: Variables globales del sistema

3.6.3. Señales de entrada

Trabajando bajo el entorno de SIMULINK, dentro del software Matlab, se desarrolló un bloque que emula la generación de una onda plana, a partir de una señal modulada y el ángulo de arribo con el que incidirá sobre el arreglo de antenas. Considerando los esquemas de modulación a emplear, el sistema funcionará bajo los esquemas de QPSK y 16QAM.

Cada bloque es un subsistema, que se compone de bloques más básicos que permiten modelar, en este caso, una onda plana proveniente de una señal modulada digitalmente a altas frecuencias. El bloque cuenta con una máscara (Figura 3.3), creada bajo las funcionalidades de Simulink, cuyo valor de entrada es la amplitud y el ángulo al cual se desea que la señal arribe al arreglo, siendo estos valores posteriormente utilizado dentro de este subsistema. El modelo interno del bloque 16QAM PasaBanda se describe en la Figura 3.4

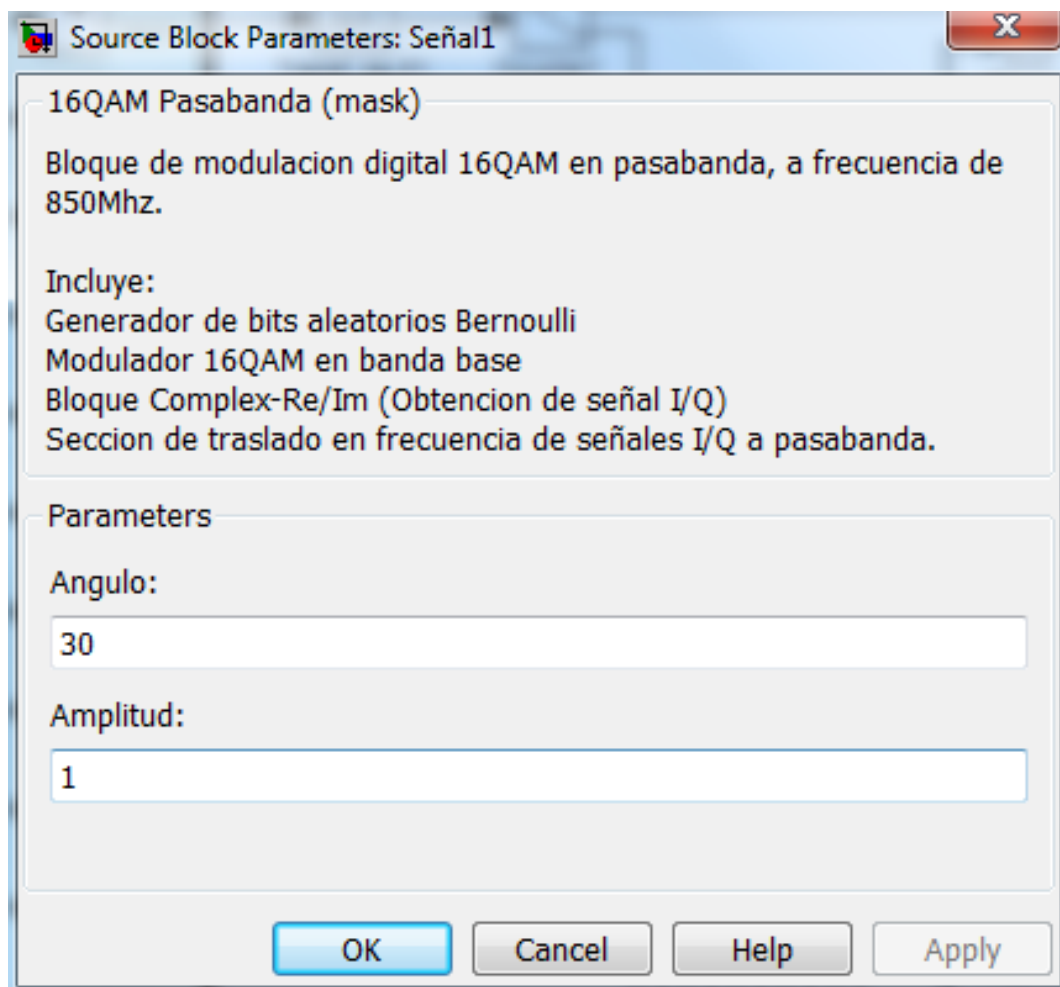


Figura 3.3: Máscara del subsistema

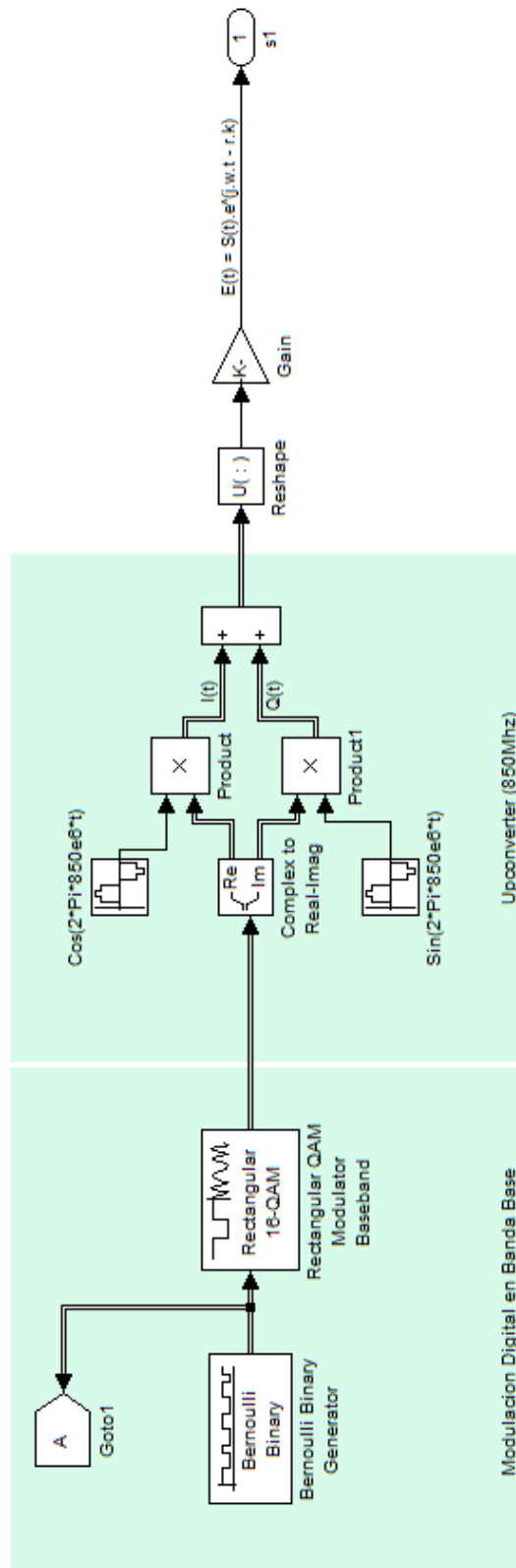


Figura 3.4: Bloques 16QAM PasaBanda

El bloque Bernoulli Binary Generator, genera una secuencia de bits aleatorios a una tasa de muestreo de $T_s=10/(f_o)$. En el caso de 16QAM, trabajaremos con tramas de 4 muestras (bits), para la posterior modulación (por otro lado, por QPSK se trabajará con tramas de 2 muestras (bits)). Figura 3.5

El bloque 16QAM Modulator Baseband, realiza la modulación digital 16QAM de cada trama de 4 bits como valores de entrada, obteniendo a la salida el número complejo que representa el símbolo de la trama entrada. Debido a que el bloque realiza la modulación en banda base, nos obliga a realizar un upconverting, con el fin de llevar la señal modulada a la frecuencia de comunicaciones móviles. Figura 3.6

3.6.3.1. Upconverting

Para el proceso de upconverting, trabajaremos con las señales I/Q generadas tras la modulación digital. En este caso, obtendremos ambas separando la señal en componente real e imaginaria y mezclando cada una con senoidales desfasadas $\pi/2$. La señal I, será mezclada con una señal tipo coseno, a frecuencia de 850MHz, de amplitud 1, muestreada a T_{sol} . Figura 3.7

Mientras que la señal Q, se multiplicará por una señal tipo seno, cuya configuración presenta un cambio de fase a 0rad (Phase (rad) = 0).

Se realiza la suma de ambas señales para obtener la señal modulada digitalmente a frecuencia de 850MHz. Posteriormente, se agrega el bloque reshape, que cumple función de adaptador, transforma una matriz de tres dimensiones ($1 \times L \times t$) en una matriz de dos dimensiones ($L \times t$).

Por ultimo agregamos un bloque de ganancia, a manera de simular variaciones en los niveles de campo eléctrico distintos entre las señales que arriban al arreglo.

Tomando la expresión obtenida en el Capítulo 2, se deduce que para cada muestra de tiempo, la salida de cada bloque 16QAM corresponde con el campo generado por cada señal definidos por la ecuación (3.4) como se muestra en la Figura 3.8

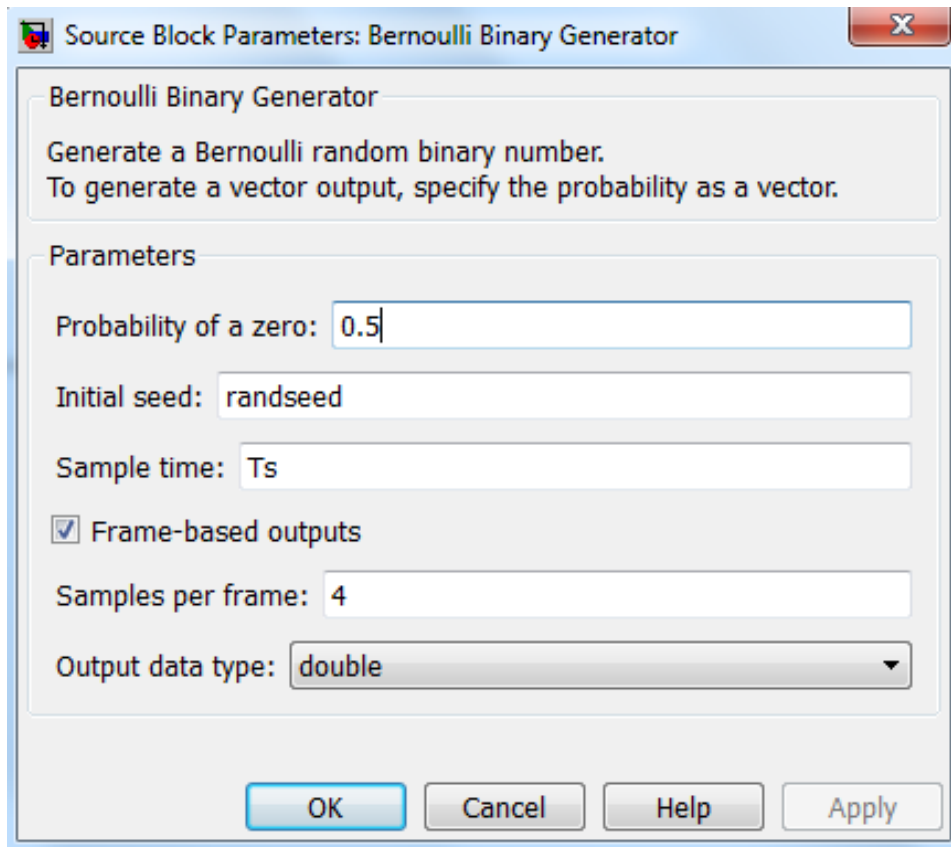


Figura 3.5: Generador Bernoulli

$$E(r, t) = s(t) \cdot e^{(jt\omega - r^T k)} \quad (3.4)$$

3.6.4. Canal

Para modelar el medio por el que viajan las señales móviles, basándose en las librerías disponibles por el entorno de Simulink, se incluyen en el sistema los bloques de canal AWGN Channel, el cual modela un canal que agrega ruido blanco gaussiano a la señal de entrada de forma aditiva.

Para modelar el comportamiento de un canal, sobre un conjunto de campos eléctricos, se agrupa cada una de las señales en un vector de $(P \times 1)$, a través de la

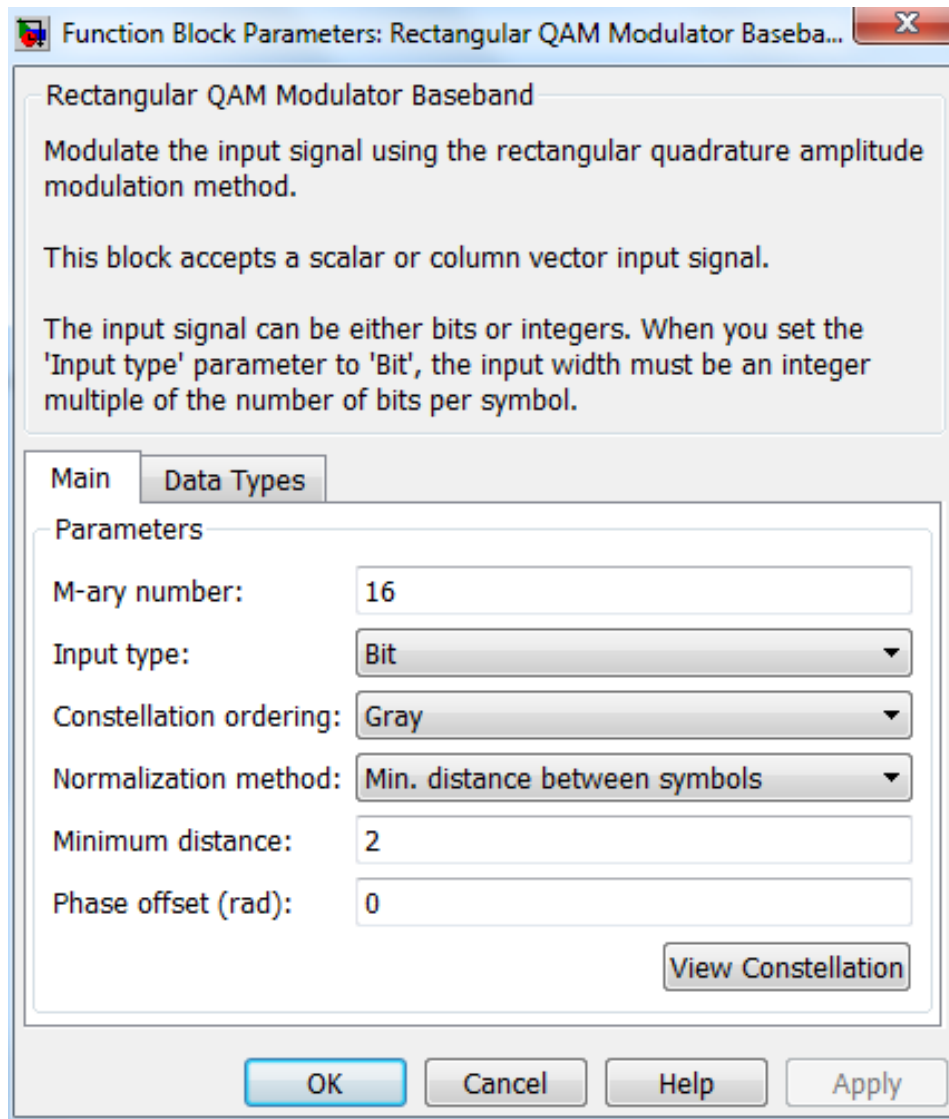


Figura 3.6: Configuración de la modulación 16QAM

aplicación del bloque vector concatenate. De esa manera se hace pasar todas por medio de un canal definido bajo una relación señal-ruido.

El modelo de canal utilizado presenta la siguiente configuración, mostrada en la figura 3.9

Se modela el canal, a través del bloque AWGN channel, el cual genera un vector de ruido para cada una de las señales de entrada del sistema. Por la característica aditiva del ruido gaussiano, el ruido generado en este bloque será sumado una vez

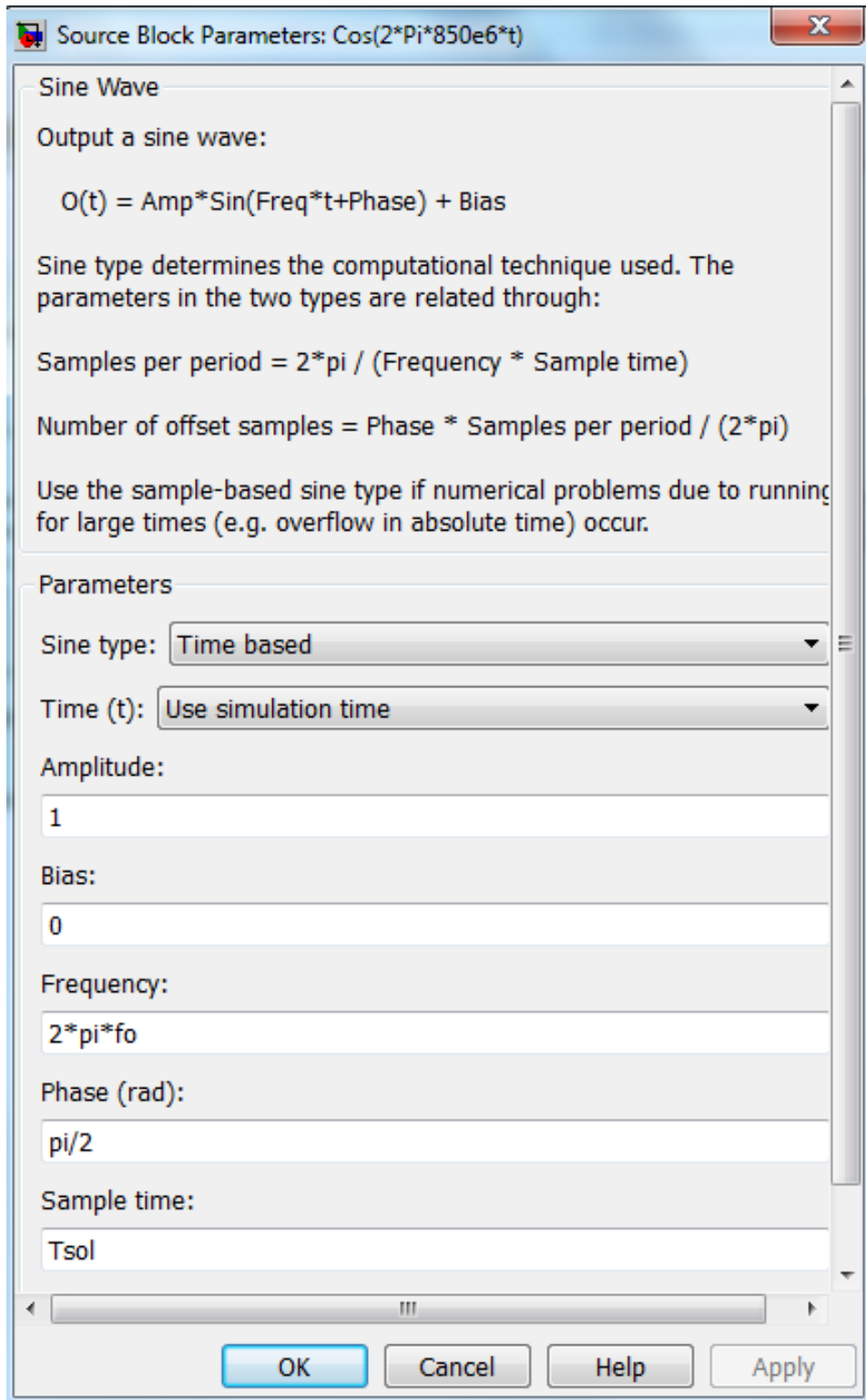


Figura 3.7: Definición de la señal modulante

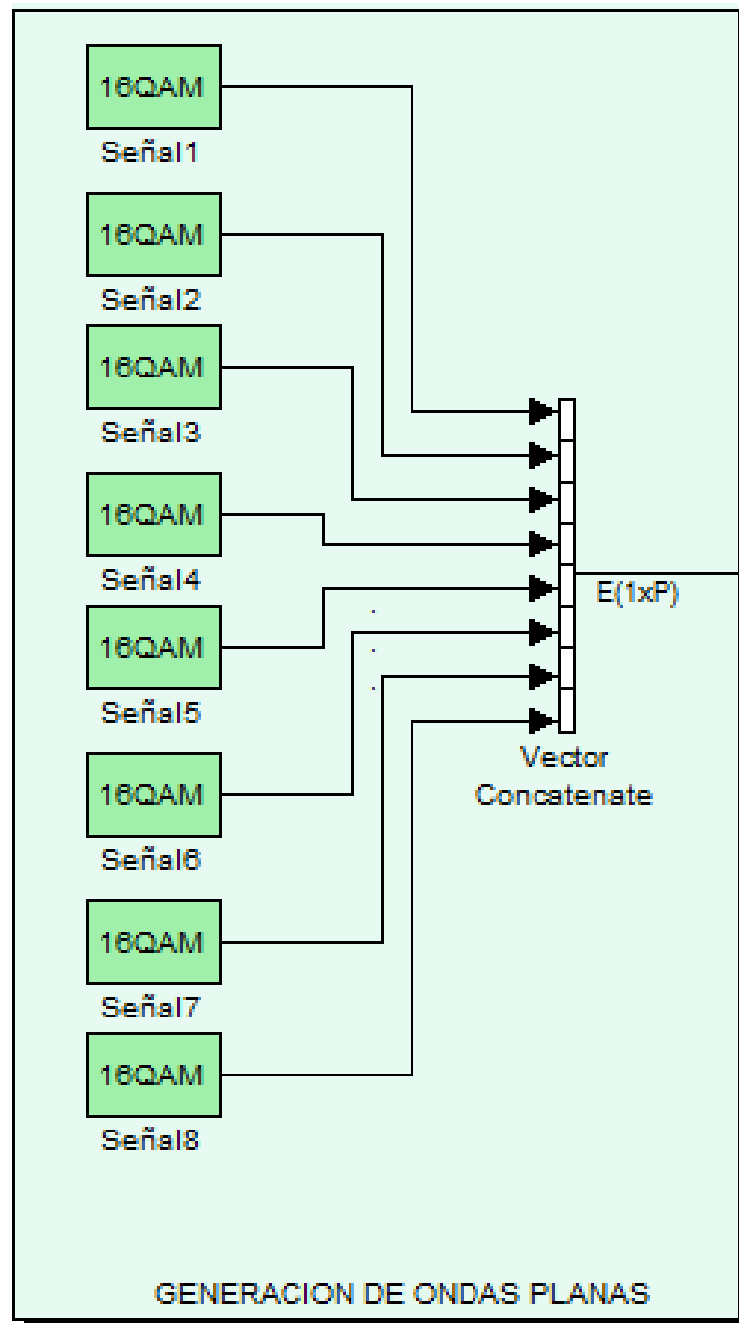


Figura 3.8: Conjunto de P Campos Eléctricos

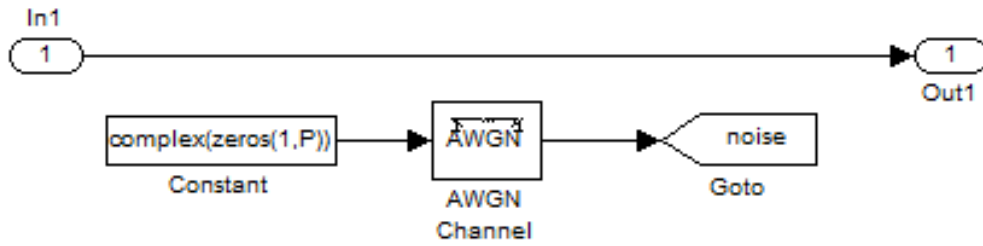


Figura 3.9: Configuración del canal de ruido

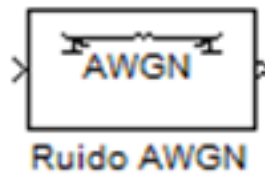


Figura 3.10: Bloque de canal AWGN

que se resuelva la componente espacial del campo eléctrico en el punto de medición r .

3.6.4.1. AWGN Channel

El bloque de la figura 3.10 es el AWGN Channel, los parámetros a modificar dentro del modelo son SNR y el periodo de cada símbolo. Para efectos de la investigación, el valor de la relación SNR será un parámetro de entrada variable, modificable por el usuario, de esta manera se considera el análisis del comportamiento del sistema bajo cambios en la relación señal-ruido presentes en el canal. Se define esta variable como SNR. Por otro lado, el tiempo de símbolo se adapta con el tiempo de cada muestra que recibe el bloque de canal, de esta manera, se agrega ruido aditivo a cada una de las muestras que atraviesan el canal.

Dentro del valor de la máscara del canal, se introduce la variable SNR, de esta manera al modificar el valor de esta variable fuera del modelo, el sistema se actualizará y cargará su nuevo valor.

3.6.4.2. Arreglo de antenas

Para el desarrollo del proyecto, se considera un arreglo lineal uniforme, compuesto de L elementos, correspondientes a cada una de las antenas bases que conforman el arreglo. Como se observa en la 3.11.

Cada bloque representa un elemento del arreglo, que se compone de un subsistema el cual contiene la configuración que se presenta en la figura 3.12:

Dentro del bloque Antena, se realiza el modelado de los campos recibidos por cada uno de los elementos que componen el arreglo. El bloque recibe el vector de campos de la forma:

$$E = s(t) \cdot e^{j(\omega \cdot t - r \cdot k)} + n(t) \quad (3.5)$$

En donde para cada elemento del arreglo, se resuelve el valor $r \cdot k$, siendo r la posición espacial del elemento, o punto de medición del campo y k es el vector onda de cada señal. Sabiendo que el arreglo es ULA, la componente por resolver se expresa a través del vector de direccionamiento A .

$$A = e^{jd(Ln-1) \cdot \cos(\theta)} \quad (3.6)$$

El bloque Vector A , se agrega al campo recibido en cada antena, como resolución de la sección del campo compuesta por $e^{-jk \cdot r}$. Este recibe como parámetro de entrada una constante denominada "ang", representada en el bloque From, siendo el parámetro ingresado por el usuario en la máscara del bloque 16QAM PasaBanda, mientras que devuelve a la salida el vector de direccionamiento, correspondiente al elemento del arreglo generado según los parámetros de entrada, bajo el código:

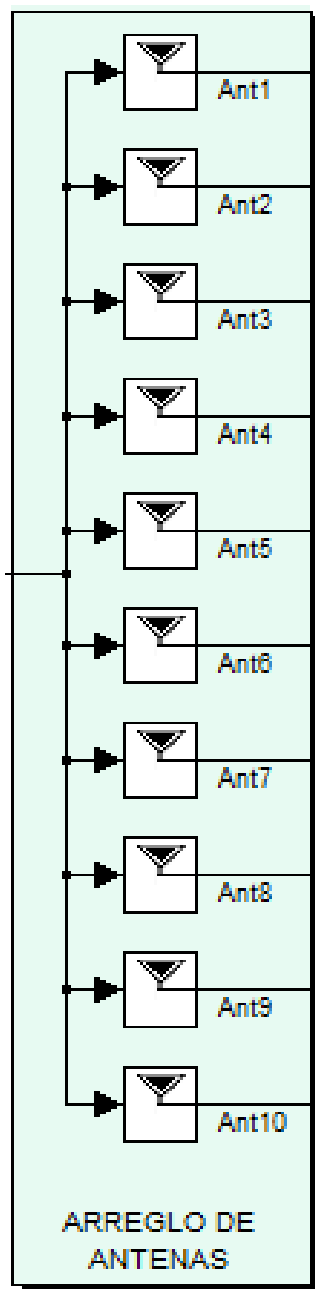


Figura 3.11: Elementos del arreglo de antenas

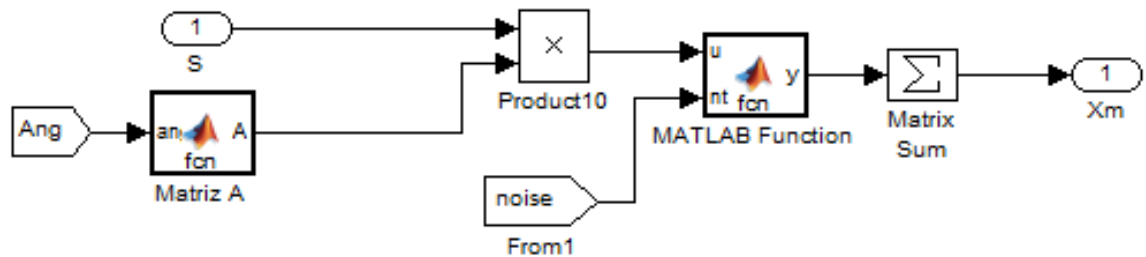


Figura 3.12: Configuración interna de cada elemento del arreglo

Código de Bloque Matriz A para Ant1

```

%GENERACION DE LA MATRIZ DE DIRECCIONAMIENTO A, DE UNA ONDA PLANA
%XM= S(t)*A
% Recibe :
%P = Numero de senales
%Ln = Numero de elementos del Arreglo
%Ang = Vector de angulos de arribo de las P senales. Sabiendo que (
    length(Ang)= P)
7
function A = fcn( ang )
9
10theta = ang*pi/180; %Vector de angulos en radianes
11
12% Posicion de Sensores
13d = 0.5; %Distancia entre elementos del arreglo
14Ln= 1; %Numero del elemento en el arreglo
15
16% Generando Matriz de direccionamiento A(theta)
17a = exp(-1i*2*pi*((Ln-1)*d*cos(theta)));
18
19A=a;

```

El diseño del vector de direccionamiento, se basó en la generación de cada término del vector (correspondiente al arribo de la señal en cada elemento del arreglo)

a partir de la consideración de la separación uniforme de la ULA. Se obtiene entonces el vector de direccionamiento $A(\theta)$ para cada elemento del arreglo, determinado por la siguiente expresión:

$$A(\theta) = e^{-j2\pi(Ln-1)d\cos\theta} \quad (3.7)$$

Donde Ln representa el número del elemento del arreglo en el cual se está realizando el cálculo matemático, d representa la separación que existe entre cada dipolo, y θ los ángulos obtenidos en recepción.

Con el bloque de multiplicación, el cual posee tanto el vector de direccionamiento como el vector de los campos correspondientes a las fuentes como entrada, se obtiene la siguiente expresión:

$$E = [a(\theta_1)S_1 \ a(\theta_2)S_2 \ a(\theta_3)S_3 \dots a(\theta_P)S_P] \quad (3.8)$$

Sin embargo lo que en realidad recibe cada elemento del arreglo es la sumatoria de todos los campos que inciden en el arreglo. Definido como lo indica la ecuación (3.9)

$$E_{inc} = E(\theta_1) + E(\theta_2) \dots + E(\theta_n) \quad (3.9)$$

3.6.4.3. Tensión inducida en el arreglo

El campo incidente en cada elemento del arreglo, es la sumatoria de todos los campos que arriban a él. En este caso, dicho campo incidente induce un voltaje en los terminales de cada elemento. Este voltaje inducido corresponde con la salida del arreglo de antenas, y será la entrada a los siguientes bloques del sistema. Al modelar el arreglo con dipolos de media longitud de onda, de la ecuación (2.14) se obtiene la tensión inducida en los terminales de la antena. Para esto, solo resta multiplicar el campo incidente por el factor $\frac{\lambda}{\pi}$.

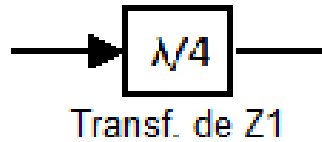


Figura 3.13: Adaptadores de impedancia

3.6.4.4. Adaptación de Impedancia

Considerando que la impedancia de la antena no suele coincidir con la del sistema siguiente, se hace necesario un adaptador de impedancia, el cual tiene como función hacer que la impedancia de salida de los elementos del arreglo, sea igual a la impedancia de entrada de la carga a la cual se conecta. Esto con el fin de conseguir la máxima transferencia de potencia y aminorar las pérdidas de potencia por reflexiones desde la carga.

Los métodos de adaptación de impedancia, son diversos, como lo son el método de stub simple, stub doble, y en este caso, el método de transformador de $\lambda/4$, como se observa en la representación de la figura 3.13

En este caso, debido a que el sistema se representa totalmente bajo un modelo computacional, el concepto de adaptación de impedancia no es aplicable. Es por esto que el diseño del bloque es únicamente informativo.

3.6.4.5. Acoplador Direccional

Para el procesamiento de la información obtenida a partir de la matriz de direccionamiento, parte de la señal debe ser llevada al bloque DSP. En este punto, la señal se divide, con un acoplador direccional, cuya función es la transmisión de la potencia de un puerto a otros bajo un mecanismo de acoplo entre ellos. Estos dispositivos acoplan parte de la potencia transmitida a través de la línea de transmisión hacia otro puerto, usando dos líneas de transmisión dispuestas lo suficientemente cerca para que la energía que circula por una de las líneas se acople a la otra. Su arreglo es mostrado en la figura 3.14.

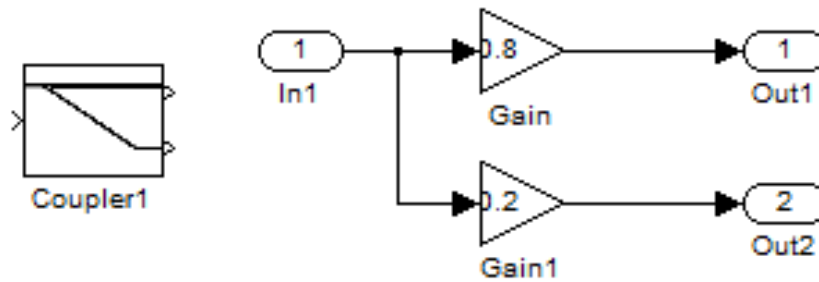


Figura 3.14: Acopladores direccionales

Una fracción de la potencia se transmitirá hacia la sección DSP (procesamiento digital de señales) mientras que la otra pasara a ser multiplicada con los pesos a calcular, para obtener las señales que arribaron al arreglo. De esta manera el modelo del acoplador direccional fue representado con una función de una entrada y dos salidas donde ambas, se encuentran conectadas a la misma entrada. Para este caso, el puerto directo es modelado con un bloque de ganancia 0.8, mientras que el puerto acoplado, es modelado con un bloque de ganancia 0.2.

La sección DSP de la antena inteligente, recibe como parámetro el vector X_m ($L \times 1$) en el tiempo, para realizar el cómputo necesario para la detección de la dirección de arribo y posterior cálculo de pesos para el proceso de haz de conformación.

3.6.5. Bloque DSP

Una vez obtenida X_m para cada elemento del arreglo, una fracción de la señal es tomada para ser la entrada al procesador digital de señal. El bloque DSP se compone de toda la etapa de software que conforma un sistema de antena inteligente convencional. Básicamente, dentro del DSP se desarrollan cómputos relacionados con algoritmos de detección de arribo de una señal, y conformación de haz para recibir señal deseada. Figura 3.15

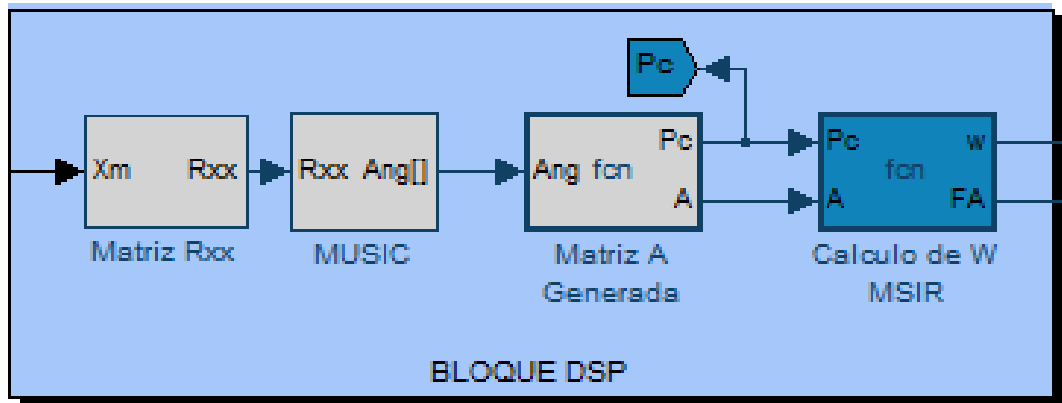


Figura 3.15: Bloque DSP de un sistema de antena inteligente

3.6.5.1. Matriz de Correlación

El bloque comienza con el cálculo de la matriz de correlación, a partir de los valores tomados de cada elemento del arreglo. El cómputo de la matriz de correlación se lleva a cabo para obtener el subespacio posteriormente la generación del espectro angular MUSIC, siendo este el que nos brinda la información de arribo de cada señal de entrada.

Por cada tiempo, el bloque Rxx, recibe cada muestra de X_m , es decir un vector de $L \times 1$ en el tiempo, correspondiente a la forma en la que las señales son percibidas por cada uno de los elementos del arreglo. El bloque Rxx es representado bajo un subsistema, cuyos componentes internos se presentan en la figura 3.16

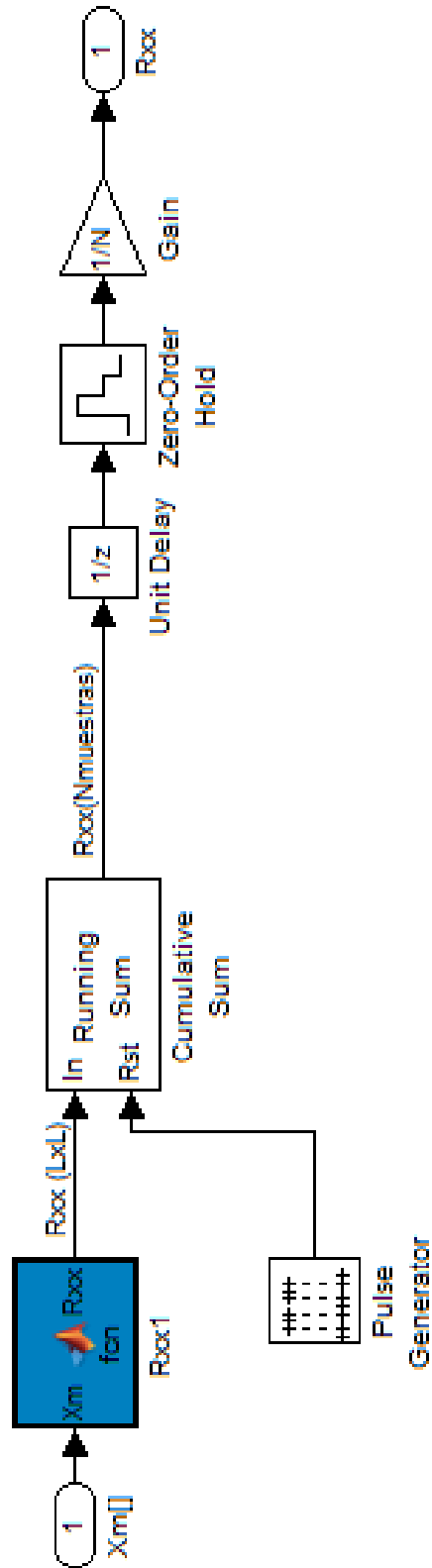


Figura 3.16: Bloque Rxx de un sistema de antena inteligente

Basado en la definición de la matriz de correlación en el capítulo 2, podemos calcular la matriz de correlación estimada a partir de un número definido de observaciones. Para cada tiempo, el bloque Rxx toma el vector X_m de entrada y calcula una matriz de correlación estimada, efectuando el producto $R_{xx} = X_m X_m^H$, generando una matriz de $L \times L$ elementos. La cantidad de información que se puede obtener de la matriz de correlación es proporcional al número de observaciones con la cual trabaja la matriz. Esto quiere decir, que para un $N=3000$, La matriz Rxx se compone de 3000 matrices de correlación sumadas una tras otra.

Este proceso es desarrollado por el bloque Running sum. Encargado de sumar en el tiempo cada matriz de correlación generada en el bloque Rxx. Para controlar el número de observaciones en el cálculo de la matriz de correlación, el bloque Running Sum, debe reiniciarse cada N muestras sumadas. De esta manera es posible que se calculen matrices de correlación actualizadas en el tiempo, y sea posible detectar el cambio o la ausencia de cualquier señal que arribe al arreglo.

El reinicio del bloque Running sum se realiza por cada flanco de subida de la señal tren de pulsos, conectada a su puerto Rst. El periodo de muestreo de la señal se ajustó para que se generara un flanco de subida cada N observaciones de la matriz de observación.

Para lograr una buena precisión en la medición del algoritmo MUSIC, se utiliza un número de observaciones alto, por lo cual se trabaja con $N=3000$ como se muestra en la figura 3.17

Debido a que solo nos interesa el valor de la matriz de correlación para la observación 3000 (ya que esta se compone de la acumulación de las N matrices Rxx), es necesario el bloque Zero-Order Hold. Al sostener la entrada un tiempo $N \cdot T_{sol}$, la salida del bloque siempre coincidirá con la matriz Rxx correspondiente a la N -ésima observación. Por otro lado, considerando que cada $N \cdot T_{sol}$, se reinicia el bloque Running Sum, para ese instante, su salida será 0. Debido a esto, se retrasa una muestra de la señal, utilizando el bloque Unit Delay, así se toma una muestra de la señal antes de que se reinicie el bloque Running sum. Para generar completamente cada matriz de correlación de N observaciones, se agrega un bloque Gain al sistema

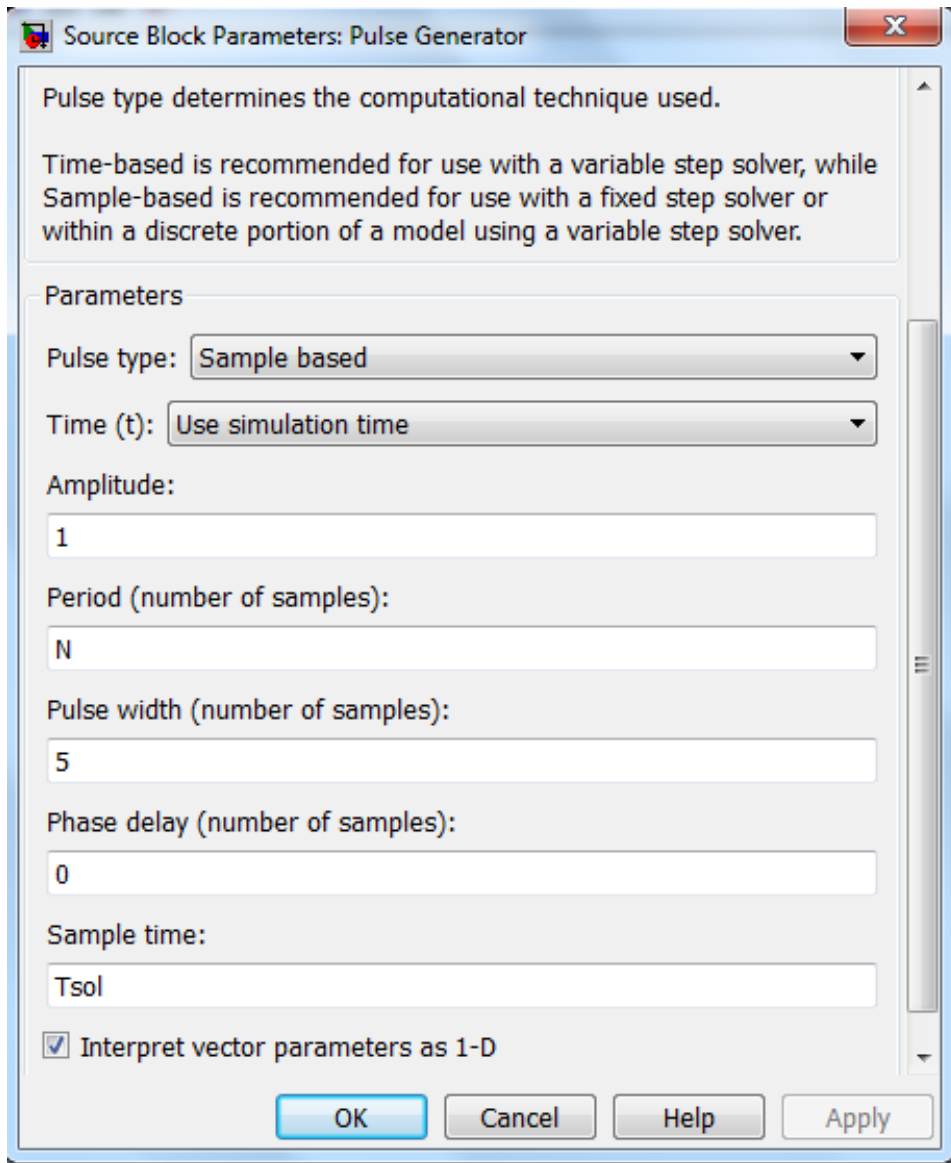


Figura 3.17: Configuración de tren de pulso en bloque Rxx

, el cual se usa debido a que la matriz de correlación debe ser normalizada utilizando como base el número de muestras con el que se trabaja en la simulación, en este caso un número N de 3000 muestras, por lo que la ganancia del bloque corresponde con $1/N$.

A la salida del bloque Rxx se tiene la evolución de la matriz de correlación en el tiempo, en donde para cada N observaciones de la matriz, se genera una nueva

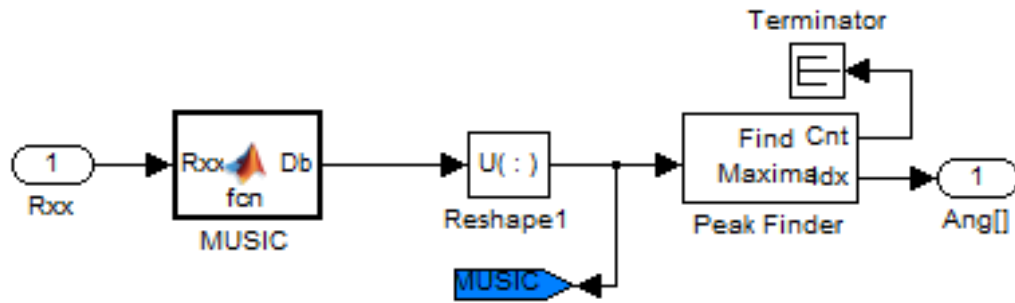


Figura 3.18: Subsistema MUSIC

matriz de correlación

3.6.5.2. Algoritmo MUSIC

Para el cálculo de las direcciones de arribo de las señales, se codificó el algoritmo de Detección de arribo MUltiple Signal Classification (MUSIC). Para realizar el cómputo del algoritmo MUSIC, se presenta un bloque de tipo subsistema el cual posee las características de la figura 3.19

Como se hace referencia en el Capítulo 2, el algoritmo MUSIC permite determinar a partir de la matriz de correlación, los picos del espectro MUSIC, que corresponden con los ángulos de arribo de las señales de entrada.

Con la matriz de correlación estimada a partir de un conjunto de N observaciones, el algoritmo MUSIC, se extraen a partir de Rxx las características espaciales de dicha matriz mediante la descomposición en valores y vectores propios. Luego, a partir de la descomposición de valores propios (EVD-Eigen Value Descomposition) se forman los subespacios de señal y ruido U_S y U_n respectivamente, los cuales son utilizados para calcular el espectro PMUSIC y a partir de éste se estiman las direcciones de llegada θ .

La hipótesis del algoritmo MUSIC está basada en que el vector de direccionamiento $A(\theta)$ está determinado por la posición de cada elemento de antena y está en

función de la dirección de llegada. Un vector de direccionamiento contiene, entonces, la dirección de llegada de una fuente. Si las fuentes son diferentes, se tendrá un conjunto P de vectores columnas independientes entre sí. [28]

En lenguaje de programación, se tiene el siguiente código matemático:

```

%ALGORITMO DE DETECCION DE ANGULO DE ARRIBO "MUSIC"
%El algoritmo MUSIC recibe la matriz de correlacion Rxx, y trabaja con el
  metodo de subespacios, a traves de la descomposicion en autovalores.
%Calcula el subespacio de ruido Pn, y el espectro angular MUSIC, en
  donde se muestran los picos en los angulos de donde provienen las
  senales deseadas.
4
function Db = fcn(Rxx, L)
%Variables de Entrada:
%d= Distancia entre elementos del arreglo
%L= Numero de elementos del arreglo
SMUSIC = zeros(1,180);
id=0.5;
11
12%Calculo del subespacio de ruido
13%Comando svd (Descomposicion en autovalores)
14[U,S,V] = svd(Rxx);
15Diag= diag(S);
16%Se Obtiene:
17%U = Matriz de autovectores de Rxx
18% S = Matriz diagonal de autovalores de Rxx
19
20%Los valores altos corresponden al numero de senales de entrada, el resto
  al ruido.
21
22%Calculo estimado de senales de entrada a partir del analisis de la
  matriz de autovalores S
23Ps = L - length(find(Diag<0.3));
24
25%Calculo del subespacio de ruido
26Pn = U(:,Ps+1:L)*U(:,Ps+1:L)';
27
28%Calculo del espectro MUSIC, SMUSIC = 1/[a(theta) '*Pn*a(theta)] con
29theta=[1:180]

```

```

3dir = 0;
3for th=1:1:180
3dir=dir+1;
3atheta = exp(-1i*2*pi*d*cos((pi/180)*th)*(0:L-1));
3SMUSIC(dir) = 1/(abs(conj(atheta)*Pn*(atheta.')));
3end
3%Valores en dB
3Db = [ 0 10*log10(SMUSIC) ];

```

El bloque Matlab-Function denominado MUSIC, posee internamente el código anterior, el cual recibe la matriz de correlación estimada, realiza la descomposición en valores propios, estima el número de señales a partir del estudio de la matriz U_s (dicha estimación se desarrolla en el Apéndice B), genera el subespacio de ruido y por último calcula el pseudo-espectro MUSIC. Para la visualización, se agrega un VectorScope, para observar en el tiempo los resultados obtenidos en el pseudo-espectro MUSIC, representado en la ecuación 2.51. El mismo pasa por un bloque de Reshape que permite que SIMULINK obtenga la matriz del MUSIC con las dimensiones adecuadas (1x180). La representación gráfica consiste en la demostración de un conjunto de picos, cada uno ubicado en el ángulo de arribo de las señales de cada fuente, como se puede observar en la siguiente figura 3.19:

Recordando que se genera una matriz de correlación cada N observaciones, de la misma manera se ejecutara continuamente el algoritmo MUSIC, es decir, que el espectro MUSIC obtenido es actualizado de igual manera cada N observaciones.

Una vez obtenido el espectro MUSIC, se procede a obtener los ángulos donde se ubica cada pico del espectro, de modo que se pueda armar la matriz de direccionamiento necesaria para el posterior cálculo de los pesos. Para la obtención de dichos picos es necesario de un bloque Peak Finder.

EL bloque Peak Finder recibe un vector correspondiente al espectro MUSIC, y devuelve información de los picos de la señal. Para este estudio, no es de interés la amplitud del pico, sino el índice donde ocurre el mismo, ya que corresponderá con el vector de ángulos de arribo de las ondas incidentes.

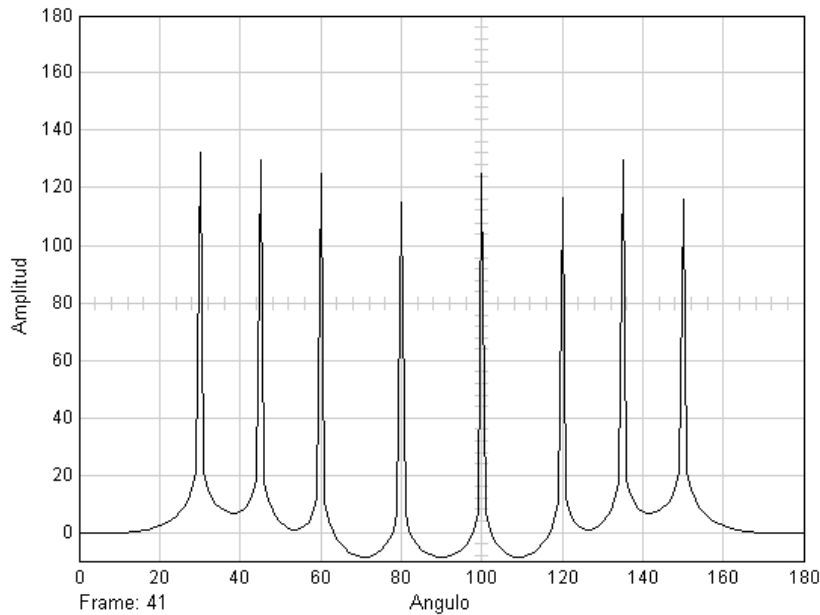


Figura 3.19: Pseudo-espectro MUSIC

Una vez finalizado el cálculo de las direcciones de arribo de las señales, se procede al desarrollo del cálculo de los pesos, para la conformación del haz del arreglo.

3.6.5.3. Conformación del Haz

Recordando que el modelo de antena inteligente implementada es de haz adaptativo, se desarrolló un algoritmo de cálculo de pesos que permita la obtención de las señales, y a su vez, optimice algún parámetro del sistema. Para el caso de estudio, se desarrolla el algoritmo de conformación de haz (Beamforming) MSIR, para el cálculo de los pesos del arreglo y la optimización de la relación interferencia-sígnal del sistema. De esta manera, se calculan los pesos W , que generen diagrama de radiación con un máximo en la dirección de la señal deseada, y un mínimo en la dirección de las señales interferentes.

Para el cálculo del algoritmo MSIR, es necesario la obtención de la matriz de direccionamiento del arreglo. Esta matriz es ciertamente sencilla de generar. Una vez que se conoce, el formato del arreglo (ULA, nULA, UCA, etc.), el número de

elementos del arreglo, y el ángulo de arribo de las señales de entrada, es generada la matriz dentro del bloque Matriz A generada.

Considerando que la salida del bloque MUSIC devuelve el vector de ángulos de arribo de las señales, y por otro lado, conociendo que el arreglo del sistema tiene es de tipo ULA conformado por $L=10$ elementos, el bloque Matriz generada A, genera la matriz de direccionamiento bajo toda esta información.

```

%GENERACION DE MATRIZ DE DIRECCIONAMIENTO A EN EL RECEPTOR
%Para la generacion de la matriz A, el codigo recibe:
%Pc= Numero de senales calculado a partir del espectro MUSIC
%L = Numero de elemento del arreglo
%d = distancia entre elementos del arreglo
function [Pc,A]= fcn(Ang, L)
7
%Vector de angulos en radianes
th=double(Ang);
1theta = th*pi/180;
1%Calculo de Pc a partir del vector Ang
1b = theta(theta~=0);
13
1Pc=length(b);
1d=0.5;
16
1if Pc==0
1Pc=1;
1end
20
21
2%Generando Matriz de direccionamiento A(theta)
2a = complex(zeros(L,Pc));
2for l=1:L
2for p=1:Pc
2a(l,p) = exp(-1i*2*pi*(l-1)*d*cos(theta(p))); %LxP)(PxN) fd=fp
2end
2end
29
3A = a;

```

El bloque Matriz generada A, devuelve al sistema la matriz de direccionamiento correspondiente al arreglo y al vector de ángulos recibidos en la entrada, y a su vez el número de señales calculado a partir del espectro MUSIC (Pc), tras un simple estudio de la longitud del vector Angulo proporcionado por el bloque MUSIC. Ambos parámetros se utilizan para el cálculo del algoritmo de conformación de haz MSIR:

```

function [w,FA] = fcn(Pc,A, L)
2
sig = 0.01; %Estabilizador para evitar singularidad de la matriz
Id = diag(ones(1,10)); %Matriz de ruido agregado, para que la matriz no
    sea singular
dir=0;
6
u1 = diag(ones(1,P)); %Calculo de todos los pesos
8
w = u1(1:Pc,1:Pc)*A(1:L,1:Pc)'/(A(1:L,1:Pc)*A(1:L,1:Pc)' + sig*Id); %
    matriz de pesos, (Lx1)
10
i%Ciclo
iy= complex(zeros(P,180));
iforth=1:1:180
idir=dir+1;
for k=1:(Pc)
iy(k, dir) = w(k,:) * exp(-1i*2*pi*0.5*cos((pi/180)*th)*(0:L-1).');
end
end
FA=abs(y);

```

Para el caso mostrado se utiliza el algoritmo MSIR, éste genera un vector de pesos w, con el que el haz se conformará adecuadamente para maximizar la relación señal frente a interferencias (SIR). Los pesos obtenidos tras el algoritmo MSIR, son números complejos, que corresponden precisamente con los valores de corriente, tanto en amplitud como en fase de la alimentación de cada uno de los elementos que conforman el arreglo. Haciendo la analogía del cálculo del factor de arreglo en función de las corrientes de alimentación [17]:

$$FA(\theta) = I_0 \cdot e^{-j \cdot (Ln-1)kd \cdot \cos(\theta)} \quad (3.10)$$

Siendo Ln el número del elemento del arreglo

Por lo que sustituyendo I_0 por los pesos calculados tras la aplicación del algoritmo MSIR, se puede obtener el factor de arreglo como se indica:

$$FA(\theta) = W_0 \cdot e^{-j \cdot (Ln-1)kd \cdot \cos(\theta)} \quad (3.11)$$

De esta manera, en el mismo bloque de cálculo de los pesos, se obtiene el factor de arreglo de cada señal, cuyos valores continúan a ser graficados, en el VectorScope "FA". Debido a que arriban al arreglo P señales, el bloque MSIR, genera P vectores de pesos, dispuestos en una matriz, en donde cada vector corresponde a un diagrama de radiación con máximo apuntando a cada señal incidente.

$$W = \begin{pmatrix} w_{11} & w_{12} & w_{13} & \dots & w_{1L} \\ w_{21} & w_{22} & w_{23} & \dots & w_{2L} \\ w_{31} & w_{32} & w_{33} & \dots & w_{3L} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{P1} & w_{P2} & w_{P3} & \dots & w_{PL} \end{pmatrix}$$

El sistema debe ser capaz de conmutar los pesos sobre el arreglo para obtener cada una de las señales a la salida $y(t)$. Siendo más específico, el sistema debe conmutar en un tiempo menor a la suma de los tiempos de muestreo de las señales incidentes, de manera que no se pierda información en el sistema. Es decir, que el tiempo de conmutación de los pesos debe ser menor a T_{sim}/P . El conmutador de pesos, se diseña bajo un bloque contador, que varía de 1 a P , siendo este número el índice de la matriz W , de esta manera por cada valor del contador, lleva asignado un vector de pesos correspondiente. De igual manera es aplicado el contador para mostrar consecutivamente los factores de arreglo de las P señales recibidas en el

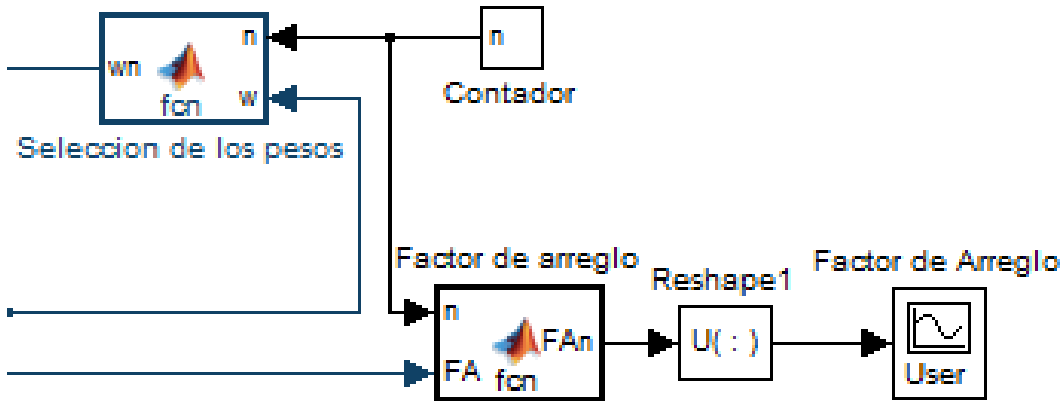


Figura 3.20: Sección de conmutación de pesos y factor de arreglo

arreglo, usando el código siguiente, encontrado dentro del bloque “Factor de Arreglo”, como se observa en la figura 3.20

```
function FAn = fcn(n,FA)
2
h= n+1;
J= [0 FA(h,1:180) ];
FAn = J;
```

De igual manera, la conmutación de los pesos al arreglo se realiza dentro del bloque Selección de pesos bajo el código:

```
function wn = fcn(n,w)
2
h=n+1;
wn = w(h,:);
```

En cuanto al diseño del contador, dentro del mismo se define la configuración que se muestra en la figura 3.21, donde se utiliza una simple conversión del número de fuentes a un valor entero de 8 bits no asignados (unsigned 8-bit integers), que permite controlar el número de eventos que el bloque Counter debe contar.

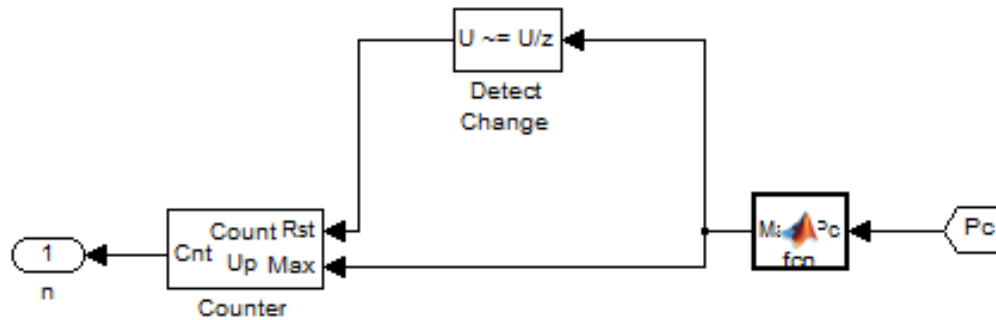


Figura 3.21: Bloque Contador

Este contador es usado además para realizar una selección de los pesos a utilizar para la obtención de la respuesta $y(t)$, dichos pesos variarán a medida que aumente el contador, adaptándose continuamente a la señal requerida en cada instante de tiempo. El Bloque counter recibe como entrada P_c , el numero de señales estimada, tras la interpretación del espectro MUSIC, siendo este número el límite superior del contador. Por otro lado, El contador se reinicia (Vuelve a cero), si el bloque Detect Change, detecta una variación en el valor de P_c . Esto se realiza con el objetivo de evitar posibles errores en los índices de la matriz W , para el caso de que la matriz W disminuya de tamaño y el contador intente acceder a un índice en W que no existe.

En un sistema físico, los pesos obtenidos, son llevados a corrientes, en magnitud y fase, a cada uno de los elementos. Esto se traduce en la aplicación en el sistema de un amplificador de ganancia $\text{Mag}(W)$ y un desfasador de $\text{Ph}(W)$, para cada uno de los elementos del arreglo. El modelado de ambos componentes se representan en el bloque W , que se compone del numero complejo que representa la corriente que alimenta cada elemento del arreglo. La matriz que contiene los pesos, una vez calculados, en conjunto con el bloque contador, es llevada a cada elemento del arreglo donde se realiza una reasignación de dichos pesos, los cuales luego pasan a ser multiplicados cada uno por la matriz de observaciones de su elemento correspondiente. Todos estos resultados a su vez son sumados para obtener la respuesta $y(t)$, la cual representa la señal recibida en la entrada, que variará para cada instante de tiempo del contador. Figura 3.22

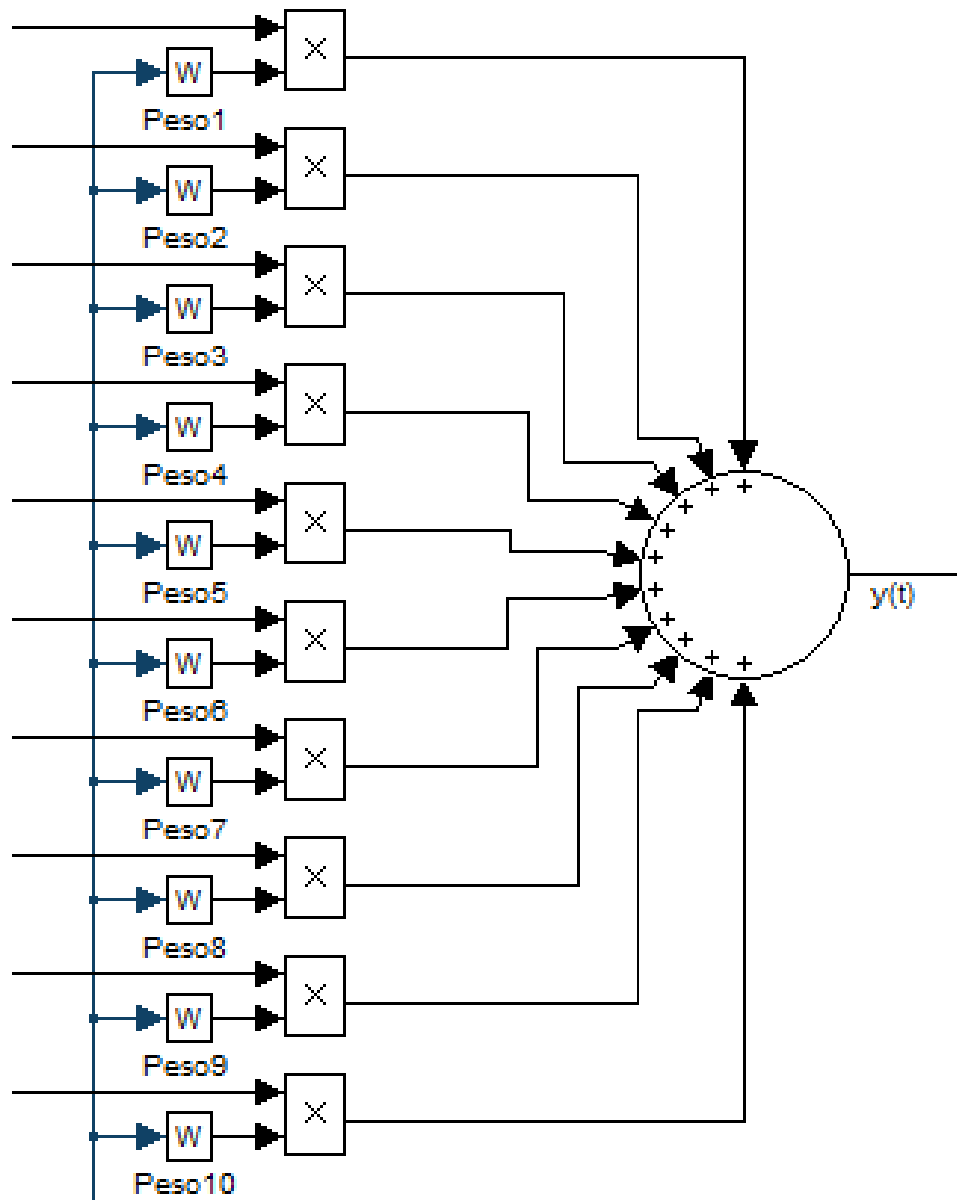


Figura 3.22: Modelación de pesos Arreglo de Antenas Inteligentes

3.6.5.4. Señal de salida $y(t)$

La sumatoria de las señales provenientes de cada elemento del arreglo, pesada por los valores W , permiten obtener la señal $y(t)$, correspondiente a la señal incidente según el valor de los pesos colocados en el arreglo, es decir, para cada grupo de pesos, se obtendrá una salida distinta en $y(t)$.

La señal $y(t)$ se encuentra modulada a frecuencias altas de telefonía móvil (850MHz), por lo que se procede a realizar un downconverting como se muestra en la figura 3.23. En el proceso de recepción, debido al ruido agregado por el canal, se tiene una señal $y(t)$ con componentes reales e imaginarias; debido a que la parte real es la que contiene la señal requerida y la parte imaginaria es despreciable en comparación, se utiliza un bloque de Complex to Real-Imag, el cual posee de salida la parte real de la entrada.

3.6.5.5. Downconverting

El proceso de downconverting es el análogo al upconverting realizado en la sección de generación de onda plana. Primero para recuperar la señal I/Q, la señal $y(t)$ se separará en dos partes, una a la cual se le multiplicará por un seno mientras la otra se multiplicará por un coseno. Tanto el seno como el coseno poseerán la misma frecuencia usada para el upconverting, así como el mismo tiempo de muestreo.

Las señales I/Q deben ser filtradas, debido a que al mezclar las señales nuevamente por un seno o coseno, se generan componentes del doble de la frecuencia que no son deseadas. Por esta razón, ambas ramas son pasadas por filtros pasabajo, encargados de permitir el paso de las frecuencias más bajas y atenuar las frecuencias más altas, Ambas señales son luego unidas mediante un bloque Real-Imag to Complex.

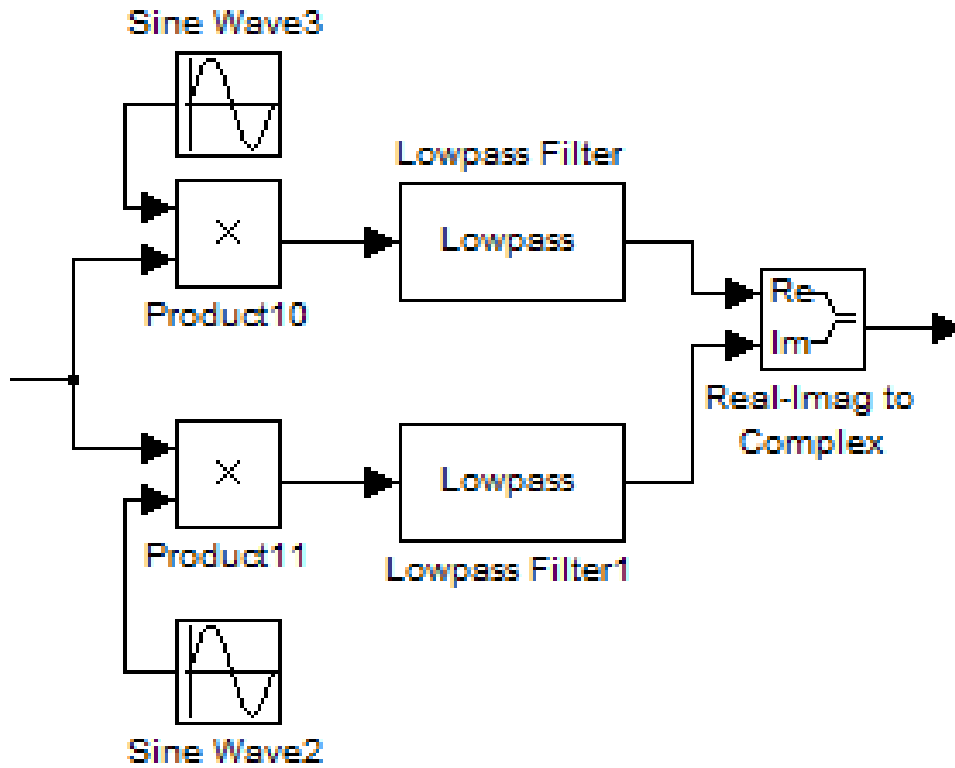


Figura 3.23: Downconverting de la señal en banda móvil a banda base

3.6.5.6. Demodulación 16QAM

Debido a la conmutación de los pesos sobre el arreglo de antenas inteligentes, la salida $y(t)$ estará conformada por las P señales de entrada, cada una en una ranura de tiempo distinta. Por lo que para un tiempo T , la señal $y(t)$ representara una señal $S(t)$, pero para un tiempo $T+\Delta T$ la salida corresponderá con otro señal $S(t)$ del grupo de señales incidentes al arreglo, esta variación se realiza en función al valor de los pesos que alimenten al sistema.

Bajo esta consideración, se utilizará un bloque de demodulación 16QAM por cada señal recibida- Para recibir solamente la señal 1 a partir de $y(t)$ haremos uso nuevamente de bloque Contador, esto debido a que el bloque contador es quien

define la conmutación de la excitación del Arreglo. El Contador varía entre valores de 0 a $P-1$, para recibir la señal $S_1(t)$ se compara el valor del contador con 0, a través de un bloque Compare to Constant ($C == 0$), de manera que si la comparación es correcta, active el controlador de muestreo del bloque Sample and Hold para tomar una muestra de $y(t)$ correspondiente con la señal 1. Este proceso se realizara cada vez que el bloque contador genere el valor 0, en otras palabras, el bloque Sample and Hold solamente tomara muestras para detectar la señal 1, en los instantes de tiempo en que el arreglo se excite con los valores de W que generan en $y(t)$ a la señal 1.

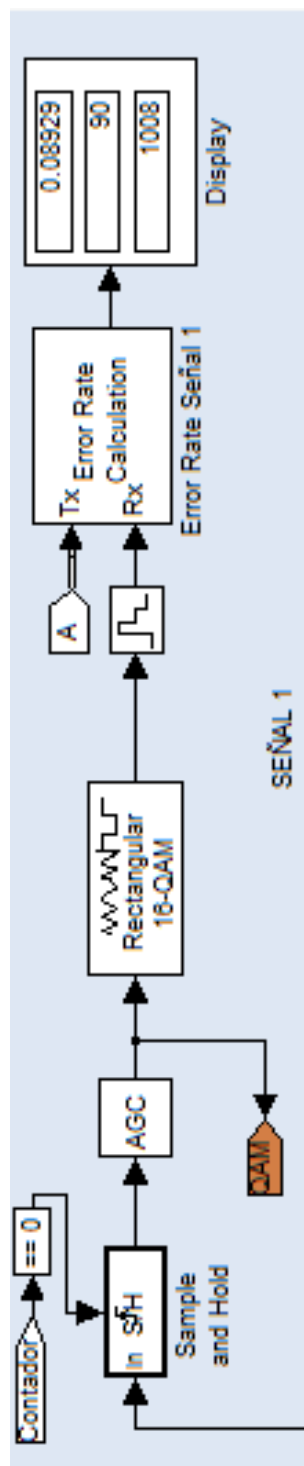


Figura 3.24: Demodulación y medición de tasa de error

A partir de este punto, se asegura que la muestra obtenida para este caso, pertenece a la señal 1 que arriba al arreglo. Cada muestra se hace pasar por un bloque de control automático de ganancia. Este bloque tiene como finalidad compensar y ajustar la amplitud de la señal para posteriormente ser demodulada por el bloque demodulador 16QAM, y así obtener la trama de bits transmitida.

Para verificar el funcionamiento del sistema de antenas inteligentes, se realizara una prueba de tasa de error del sistema. Esto se llevara a cabo comparando cada señal de entrada con cada una de las salidas del sistema. Para el caso de estudio, considerando que la fuente de señal está definida como un generador de bits aleatorios, entonces la comparación se realizara entre trama transmitida y trama recibida por el arreglo.

La sección de Error Rate se muestra en la figura 3.24, en donde se utiliza un bloque ErrorRate por cada señal recibida.

Para adaptar las muestras de la señal transmitida con la recibida, se agrega un bloque de Zero-Order Hold, para adaptar las muestras al tiempo de muestreo de cada símbolo (T_{sim}), y se realiza el cálculo del error sobre el bloque Error Rate, alimentando el puerto Tx con la trama de bits generada por las fuente Bernoulli, y al puerto Rx con la señal recibida luego de la demodulación del sistema. El resultado del Bloque Error Rate, se mostrara en un display que se compone de tres pantallas, la superior muestra la probabilidad de error del sistema, la siguiente el número de bits erróneos, y la ultima la cantidad de bits comparados

Por otro, para la medición de la tasa de Error de la señal 2, se aplica el mismo modelo para utilizado para el de la señal 1, con la diferencia que el bloque Sample and Hold solo tomara muestras cuando el contador genere el valor 1 ($C == 1$), y de manera similar ocurrirá con la medición de la tasa de error del resto de las señales.

Finalmente, se obtiene el sistema modelado, en la Figura 3.25 y 3.26:

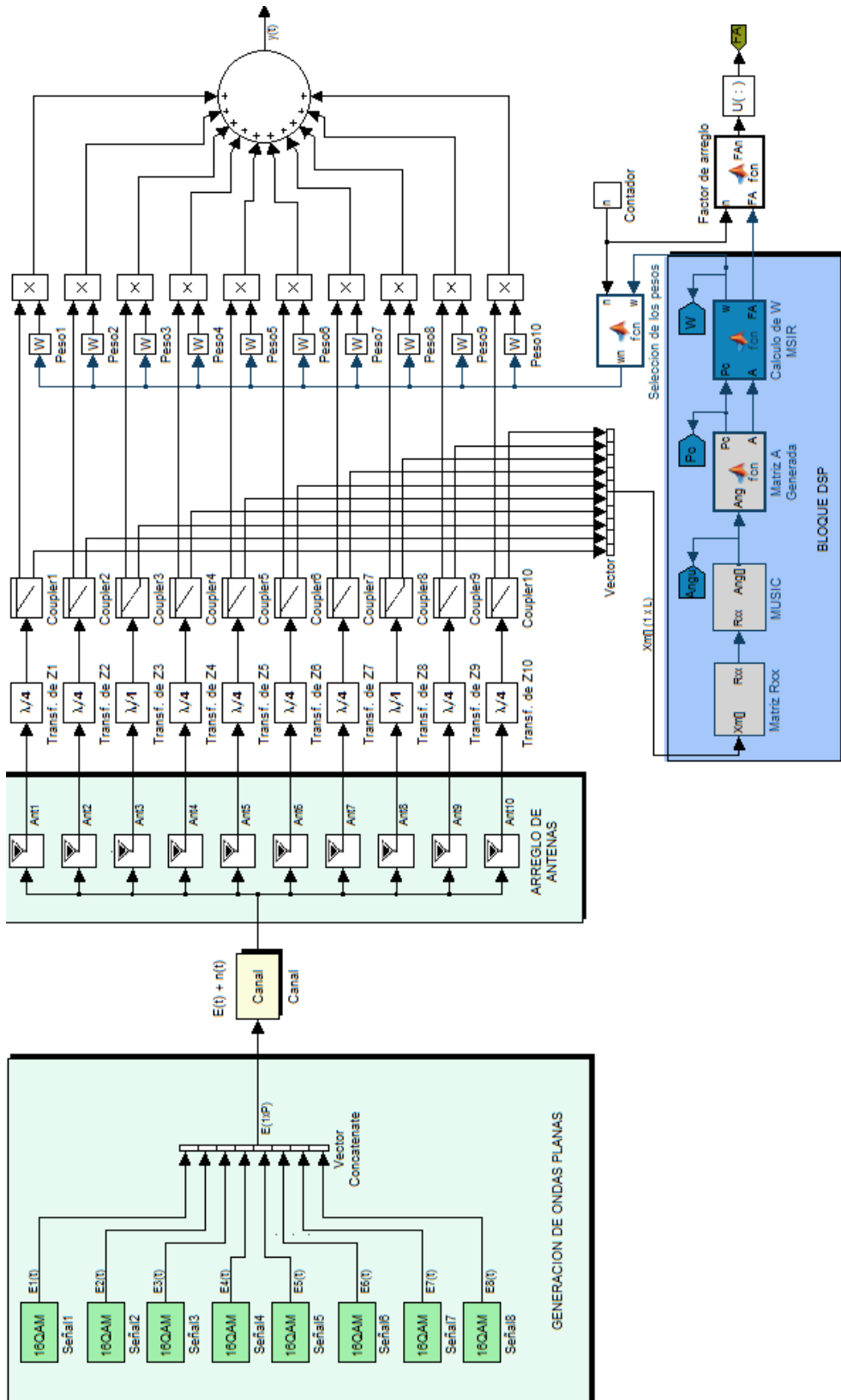


Figura 3.25: Sistema de antena inteligente completo (Parte 1)

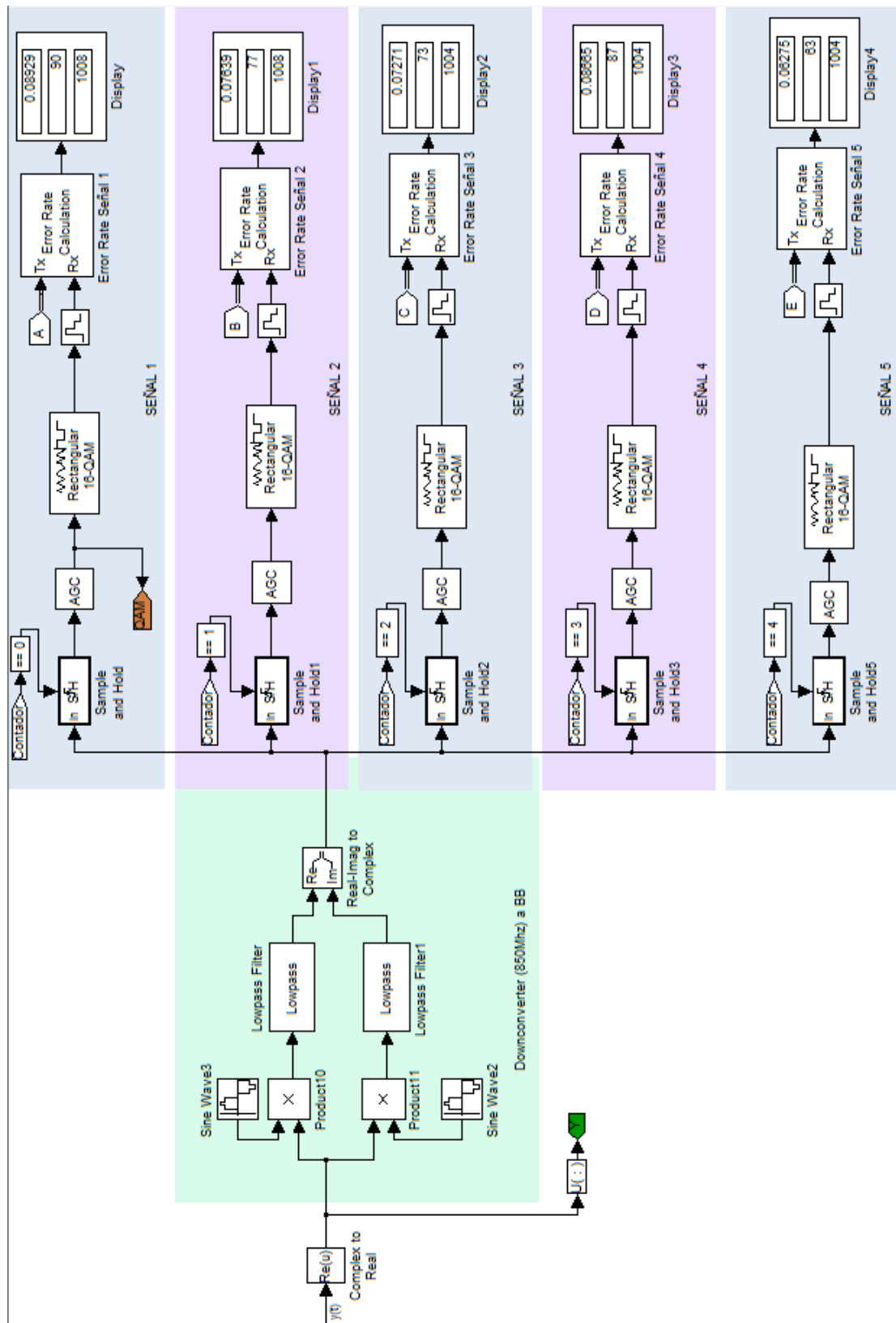


Figura 3.26: Sistema de antena inteligente completo (Parte2)

Capítulo IV

Análisis, interpretación y presentación de los resultados

4.1. Análisis del sistema de antenas inteligentes

El gran desafío presentado en el sistema de telefonía móvil, basado en antenas inteligentes, puede dividirse en dos grandes etapas. Primero, estimar la dirección de llegada de las señales incidentes al arreglo de antenas. Era necesario el desarrollo de un modelo computacional que permitiera aplicar un algoritmo de detección de arribo, en tiempo real, de esta manera el sistema fuese capaz de ir actualizándose en el tiempo y poder detectar cambios en los ángulos de llegada de cada señal, así como la adición de nuevas señales que arriben al arreglo. Para efectos de este trabajo, se abordó el problema para un arreglo lineal uniforme de una antena sectorizada, donde cada arreglo cubre un sector de cobertura de 120° espaciales, tal como se muestra en la Figura 2.9. De la misma manera, se consideran solo señales que estén contenidas en el plano que compone al arreglo ($\phi=90^\circ$), es decir, que para el arreglo lineal uniforme (ULA), se estiman las posiciones que varían en θ . En este sentido, tomando uno de esos arreglos, las estimaciones solo son posibles para señales que se encuentren entre 30° y 150° con respecto al eje del arreglo.

Las señales que arriban al arreglo, pueden presentar movilidad, estar muy cerca una de la otra, así como también estar o no correlacionadas. De esta manera, la movilidad, la cercanía y la correlación de las señales complican el problema de estimación.

Y como segunda etapa, El desarrollo de un algoritmo que permitiera el cálculo de pesos para generar un haz de radiación determinado para cada señal de arribo. Sumado a esto, el sistema debe tener la capacidad de conmutar estos valores de pesos, y permitir la recepción de todas las señales, optimizando el dominio espacial, y a su vez sin perder información en el proceso. Para construir la matriz de observación, se debe discretizar la señal que sale de los sensores, la cual está formada por la superposición de las señales de interés y el ruido. En este caso, el muestreo fue realizado a la misma frecuencia de muestreo de la señal incidente al arreglo. En la práctica, debido a los altos requisitos de procesamiento DSP, este muestreo se realiza a la frecuencia intermedia, lo que amerita que la frecuencia de muestreo deberá ser como mínimo, dos veces la frecuencia intermedia.

Luego que la matriz de observaciones fue sido construida, la misma fue la variable de entrada que necesita la etapa encargada de construir la matriz de correlación, con la cual se pudo obtener la correlación entre los elementos pertenecientes a la agrupación de la antena, que contiene información de las señales y el ruido.

4.1.1. Dirección de Arribo

Existen muchos algoritmos que son usados para abordar el problema de estimación, los cuales se encuentran clasificados en tres familias o subconjuntos. En primer lugar, existen los métodos convencionales, donde el proceso se basa en hacer un barrido electrónico del lóbulo principal del arreglo para detectar las direcciones de máxima potencia. Por tal motivo, este método es el que se utiliza en la tecnología de haz conmutado y no es primordial contar con una unidad de DSP. El segundo método, se basa en la descomposición espectral de la matriz de correlación para estimar las direcciones de llegada de las fuentes o las frecuencias de las señales. De manera que las propiedades intrínsecas de la eigen estructura de la matriz de

correlación son utilizadas para resolver el problema de estimación. En el tercer método, se encuentran los estimadores de Máxima Verosimilitud, siendo estos, uno de los más óptimos ya que estiman con mayor precisión los ángulos de llegada, aun cuando se encuentren en ambientes de baja relación señal a ruido (SNR) o cuenten con un número pequeños de observaciones (N) de las señales que arriban a cada sensor de la antena.

En fin, de los tres métodos que se nombran anteriormente, los dos últimos se utilizan para un sistema de Antena Inteligente con tecnología de haz adaptativo, donde una unidad de procesamiento digital de señales es requerida.

4.1.2. Conformación del Haz

En el caso de haz adaptativo, el objetivo es adaptar el haz ajustando las amplitudes y fases de las corrientes que alimentan al arreglo, de tal manera que se genere el patrón de radiación deseado. Los algoritmos de conformación de haz adaptativo parten de algoritmos clásicos como Least Mean Square (LMS), basados únicamente en la obtención de un diagrama de radiación con máximo en una dirección específica, a otros más sofisticados cuyo concepto aparte de apuntar el haz de radiación a una dirección dada, optimizan otros parámetros dentro del sistema, como el Minimum Square Error (MSE), o Maximum Signal-to-Interference Ratio (MSIR).

Los casos analizados dentro del proyecto, para la detección del ángulo de arribo, el algoritmo MUSIC, siendo este uno de los algoritmos ampliamente utilizados como detector de arribo de señales, por su sencillez y ligereza computacional. Por otro lado, para la conformación de haz, se desarrolló el algoritmo MSIR, debido a su capacidad para optimizar la relación interferencia-senal dentro del sistema. De esta manera, se obtienen diagramas de radiación en donde el máximo apunta en la dirección de la señal deseada, y se añaden nulos de radiación en las direcciones correspondientes a las señales interferentes.

4.2. Simulación

En esta sección, se presentan las simulaciones del sistema de antenas inteligentes, realizadas en el entorno de simulación en tiempo real Simulink, después de haber realizado el modelado de todos los componentes y la codificación de los algoritmos necesarios. Todos los códigos desarrollados fueron evaluados previamente para comprobar su correcto funcionamiento. Posteriormente, se procedió a realizar varias simulaciones del sistema bajo diferentes escenarios.

Para las gráficas de MUSIC se usaron coordenadas cartesianas. De esta manera, cada gráfico contiene los máximos del espectro MUSIC, donde el eje horizontal representa los ángulos, mientras que el eje vertical corresponde a los máximos en dB.

Parámetro	Valor
Distancia entre elementos d	0.5λ
Número de elementos L	10
Frecuencia de portadora f_0	850Mhz
Número de fuentes P	8
Ángulos de arribo Ang	[30° 45° 60° 80° 100° 120° 135° 150°]
Número de muestras para la matriz de correlación N	3000
Relación Señal-Ruido SNR	30dB

Tabla 4.1: Variables de entrada para el sistema de antenas inteligentes

Las simulaciones siguientes, para cada escenario, trabaja bajo estos valores, se modificarán algunos para comprobar la respuesta del sistema. Dichos cambios serán especificados para cada caso. Para cualquier otro modelo, se utilizarán los valores dispuestos en la [Tabla 4.1](#)

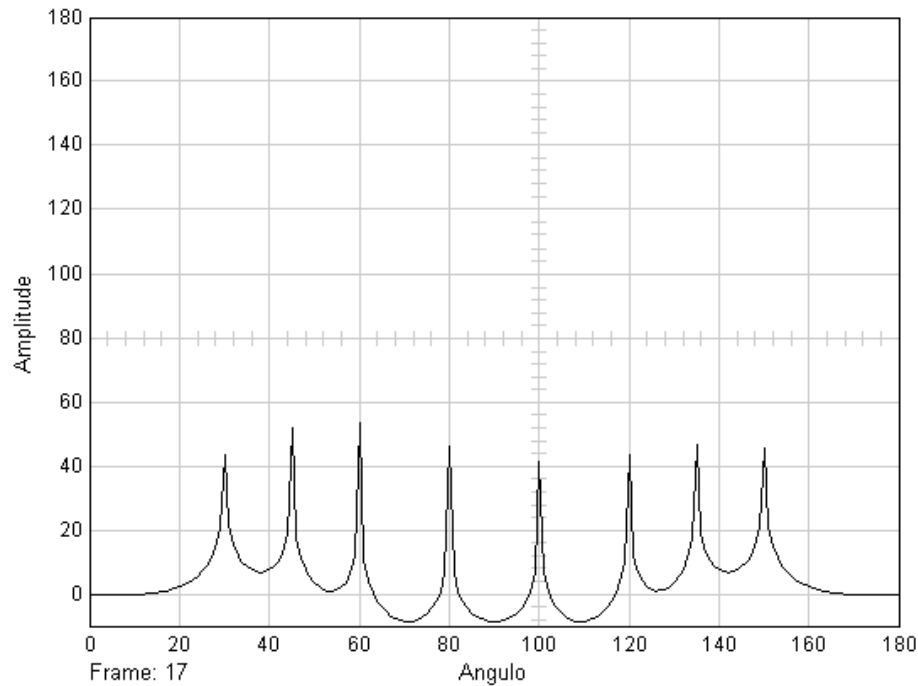


Figura 4.1: Espectro MUSIC de 8 señales 16QAM

4.2.1. Comportamiento del Sistema con señales 16QAM

A continuación, se presentan las gráficas de los datos obtenidos en el sistema, como espectro MUSIC, Factor de Arreglo, Diagrama de constelación, bajo una relación señal-ruido de 30dB.

La Figura 4.1 muestra los máximos del espectro MUSIC para una SNR de 30dB, para 8 señales que arriban al arreglo. Trabajando con la matriz de correlación de 3000 observaciones, se obtiene un marcado espectro, donde se diferencian claramente los picos de amplitudes pronunciadas referidos a los ángulos de arribo de la señales de entrada.

En la figura 4.2, se anexa un display, que muestra la salida del bloque MUSIC, donde se observa los valores de ángulos obtenidos tras el análisis del espectro calculado.

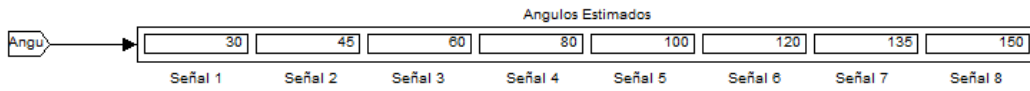


Figura 4.2: Vector de ángulos de arribo obtenidos del Espectro MUSIC

A partir de la información obtenida del espectro MUSIC, se calculan los pesos correspondientes a cada una de las señales del sistema. Que pasarán a alimentar el arreglo, y a su vez a conformar el haz de radiación en la dirección deseada. En la figura 4.3 se muestra la salida del bloque MSIR.

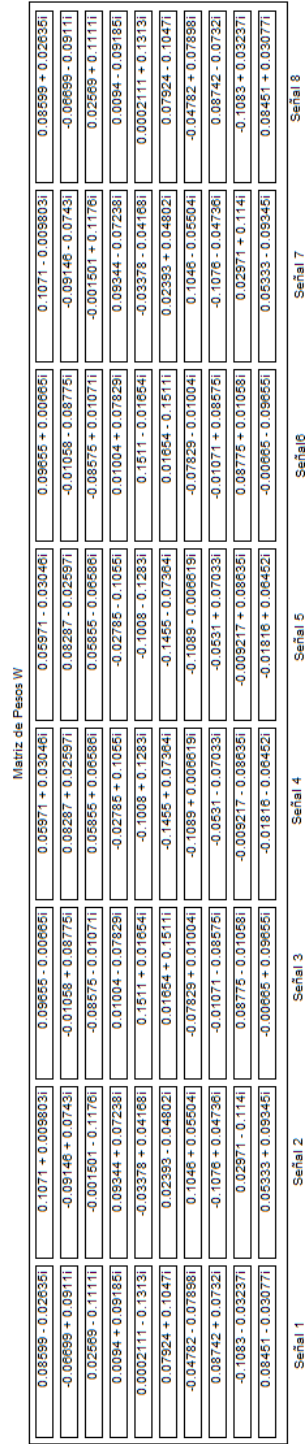


Figura 4.3: Matriz de pesos calculados en el algoritmo MSIR

La figura 4.4, 4.5, 4.6 y 4.7 muestra la generación del factor de arreglo para cada uno de los grupos de pesos calculados por el algoritmo MSIR. Se presentan el conjunto de factores de arreglo los cuales son conmutados por el sistema para la obtención de cada señal de entrada.

Los diagramas de radiación obtenidos corresponden al factor de arreglo del sistema. El máximo de radiación está ubicado al ángulo de la señal deseada, mientras que se disponen de nulos ubicados en los ángulos de las señales interferentes. Tomando como referencia la Figura 4.4, en donde se genera un factor de arreglo a partir de los pesos calculados para la detección de la señal que arriba a 30° , se observa como para el ángulo de 30° se obtiene el máximo de radiación mientras que para los ángulos de $45^\circ, 60^\circ, 80^\circ, 100^\circ, 120^\circ, 135^\circ$ y 150° , se sitúan nulos de radiación, generando un diagrama que optimiza la relación interferencia-signal, tras la aplicación del algoritmo de conformación de haz MSIR.

Cada factor de arreglo, se compone de un vector de $L \times 1$ pesos únicos que alimentan al arreglo, para dar origen a un diagrama específico. Por otro lado, la conmutación de un vector de pesos a otros, se realiza, a un tiempo menor que la suma de los tiempos de muestreo de todas las señales que arriban al arreglo, de esta manera se asegura la no pérdida de información de las señales de entrada.

En la figura 4.8 se muestra el diagrama de constelación obtenido en la recepción, tras la multiplicación de la señales por sus respectivos pesos y el posterior proceso de downconverting para el demodulado de la señal digital.

Para un $\text{SNR} = 30\text{dB}$, la señal llega al demodulador digital, sin mayores modificaciones, el procesamiento digital de la señal, la multiplicación por los pesos correspondientes, y el traslado a banda base no introdujo grandes cambios en la señal. Considerando la relación señal-ruido utilizada, el sistema arroja un diagrama favorable.

En la figura 4.9 se muestra la señal $y(t)$, como resultado del cálculo y multiplicación de los pesos para la obtención de cada señal de entrada.

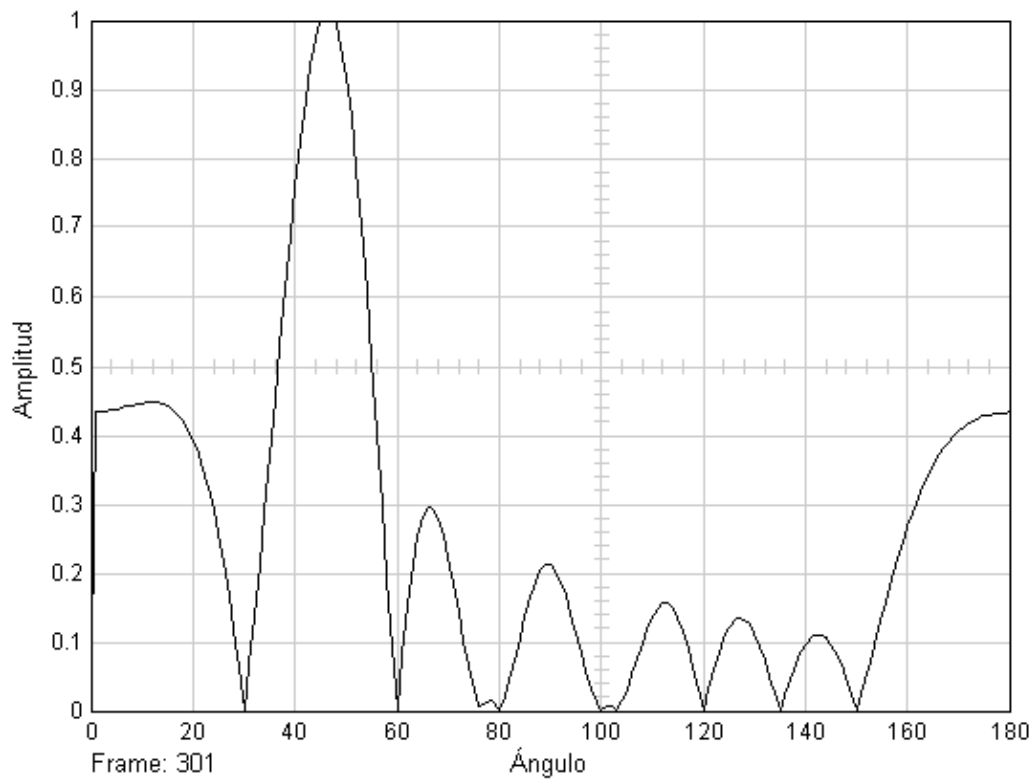
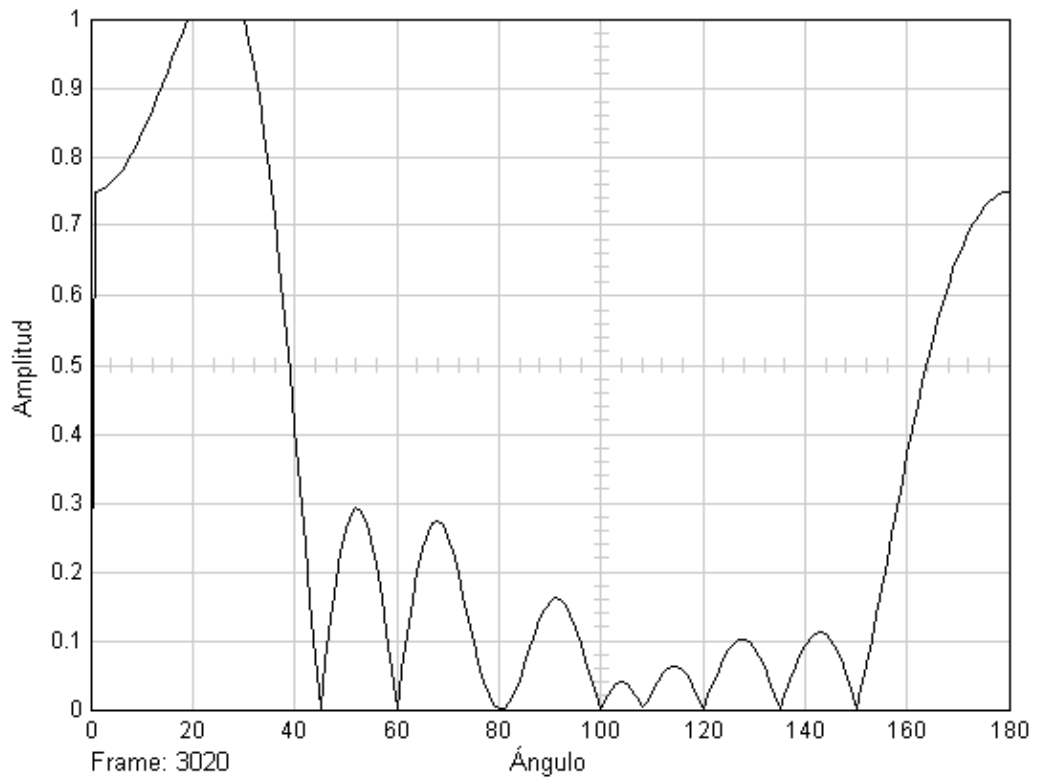


Figura 4.4: Factor de Arreglo para ángulos de 30° y 45°

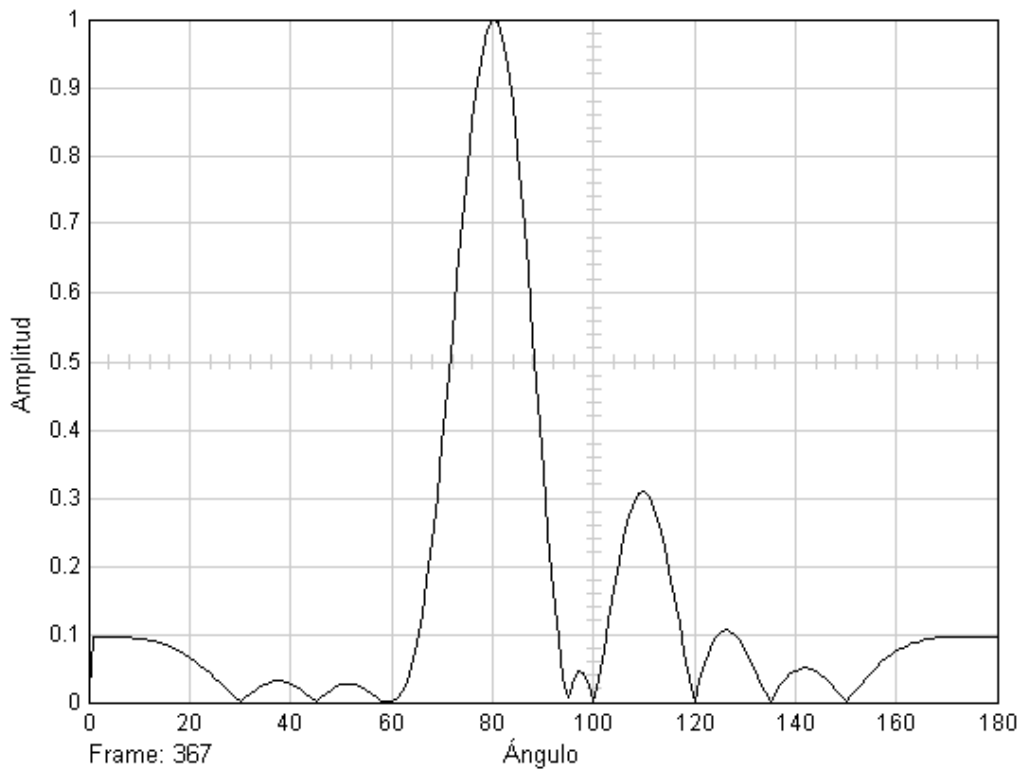
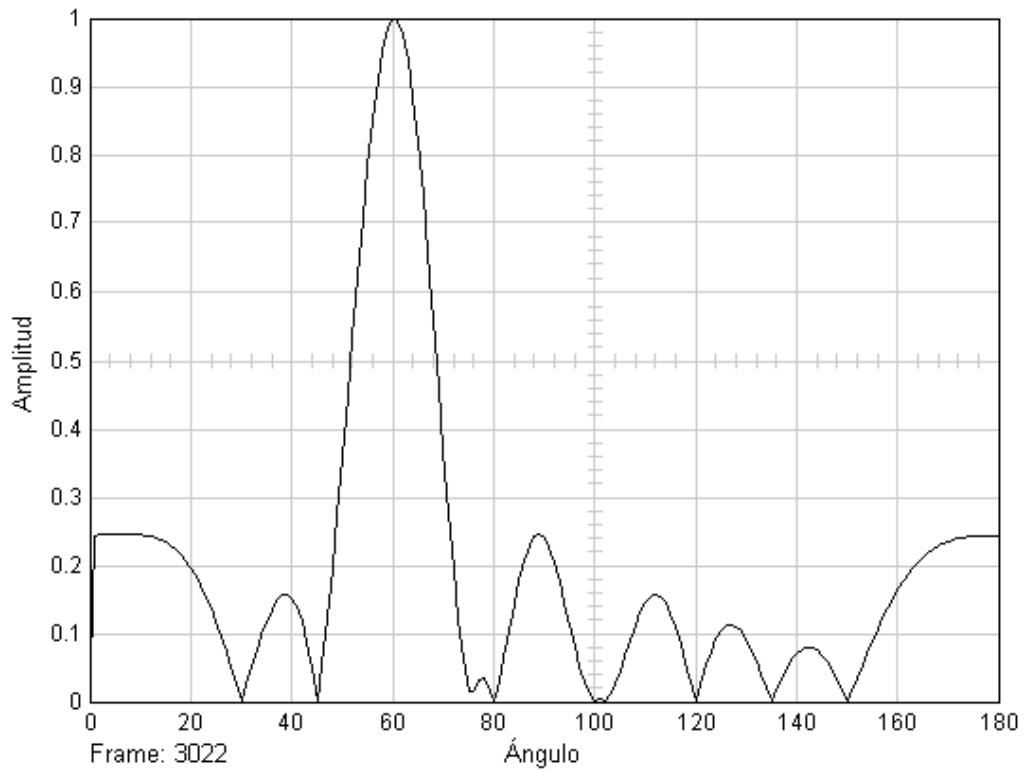


Figura 4.5: Factor de Arreglo para ángulos de 60° y 80°

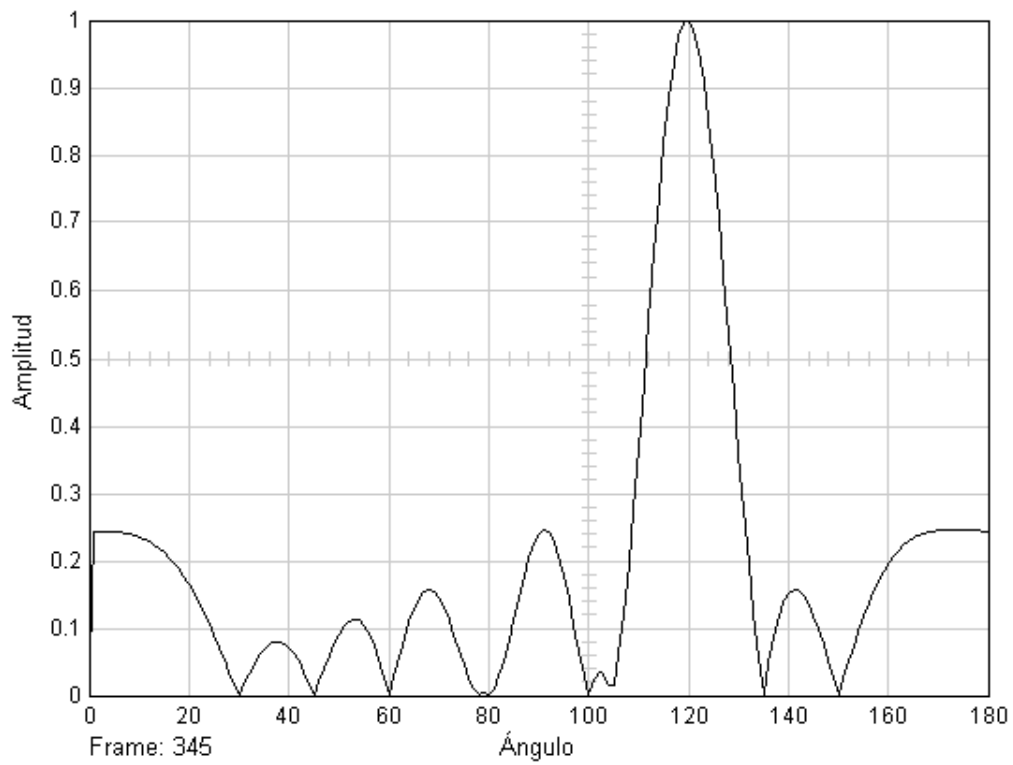
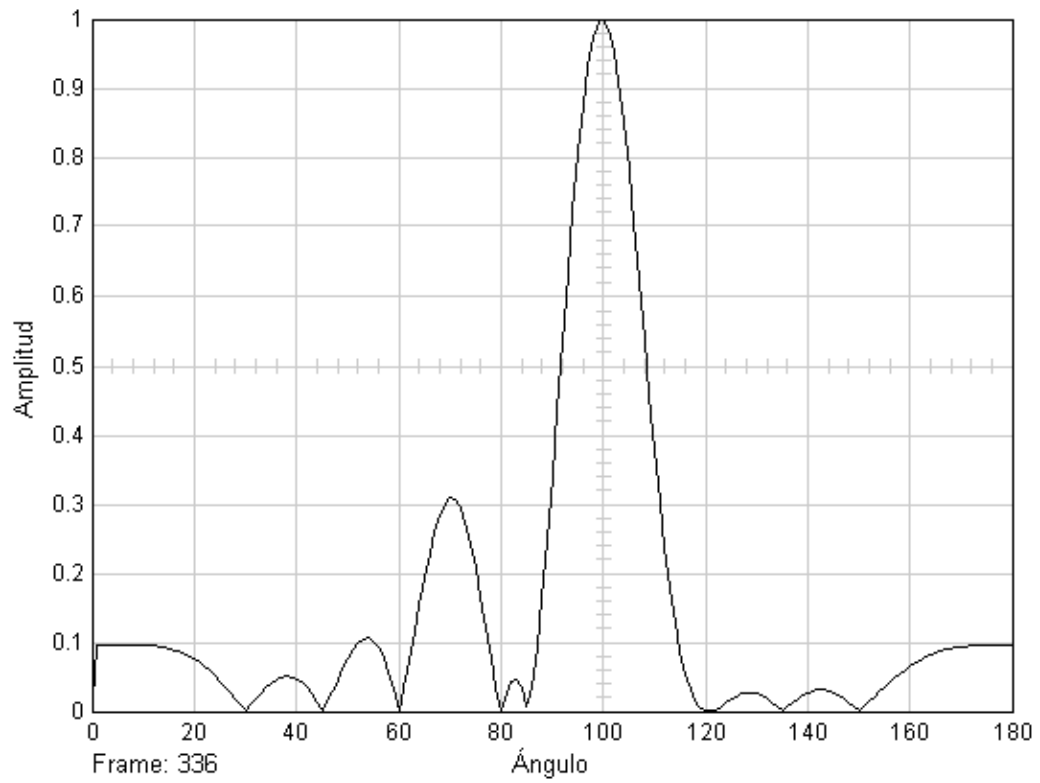


Figura 4.6: Factor de Arreglo para ángulos de 100° y 120°

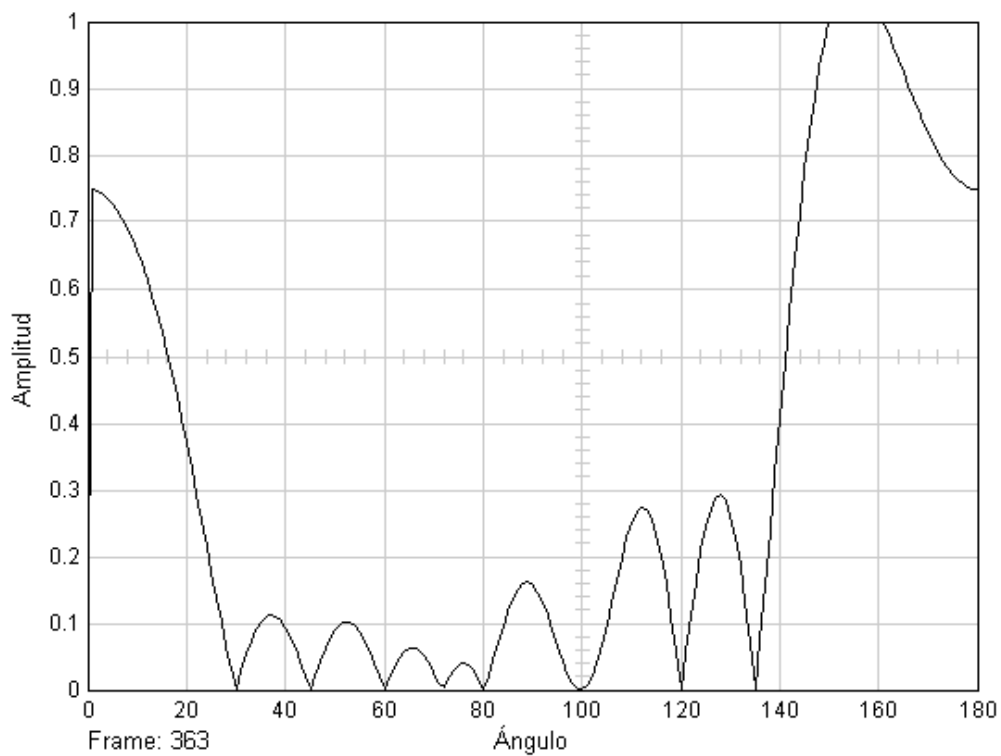
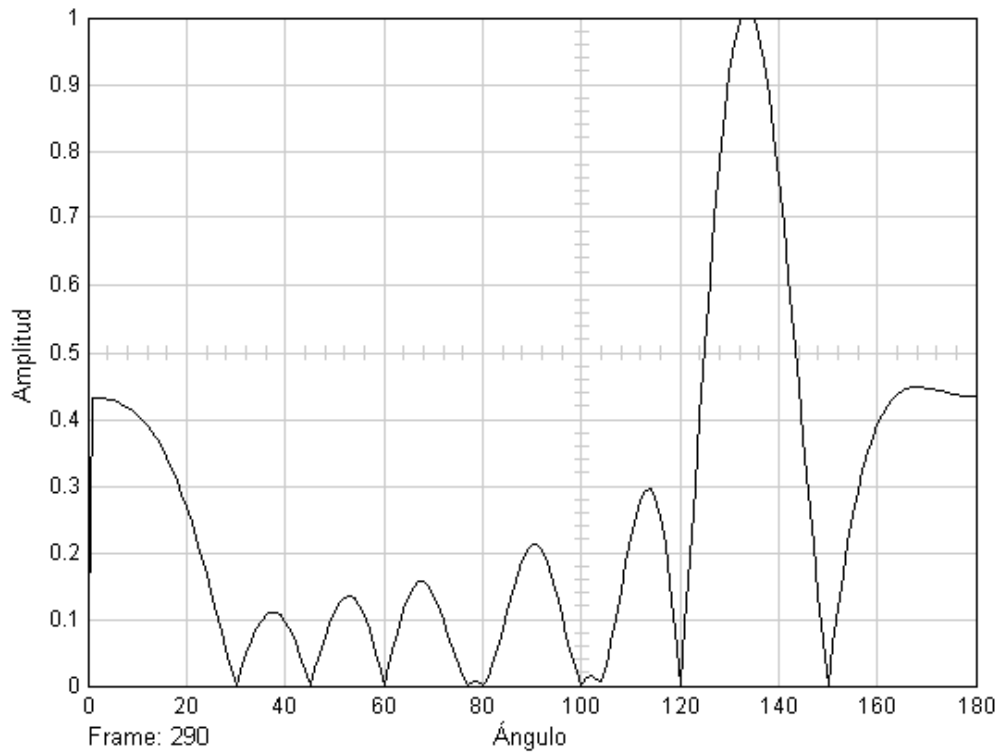


Figura 4.7: Factor de Arreglo para ángulos de 135°, 150°

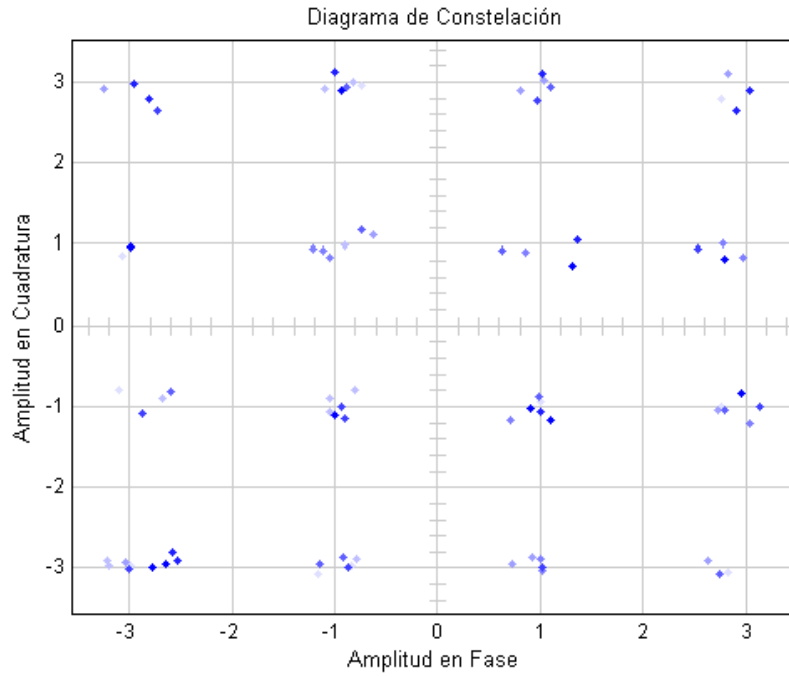


Figura 4.8: Diagrama de constelación en la recepción

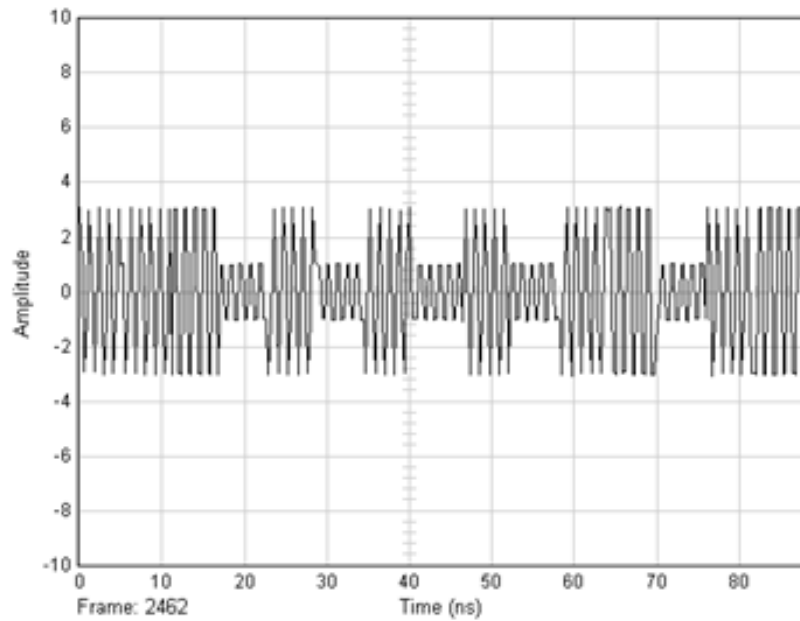


Figura 4.9: Señal $Y(t)$ en el receptor

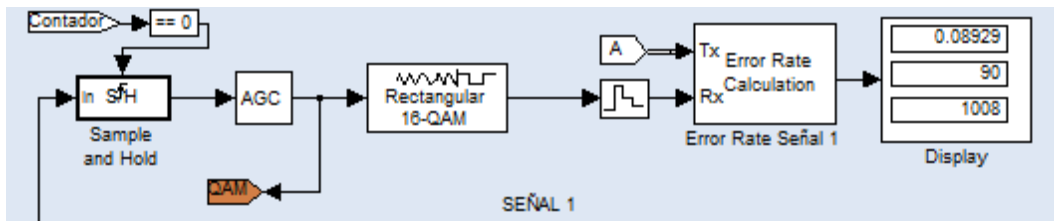


Figura 4.10: Tasa de error de las señales 30°, 45°, 60°, 80° y 100°

$Y(t)$ se compone de bloques de información de todas las señales de entrada, dispuestos cada uno en slots de tiempo distintos. Como se mencionó anteriormente. El bloque DSP, se encarga de conmutar los pesos de cada una de las señales para obtener en la salida del sumador la señal entrada correspondiente a su vector de pesos W . Por lo que para cada $T_{sim}/8$, se tiene una porción de cada una de las señales que arriban al arreglo, y de esta manera, se estarán conmutando los pesos para la obtención de todas estas señales en el tiempo.

Como se observa, la señal $y(t)$ solo toma 4 valores, situación esperada considerando que las portadoras que modularon las señales de entradas están muestreadas a 4 veces su frecuencia de 850Mhz.

Por otro lado, se observa en la figura 4.10 el calculo de la tasa de error para las primeras 5 señales.

Como se aprecia, para una simulacion donde se compararon aproximadamente 3000 muestras, solo alrededor de 90 muestras fueron erroneas para el caso de todas las señales. Estas muestras erroneas corresponden a las primeras muestras, que ocurren debido a que el bloque DSP se encuentra realizando por primera vez los computos de espectro MUSIC y de conformacion de haz. Una vez que los computos se realicen y comience la alimentacion al arreglo con los pesos calculados, la recepcion de obtiene de forma correcta y no se generan nuevas muestras erroneas en el sistema

Para analizar el funcionamiento del sistema en tiempo real, eliminaremos algunas señales de entrada para comprobar el comportamiento del sistema de antenas

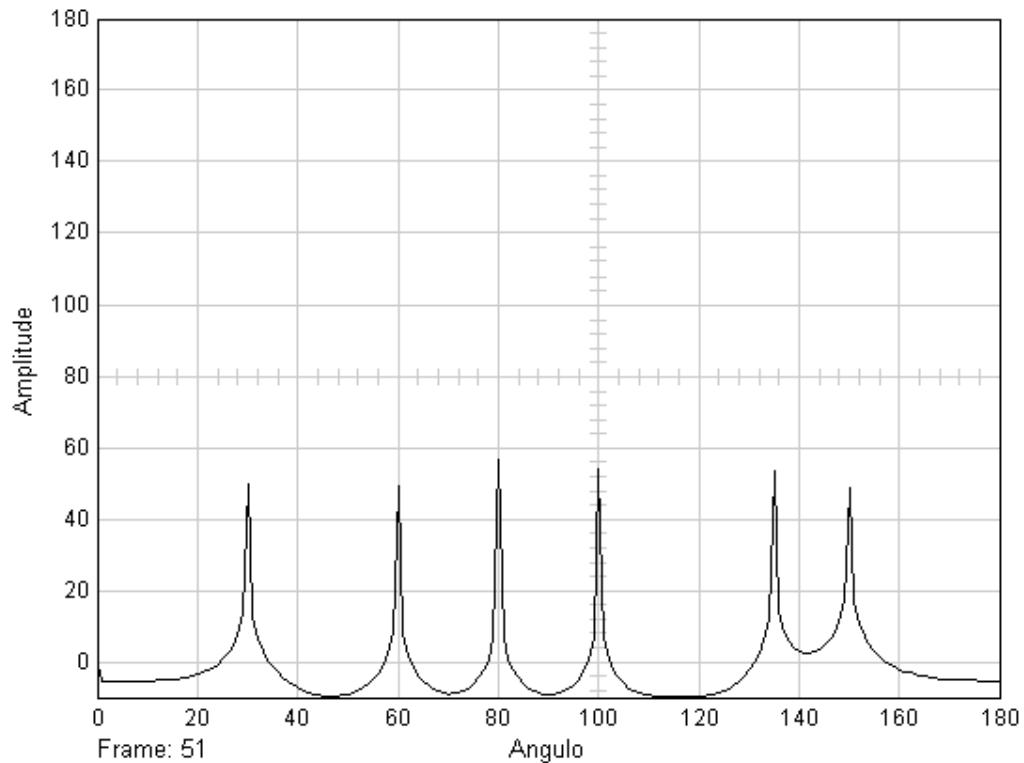


Figura 4.11: Espectro MUSIC para 6 señales de entrada

inteligentes. En este caso manteniendo los ángulos de arriba para el estudio anterior de 30° , 45° , 60° , 80° , 100° , 120° , 135° y 150° , pero en este caso, anularemos dos señales haciendo su amplitud cero.

Eliminando el arribo de las señales a 45° y 120° , el sistema realiza un nuevo cálculo de la matriz de correlación y genera un nuevo espectro MUSIC, correspondiente a la figura 4.11

El espectro MUSIC muestra los picos en los ángulos en donde provienen las señales incidentes, y como era de esperarse, los picos en los ángulos de 45° y 120° desaparecen debido a que ya no existe señal arribando al arreglo. Se comprueba como el sistema es capaz de detectar un número variable de señales de entrada que cambian constantemente de ángulo con respecto al arreglo.

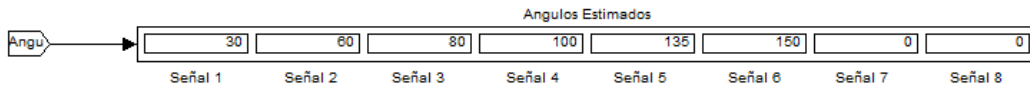


Figura 4.12: Vector de ángulos de 6 señales

Se verifica la salida del bloque MUSIC, con la figura 4.12, donde se muestra el display de vector de ángulos, que para este caso, elimina los ángulos 45° y 120° de la salida del vector, coincidiendo con lo observado en el espectro MUSIC.

Por otro lado, en la etapa de cálculo de pesos y conformación del haz, se muestra la matriz de pesos obtenida en la figura 4.13.

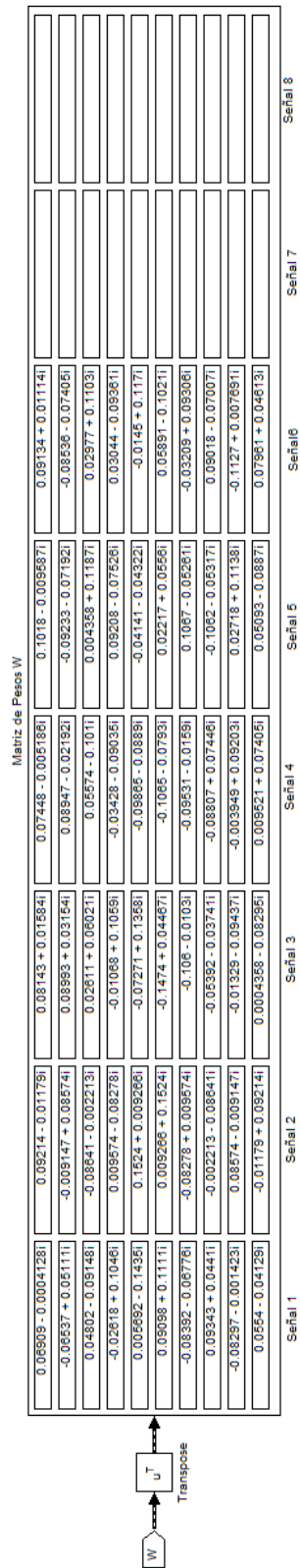


Figura 4.13: Matriz de pesos W para 6 señales

Como era de esperarse, solo se generaron 6 vectores de pesos, debido a que solo están arribando al arreglo 6 señales. Los pesos de la matriz W , corresponden con los ángulos mostrados en la Figura 4.11.

Nuevamente se obtienen las gráficas de cada factor de arreglo, similares a los obtenidos para el ejemplo anterior. Solo para notar ciertas diferencias, se muestra en la figura 4.14, el factor de arreglo generado para el ángulo de 30° y 80° .

A pesar de que a simple vista, los factores de arreglo de las figuras 4.14 se parezcan a los obtenidos en el caso anterior (arriba de 8 señales), no lo son. Para el ultimo caso, los diagramas de radiacion dibujados, son mas suaves, esto debido a que no cuenta con las mismas restricciones que los anteriores. Como se observa, los nulos forzados en los angulos 45° y 120° , en la figura 4.12 desaparecen, lo que permite tener generar un factor de arreglo con mayor suavidad que el anterior, asi como lobulos secundarios de menor amplitud.

4.2.1.1. Reducción de SNR

Se plantea un escenario donde el medio cuente con un SNR bajo. Para el caso de un SNR= 10dB, se muestra en la figura 4.15 el comportamiento del sistema en el cálculo de las direcciones de arribo.

Como consecuencia del alto ruido, los picos del espectro MUSIC caen considerablemente, comparado con el obtenido en un sistema simulado bajo una relación señal-ruido de 30dB. A pesar de la baja amplitud de los picos, el sistema continúa detectando los ángulos de arribo de las señales de entradas. Figura 4.16

Por otro lado, es importante acotar que los máximos que se generaron en el espectro MUSIC con un nivel de potencia muy bajo se consideraron que están inmersos en una plataforma de ruido. De acuerdo a las simulaciones efectuadas, se ignoraron aquellos máximos que se encuentran alrededor de 2dB.

Analizando el diagrama de constelación bajo un SNR de 10dB, se obtiene la gráfica de la figura 4.17.

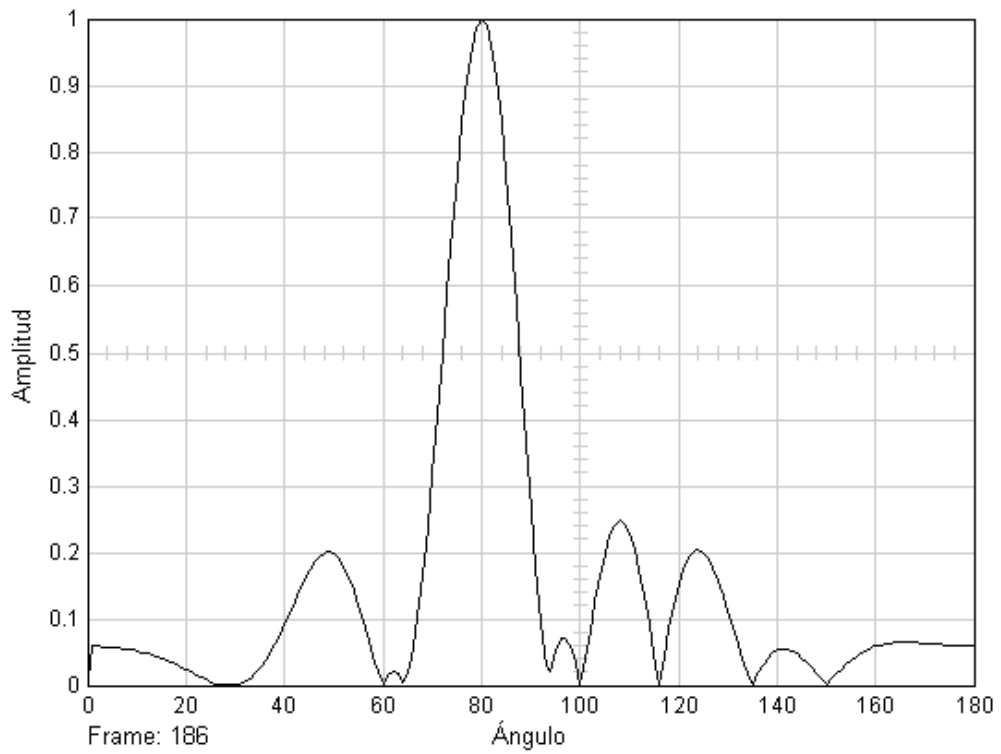
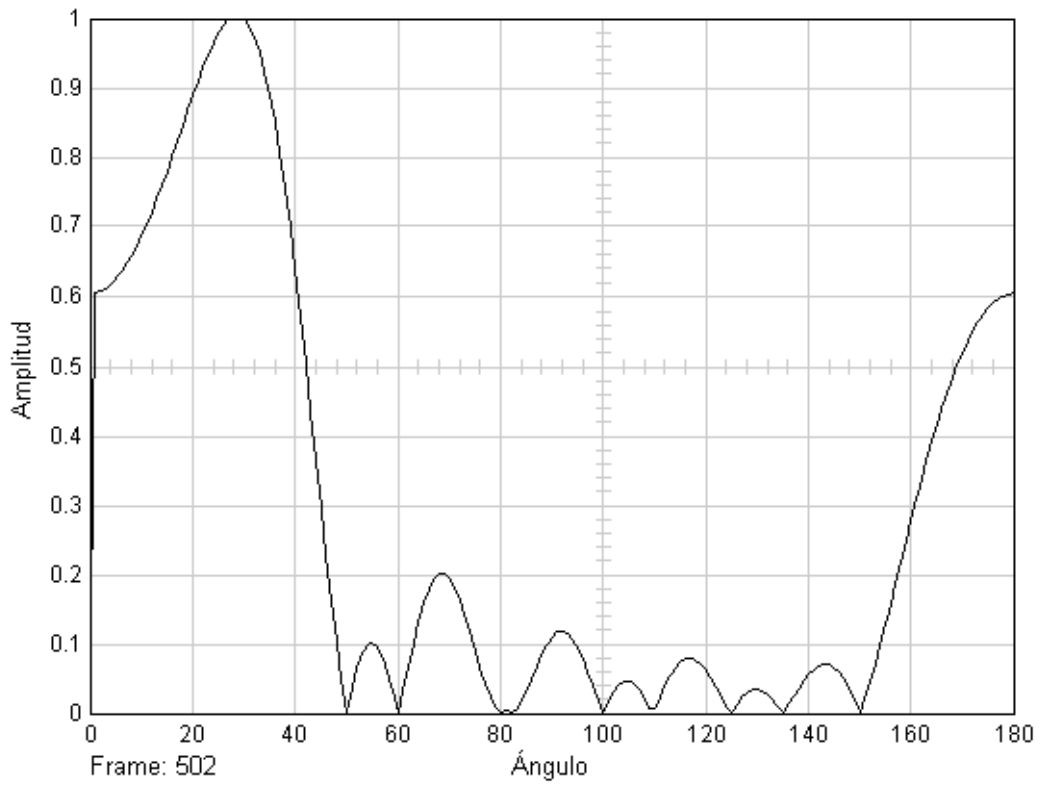


Figura 4.14: Factor de arreglo para 30° y 80°

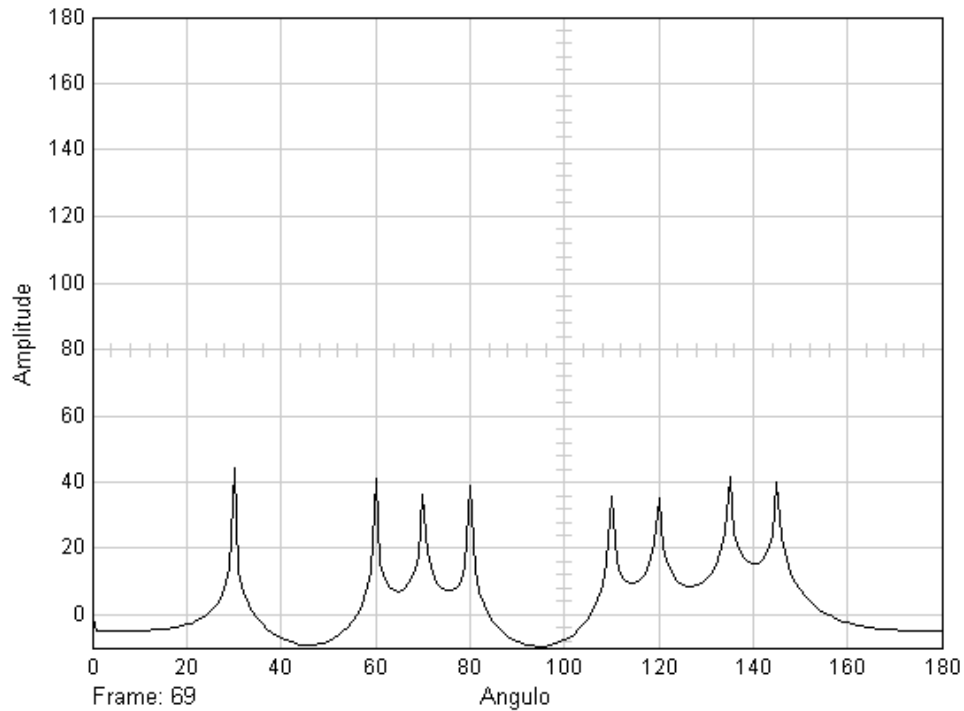


Figura 4.15: Espectro MUSIC de 8 señales con SNR de 10dB

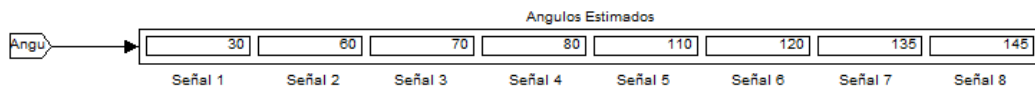


Figura 4.16: Vector de ángulos obtenido del Espectro MUSIC con SNR de 10dB

De igual forma, se observa como las características del medio (canal) afectan directamente el comportamiento del sistema. En este caso, los símbolos obtenidos en el diagrama de constelación se encuentran dispersos de su centro, a causa del ruido presente en el sistema. Sin embargo, es posible distinguir las zonas pertenecientes a cada símbolo, lo que permite la correcta demodulación del sistema.

Es posible modelar un sistema con $\text{SNR} < 10\text{dB}$, para ello, se necesitan métodos más complejos de estimación de número de señales de entrada. Esto es debido a que el algoritmo de detección de arribo utilizado, MUSIC, necesita para calcular los ángulos de arribo, el número estimado de señales de entrada. Esto es debido, a como se explicó en el capítulo 2, el algoritmo trabaja con los vectores propios

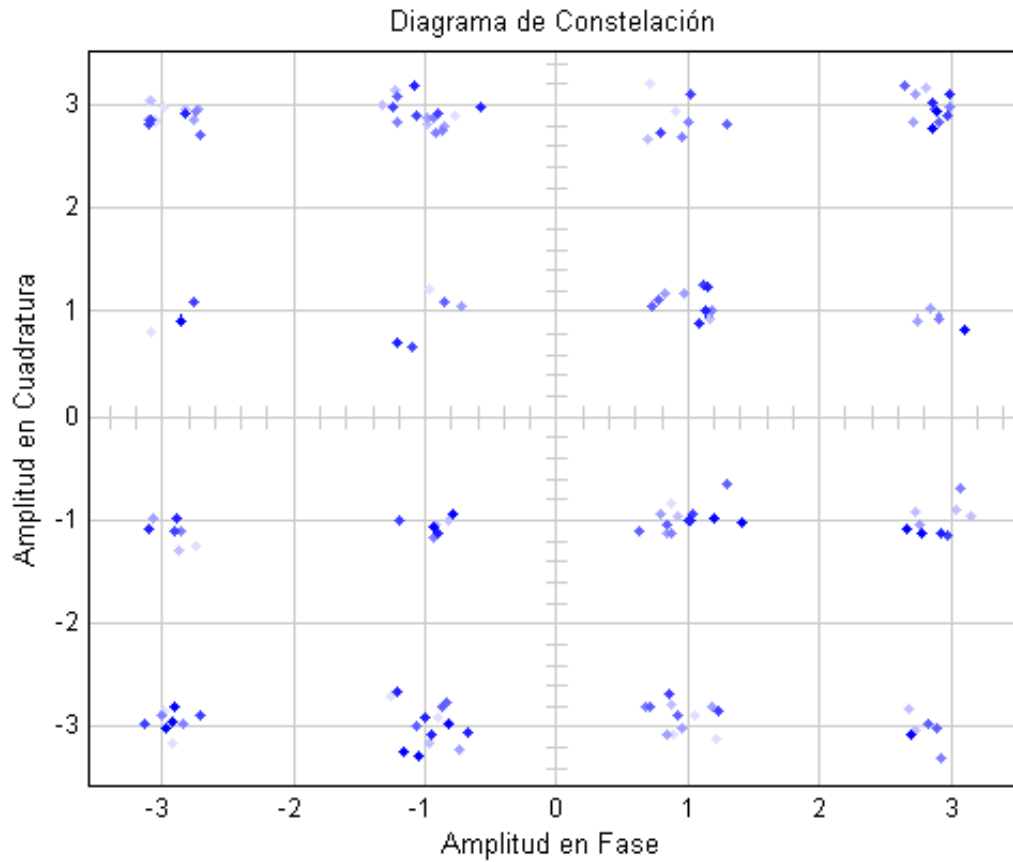


Figura 4.17: Diagrama de constelación en recepción con SNR de 10dB

para calcular el subespacio de ruido. Para este cálculo en particular, es necesaria la matriz compuesta por los vectores propios y el número estimado de señales de entrada.

En este proyecto, se estimó el número de señales analizando los vectores propios calculados a partir de la matriz de correlación. Esta estimación es válida para sistemas cuyo canal posea SNR mayores a 10dB, debido a que para menores SNR, la estimación no es confiable. Apéndice A

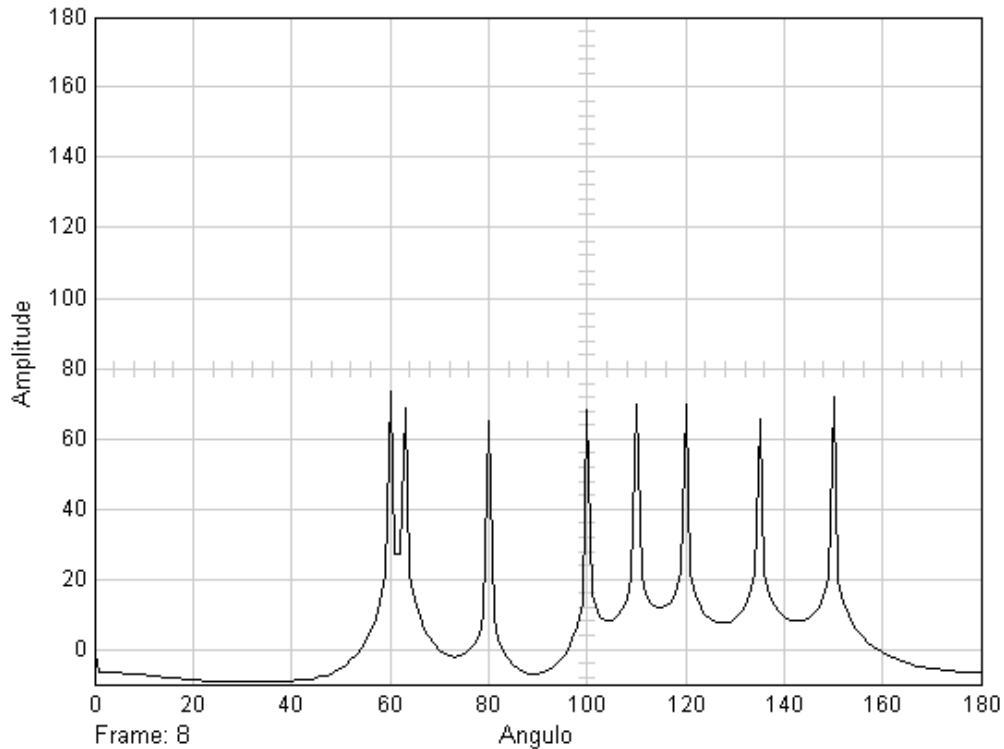


Figura 4.18: Espectro MUSIC para 2 señales separadas 3°

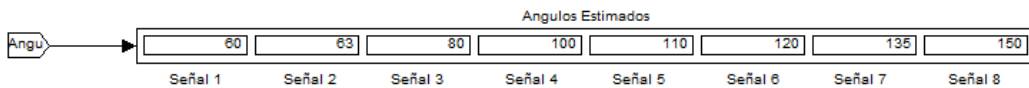


Figura 4.19: Vector de ángulos a partir del Espectro MUSIC para 2 señales separadas 3°

4.2.1.2. Señales cercanas espacialmente

Como caso particular, se analiza el comportamiento del sistema bajo la incidencia de señales cercanas, cuya separación angular sea mínima. Se evaluó el sistema para el siguiente vector de ángulo de $60^\circ, 63^\circ, 80^\circ, 100^\circ, 110^\circ, 120^\circ, 135^\circ$ y 150°

En la figura 4.18 se obtiene el espectro MUSIC.

Al presentarse dos señales cercanas el espectro MUSIC, disminuye de amplitud. Sin embargo, para una separación de 3° grados, ambas señales al igual que el resto, son detectadas por el arreglo. 4.19

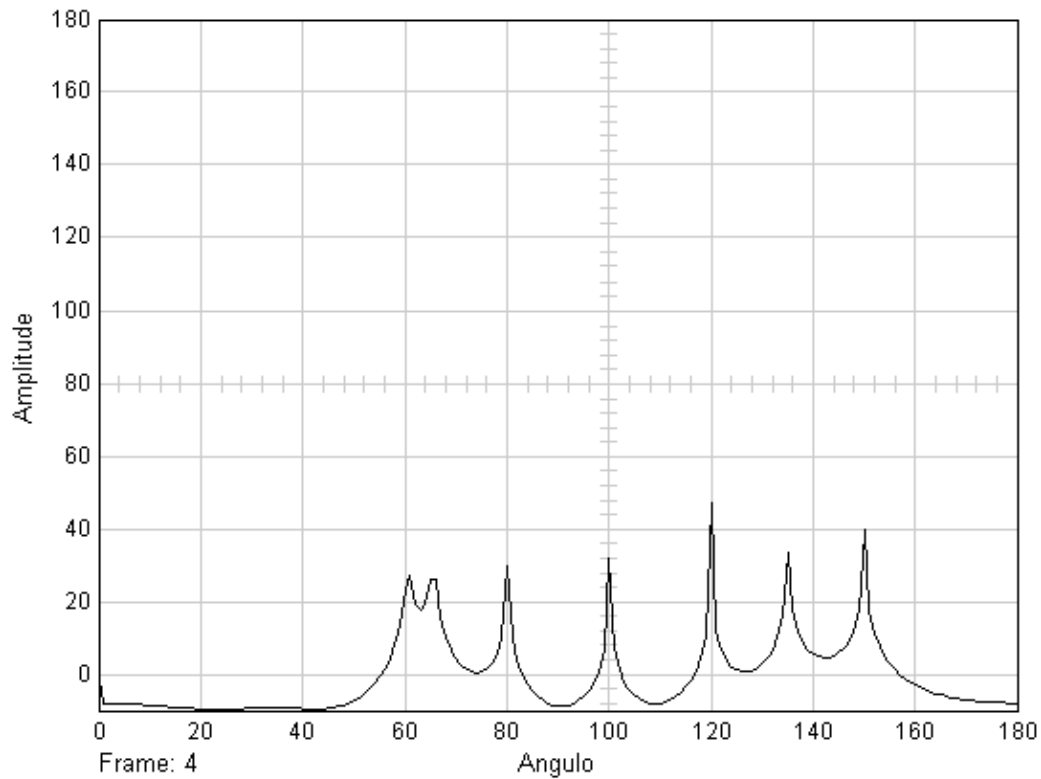


Figura 4.20: Espectro MUSIC para 3 señales separadas 3°

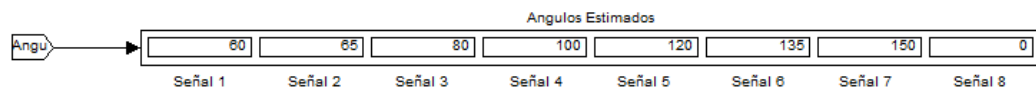


Figura 4.21: Vector ángulo a partir del Espectro MUSIC para 3 señales separadas 3°

Estudiando el caso para el que tres señales cercanas arriben al arreglo, se simuló el sistema bajo el grupo de 8 señales de entradas proveniente de los ángulos 60°,63°,66°,80°,100°,120°,135°,150°. Se obtiene el espectro MUSIC de la figura 4.20

Para este caso, el espectro MUSIC no es capaz de detectar todas las señales, esto debido a que superpone algunas señales en un solo pico, simulando una sola señal. En la Figura 4.21 se muestra el vector de ángulo que se detecta en el espectro MUSIC.

Para el caso en que todas las señales se encuentren igualmente espaciadas, la resolución del espectro MUSIC es de 11 grados. En la figura 4.22 se muestra el

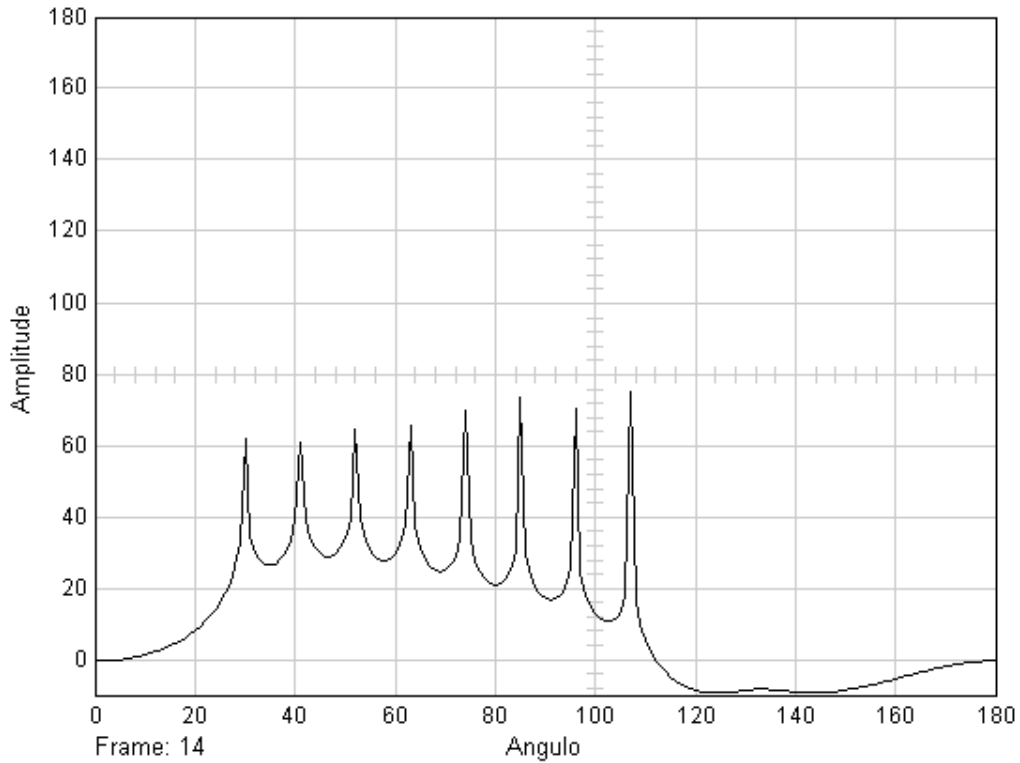


Figura 4.22: Espectro MUSIC de 8 señales separadas 11°

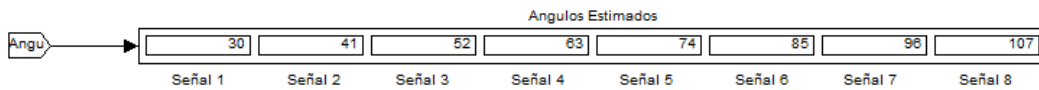


Figura 4.23: Vector de ángulos de 8 señales separadas 11°

espectro para un vector de ángulos de $30^\circ, 41^\circ, 52^\circ, 63^\circ, 74^\circ, 85^\circ, 96^\circ, 107^\circ$.

La altura de los picos varía debido a la matriz de correlación con la que se computa el espectro MUSIC. El cálculo es sensible a los posibles instantes en que las señales de entrada se encuentren correladas, por lo que el espectro se verá afectado. En la figura 4.23 se presenta el vector de ángulos obtenidos.

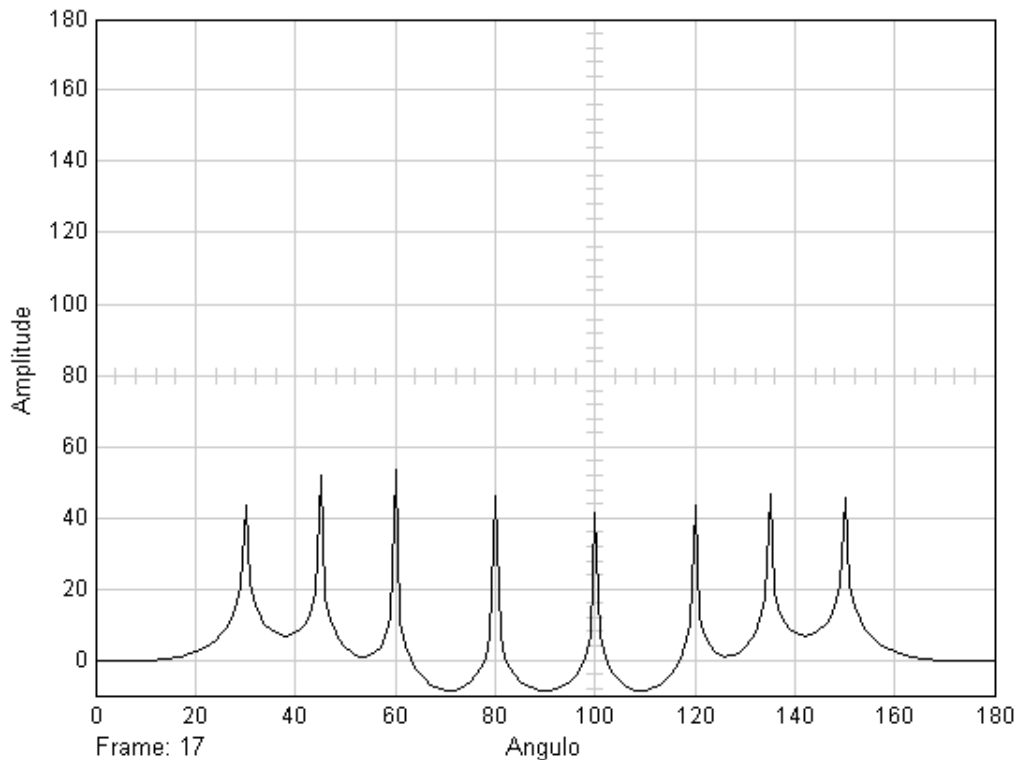


Figura 4.24: Espectro MUSIC de 8 señales QPSK con SNR de 30dB

4.2.2. Comportamiento del Sistema con señales QPSK

A continuación, se presentan las gráficas de los datos obtenidos en el sistema, como espectro MUSIC, Factor de Arreglo, Diagrama de constelación, bajo una relación señal-ruido de 30dB. En similitud con el escenario 1, se mantuvieron el resto de parámetros y valores para las simulaciones. Algunos valores serán modificados con la finalidad de analizar el comportamiento del sistema frente a los cambios introducidos. Todas las modificaciones en parámetros se declararan antes de cada simulación.

En la Figura 4.24, similar al escenario anterior, se observan las del espectro MUSIC con picos correspondiente a los ángulos de arribo de cada señal incidente al arreglo. En este caso, para un SNR de 30dB el algoritmo DoA es capaz de determinar los ángulos de arribo con la matriz de correlación de 3000 observaciones.

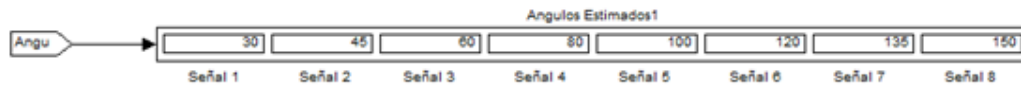


Figura 4.25: Vector de ángulos del espectro MUSIC de 8 señales QPSK con SNR de 30dB

Se obtienen nuevamente los factores de arreglo tras la aplicación del algoritmo de conformación de haz MSIR, generando uno por cada señal de entrada al arreglo. De la misma forma, se muestra en la figura 4.26 los valores de cada peso codificados tras el algoritmo MSIR para cada señal.

0.1189 - 0.07279i	0.2057 + 0.005665i	0.0917 + 0.1439i	0.03877 + 0.03766i	0.0819 - 0.05261i	0.09427 - 0.002685i	0.09018 - 0.1409i	0.1545 + 0.08182i
-0.03928 + 0.06325i	-0.02364 + 0.1084i	-0.05695 + 0.1084i	0.07046 + 0.0663i	0.02172 - 0.1164i	0.03901 - 0.1132i	-0.1387 - 0.01947i	-0.01823 - 0.1327i
0.01631 - 0.09429i	-0.0279 - 0.1188i	-0.03108 - 0.06657i	0.06465 + 0.1075i	-0.09101 - 0.07186i	-0.101 - 0.05031i	0.08874 + 0.09643i	-0.002337 + 0.1205i
-0.00632 + 0.0672i	0.1071 - 0.001697i	0.0989 - 0.03371i	0.009582 + 0.1292i	-0.1362 + 0.03242i	-0.05822 + 0.07618i	-0.05224 - 0.1371i	0.06337 - 0.1543i
-0.01573 - 0.1709i	0.01794 - 0.02434i	0.1079 + 0.1041i	-0.04652 + 0.1049i	-0.03617 + 0.04583i	0.1148 - 0.0009779i	-0.1093 + 0.007409i	-0.008449 + 0.05706i
0.09038 + 0.1469i	-0.01471 + 0.02642i	-0.1449 + 0.03825i	-0.112 + 0.02505i	0.04623 + 0.03566i	0.0009779 - 0.1148i	0.1009 + 0.04259i	0.02763 - 0.05064i
-0.04653 - 0.04984i	0.04287 + 0.05621i	-0.06815 - 0.07669i	-0.1248 - 0.03473i	0.14 - 0.001668i	-0.07618 + 0.05822i	0.09405 - 0.1128i	-0.04233 + 0.1613i
0.06981 + 0.06544i	-0.1197 + 0.02386i	0.05471 - 0.09423i	-0.09274 - 0.08438i	0.07081 - 0.09183i	0.05031 + 0.1011i	-0.1153 + 0.06227i	0.07071 - 0.09758i
-0.06944 - 0.02664i	0.08888 - 0.06646i	-0.003149 + 0.1224i	-0.05119 - 0.08209i	-0.04937 - 0.1076i	0.1132 - 0.03901i	0.1374 + 0.02675i	-0.09449 + 0.09495i
0.1388 - 0.01363i	0.09031 + 0.1849i	-0.1503 + 0.08092i	-0.02933 - 0.0454i	-0.09223 - 0.03112i	0.002685 - 0.09427i	-0.03937 - 0.1626i	0.1726 + 0.02774i
Señal 1	Señal 2	Señal 3	Señal 4	Señal 5	Señal 6	Señal 7	Señal 8

Figura 4.26: Matriz de pesos para 8 señales QPSK con SNR de 30dB

A continuación se muestran el factor de arreglo referido a cada uno de los ángulos de arribo, determinados por el algoritmo MUSIC.

Similar al escenario con señales 16QAM, para QPSK cancelaremos 2 señales de entrada para verificar el funcionamiento del procesamiento digital del bloque DSP en el tiempo. Anulando las señales proveniente de los ángulos 45° y 120° , el espectro MUSIC obtenido y el diagrama de constelación de la señal recibida se muestran en la figura 4.31 y figura 4.32, respectivamente.

El cambio en el diagrama de constelación del escenario 1 al escenario 2, se hace notorio. El modelo de señales de entrada queda totalmente definido dentro del diagrama de constelación. Para el primer escenario, se simularon señales moduladas en un esquema de 16QAM, lo que como se observó, generó 16 estados dentro del diagrama. En este caso, simulando señales moduladas en un esquema digital QPSK, solo 4 estados se representarían en el diagrama, donde se obtienen valores alrededor de los 4 símbolos posibles representados en este tipo de modulación.

De esta manera, se han presentado 4 escenarios en los que se ha podido evaluar el comportamiento del sistema de antenas inteligentes. Tipo de señal de entrada, variación del ángulo de arribo, variación en la relación Señal-Ruido y cercanía de las señales de entrada.

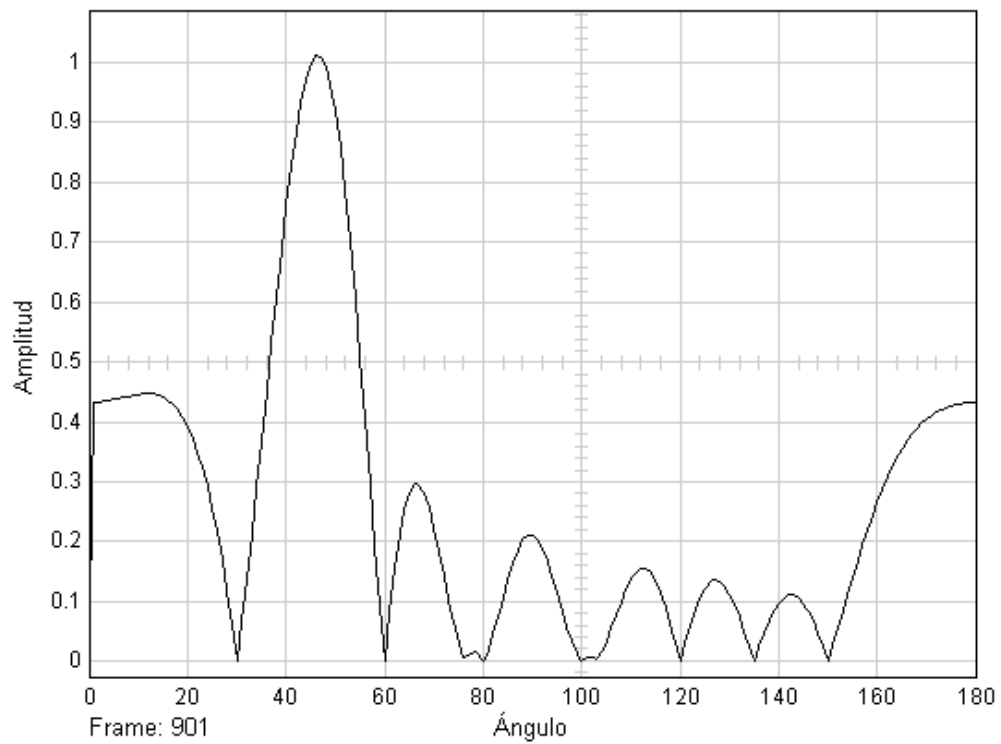
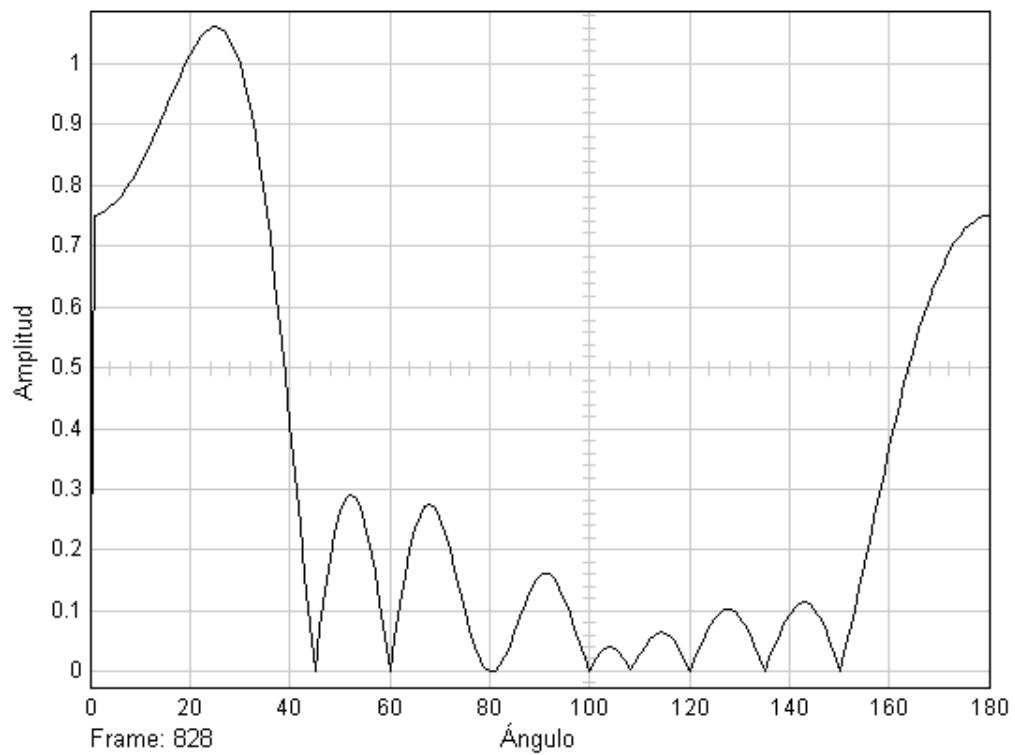


Figura 4.27: Factor de arreglo de los ángulos 30° y 45°

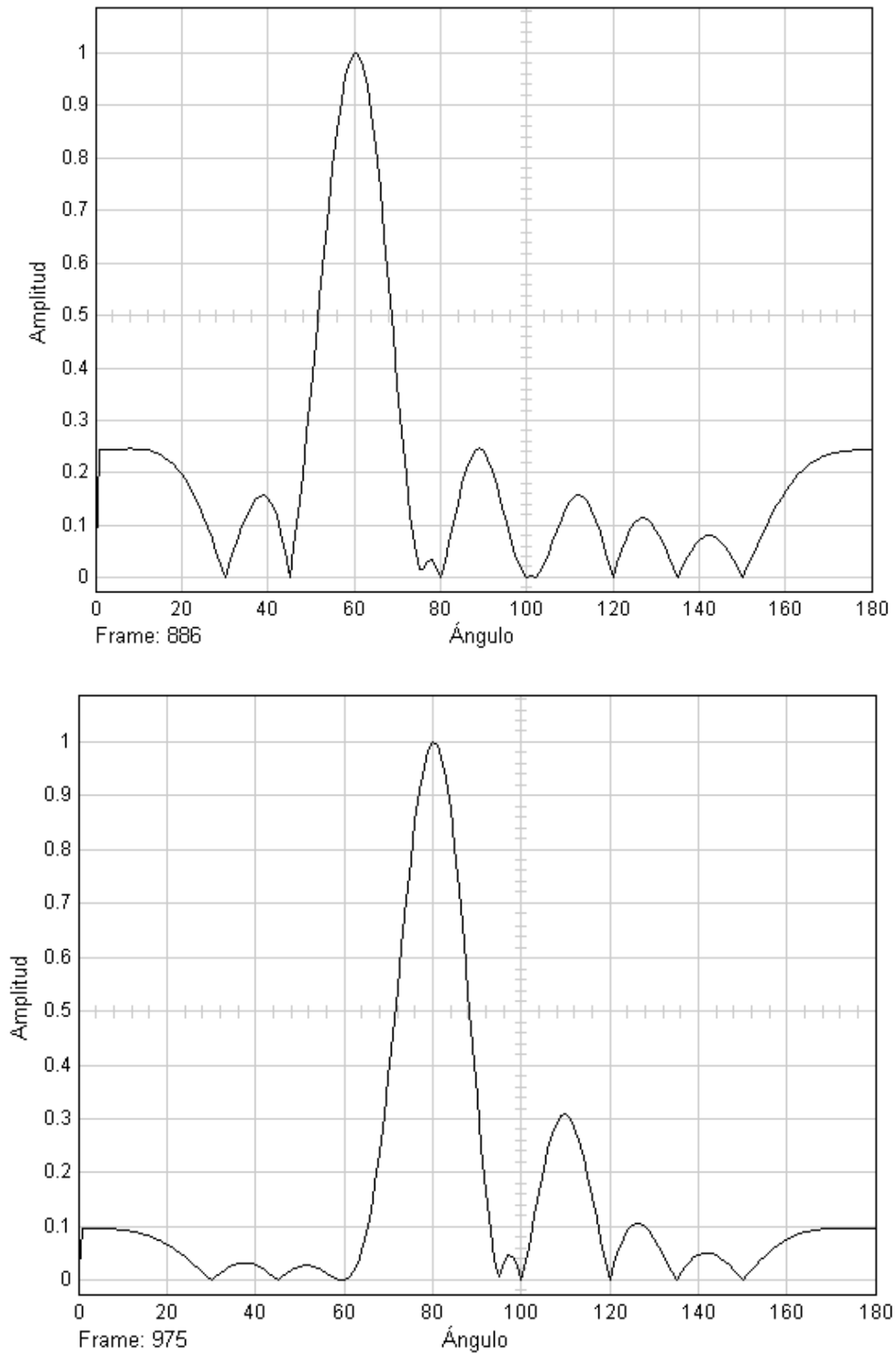


Figura 4.28: Factor de arreglo de los ángulos 60° y 80°

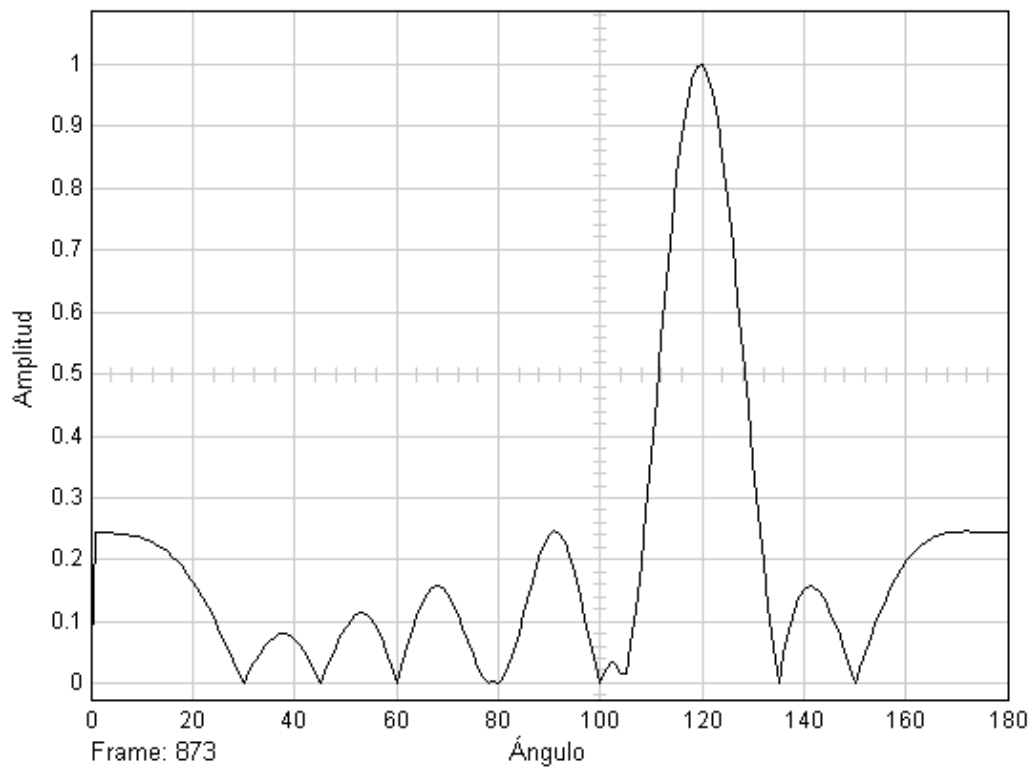
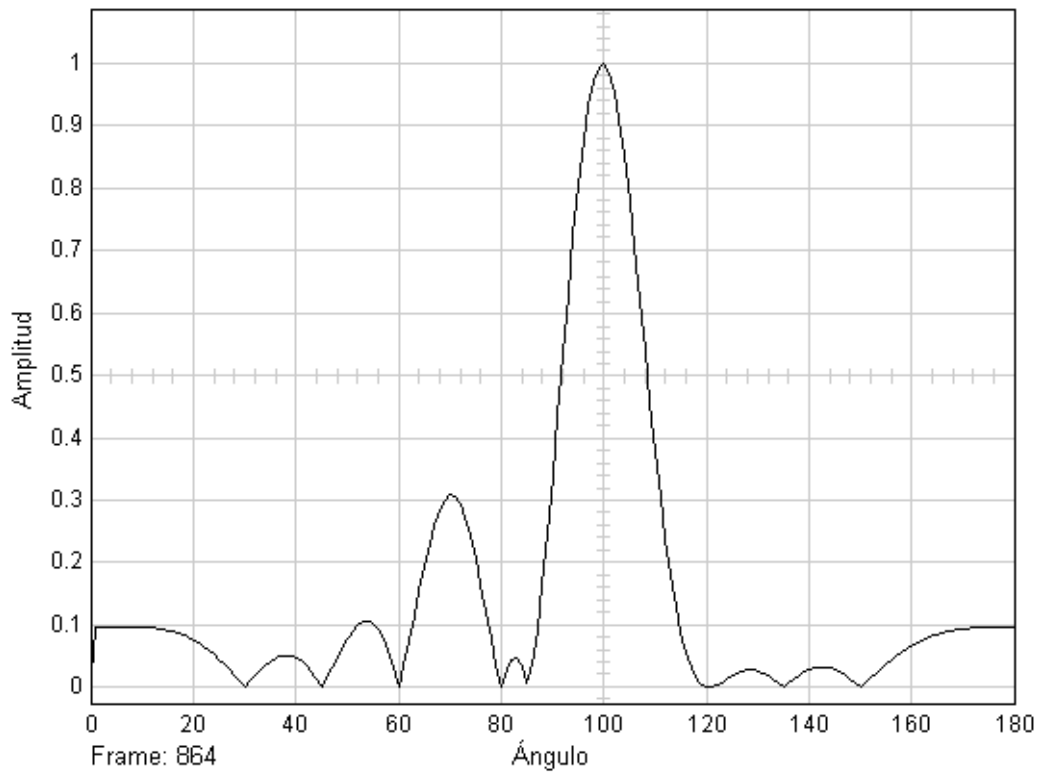


Figura 4.29: Factor de arreglo de los ángulos 80°, 100°, 120°

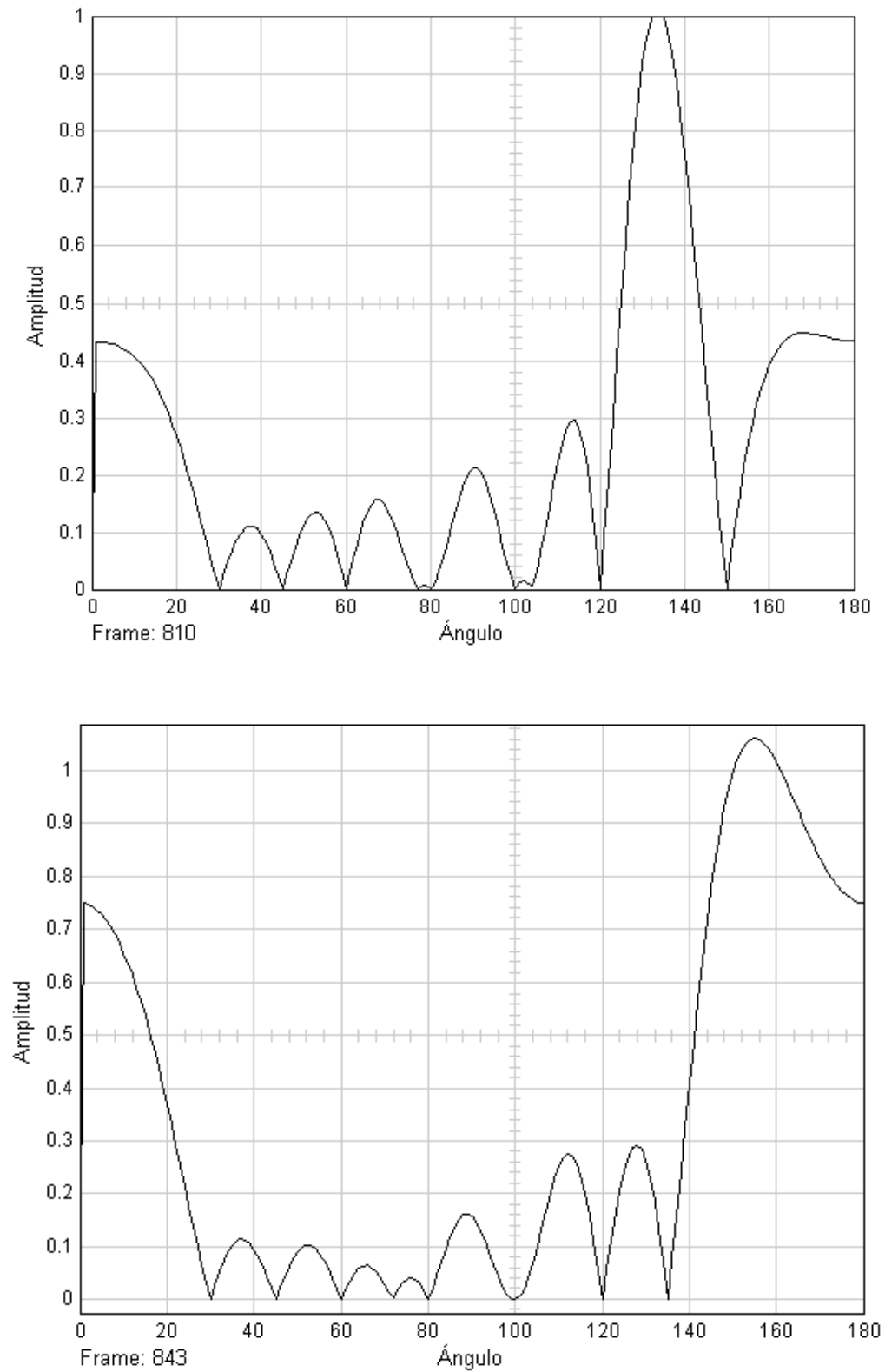


Figura 4.30: Factor de arreglo de los ángulos 135°, 150°

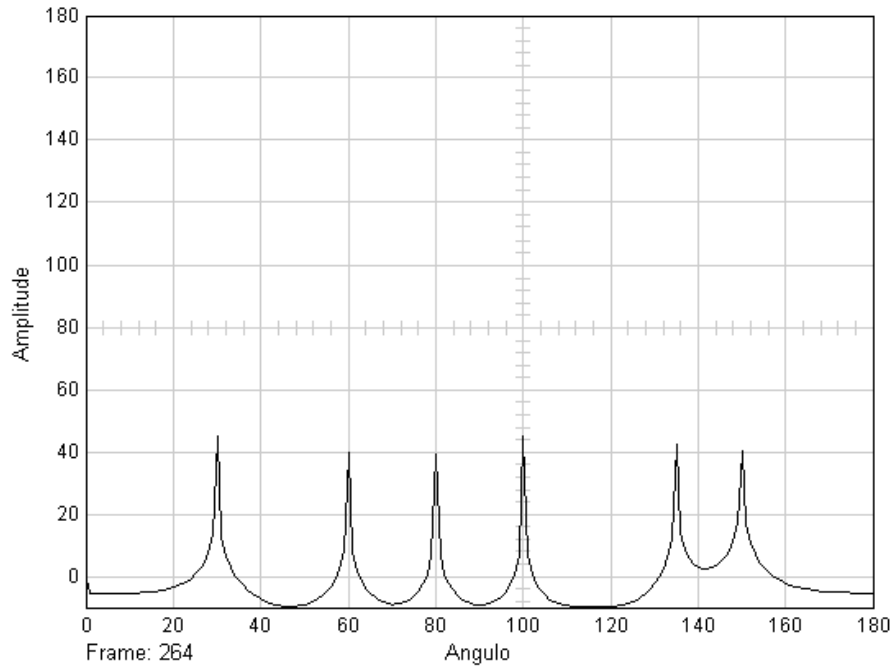


Figura 4.31: Espectro MUSIC para 6 señales QPSK entrantes

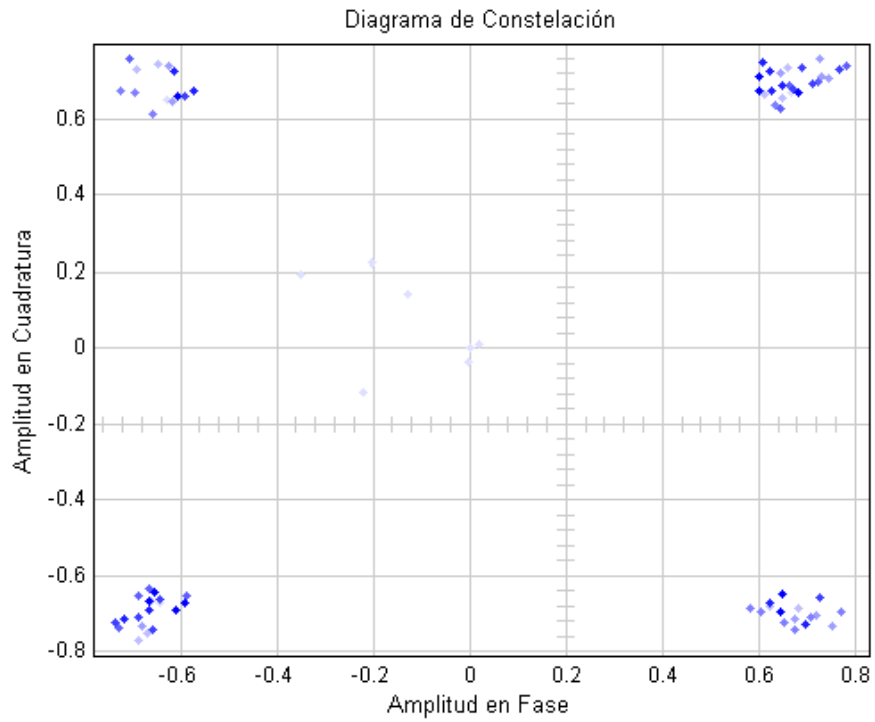


Figura 4.32: Diagrama de constelación de señal QPSK recibida

Capítulo V

Conclusiones y recomendaciones

5.1. Conclusiones

A medida que crece la cantidad de usuarios de una red, los sistemas de comunicaciones móviles requieren mayor capacidad para estar a la altura del tráfico de voz y datos en demanda. Optar por los sistemas de antenas inteligentes es una de las soluciones más eficientes pues tiene la ventaja de incrementar la capacidad del sistema en términos del flujo de datos, reducir la interferencia entre usuarios, así como un aumento de cobertura en los sistemas móviles actuales.

La componente DSP de un sistema de antenas inteligentes fue una de las etapas que se desarrolló en esta investigación. Para la estimación de la dirección de arribo de las señales incidentes se implementó el algoritmo MUSIC, para que representara a los métodos basados en subespacio. Por otra parte, el método utilizado para la conformación de haz fue el algoritmo MSIR. Así mismo, se tomó un Arreglo Lineal Uniforme (ULA) de una antena sectorizada que cubre 120 grados espaciales, simulando un entorno similar a un sistema de telefonía móvil. El número de dipolos usado fue de diez, con una separación de $0,5\lambda$ entre dos elementos consecutivos; dicha distancia fue seleccionada debido a que se demostró que es óptima para la obtención de un acoplamiento mínimo entre los elementos del arreglo, lo cual se puede observar en el Apéndice [A](#).

El sistema implementado posee un arreglo de antenas cuya orientación es de polarización vertical, y así mismo se estableció un campo eléctrico incidente con polarización vertical. Esto permite que ocurra una adaptación total por polarización, en el sistema.

Por un lado, se corroboró el funcionamiento del algoritmo MUSIC como algoritmo de detección de ángulo de arribo para la señales incidentes a un arreglo, así como también el funcionamiento del algoritmo MSIR, como método de conformación de haz que permita la recuperación de cada señal incidente tras la aplicación de pesos correspondientes a las corrientes en amplitud y fase que alimenten a un arreglo.

Se observa como el algoritmo MUSIC es un algoritmo que realiza estimaciones precisas en condiciones favorables, esto es, un considerable número de muestras, así como una alta relación señal a ruido. Para mediciones de baja relación señal a ruido, la aplicación del algoritmo MUSIC requiere un número mayor de observaciones para realizar una detección acertada. Sin embargo, dado valores muy bajos de SNR, menores a 10dB, el sistema pierde exactitud, y es imposible la detección de los ángulos de arribo de las señales.

De esta manera se aprecia como el sistema es sensible a grandes cambios de SNR, que afecta directamente la detección de ángulos de arribo, y por lo tanto, la recuperación de señal a recibir.

Por otra parte, es de notar que la detección del ángulo de arribo es independiente del esquema de modulación con el que trabaja el sistema, esto debido a que la sección DSP encargada de la detección de arribo, funcionan únicamente con la componente espacial del campo eléctrico, siendo esta componente la que define la dirección de llegada de la fuente. Sin embargo, cabe destacar que se detectará la dirección de arribo siempre y cuando el campo recibido se encuentre por encima del ruido, definido por el SNR.

El algoritmo de conformación de haz, genera haces apuntando a la dirección deseada, y nulos en la dirección de señales interferentes, sin embargo, para señales con cercanía angular, el factor de arreglo generado por los pesos calculados en el

algoritmo, pierde practicidad, pudiendo generarse picos de radiación en otras direcciones también, debido a que el arreglo, por su cantidad de número de elementos, no tendrá la capacidad de conformar un haz altamente directivo que permita generar un diagrama de radiación adecuado para el sistema.

Por otro lado, haciendo referencia a la componente de hardware de una antena inteligente, se confirma en este proyecto como todo un sistema es posible representarse a través de una modelación computacional. Esto quiere decir que cualquier componente que constituya el sistema de antenas inteligentes puede ser modelado bajo una representación matemática, que emule su comportamiento, y por ende, el de todo el sistema.

5.2. Recomendaciones

Las siguientes son recomendaciones referentes al trabajo realizado en pro del mejoramiento del mismo o la obtención de mejores resultados para un diseño realizado.

- Los ángulos de arribo no deben estar por encima de los 150° y no menor de los 30° respecto del arreglo diseñado.
- Utilizar otros esquemas de modulación en el sistema de tal manera que el usuario pueda seleccionar el esquema más apropiado para sus necesidades.
- Incluir otros esquemas de acceso a la red como lo son CDMA y FDMA.
- Ampliar el sistema de modo que trabaje con diferentes esquemas de modulación a la vez
- El sistema elaborado estableció un ángulo $\phi 90^\circ$ para todas las señales recibidas. Realizar un estudio que abarque una variación del ángulo de arribo tanto en θ como en ϕ .

- Este proyecto utilizó una geometría lineal para el arreglo de antenas. De manera de desarrollar aún más el sistema, se recomienda trabajar además con geometría planal y volumétrica.
- Estudiar el caso de desadaptación por polarización entre la orientación del campo eléctrico inducido y la del arreglo de antenas, de manera que se aprecie un desacople de impedancias entre los elementos del mismo, con lo cual se podría evaluar el efecto que tiene el acoplamiento en los sistemas móviles que utilizan antenas inteligentes.
- Ampliar la variedad de algoritmos con los que el sistema trabaja. Aplicar otros algoritmos tanto de dirección de arribo (DOA) como de Conformación de Haz.
- Para la estimación del número de fuentes en recepción, se realizó un análisis de la matriz de autovalores. Se recomienda aplicar un método diferente que permita la estimación de dicho número de fuentes.

Apéndice A

Estudio de las impedancias por acoplamiento entre elementos de un arreglo

En todo arreglo de antenas existen impedancias de acoplamiento entre los elementos del mismo, si dichas impedancias son altas se tiene que el voltaje inducido en cada elemento del arreglo se ve afectado por el resto de los elementos, lo cual ocasiona que dicho voltaje no dependa únicamente de la impedancia propia de cada dipolo sino que ocurrirá una variación de impedancia debido al resto de los dipolos que conforman el arreglo.

En esta sección se realizará un estudio que demuestre que con una distancia de $\lambda/2$ que separe a cada elemento del arreglo se obtiene un acoplamiento el cual se puede considerar despreciable en cada dipolo. Para ello se recurre al software CST (Computer Simulation Technology) Microwave Studio. En el mismo se diseña el arreglo, el cual posee 10 dipolos con orientación a_z , como se observa en la figura [1.1](#)

Se fijaron los siguientes valores, representados en la tabla [A](#)

Variable	Valor	Significado
c	$3 \times 10^8 \text{ m/s}$	Velocidad de la luz
f	850MHz	Frecuencia de operación
d	0.5λ	Separación entre los elementos del arreglo

Tabla 1.1: Parametros para medicion de impedancias de acoplamiento de ULA

Con el modelo de antena simulado, se observa en la figura 1.2 como el parámetro de dispersión S_{21} posee una magnitud menor a -35dB para la frecuencia de operación de 850MHz, lo cual indica que el acoplamiento entre el elemento 1 y el elemento 2 es lo suficientemente bajo como para poder despreciarse a la hora de realizar los cálculos en el sistema de telefonía móvil presentado en el proyecto.

En cuanto al acoplamiento que existe entre elementos no adyacentes, se puede observar en la figura 1.3 que mientras mayor sea la distancia que separe a ambos elementos, mientras se tenga un factor de $\lambda/2$ para dicha separación, el acoplamiento existente será cada vez menor.

En cuanto a las impedancias de acoplamiento, como se observa en la figura 1.4, para la frecuencia de operación se tiene un valor menor a 0.03, por lo que se puede concluir que dicha impedancia, al ser casi nula, es muy pequeña en comparación con la impedancia propia del dipolo y se puede despreciar para los cálculos a realizar.

De forma análoga, a los parámetros de dispersión, a medida que sea mayor la distancia entre dos elementos pertenecientes al arreglo de antenas con separación de $\lambda/2$ entre dipolos, menor será la impedancia de acoplamiento existente. Figura 1.5

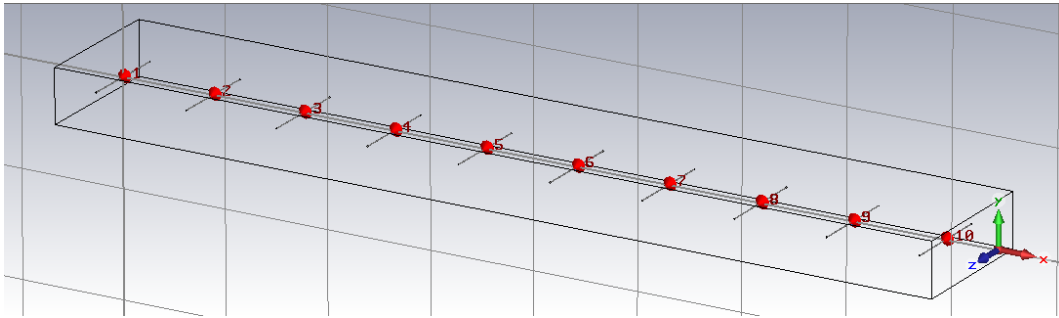


Figura 1.1: Arreglo de antenas en CST Microwave Studio

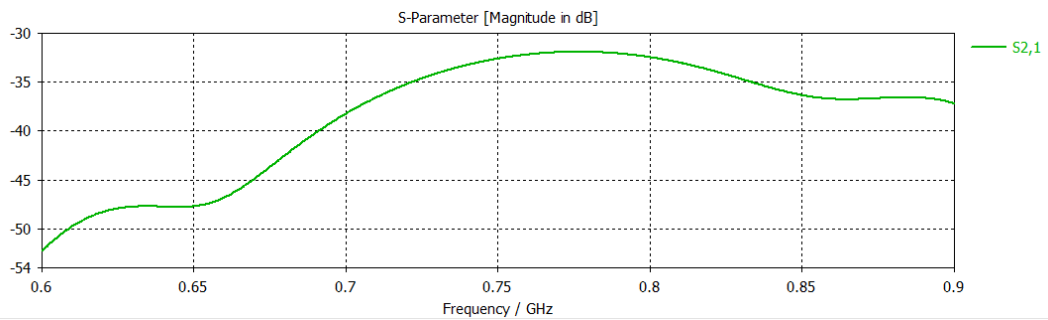


Figura 1.2: Gráfica de parámetro de dispersión que representa el acoplamiento entre el dipolo 1 y el dipolo 2

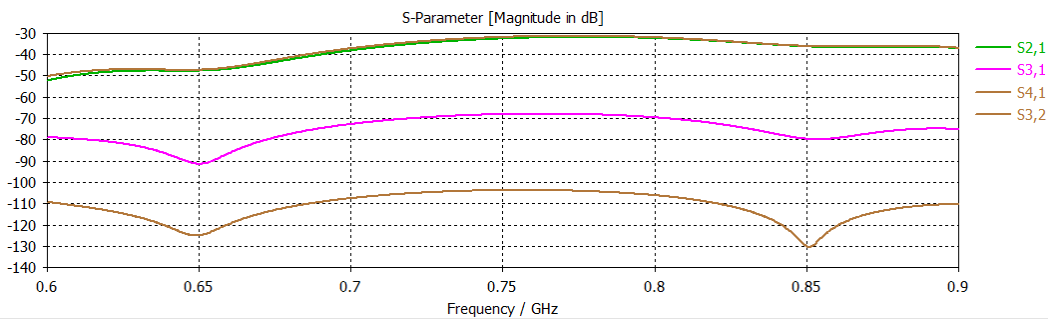


Figura 1.3: Gráfica con varios parámetros de dispersión

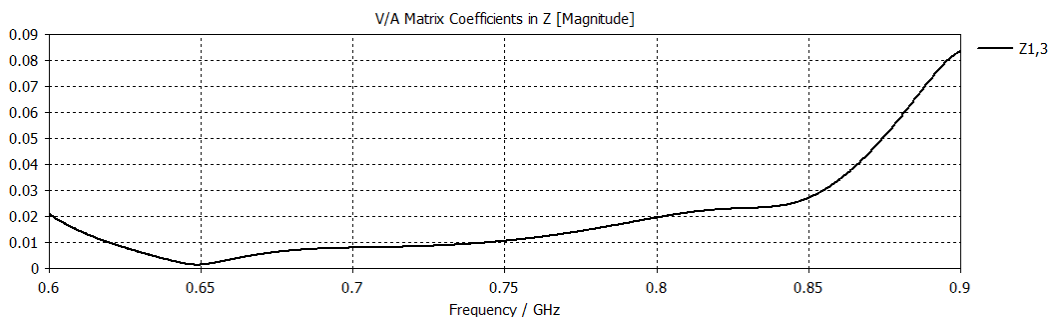


Figura 1.4: Impedancia de acoplamiento

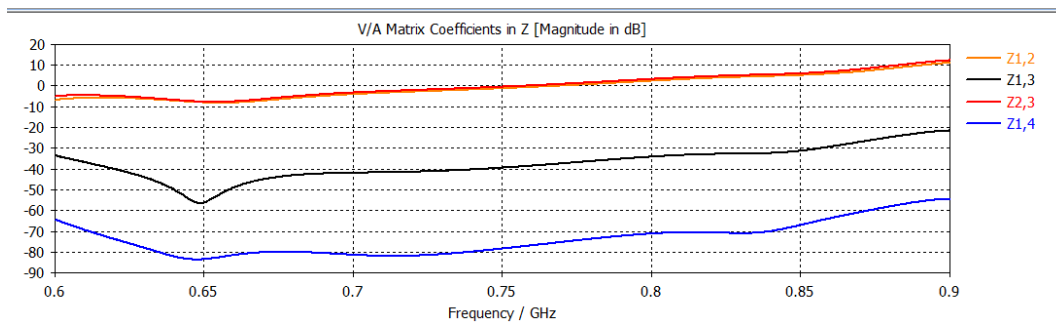


Figura 1.5: Impedancias de acoplamiento

Apéndice B

Estimación de número de fuentes incidentes sobre un arreglo

Algunos algoritmos de detección de arribo de señales, necesitan tener conocimiento del número estimado de fuentes que inciden sobre el arreglo. En el caso del algoritmo MUSIC, es necesario estimar este parámetro, esto debido a que el método utilizado por el algoritmo se basa en el análisis los valores propios de la matriz de correlación, a partir de donde se definen un subespacio para la señal y un subespacio para el ruido, y es luego de este proceso, que se puede obtener el espectro que proporcionara los Angulo de arribo de las señales de entrada.

Si el número de fuentes P no es conocido, este debe ser estimado a partir de la información proporciona cada vector $X(t)$, correspondiente al voltaje inducido en el arreglo por los campos que inciden sobre él. Cuando el nivel de señal es mucho mayor en comparación con el ruido ($SNR > 15\text{dB}$) P puede ser estimado fácilmente a partir de los valores propios de la matriz de correlación estimada. Los autovalores muestran un cambio marcado en sus valores, en donde los mayores, representan los autovalores de las señales mientras que los menores pertenecen al ruido. En otros casos donde el ruido es considerablemente mayor ($SNR < 15\text{dB}$), puede ser complicado determinar el número de fuentes solamente a través de la inspección de los valores propios

La diagonal de la matriz de valores propios, proporciona información del número de señales a través del cálculo de la matriz de correlación. Si definimos un arreglo de L elementos sobre el que inciden P señales, al hacer el cálculo de los valores propios S a partir de la matriz de correlación se genera una matriz mostrada en la ecuación 2.1

$$S = \begin{pmatrix} \lambda_{s1} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_{s2} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \lambda_{n1} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \lambda_n \end{pmatrix}_{(L \times L)} \quad (2.1)$$

Donde los λ que forman la diagonal, se encuentran ordenados de manera ascendente, en donde los valores mayores, corresponden con las señales incidentes, mientras que los menores, al ruido.

Es posible definir un valor umbral que permita diferenciar dentro de la matriz de valores propios cuales pertenecen a las fuentes y cuales al ruido. En general, los λ_n , que componen un número de $(L-P)$ elementos de la diagonal se encuentran por debajo de 0.1, pertenecientes al ruido, mientras que los P elementos restantes, pertenecen a las señales, y superan este umbral.

Para sistemas de muy bajo SNR, donde el ruido ejerce mayor influencia sobre el sistema, este umbral es también superado por los valores propios de ruido, y la estimación se vuelve imprecisa.

Apéndice C

Parámetros variables del sistema

A continuación, se describen los parámetros variables utilizados en el desarrollo del proyecto y pueden ser modificables directa o indirectamente dentro del sistema.

Para observar el comportamiento bajo distintos escenarios, el sistema permite la modificación de algunos parámetros que son variables en la simulación de un sistema de antenas inteligentes.

3.1. Variables locales

Dentro de esta sección se muestran el conjunto de parámetros que son variables en la interfaz del sistema instalado, y su modificación afecta el comportamiento de un bloque, mientras se ejecuta la simulación del sistema de antenas inteligentes. Estos parámetros son:

- Ángulo de arribo de la señal
- Amplitud de la señal
- Relación Señal-Ruido
- Número de observaciones de la matriz de correlación espacial

3.1.1. Ángulo de arribo de la señal

Dentro de la sección de generación de ondas planas, cada bloque 16QAM posee una ventana donde se define el ángulo de arribo al cual se desea que la señal incida sobre el arreglo, tomando como referencia al bloque Ant1, correspondiente al primer elemento del arreglo de antenas. El valor a introducir se expresa en grados, y puede tomar valores entre 30° y 150° , simulando uno de los tres sectores de 120° que se definen en un sistema de telefonía móvil.

3.1.2. Amplitud de señal

Se define dentro de la misma ventana de cada bloque 16QAM, el parámetro de amplitud de cada señal, simulando distintos niveles de campo eléctrico para cada una de las señales que arriban al arreglo.

Es posible a su vez, modificar el número de señales que incidan sobre el arreglo en función de la amplitud de cada una de ellas. Para eliminar una señal, basta establecer como amplitud, el valor cero.

3.1.3. Relación Señal-Ruido

El valor de la relación señal-ruido es posible modificarlo dentro del bloque Canal, definiendo las características de ruido del medio de transmisión.

Dentro de la ventana del bloque canal, se establece el parámetro de entrada SNR, referido a la relación Señal-Ruido en dB.

3.1.4. Número de observaciones de la matriz de correlación espacial (N)

La variable N define el número de muestras bajo la cual se realizará el cálculo de la matriz de correlación espacial. Mientras mayor sea la cantidad de observaciones para su cálculo, más información es capaz de proporcionarle a los bloques

siguientes. Puede ser modificado para observar el comportamiento de la matriz de correlación en función de su cálculo bajo un número de N muestras.

3.2. Variables globales

Dentro de esta sección se muestran el conjunto de parámetros que pueden ser modificados en la interfaz, antes de ejecutar la simulación, y afectan a todo el sistema. Pueden ser modificados en la sección de Variable Global.

3.2.1. Frecuencia de la portadora (f_0)

La frecuencia de la portadora, se estableció como parámetro fijo para todas las simulaciones, definido como $f_0 = 850\text{MHz}$, emulando un sistema de telefonía móvil. Sin embargo, puede ser modificado para simular casos particulares.

Referencias Bibliográficas

- [1] Fuhl Josef. *Smart Antennas for Second and Third Generation Mobile Communications Systems*. PhD thesis, Universidad Técnica de Wien, Facultad de Ingeniería, 1997.
- [2] Ram Shankar. *A Study of Adaptive Beamforming Techniques Using Smart Antenna For Mobile Communication*. PhD thesis, Instituto Nacional de Tecnología Rourkela, India, 2007.
- [3] Camacho Britapaz y Montero Frank. *Análisis Teórico y Simulación de Antenas Inteligentes*. PhD thesis, Universidad de Carabobo, Facultad de Ingeniería, Escuela de Eléctrica, 2001.
- [4] Castillo Amevir y Rodriguez Elimer. *Simulación y Estudio Comparativo de los Algoritmos de Detección de Dirección de Arribo (DOA) Usados en Antenas Inteligentes*. PhD thesis, Universidad de Carabobo, Facultad de Ingeniería, Escuela de Eléctrica, 2005.
- [5] Blostein Steven Siriteanu Constantin and Millar James. *FPGA-Based Communications Receivers for Smart Antenna Array Embedded Systems*. PhD thesis, Queen's University, Departamento de Ingeniería Eléctrica y Computacional. Ontario, Canada, 2006.
- [6] Kai-Di Chang Han-Chieh Chao y Jiann-Liang Chen Chi-Yuan Chen, Fan-Hsun Tseng. *Reconfigurable Software Defined Radio and Its Applications*. PhD thesis, Universidad Nacional Dong Hwa, Departamento de Ingeniería Eléctrica. Hualien, Taiwan, 2010.

- [7] Quiroz Juan Francisco y Romero Carlos. *Emulador de un Sistema de Comunicaciones utilizando tecnología SDR*. PhD thesis, Escuela Politecnica del Ejército, Ingeniería en Electrónica, Redes y Comunicaciones de Datos. Sangolgui, Ecuador, 2010.
- [8] Ahmed El Zoobhy. *Smart Antenna Engineering*. Artech House, 2005.
- [9] Mariano Botello Perez Giselle M. Galvan Tejada. Acceso multiple por división de espacio: una nueva dimensión. *Sección de Comunicaciones, Departamento de Ingeniería Electrica, Centro de Investigación y Estudios Avanzados (CINVESTAV) del Instituto Politecnico Nacional (IPN)*., 8(1):3–8, December 2003. URL http://biblioteca.cinvestav.mx/indicadores/texto_completo/cinvestav/2004/124709_1.pdf.
- [10] Gonzalez Cesar. *Modelado y Simulación de Técnicas de Conformación de Haz para Antenas Inteligentes*. PhD thesis, Universidad Autónoma de Nuevo León, 2004.
- [11] Lal Chand Godara. *Smart Antennas*. 2004.
- [12] Gross Frank. *Smart Antennas for Wireless Communications*. McGraw-Hill Companies, 2005.
- [13] Omar A. Guzmán Obregón-Yudel Pérez Arbellá Serguei Guerra Fernández, Yasser Lomaña Padilla. *Optimización de la Estimación de DOA en Sistemas de Antenas Inteligentes usando criterios de Redes Neuronales*. PhD thesis, Facultad 2, Universidad de las Ciencias Informáticas, Boyeros, Ciudad Habana, Cuba, 2013. URL http://scielo.sld.cu/scielo.php?pid=S1815-59282013000100006&script=sci_arttext.
- [14] Gutierrez Daniel y Triana Cristian. *Desarrollo de un Aplicativo que Permita la Variación del Patrón de Radiación de una Antena Inteligente, según la Posición de un Punto Determinado*. PhD thesis, Universidad de SAN Buenaventura, Facultad de Ingeniería Electrónica. Bogota, Colombia., 2002.
- [15] C. Balanis. *Antenna theory: Analysis and Design*. JohnWiley & Sons 3ra edición, 2005.

- [16] H. Krim and M. Viberg. Two decades of array signal processing research: The parametric approach. *IEEE Signal Processing Magazine*, 13(4):67–94, July 1996. URL <http://dx.doi.org/10.1109/79.526899>.
- [17] R. Albornoz y S. Mustafá. Antenas inteligentes. *V Encuentro Nacional de Ramas, IEEE*, Noviembre 2004.
- [18] P. Stoica and A. Nehorai. Music, maximum likelihood, and cramer-rao bound. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 37(5):720–741, May 1989. URL <http://dx.doi.org/10.1109/29.17564>.
- [19] Massachusetts Institute of Technology G. Strang. *Introduction to Linear Algebra*. Wellesley-Cambridge Press, Third Edition, 2003.
- [20] P. Stoica and R. Moses. *Spectral Analysis of Signals*. Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 2005.
- [21] Covarrubias Rosales David H. *Curso de Antenas Inteligentes*. CICESE, Ensenada, México, 2004.
- [22] Rappaport Theodore S. Liberti Joseph C. Jr. *“Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications”*. Prentice Hall, EUA, 1999.
- [23] Godara L. C. Limitations and capabilities of directions-of-arrival estimation techniques using an array of antennas: A mobile communications perspective. *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, pages 327–333, October 1996.
- [24] Godara L. C. Application of antenna arrays to mobile communications. ii. beam-forming and direction-of-arrival considerations. *Proceedings of the IEEE*, 85(8):1195–1245, August 1997. URL <http://dx.doi.org/10.1109/5.622504>.
- [25] Moses R. Stoica P. *“Introduction to Spectral Analysis”*. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, EUA, 1997.

- [26] Kaveh M. and Barabell A. J. The statistical performance of the music and the minimum-norm algorithms in resolving plane waves in noise. *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, 34(2):331–341, April 1986.
- [27] Schmidt R.O. Multiple emitter location and signal parameter estimation. *IEEE. Trans. On Antennas and Propagation*, 34(3):276–280, March 1986.
- [28] Rangel B. David A. Maduro H. José D. *Simulación y evaluación de algoritmos de Dirección de Arribo (DoA) en distintos Procesadores Digitales de Señal (DSP's) usados en Antenas Inteligentes*. PhD thesis, Universidad de Carabobo, Facultad de Ingeniería, Escuela de Telecomunicaciones, Bárbula, Venezuela, 2015.
- [29] J. Arceo. *Desarrollo de Algoritmos para la Síntesis del Diagrama de Radiación en Comunicaciones Móviles Celulares Basadas en Antenas Inteligentes*. PhD thesis, Instituto Politécnico Nacional, Escuela Superior de Ingeniería Eléctrica y Mecánica, Unidad Culhuacan, México D.F, 2008.
- [30] Roupheal Tony. *Signal Processing for Software-Defined Radio*. Elsevier, 2009.
- [31] Juan Vignolo Barchiesi. *“Introducción al Procesamiento Digital de Señales”*. Ediciones Universitarias de Valparaíso. Pontificia Universidad Católica de Valparaíso. Valparaíso, Chile, 2008.