



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



SISTEMA DE COMUNICACIONES CON ANTENAS MIMO

ELINISI G. ARÉVALO A.
MARÍA A. RODRÍGUEZ N.

Bárbula, 11 de abril del 2016



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



SISTEMA DE COMUNICACIONES CON ANTENAS MIMO

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

ELINISI G. ARÉVALO A.
MARÍA A. RODRÍGUEZ N.

Bárbula, 11 de abril del 2016



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 «SISTEMA DE COMUNICACIONES CON ANTENAS MIMO», realizado por los bachilleres ELINISI G. ARÉVALO A., cédula de identidad 24.225.722, MARÍA A. RODRÍGUEZ N., cédula de identidad 22.518.675, hacemos constar que hemos revisado y aprobado dicho trabajo.

Firma

Prof. RAFAEL ALBORNOZ

TUTOR

Firma

Prof. PAULINO DEL PINO

JURADO

Firma

Prof. CARLOS MEJIAS

JURADO

Bárbula, 11 de abril del 2016



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 «SISTEMA DE COMUNICACIONES CON ANTENAS MIMO», realizado por los bachilleres ELINISI G. ARÉVALO A., cédula de identidad 24.225.722, MARÍA A. RODRÍGUEZ N., cédula de identidad 22.518.675, hemos decidido otorgar la máxima calificación y la mención honorífica al presente trabajo, con base a los siguientes motivos:

1) La extraordinaria calidad que se evidencia en el producto académico resultante de este trabajo de grado. 2) Las autoras demostraron un dominio amplio del tema tratado. 3) El producto desarrollado ofrece una plataforma de amplio uso, desde la realización de prácticas hasta investigaciones futuras en el área de antenas MIMO

Firma

Prof. RAFAEL ALBORNOZ

TUTOR

Firma

Prof. PAULINO DEL PINO

JURADO

Firma

Prof. CARLOS MEJIAS

JURADO

Bárbula, 11 de abril del 2016

Dedicatoria

A Jesús mi señor y salvador

A mi familia

ELINISI G. ARÉVALO A.

A mi Señor Jesucristo y a la virgen de Coromoto

A mi familia

MARÍA A. RODRÍGUEZ N.

Agradecimientos

Gracias a dios por darme salud y fortaleza en los momentos difíciles. A mi padre Juan Rodríguez que siempre me insto a nunca rendirme y creyó en mi. A mi madre Migdalia Noguera por criarme independiente y por todo su apoyo. Gracias a mis cuatro hermanos quienes me han ayudado a crecer con sus consejos, cariño y apoyo. A mi novio Anthony Castellanos el cual ha estado conmigo apoyándome desde el primer momento que fui admitida en nuestra alma máter que me formo como profesional. A mis amigos de vida y los cuales compartieron conmigo los estudios y trasnochos. A mi compañero Gerardo Quirós el cual nos brindo su apoyo y conocimiento en todo momento. A nuestro tutor Rafael Albornoz por guiarnos y al director de la escuela de telecomunicaciones Carlos Mejias por su constante ayuda y por el gran desempeño que ejerce como director y profesor en nuestra escuela. **(María A. Rodríguez N.)**

A dios por haberme permitido llegar hasta este punto y haberme dado salud para lograr mis objetivos, ademas de su infinita bondad y amor. A mi padre Willians Arévalo por los ejemplos de perseverancia y constancia que lo caracterizan y que me ha infundado siempre, por el valor mostrado para salir adelante y por su amor. A mi madre Rosa María de Arévalo por haberme apoyado en todo momento, por sus consejos, sus valores, por la motivación constante que me ha permitido ser una persona de bien, pero mas que nada por su amor. **(Elinisi G. Arévalo A.)**

Índice general

Índice de Figuras	XI
Índice de Tablas	XV
Índice de Códigos	XVII
Acrónimos	XIX
Símbolos	XXI
Resumen	XXV
I. Introducción	1
1.1. MOTIVACIÓN	1
1.2. OBJETIVOS	4
1.2.1. Objetivo General	4
1.2.2. Objetivos Específicos	4
1.3. ALCANCES	5
II. Marco conceptual	7
2.1. Canal Inalámbrico	7
2.1.1. Mecanismos de Propagación	9
2.1.2. Desvanecimiento	11
2.1.2.1. Desvanecimiento Macroscópico	11
2.1.2.2. Desvanecimiento microscópico	12
2.2. Inducción de tensión en antenas en recepción	15
2.3. Descripción del modelo de canal clustered	18
2.3.1. Modelo de canal paramétrico	20
2.3.2. Modelo de canal no paramétrico	21
2.4. Modelo de matriz de correlación de canal	22
2.4.1. Arreglo lineal uniforme (ULA)	23
2.5. Sistemas MIMO	25
2.5.1. Sistemas MIMO aplicados a Comunicaciones Inalámbricas	26

2.5.2. Modelo de Señal MIMO	29
2.6. Clasificación de Técnicas MIMO	30
2.6.1. Multiplexación Espacial	31
2.6.1.1. El Proceso de Detección	33
2.6.1.2. Orden de Detección Óptimo	34
2.6.2. Diversidad	37
2.6.2.1. Diversidad Espacial en Recepción	38
2.6.2.2. Diversidad Espacial en Transmisión	41
2.6.2.3. Codificación Espacio-Temporal y Codificación de Alamouti	44
2.6.2.4. Generalización a OSTBC	46
Códigos de tasa 1/2 para tres y cuatro antenas transmisoras	47
Códigos espóradicos de tasa 3/4 para tres y cuatro antenas transmisoras	50
III. Procedimientos de la investigación	53
3.1. Exploración Bibliográfica	53
3.2. Diseño sistema de comunicaciones MIMO	54
3.3. Diseño evolución sistemas MIMO	64
3.3.1. Sistema SISO	65
3.3.2. Sistema SIMO	70
3.3.3. Sistema MISO	75
3.3.4. Sistema MIMO	79
3.4. Diseño de algoritmos de detección para sistemas MIMO	86
3.4.1. Diseño Algoritmo Zero Forcing-SIC (ZF-SIC)	89
3.4.2. Diseño Algoritmo Minimum Mean Square Error SIC (MMSE-SIC)	93
3.4.3. Diseño Algoritmo Maximum likelihood (ML)	97
IV. Análisis, interpretación y presentación de los resultados	101
4.1. PRIMERA PARTE: SISTEMAS DE COMUNICACIONES MIMO	102
4.2. SEGUNDA PARTE: EVOLUCIÓN SISTEMAS MIMO	110
4.2.1. Escenario 2 : Evaluación Sistema SIMO	111
4.2.2. Escenario 4 : Evaluación Sistema MIMO	114
4.3. TERCERA PARTE: ALGORITMOS DE DETECCIÓN PARA SISTEMAS MIMO	126
4.3.1. Escenario 1: Evaluación Sistema MIMO 2x2 3X3 4X4 ZF-SIC	127
4.3.2. Escenario 2: Evaluación Sistema MIMO 2x2 3X3 4X4 MMSE-SIC	128
4.3.3. Escenario 3: Evaluación Sistema MIMO 2x2 3X3 4X4 ML	129
4.3.4. Escenario 4: Evaluación Sistema MIMO 2x2, ZF-SIC, MMSE-SIC,ML	130

4.3.5. Escenario 5: Evaluación Sistema MIMO 3x3, ZF-SIC, MMSE-SIC,ML	131
4.3.6. Escenario 6: Evaluación Sistema MIMO 4x4, ZF-SIC, MMSE-SIC,ML	132
V. Conclusiones y recomendaciones	133
5.1. Recomendaciones	138
A. Código Matlab	139
B. Guía de Usuario	149
C. Practicas de Laboratorio	169
Referencias Bibliográficas	171

Índice de figuras

2.1. Modelo de canal inalámbrico multitrayecto variante en el tiempo, caracterizado a partir de la respuesta impulsiva en el dominio del tiempo	8
2.2. Mecanismos de Propagación en un escenario multitrayecto típico	9
2.3. Desvanecimiento macroscópico y microscópico	11
2.4. Circuito equivalente	16
2.5. Circuito equivalente con dipolos	16
2.6. Modelo de canal clustered	20
2.7. Evolución Sistemas MIMO	26
2.8. a) Sistema SISO b) Sistema SIMO c) Sistema MISO d) Sistema MIMO 2X2	28
2.9. Esquema de canal MIMO $T_x \times R_x$	29
2.10. Diversidad en Recepción: a) SC, b) MRC, c) EGC	40
2.11. Diversidad en Transmisión con Realimentación	42
2.12. Diversidad en Transmisión por Salto de Antenas	42
2.13. Diversidad en Transmisión con Codificación del Canal	43
2.14. Diversidad en Transmisión por Diversidad en Retardo	43
2.15. Esquema propuesto por Alamouti para el caso especial de 2 antenas transmisoras y 2 antenas receptoras	44
3.1. Modelo de Sistema con Antenas MIMO	54
3.2. Modelo de Sistema con Antenas MIMO	54
3.3. Modulo Transmisor MIMO	56
3.4. Algoritmo de Codificación OSTBC	57
3.5. Modulo Canal MIMO	58
3.6. Bloque Canal MIMO	60
3.7. Algoritmo de Combinador OSTBC	62
3.8. Modulo Receptor MIMO	63
3.9. Sistema de Comunicaciones SISO	65
3.10. Modelo de Sistema SISO	65
3.11. Transmisor SISO	66
3.12. Canal SISO	67
3.13. Receptor SISO	69
3.14. Sistema de Comunicaciones SIMO	70

3.15. Modelo de Sistema SIMO	70
3.16. Transmisor SIMO	71
3.17. Canal SIMO	72
3.18. Receptor SIMO	74
3.19. Sistema de Comunicaciones MISO	75
3.20. Modelo de Sistema MISO	75
3.21. Transmisor MISO	76
3.22. Canal MISO	78
3.23. Receptor MISO	79
3.24. Transmisor MIMO	80
3.25. Canal MIMO	81
3.26. Parámetros Canal MIMO para un sistema MIMO 2X2	82
3.27. Parámetros Canal MIMO para un sistema MIMO 3X3	83
3.28. Parámetros Canal MIMO para un sistema MIMO 4X4	84
3.29. Receptor MIMO	85
3.30. Sistema de Algoritmos de Detección para Sistemas MIMO	86
3.31. Transmisor MIMO	87
3.32. Canal Inalambrico	89
3.33. Receptor MIMO ZF-SIC	90
3.34. Receptor MIMO MMSE-SIC	94
3.35. Receptor MIMO ML	98
4.1. Desempeño Sistema MIMO 2X2 con variación entre los elementos del arreglo Transmisor	103
4.2. Desempeño Sistema MIMO 2X2 con variación entre los elementos del arreglo Receptor	104
4.3. Envoltente de desvanecimiento entre link Tx1-Rx1 y Tx2-Rx1 Para Doppler sfhit igual a 10 Hz	105
4.4. Envoltente de desvanecimiento entre link Tx1-Rx1 y Tx2-Rx1 Para Doppler sfhit igual a 100 Hz	105
4.5. Envoltente de desvanecimiento entre link Tx1-Rx2 y Tx2-Rx2 Para Doppler sfhit igual a 10 Hz	106
4.6. Envoltente de desvanecimiento entre link Tx1-Rx2 y Tx2-Rx2 Para Doppler sfhit igual a 100 Hz	106
4.7. Envoltente de desvanecimiento entre link Tx1-Rx1 y Tx1-Rx2 Para Doppler sfhit igual a 10 Hz	107
4.8. Envoltente de desvanecimiento entre link Tx1-Rx1 y Tx1-Rx2 Para Doppler sfhit igual a 100 Hz	107
4.9. Envoltente de desvanecimiento entre link Tx2-Rx1 y Tx2-Rx2 Para Doppler sfhit igual a 10 Hz	108
4.10. Envoltente de desvanecimiento entre link Tx2-Rx1 y Tx2-Rx2 Para Doppler sfhit igual a 100 Hz	108
4.11. Desempeño Sistema MIMO 2X2,3X3 y 4X4	109

4.12. Sistema SISO 1X1	111
4.13. Sistema SIMO 1X2,1X3,1X4	112
4.14. Sistema MISO 2x1, 3x1, 4x1	113
4.15. Sistema MIMO 2X2,3X3,4X4	115
4.16. Comparativa SISO 1X1, SIMO 1X2, MISO 2X1 y MIMO 2X2	116
4.17. Comparativa SISO 1X1, SIMO 1X4, MISO 4X1 y MIMO 2X2	118
4.18. Comparativa SISO 1X1, SIMO 1X3, MISO 3X1	119
4.19. Espectro de señal senoidal transmitida en la frecuencia de estudio Fo=5khz	120
4.20. Espectro de señal recibida SISO	121
4.21. Espectro de señal recibida SIMO	121
4.22. Espectro de señal recibida MISO	122
4.23. Espectro de señal recibida MIMO	122
4.24. Senoidal Recibida MIMO	124
4.25. Senoidal Recibida SIMO	124
4.26. Senoidal Recibida MISO	125
4.27. Senoidal Recibida SISO	125
4.28. Sistema MIMO con receptor ZF-SIC	127
4.29. Sistema MIMO con receptor MMSE-SIC	128
4.30. Sistema MIMO con receptor ML	129
4.31. Comparación sistema MIMO 2x2 con receptores ZF-SIC,MMSE-SIC,ML	130
4.32. Comparación Sistema MIMO 3x3 con receptores ZF-SIC, MMSE-SIC,ML	131
4.33. Comparacion sistemas MIMO 4x4 con receptores ZF-SIC,MMSE-SI,ML	132
2.1. Pagina Principal Matlab	149
2.2. Command Window Matlab	150
2.3. Principal de la Interfaz	150
2.4. Análisis Configuraciones	152
2.5. Visualización de señales del sistema de comunicaciones	153
2.6. Análisis Algoritmos	154
2.7. Visualización de señales del sistema de comunicaciones con Algorit- mos	155
2.8. Sistema MIMO Interfaz	156
2.9. Boton	156
2.10. Casilla de ingreso de valores	157
2.11. Paramteros de Control	157
2.12. Bloque Codificador OSTBC	158
2.13. Codificador OSTBC interfaz	158
2.14. Bloque Canal MIMO	159
2.15. Canal MIMO interfaz	159
2.16. Bloque Combinador OSTBC	160
2.17. Combinador OSTBC Interfaz	160

2.18. Guardar Cambios	161
2.19. Barra de Herramientas Simulink	161
2.20. Display de desempeño etapa receptora	161
2.21. Paso A	162
2.22. Paso B	162
2.23. Paso C	163
2.24. Paso D	165
2.25. Paso E y F	166

Indice de tablas

2.1. Secuencia de codificación y transmisión	45
2.2. Definición de los canales entre las antenas receptoras y transmisoras	45
2.3. Notación para la señales recibidas en cada una de las dos antenas receptoras	46
4.1. Parámetros Sistema MIMO	102
4.2. Parámetros Sistema SISO	110
4.3. Parámetros Sistema SIMO	112
4.4. Parámetros Sistema MISO	113
4.5. Parámetros Sistema MIMO	115
4.6. Parámetros para Sistemas MIMO con algoritmos de detección	127
2.1. Nombres de Archivo para SISTEMAS DE COMUNICACIONES MIMO	163
2.2. Nombres de Archivo para EVOLUCION SISTEMAS DE COMUNICACIONES	164

Índice de códigos

codemimo.m	59
canaliso.m	68
receptorsiso.m	68
txsimo.m	71
canalsimo.m	72
rxsimo.m	73
canalmiso.m	77
canal.m	88
ZF.m	90
mmse.m	95
ml.m	99
CalculoMatriz.m	139
envolvente.m	143

Acrónimos

AoA	Angle of Arrival
AoD	Angle of Departure
AS	Angular Spread
AoD	Angle of Departure
D-BLAST	Diagonal Bell Laboratories Layered Space-Time Architecture
DoA	Direction of Arrival
DSP	Digital Signal Processing
EGC	Equal Gain Combinig
H-BLAST	Horizontal Bell Laboratories Layered Space-Time Architecture
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
LOS	Line Of Sight
LTE	Long Term Evolution
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MISO	Multiple-Input Single-Output
ML	Maximum Likelihood
MMSE	Minimum Mean Square Error
MMSE-SIC	Minimum Mean Square Error-Serial Interference Cancellation
MRC	Maximal Ratio Combining
NLOS	Non Line Of Sight
OSTBC	Orthogonal Space-Time Block Code
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PAS	Power Azimuth Spectrum
PDF	Probability Distribution Function
QAM	Quadrature Amplitude Modulation

QPSK	Q uadrature P hase S hift K eying
SAGE	S pace A lternating G eneralized E xpectation
SC	S election C ombining
SDMA	S patial D ivision M ultiple A ccess
SIMO	S ingle- I nput M ultiple- O utput
SISO	S ingle- I nput S ingle- O utput
SM	S patial M ultiplexing
SNR	S ignal-to- N oise R atio
STC	S pace T ime C oding
UIT	I nternational T elecommunication U nion
UMTS	U niversal M obile T elecommunication S ystem
V-BLAST	V ertical B ell L aboratories L ayered S pace- T ime A rchitecture
WiMAX	W orldwide I nteroperability for M icrowave A ccess
W-CDMA	W ideband C ode for D ivision M ultiple A ccess
ZF	Z ero- F orcing
ZF-SIC	Z ero- F orcing- S erial I nterference C ancellation

Símbolos

f_c	Frecuencia de portadora
N_c	Coefficientes de canal (taps)
α_k	Amplitud del k-ésimo coeficiente del modelo de canal inalámbrico
$f_{Dm}(t)$	Desfase Doppler
v	Velocidad del receptor
$\overline{P_r}$	Potencia Recibida Media
K	Cociente entre las potencias de las componentes LOS y NLOS
r	Señal recibida
s	Información transmitida
n	Ruido blanco Gaussiano
$H(t)$	Respuesta al impulso de un canal MIMO
$h_{ij}(t)$	Canal generado entre la antena transmisora j y receptora i
w	Vector pesos
k_{N_t}	Orden de detección óptimo
\mathcal{D}	Conjunto de todos los vectores de transmisión de datos posibles
\mathcal{A}	Símbolo elemental del alfabeto
$e_{T,q}(\theta_T, \phi_T)$	diagrama de radiación para el elemento q-ésimo del arreglo de transmisión
(θ_T, ϕ_T)	coordenadas de origen esféricas angulares referenciadas al arreglo transmisor
$i_{T,q}$	corriente de excitación de la antena q-ésima del transmisor
$e_{R,p}(\theta_R, \phi_R)$	patrón de radiación del p-ésimo elemento receptor acoplado
s^k	salida del codificador
r^k	entrada al decodificador del sistema
η^k	ruido que ha pasado a través del receptor
\mathbf{H}^k	matriz de canal para k-ésimo símbolo transmitido

$H_P(\omega)$	matriz de canal evaluado a la frecuencia portadora.
AOA	ángulo medio de llegada
AOD	ángulo medio de salida
AS	dispersión angular del cluster
PAS	espectro de potencia en azimut
pdf	función gaussiana de densidad de probabilidad
τ_K	Retardo de Tiempo
ϕ_K	Fase aleatoria del k-ésimo coeficiente del modelo de canal inalámbrico
$\alpha_m(t)$	Amplitudes o atenuaciones de cada trayecto
ψ_{Dm}	Desplazamiento de fase Doppler
λ	longitud de onda
$\theta_m(t)$	Angulo de llegada de cada componente
μ^2, α_0^2	Potencia de la componente LOS
$2\sigma^2$	Potencia de las componentes multitrayecto NLOS
ρ_i	SNR para el i-ésimo símbolo detectado
β_m	Ganancia compleja del m-ésimo camino
ϕ_c	Media AOA/AOD de un clúster
ϕ_0	Angulo de llegada de cada trayectoria de propagación dentro de un mismo clúster
ϕ_i	Desplazamiento respecto a la media AOA/AOD del trayecto de propagación ϕ_0
α_i	Coficiente complejo del canal rayleigh
Φ_m	Desplazamiento de fase del m-ésimo elemento del arreglo
$(\cdot)^*$	Conjugado complejo
$(\cdot)^T$	Transposición
$(\cdot)^\dagger$	Conjugación y Transposición
$I_0(\cdot)$	Función de Bessel de orden cero
$(\cdot)^\ddagger$	Pseudoinversa
$\mathcal{Q}(\cdot)$	Función de decisión
$E\{\cdot\}$	Valor medio
$d^2(a, b)$	Distancia euclídea entre a y b
$\mathcal{CN}(0, 1)$	variable aleatoria con partes reales e imaginarias que son i.i.d de acuerdo con $\mathcal{N}(0, 1/2)$
$\ \cdot\ $	1-norma

$ \cdot $	Valor absoluto
$\langle \cdot, \cdot \rangle$	Producto interno del espacio vectorial complejo
$\text{vec}(\cdot)$	Operador vec de matrices.
$\mathcal{E}[\cdot]$	Valor esperado de las variables aleatorias.

SISTEMA DE COMUNICACIONES CON ANTENAS MIMO

por

ELINISI G. ARÉVALO A. y MARÍA A. RODRÍGUEZ N.

Presentado en el Departamento de Electromagnetismo y Radiación
de la Escuela de Ingeniería en Telecomunicaciones
el 11 de abril del 2016 para optar al Título de
Ingeniero de Telecomunicaciones

RESUMEN

Este trabajo investigativo presenta la evolución que ha sufrido los sistemas de comunicaciones con antenas MIMO. El análisis de estos sistemas se dividió en dos escenarios, en el primero de ellos se evalúan los sistemas SISO, SIMO y MISO aplicando codificación espacio-temporal y seleccionando parámetros de modulación y canal de comunicaciones para cada uno de ellos, logrando obtener comparaciones significativas entre cada uno de estos; y como segundo escenario se evalúan los algoritmos ML, ZF-SIC y MMSE-SIC aplicando codificación V-BLAST para aprovechar los beneficios de los sistemas MIMO. En ambos escenarios los resultados se ilustran por medio de cuadros que muestran curvas de desempeño en donde se observa la tasa de Error de Bit y la energía de Bit utilizada. Finalmente, se diseña una interfaz gráfica de usuario la cual servirá de soporte didáctico para los cursos

de comunicaciones inalámbricas de la Escuela de Telecomunicaciones de la Universidad de Carabobo; dicha herramienta gráfica servirá no solo para afianzar conocimientos sino para introducir la técnica de propagación MIMO creando un mayor interés y aumentando la capacidad educacional y de investigación.

Palabras Claves: MIMO, Antenas, Evolución

Tutor: RAFAEL ALBORNOZ

Profesor del Departamento de Electromagnetismo y Radiación

Escuela de Telecomunicaciones. Facultad de Ingeniería adscrito al Laboratorio X

Capítulo I

Introducción

1.1. MOTIVACIÓN

Las antenas son el elemento fundamental mediante el cual se produce la propagación de la radiación y se establece el enlace electromagnético entre un transmisor y un receptor. Para lograr un óptimo funcionamiento de la antena la misma debe ser lo más eficiente posible evitando el desperdicio de potencia, tener un ancho de banda amplio y debe radiar de acuerdo a un diagrama de radiación conocido.

Si formamos conjuntos o grupos de antenas con las mismas características y les proporcionamos alimentación de alguna forma específica, obtendremos como resultado arreglos de antenas, junto con el procesamiento digital (DSP) que optimiza los diagramas de transmisión y recepción dinámicamente, en respuesta a una señal de interés en el entorno, se da paso a la creación de las antenas inteligentes, cuya tecnología posee un excelente potencial para aumentar la eficacia del uso del espectro en comparación con los sistemas radiantes tradicionales. Con un control inteligente de la iluminación de la antena se puede ampliar la capacidad y la cobertura de las redes móviles.

Existen diferentes tipos de arreglos pero específicamente los sistemas de comunicaciones con múltiples antenas o sistemas MIMO la cual es una tecnología de antenas inteligentes de arrays adaptativos, han generado en la última década un

gran interés de la comunidad investigadora. El potencial de estos sistemas es muy significativo y supone un gran avance en el campo de las radiocomunicaciones, garantizando velocidades de transmisión de datos más elevadas con mayor eficiencia espectral.

Al ser utilizados en entornos multitrayectos, los sistemas inalámbricos comerciales aprovechan ampliamente las características multitrayectos de los sistemas de antenas MIMO. Gracias a la consistente mejora potencial del rendimiento del sistema inalámbrico que ofrecen las entradas y salidas múltiples, muchas comisiones de normas en materia de comunicación inalámbrica acaban de adoptarlas o están considerando la posibilidad de usarlas.

Es por ello que el requerimiento de documentación técnica es necesaria para alcanzar un conocimiento crítico sobre la comprensión de esta tecnología, orientando así investigaciones actuales y futuras. Bien es cierto que actualmente existe abundante información acerca de estos sistemas, sus bases teóricas, su funcionamiento y sus aplicaciones así como se puede observar en el artículo realizado por Silvina A. Grupalli, Miguel A. Cabrera, Jorge D. Bilbao y Martín G. Ferreyra (2012) cuyo trabajo de investigación presenta los aspectos más importantes relacionados con los sistemas MIMO, las técnicas asociadas a esta tecnología como así también los beneficios que resultan de la implementación de las mismas.

En la tesis doctoral realizado por Carmen Botella Mascarell (2008), la cual surge en el contexto de un proyecto de investigación centrado en el análisis de una nueva Arquitectura de acceso radio para los sistemas UMTS, la arquitectura Multinodo B. En dicha tesis, se plantea el problema de minimización de potencia en el enlace downlink de un sistema W-CDMA MIMO multi-usuario multi-celda coordinado.

En julio 2008 Rocío Martín Pardo realizó un proyecto de desarrollo de algoritmos para la extracción de parámetros del canal MIMO y aplicación con medidas. El objetivo del proyecto es la programación de un algoritmo para la estimación de los ángulos de llegada, salida y retardo de la energía para sistemas de múltiples antenas. El algoritmo elegido para tal efecto es un algoritmo paramétrico denominado

SAGE que es una aproximación del algoritmo con otros como MUSIC, ESPIRIT o BEAMFORMING mediante el análisis de medidas.

Sin embargo estudios acerca de su evolución y su posterior análisis son muy escasos lo cual es necesario para contar con una visión más amplia y más completa acerca de este tipo de tecnología.

Ahora bien, este trabajo investigativo estudia cómo ha evolucionado dicha tecnología y pretende investigar su desarrollo y aplicaciones en la actualidad, a través de una investigación de carácter bibliográfico. Esta exploración documental trata de elaborar una lectura de los resultados alcanzados en los procesos sistemáticos de los conocimientos previos a ella, recuperando nociones, conceptos, teorías, metodologías y perspectivas desde las cuales se realizará el posterior análisis.

Lo que se busca es un enriquecimiento de los conocimientos existentes y no una mera reiteración de estudios anteriores; se sustentará como ha sido y es la tecnología MIMO, su constitución física, el por qué su independencia de la frecuencia, sus ventajas de diversidad y sus beneficios en el fenómeno de la multitrayectoria. Mediante software de comunicaciones se crearan entornos simulados para observar el comportamiento de las diferentes configuraciones, y obtener tablas comparativas de ventajas y beneficios para características electromagnéticas.

El presente trabajo de investigación acerca de los sistema de comunicaciones con antenas MIMO se realizara, debido a la existente necesidad de conocer en el área de las telecomunicaciones y sus afines, cómo en los últimos años ha evolucionado las investigaciones para desarrollar nuevas tecnologías, en busca de mayores anchos de banda, optimización de las modulaciones o sistemas de multiplexado de códigos, ya que ha crecido en gran medida la importancia de los servicios inalámbricos en las comunicaciones, de tal forma que la demanda de tecnologías y redes que puedan proporcionar mejores capacidades y rendimientos sean cada vez mayor.

Los sistemas anteriores ofrecían opciones limitadas con respecto a la administración eficiente del espectro electromagnético, lo que hacía que su implementación práctica fuese un problema debido a lo saturado que se encontraba el mismo,

los sistemas MIMO surgieron como respuesta a estas limitaciones ya que, poseen una tecnología conocida como “antenas inteligentes” que le permite mejorar el rendimiento, la tasa de utilización del espectro y la tasa de datos de los sistemas de comunicación inalámbrica, sin la necesidad aumentar el ancho de banda.

La razón por la cual se escogió realizar un estudio y un posterior análisis de este tipo de técnicas utilizadas en MIMO se debe a que éstas aumentan la capacidad linealmente con el número de antenas. Por el contrario, los planteamientos utilizados en los sistemas SISO, SIMO y MISO aumentan la capacidad de forma logarítmica. Un aumento lineal de la capacidad proporciona una evolución hacia altas capacidades mucho más eficiente que el aumento logarítmico. Además los transmisores y receptores utilizados en MIMO son más complejos, sin embargo no consumen tanta energía como los otros sistemas.

La ventaja de MIMO es tan evidente que ya son numerosos los estándares que han incorporado esta tecnología, el estándar HSPDA de la UIT, que a su vez forma parte del estándar UMTS. El estándar 802.11n del IEEE utilizado en los routers inalámbricos de los hogares. El estándar 802.16 del IEEE para la tecnología WiMAX utilizada en los teléfonos móviles y el estándar LTE de la UIT, por lo que el conocimiento de esta tecnología, su estudio y análisis es de gran importancia para evoluciones futuras.

1.2. OBJETIVOS

1.2.1. Objetivo General

Estudiar y Analizar la tecnología de los Sistemas de comunicaciones con antenas MIMO a lo largo de su evolución histórica.

1.2.2. Objetivos Específicos

- Analizar la evolución histórica de las antenas MIMO.

- Realizar un análisis comparativo de los sistemas de comunicación inalámbrica SIMO, MISO y SISO con respecto a los sistemas MIMO y sus configuraciones recientes.
- Comparar los diferentes algoritmos propuestos hasta el momento para los sistemas MIMO.
- Simular el comportamiento en la transmisión y recepción de datos, de los distintos sistemas MIMO mediante software de comunicaciones.

1.3. ALCANCES

En esta investigación se pretende realizar un estudio acerca de la evolución de los sistemas MIMO a lo largo de los últimos diez (10) años enfocando este trabajo, tanto en la teoría de la información, como en la comparación y análisis de los avances incorporados en los algoritmos de dicha tecnología en cada una de sus fases progresivas.

Para ello se estudiarán las distintas tecnologías MIMO hasta llegar a la configuración avanzada, partiendo desde las configuraciones básicas SISO, SIMO y MISO finalizando con los sistemas punto a punto MIMO.

Para el desarrollo de esta propuesta de investigación, se usará software de simulación de comunicaciones MATLAB para sustentar los análisis de los avances de los algoritmos ya propuestos en cada una de las etapas evolutivas.

En el software de comunicaciones se diseñará y desarrollará una herramienta de software que ayude a la comprensión de los sistemas MIMO, el objetivo de esta herramienta es presentar un enfoque atractivo y dinámico a través de una interfaz gráfica de usuario para introducir la técnica MIMO, incrementando el interés en esta área particular de investigación para los cursos de Comunicaciones Inalámbricas en la Escuela de Telecomunicaciones de la Universidad de Carabobo donde los estudiantes podrán usar esta herramienta como soporte didáctico para una mayor comprensión y análisis de esta innovadora tecnología.

Cabe destacar que no se realizará implementación física; como se menciona anteriormente la documentación teórica se sustentará mediante simulaciones.

Capítulo II

Marco conceptual

2.1. Canal Inalámbrico

El canal inalámbrico constituye uno de los medios de comunicación que presenta un mayor número de desafíos a la hora de diseñar mecanismos confiables para la transferencia de información a altas velocidades. El canal inalámbrico, al igual que otros tipos de medios de transmisión, se ve afectado por ruido, interferencia y otras clases de efectos nocivos; sin embargo, la característica principal que lo diferencia del resto de los medios de transmisión es su comportamiento multitrayecto variante en el tiempo [1]

Una señal de información que viaja a través de un canal de comunicación inalámbrico está sujeta a las leyes físicas que dicta la teoría de ondas electromagnéticas, donde se establece la presencia de múltiples trayectos de propagación como consecuencia de la existencia simultánea de diferentes mecanismos de propagación (i.e., reflexión, difracción y dispersión). En un escenario inalámbrico, la señal resultante en recepción se origina a partir de la superposición simultánea de varias ondas electromagnéticas provenientes desde diferentes direcciones de arriba en distintos instantes de tiempo, donde cada una de estas señales aporta una porción de energía distinta y posee una fase instantánea diferente. Las réplicas de señal provenientes de los distintos trayectos del medio inalámbrico se pueden combinar de

forma constructiva o destructiva para diferentes valores de retardo. En base a este comportamiento, el modelo de respuesta impulsiva del canal inalámbrico (en el dominio del tiempo) para una frecuencia de portadora f_c está constituido por N_c coeficientes de canal (taps) en distintos retardos de tiempo τ_k , i.e.,

$$h(t, \tau) = \sum_{k=0}^{N_c-1} a_k(t, \tau) e^{j2\pi f_c \tau_k(t) + \phi_k(t, \tau)} \delta[\tau - \tau_k(t)] \quad (2.1)$$

donde δ representa la función delta de Dirac, mientras que a_k y ϕ_k representan la amplitud y fase aleatoria del k -ésimo coeficiente del modelo de canal inalámbrico, respectivamente, Ver Figura 2.1

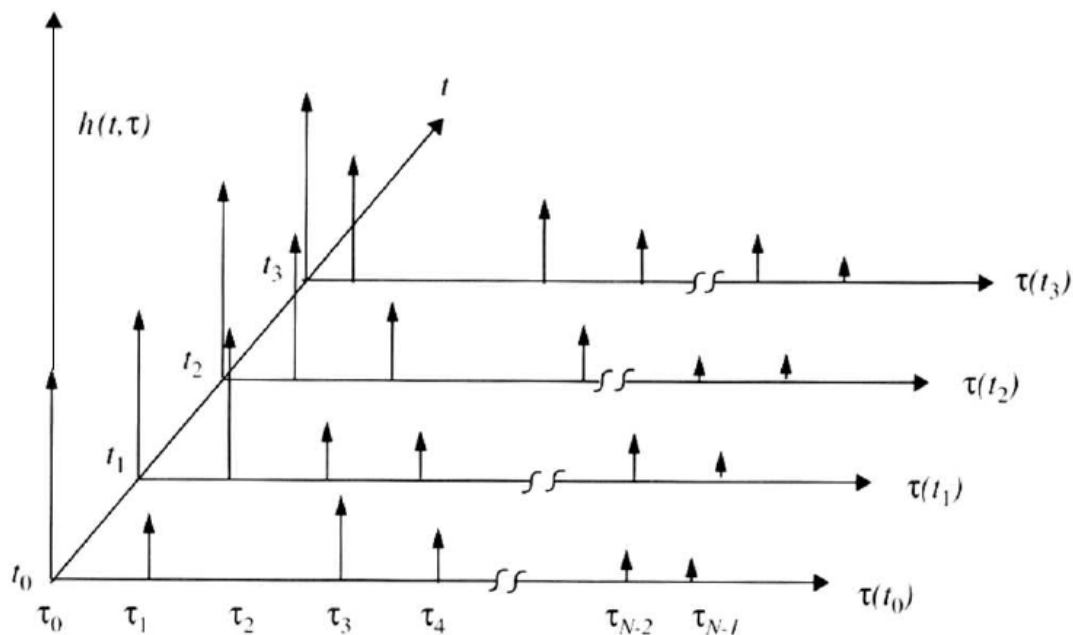


Figura 2.1: Modelo de canal inalámbrico multitrayecto variante en el tiempo, caracterizado a partir de la respuesta impulsiva en el dominio del tiempo

En la práctica, el comportamiento estocástico de estos parámetros se caracteriza a partir de diferentes modelos estadísticos en función de las características particulares del medio inalámbrico que se desea estudiar. A continuación, se presenta un resumen de los distintos fenómenos físicos que modifican la energía de la señal electromagnética transmitida a medida que se propaga.

2.1.1. Mecanismos de Propagación

Los mecanismos de propagación que afectan el comportamiento físico de una onda de radio durante su transmisión son tres, Ver Figura 2.2

1. Reflexión (objetos de gran dimensión),
2. Difracción (principio de Huygens) y
3. Dispersión o difusión (gran cantidad de objetos pequeños).

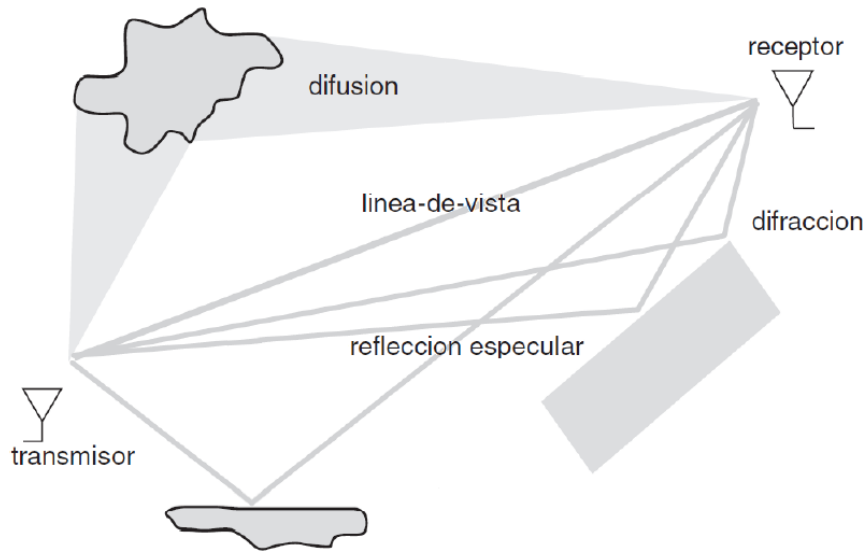


Figura 2.2: Mecanismos de Propagación en un escenario multitrayecto típico

El fenómeno de la reflexión tiene lugar cuando la onda electromagnética transmitida impacta de lleno contra un objeto de gran dimensión (en comparación con la longitud de onda de la señal de radio transmitida). La superficie de la tierra, los edificios y los muros son ejemplos típicos de objetos donde el fenómeno de reflexión suele tener lugar en el contexto de un sistema de comunicación inalámbrico.

El fenómeno de difracción tiene su origen cuando la línea imaginaria que une los extremos transmisor y receptor de un enlace de radio se encuentra obstruida por una superficie con irregularidades filosas (i.e., bordes angulosos). Este fenómeno

se puede explicar a partir del principio de Huygens, el cual establece que todos los puntos de un frente de onda se pueden considerar como fuentes puntuales de nuevas ondas secundarias. Posteriormente, estas ondas secundarias se combinan para producir un nuevo frente de onda en la dirección de propagación. En este contexto, la presencia de frentes de ondas secundarios que se propagan hacia el interior de la región de sombra (que genera el obstáculo) provocara una curvatura en la trayectoria de propagación de la onda electromagnética original. Gracias a este fenómeno, es posible recibir energía electromagnética en situaciones prácticas donde no existe línea visual entre ambos extremos del enlace de radio.

Por último, el fenómeno de dispersión o difusión tiene lugar cuando la onda electromagnética se propaga a través de un medio compuesto por un gran número de objetos (por unidad de volumen) cuya dimensión física es pequeña en comparación con la longitud de onda de la señal de radio transmitida. La dispersión de ondas electromagnéticas se genera en presencia de superficies rugosas, objetos pequeños u otros tipos de irregularidades en el entorno del canal de radio. El follaje de los árboles, los carteles de señalización vial, los postes de iluminación y la mayoría de los elementos que componen el mobiliario urbano de una ciudad, son ejemplos típicos de objetos que generan dispersión en sistemas de comunicación inalámbricos prácticos.

A continuación, se presenta cómo afectan estos mecanismos de propagación la dinámica del canal de radio en diferentes escalas, a saber:

1. Atenuación por propagación (dinámica a gran escala),
2. Oscurecimiento o Shadowing (dinámica a escala media) y
3. Desvanecimiento multitrayecto (dinámica a pequeña escala).

Este trabajo investigativo se centrara en el estudio del desvanecimiento multitrayecto.

2.1.2. Desvanecimiento

Uno de los principales inconvenientes de la propagación multicamino, es que la antena receptora no capta una sola señal limpia, sino que recibe múltiples réplicas que se combinan en la antena receptora para dar una señal resultante que puede variar ampliamente en amplitud y fase, dependiendo de la distribución de la intensidad y el tiempo de propagación relativa de las ondas y el ancho de banda de la señal transmitida, lo cual produce un fenómeno conocido como desvanecimiento. [2]

El desvanecimiento es debido a dos fenómenos multiplicativos: efectos microscópicos y macroscópicos Ver Figura 2.3

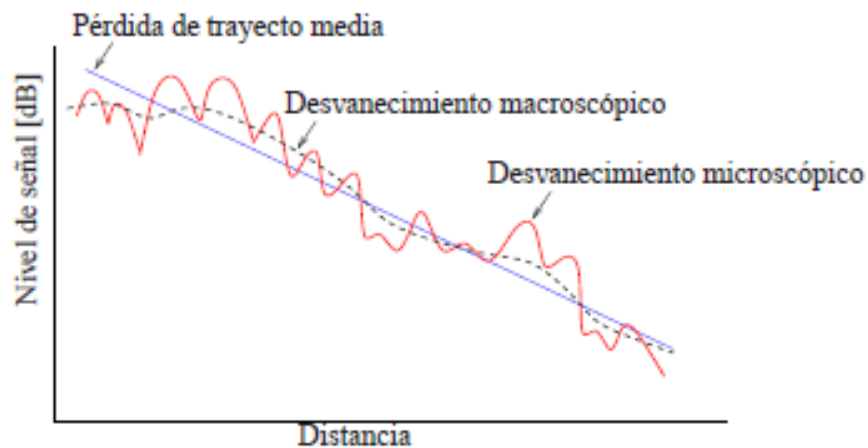


Figura 2.3: Desvanecimiento macroscópico y microscópico

2.1.2.1. Desvanecimiento Macroscópico

El desvanecimiento macroscópico se produce por cambios en el escenario, es decir, alteraciones en el entorno (rural, suburbano, urbano...) o como resultado de configuraciones del terreno (llano, abierto, montañoso, rugoso...). La desviación del desvanecimiento macroscópico sobre la pérdida de propagación media se modela

como una variable aleatoria que se considera log normal. Su función de densidad de probabilidad es la siguiente [3]

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (2.2)$$

donde x es la variable aleatoria expresada en decibelios (dB) que representa las fluctuaciones en la potencia de la señal a gran escala sobre la pérdida de trayecto media. Las variables μ y σ son la media y la desviación típica de x , respectivamente. Ambas, μ y σ , se expresan en dB. El valor medio, μ , es igual a la pérdida de propagación media. La desviación típica, σ , toma valores aproximados de 8 dB en muchos entornos.[3]

2.1.2.2. Desvanecimiento microscópico

En muchas situaciones prácticas el transmisor y el receptor no tienen visión directa entre ellos. Esta situación se conoce como propagación con visión no directa (NLOS). La señal recibida es la suma de las múltiples señales producidas por reflexión desde los elementos que rodean al transmisor y al receptor. Esto produce fluctuaciones rápidas sobre la media de la señal recibida que se conocen como desvanecimiento microscópico [4],[5]

Para caracterizar el factor de escala aleatorio causado por el multitrayecto se considera como señal transmitida en tiempo continuo $s(t)$ una portadora no modulada [5], [6] [7], es decir:

$$s(t) = \Re\{e^{j2\pi f_c t}\} = \cos 2\pi f_c t \quad (2.3)$$

donde t es el tiempo en segundos y f_c es la portadora de frecuencia en Hz. Puesto que en general $s(t) = \Re\{u(t)e^{j2\pi f_c t}\}$, en este caso la señal equivalente pasobajo $s(t)$ es $u(t) = 1, \forall t$

Normalmente el ancho de banda de coherencia del canal es mucho menor que la inversa de la dispersión de retardo, lo que implica que el retardo asociado con la componente multitrayecto m -ésima $\tau_m(t) \leq \tau_{RMS}$ para cualquier m y, por lo tanto, se considera un modelo de desvanecimiento de banda estrecha. Ahora el canal equivalente pasobajo variante en el tiempo $h(t)$ se modela como la suma de la componente de visión directa y cada una de las M componentes multitrayecto de la forma

$$h(t) = \sum_{m=0}^M \alpha_m(t) e^{-j\psi_m(t)} \delta(t) \quad (2.4)$$

donde $\alpha_m(t)$ representa las diferentes amplitudes o atenuaciones para cada trayecto y $\psi_m(t)$ se expresa como sigue:

$$\psi_m(t) = 2\pi f_c \tau_m(t) - \psi_{Dm} \quad (2.5)$$

En esta ecuación ψ_{Dm} es el desplazamiento de fase Doppler para cada componente multitrayecto obtenida como:

$$\psi_{Dm} = \int_t 2\pi f_{Dm}(t) dt \quad (2.6)$$

donde $f_{Dm}(t)$ se conoce como desfase Doppler en frecuencia y se expresa como:

$$f_{Dm}(t) = \frac{v \cos(\theta_m(t))}{\lambda} \quad (2.7)$$

donde v es la velocidad del receptor y λ es la longitud de onda. $\theta_m(t)$ es el ángulo de llegada de cada componente multitrayecto con respecto a la dirección de movimiento. Por lo tanto, la señal recibida obtenida de la convolución entre la señal transmitida equivalente pasobajo $u(t)$ y la respuesta equivalente pasobajo del

canal $h(t)$ puede expresarse como:

$$r(t) = \Re\{[u(t) * h(t)]e^{j2\pi f_c t}\} = r_I(t) \cos(2\pi f_c t) - r_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2.8)$$

En el caso de muchos trayectos, es decir M grande, Se puede aplicar el teorema central del límite junto con el hecho de que tanto α_m como ψ_m son independientes para las diferentes componentes aproximando r_I y r_Q como un proceso aleatorio conjuntamente gaussiano. Esta propiedad se mantiene también incluso si α_m sigue una distribución Rayleigh o si ψ_m es uniformemente distribuida en $[-\pi, \pi]$. Sea σ^2 la varianza de ambas componentes en fase y en cuadratura. De esta forma, la envolvente de la señal

$$x(t) = |r(t)| = \sqrt{r_I^2(t) + r_Q^2(t)} \quad (2.9)$$

sigue una distribución Rayleigh con función de densidad de probabilidad (PDF):

$$f(x) = \frac{2x}{P_r} e^{-\frac{x^2}{P_r}} = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad x \geq 0 \quad (2.10)$$

En el caso de que no exista un trayecto directo entre el transmisor y el receptor, la envolvente de la señal no es Rayleigh y los estadísticos de la amplitud de la señal siguen una distribución Rice. El desvanecimiento Rice está formado por la suma de una señal con una distribución Rayleigh y una señal de visión directa. En este caso, el módulo de $r(t)$ sigue una distribución Rice y su PDF es:

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2 + \mu^2}{2\sigma^2}} I_0 \frac{x\mu}{\sigma^2} \quad x \geq 0 \quad (2.11)$$

donde $I_0(\cdot)$ es la función de Bessel modificada de orden cero, $\mu^2 = \alpha_0^2$ es la potencia de la componente LOS y $2\sigma^2$ es la potencia media de las componentes

multitrayecto NLOS. La potencia recibida media en el caso de un desvanecimiento Rice es:

$$\overline{P_r} = \int_0^{\infty} x^2 f(x) dx = \mu^2 + 2\sigma^2 \quad (2.12)$$

Por lo tanto, la distribución Rice puede expresarse de forma alternativa en función del factor K definido como el cociente entre la potencia de la componente LOS y la potencia de las componentes NLOS, es decir:

$$K = \frac{\mu^2}{2\sigma^2} \quad (2.13)$$

lo que conduce a la expresión alternativa para la PDF de la distribución Rice

$$f(x) = 2(K+1)x \frac{e^{-\left(k - \frac{(K+1)x^2}{P_r}\right)} I_0\left(2\sqrt{\frac{K(K+1)}{P_r}}x\right)}{P_r} \quad x \geq 0 \quad (2.14)$$

Haciendo las sustituciones $\mu^2 = K\overline{P_r}/(K+1)$ y $2\sigma^2 = \overline{P_r}/(K+1)$ Puesto que $I_0(0) = 1$, la distribución Rice se reduce a la distribución Rayleigh cuando $k = 0$. En caso contrario, cuando $K \rightarrow \infty$, no tendremos desvanecimiento, es decir, no hay multitrayecto puesto que sólo existe componente LOS.

2.2. 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 re-

cibido, 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 en la Figura 2.4, en donde la antena se comporta como una fuente de voltaje, representada por V_{TH} y su impedancia que corresponde con la impedancia propia de la antena R_{th} .

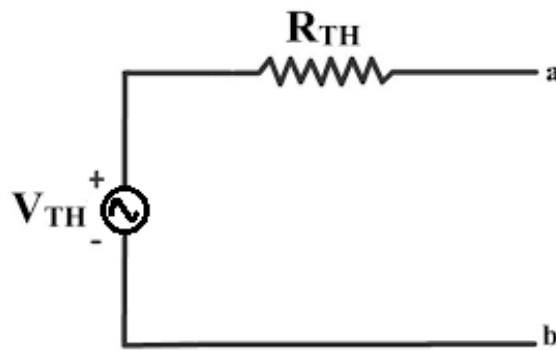


Figura 2.4: Circuito equivalente

Teniendo en cuenta estas definiciones se muestra en la Figura 2.5 un esquema conformado por dos dipolos en representación de un sistema transmisor con su circuito equivalente de Thevenin y sistema receptor en circuito abierto. Asumiendo que los diagramas de radiación de las antenas son omni-direccionales y que los campos incidentes en el receptor poseen la misma polarización.

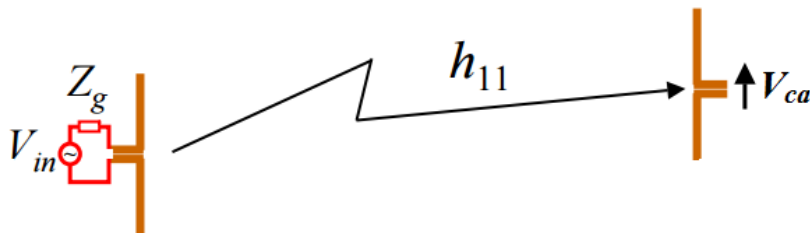


Figura 2.5: Circuito equivalente con dipolos

Siendo entonces el diagrama de radiación para el elemento q -ésimo del arreglo de transmisión para una corriente unitaria y todos los demás elementos del ar-

glo terminados en un circuito abierto denotado como $e_{T,q}(\theta_T, \phi_T)$ donde (θ_T, ϕ_T) representan las coordenadas de origen esféricas angulares referenciadas al arreglo transmisor siendo los dos elementos del vector columna la representación de las polarizaciones θ_T y ϕ_T . El campo total transmitido es entonces [8]:

$$e_T(\theta_T, \phi_T) = \sum_{q=1}^{N_T} e_{T,q}(\theta_T, \phi_T) i_{T,q} = E_T(\theta_T, \phi_T) i_T \quad (2.15)$$

donde $i_{T,q}$ el q -ésimo elemento de i_T , es la corriente de excitación de la antena q -ésima y $e_{T,q}(\theta_T, \phi_T)$ es la q -ésima columna de la matriz $2 \times N_T$ de $E_T(\theta_T, \phi_T)$.

Ahora se representa el patrón de radiación del p -ésimo elemento receptor acoplado ($1 \leq p \leq N_R$) referenciados a las coordenadas de origen del arreglo receptor $e_{R,p}(\theta_R, \phi_R)$.

Usando un modelo de propagación basado en caminos, el voltaje de circuito abierto del p -ésimo elemento receptor viene dado por:

$$v_{R,p} = \sum_{q=1}^{N_T} \sum_{m=1}^M e_{R,p}^T(\theta_{R,m}, \phi_{R,m}) \beta_m e_{T,q}(\theta_{T,m}, \phi_{T,m}) i_{T,q} \quad (2.16)$$

donde

$$\sum_{m=1}^M e_{R,p}^T(\theta_{R,m}, \phi_{R,m}) \beta_m e_{T,q}(\theta_{T,m}, \phi_{T,m}) = 2Z_0 H_{p,pq} \quad (2.17)$$

siendo $\beta_m = \alpha_m(t) e^{-j2\pi f_c \tau_m(t) - \psi_{Dm}}$ la ganancia compleja del m -ésimo camino, donde $\alpha_m(t)$ representa las diferentes amplitudes o atenuaciones para cada trayecto, $\tau_m(t)$ el retardo asociado con la componente multitrayecto m -ésima y ψ_{Dm} el desplazamiento de fase doppler.

finalmente el vector recibido de voltaje en circuito abierto en los terminales de

la antena viene dado por:

$$v_R = 2Z_0 H_P i_T \quad (2.18)$$

Mientras que el modelo físico de canal anterior es útil para ciertos casos, en la mayor parte de los análisis de procesamiento de señales se toma el canal para relacionar la salida del codificador utilizado por el sistema (s^k) con la entrada al decodificador del sistema (r^k). Este modelo se utiliza normalmente para los casos en que la función de transferencia de canal de dominio de frecuencia permanece aproximadamente constante a lo largo del ancho de banda de la forma de onda transmitida, a menudo referida como escenarios no selectivos en frecuencia o de desvanecimiento plano, como es el caso de este trabajo investigativo. En este caso, las funciones de transferencia de dominio de frecuencia pueden ser tratados como constantes complejas que simplemente escalan los símbolos de entrada complejo. Por tanto, podemos escribir la relación de entrada / salida como.

$$r^k = H^k s^k + \eta^k \quad (2.19)$$

donde η^k denota el ruido que ha pasado a través del receptor. El término H^k representa la matriz de canal para k -ésimo símbolo transmitido, con el superíndice que indica explícitamente que el canal puede cambiar con el tiempo. Enfatizando que H^k se basa en el valor de $H_P(\omega)$ evaluado a la frecuencia portadora, pero que incluye los efectos adicionales de la electrónica de transmisión y recepción. Este modelo constituye la base de los modelos de matrices aleatorias y es muy conveniente para el análisis de forma cerrada .

2.3. Descripción del modelo de canal clustered

Una técnica común para el modelado de la propagación multitrayecto en ambientes interiores es el modelo Saleh- Valenzuela donde las ondas que llegan de di-

recciones y retrasos similares se agrupan en clusters. Usando este método, un ángulo medio de llegada (AOA) o de salida (AOD) se asocia a cada cluster, y los AOAs / AODs de los sub-caminos dentro del mismo cluster se supone que se distribuirán de acuerdo a una función de densidad de probabilidad determinada (pdf). El pdf de los AOAs / AODs es elegido para adaptarse a la distribución angular derivada empíricamente del AOAs / AODs, o espectro de potencia angular del canal.

Aunque las AOAs / AODs son distribuidos físicamente sobre el espacio tridimensional, se ha demostrado a través de mediciones de canal que la mayoría de la energía se localiza sobre las direcciones de azimut [9]. Por lo tanto, se asumen los AOAs / AODs para ser distribuidos de acuerdo con un cierto espectro de potencia en azimut (PAS). El tamaño de un cluster se mide por la dispersión angular del cluster (AS) definida como la desviación estándar de la PAS.

Una representación gráfica del modelo de canal clustered se da en la Figura 2.6. Sin pérdida de generalidad, que se centran en el modelado de la correlación espacial del receptor. Múltiples dispersores alrededor del arreglo receptor son modelados como grupos. Es utilizado el ángulo ϕ_c para denotar la media AOA / AOD de un clúster. Dentro del mismo clúster, cada trayectoria de propagación se caracteriza por un ángulo de llegada ϕ_0 y se genera de acuerdo con un cierto PAS. Dependiendo del ancho de banda del sistema, el exceso de retardo a través de diferentes caminos no puede resolverse. En este caso, múltiples AOAs / AODs se definen con un desplazamiento ϕ_i respecto a la media AOA / AOD del trayecto de propagación ϕ_0 . En modelos de canal típicos para ambientes interiores [10], las trayectorias de propagación dentro de los mismos grupos se generan con la misma media AOA / AOD que el clúster y por lo tanto se supone $\phi_0 = \phi_c$.

Varias distribuciones se han propuesto hasta ahora para aproximar la PAS observada empíricamente: la n-ésima potencia de una función coseno y distribuciones uniformes, la función gaussiana de densidad de probabilidad (pdf), y la pdf laplaciana. A través de campañas de medidas recientes en interiores y entornos al aire libre, se ha demostrado que el PAS se modela con precisión por la pdf laplaciana

truncada, dada por [11]

$$P_{\phi}(\phi) = \begin{cases} \frac{\beta}{\sqrt{2}\sigma_{\phi}} & \text{si } \phi \in [-\pi, \pi); \\ 0 & \text{otro caso} \end{cases} \quad (2.20)$$

Se omite la notación [t] para la simplicidad ya que normalmente la coherencia del canal implica que es constante durante muchos periodos de símbolos.

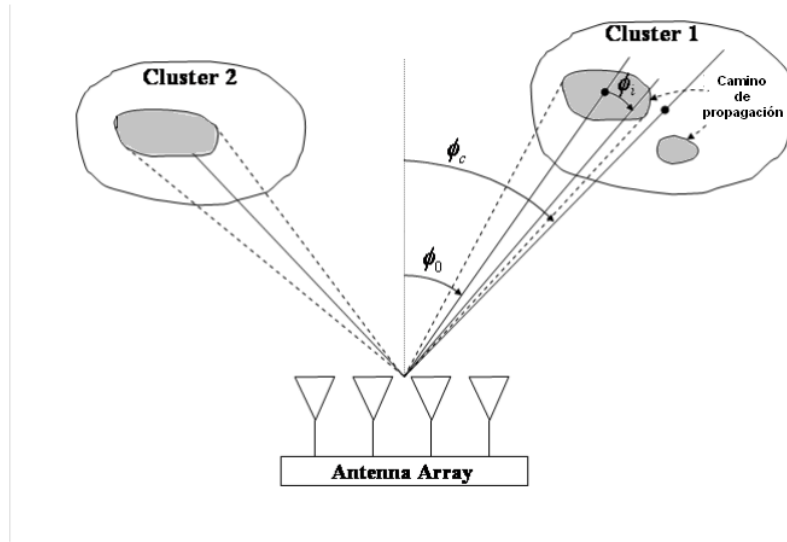


Figura 2.6: Modelo de canal clustered

2.3.1. Modelo de canal paramétrico

En los modelos de canal paramétricos las entradas de la matriz de canal MIMO se expresan como una función de los parámetros espaciales de canal. El tap ℓ –ésimo de la matriz \mathbf{H}_{ℓ} está dada por

$$\mathbf{H}_{\ell} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^N \alpha_i \mathbf{a}_r(\phi_{\ell,i}^r) \mathbf{a}_t^{\dagger}(\phi_{\ell,i}^t) \quad (2.21)$$

donde N es el número de rayos por grupo, α_i es el coeficiente complejo del canal Rayleigh, $\phi_{\ell,i}^t$ y $\phi_{\ell,i}^r$ son la AOD y AOA, respectivamente, del rayo i -ésimo dentro del ℓ -ésimo clúster, generado de acuerdo con la pdf laplaciana en 2.20. Por otra parte, \mathbf{a}_t y \mathbf{a}_r son la respuesta del arreglo transmisor y receptor, respectivamente, dada por:

$$\mathbf{a}_t(\phi_{\ell,i}^t) = [1, e^{j\Phi_1(\phi_{\ell,i}^t)}, \dots, e^{j\Phi_1(M_t-1)(\phi_{\ell,i}^t)}] \quad (2.22)$$

$$\mathbf{a}_r(\phi_{\ell,i}^r) = [1, e^{j\Phi_1(\phi_{\ell,i}^r)}, \dots, e^{j\Phi_1(M_r-1)(\phi_{\ell,i}^r)}] \quad (2.23)$$

Donde Φ_m es el desplazamiento de fase del m -ésimo elemento del arreglo con respecto a la antena de referencia. Teniendo en cuenta que la expresión de Φ_m varía dependiendo de la configuración del arreglo y es una función de la AOA / AOD. La ecuación 2.21 puede escribirse en forma cerrada como

$$\mathbf{H}_\ell = \mathbf{A}_{r,\ell} \mathbf{H}_\alpha \mathbf{A}_{t,\ell}^\dagger \quad (2.24)$$

donde $\mathbf{A}_{t,\ell} = [\mathbf{a}_t(\phi_{\ell,1}), \dots, \mathbf{a}_t(\phi_{\ell,N})]$, $\mathbf{A}_{r,\ell} = [\mathbf{a}_r(\phi_{\ell,1}), \dots, \mathbf{a}_r(\phi_{\ell,N})]$ y $\mathbf{H}_\alpha = \frac{1}{\sqrt{N}} \text{diag}(\alpha_1, \dots, \alpha_N)$ Se define la matriz de covarianza de canal para el ℓ -ésimo tap como

$$\mathbf{R}_{H,\ell} = \mathcal{E}[\text{vec}(\mathbf{H}_\ell) \text{vec}(\mathbf{H}_\ell)^\dagger] \quad (2.25)$$

2.3.2. Modelo de canal no paramétrico

Se utiliza el modelo Kronecker para describir la evolución estocástica de cada tap de la matriz \mathbf{H}_ℓ como

$$\mathbf{H}_\ell = \mathbf{R}_{r,\ell}^{1/2} \mathbf{H} \mathbf{R}_{t,\ell}^{T/2} \quad (2.26)$$

donde \mathbf{H} es una matriz $M_r \times M_t$ cuyas entradas son independientemente distribuidas de acuerdo a la distribución Gaussiana compleja. Por otra parte, $\mathbf{R}_{t,\ell}$ y $\mathbf{R}_{r,\ell}$ son las matrices de correlación espacial en el transmisor y el receptor, respectivamente, que expresan la correlación de las señales recibidas / transmitidas a través de los elementos del arreglo. La matriz de covarianza del canal del modelo no paramétrico en 2.26 viene dada por el producto Kronecker de las matrices de correlación de transmisión y recepción como:

$$\mathbf{R}_{H,\ell} = \mathbf{R}_{t,\ell} \otimes \mathbf{R}_{r,\ell} \quad (2.27)$$

En el modelo de canal con grupos de obstáculos, los coeficientes de \mathbf{R}_t y \mathbf{R}_r (se omite el subíndice ℓ porque se centra en un solo tap) para un canal con un solo tap se caracterizan por una cierta dispersión angular y ángulo de llegada. Desde el mismo método se utiliza para calcular cada matriz de correlación, se usa la notación \mathbf{R} para referirse tanto a la matriz de correlación de transmisión o de recepción. Del mismo modo, se utiliza M , en lugar de M_r o M_t , para indicar el número de antenas. El (m, n) de entrada de la matriz \mathbf{R} para las configuraciones de disposición espaciada se define como

$$\mathbf{R}_{m,n} = \int_{-\pi}^{\pi} e^{j[\Phi_m(\phi) - \Phi_n(\phi)]} \mathbf{P}_\phi(\phi) d\phi \quad (2.28)$$

donde $\mathbf{P}_\phi(\phi)$ es la pdf laplaciana en 2.20 y el término $\Phi_m(\phi) - \Phi_n(\phi)$ representa la diferencia de fase entre el m -ésimo y el n -ésimo elemento de la matriz debido a la separación.

2.4. Modelo de matriz de correlación de canal

En esta sección, se deriva una expresión aproximada de las matrices de correlación espacial \mathbf{R} mostrada en 2.26 para un tap de un solo canal. Se muestra cómo derivar la forma cerrada de \mathbf{R} bajo una aproximación de bajos ángulos de propagación para configuraciones ULA.

2.4.1. Arreglo lineal uniforme (ULA)

Se expreso el desplazamiento de fase en 2.28 del elemento m -ésimo del arreglo con respecto a la antena de referencia como una función de la AOA como:

$$\Phi_m(\phi) = kdmsin(\Phi_0 - \Phi) \quad (2.29)$$

donde $m = 0, \dots, M - 1$, ϕ es la compensación AOA con respecto a la media AOA del cluster Φ_0 y k es el número de onda. Sustituyendo 2.28 en 2.29, Se expresa el coeficiente de correlación cruzada de la ULA como:

$$\mathbf{R}_{m,n} = \int_{-\pi}^{\pi} e^{jkd(m-n)\sin(\Phi_0-\Phi)} \mathbf{P}_{\phi}(\phi) d\phi \quad (2.30)$$

donde $\mathbf{P}_{\phi}(\phi)$ es la pdf dada en 2.20. Se expresa el exponente de la función dentro de la integral como:

$$\sin(\Phi_0 - \Phi) = \sin\Phi_0\cos\Phi - \cos\Phi_0\sin\Phi \quad (2.31)$$

Expandiendo con una serie de Taylor de primer orden (suponiendo $\phi \approx 0$)

$$\sin(\Phi_0 - \Phi) \approx \sin\Phi_0 - \Phi. \quad (2.32)$$

Sustituyendo 2.32 dentro de 2.30 se obtiene

$$\mathbf{R}_{m,n} \approx e^{jkd(m-n)\sin\Phi_0} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-jkd(m-n)\cos(\Phi_0)\Phi} \mathbf{P}_{\phi}(\phi) d\phi \quad (2.33)$$

A partir de 2.20 se observa que el truncado Laplaciano PAS es cero fuera del rango $[-\pi, \pi]$. Por lo tanto, la integración de $\mathbf{P}_{\phi}(\phi)$ sobre truncado $[-\pi, \pi]$ es aproximadamente equivalente a la integración sobre la recta real. Entonces, sustituyendo

2.20 en 2.33 se obtiene

$$[\mathbf{R}(\Phi_0, \sigma_\Phi)]_{m,n} \approx e^{jkd(m-n)\sin\Phi_0} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-jkd(m-n)\cos(\Phi_0)\Phi} \frac{\beta}{\sqrt{2}\sigma_\Phi} e^{-|\sqrt{2}\Phi/\sigma_\Phi|} d\Phi \quad (2.34)$$

La ecuación 2.34 consiste en el producto de un término complejo exponencial como un término integral. El término integral es la función característica de la pdf laplaciana en 2.20, y se puede expresar como:

$$[\mathbf{B}(\Phi_0, \sigma_\Phi)]_{m,n} = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-jkd(m-n)\cos(\Phi_0)\Phi} \frac{\beta}{\sqrt{2}\sigma_\Phi} e^{-|\sqrt{2}\Phi/\sigma_\Phi|} d\Phi = \mathcal{F}_\omega \left\{ \frac{\beta}{\sqrt{2}\sigma_\Phi} e^{-|\sqrt{2}\Phi/\sigma_\Phi|} \right\} \quad (2.35)$$

donde \mathcal{F} denota la transformada de Fourier evaluada en $\omega = kd(m-n)\cos\Phi_0$, Resolviendo 2.35, obtenemos 2.36

$$[\mathbf{B}(\Phi_0, \sigma_\Phi)]_{m,n} = \frac{\beta}{1 + \frac{\sigma_\Phi^2}{2} \cdot [kd(m-n)\cos\Phi_0]^2} \quad (2.36)$$

con $m, n = 0, \dots, (M-1)$. Por lo tanto, sustituyendo 2.36 en 2.34 obtenemos la siguiente forma cerrada para los coeficientes de correlación a través de todos los elementos del arreglo

$$[\mathbf{R}(\Phi_0, \sigma_\Phi)]_{m,n} \approx \frac{\beta e^{jkd(m-n)\sin\Phi_0}}{1 + \frac{\sigma_\Phi^2}{2} \cdot [kd(m-n)\cos\Phi_0]^2} \quad (2.37)$$

El término exponencial complejo en 2.34 se puede escribir como:

$$e^{jkd(m-n)\sin\Phi_0} = e^{jkdms\sin\Phi_0} \cdot e^{-jkdns\sin\Phi_0} \quad (2.38)$$

donde los factores multiplicativos en el lado derecho de 2.38 son los valores del vector de dirección del ULA, dada por

$$\mathbf{a}_{\text{ula}}(\phi_0) = [1, e^{jkd\sin\phi_0}, \dots, e^{jkd(M-1)\sin\phi_0}]^T \quad (2.39)$$

Utilizando la definición de 2.39, obtenemos la matriz de correlación espacial, con entradas complejas dadas por 2.37, como:

$$\mathbf{R}(\phi_0, \sigma_\phi) \approx [\mathbf{a}_{\text{ula}}(\phi_0) \cdot \mathbf{a}_{\text{ula}}^\dagger(\phi_0)] \odot \mathbf{B}(\phi_0, \sigma_\phi) \quad (2.40)$$

donde \odot denota el producto Shur-Hadamard (o elementwise) y $\mathbf{a}(\phi_0)$ es la respuesta del arreglo (vector columna) para la media de azimut AOA (ϕ_0)

2.5. Sistemas MIMO

La creciente demanda de mayor velocidad de transmisión en sistemas inalámbricos, donde la potencia y el ancho de banda son recursos escasos, ha suscitado mucho interés en la investigación para aumentar la eficiencia espectral. En particular, una de las claves en el diseño de sistemas con mayor eficiencia espectral es la dimensión espacial. Aunque el uso de la dimensión espacial de los sistemas inalámbricos no es nuevo (sectorización de células y paneles en estaciones base son ejemplos comunes), es realmente el despliegue simultáneo de elementos multiantena (MIMO) a ambos lados de los enlaces de comunicación el que nos puede llevar a incrementar notablemente las prestaciones del sistema de comunicaciones [12].

Los trabajos pioneros de Foschini [13] y Telatar [14], iniciaron una gran actividad investigadora con el objetivo de caracterizar las propiedades teóricas y prácticas de los canales inalámbricos MIMO. Independientemente del esquema de modulación y de la estrategia de codificación que se utilice, el canal de propagación siempre impone un límite en la máxima velocidad de transmisión que se puede alcanzar, conocido como capacidad del canal. Desde el punto de vista del diseño, la

capacidad del canal físico proporciona no sólo una manera de evaluar el nivel de calidad del diseño final, sino una ayuda inestimable para el desarrollo del diseño. Tras estos trabajos iniciales, los sistemas MIMO durante la última década han ganado en popularidad, quedando demostrado su potente rendimiento y mejora en términos de capacidad. Ver Figura 2.7

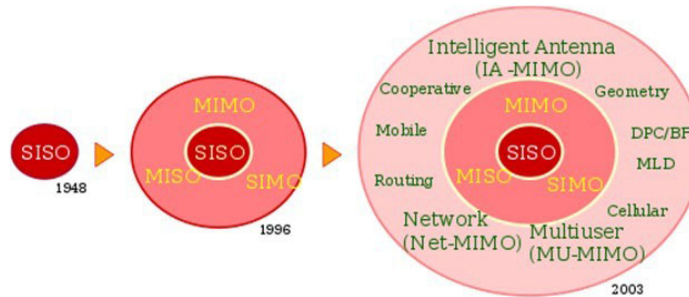


Figura 2.7: Evolución Sistemas MIMO

2.5.1. Sistemas MIMO aplicados a Comunicaciones Inalámbricas

Hay un número de diferentes configuraciones MIMO o formatos que se pueden utilizar, los cuales se denominan SISO, SIMO, MISO y MIMO. Estos diferentes formatos MIMO ofrecen diferentes ventajas y desventajas estos pueden ser equilibrados para proporcionar la solución óptima para cualquier aplicación.

Los diferentes formatos requieren diferentes cantidades de antenas, así como diferentes niveles de complejidad; también dependiendo del formato, el procesamiento puede ser necesario en un extremo del enlace o en el otro, lo cual puede tener un impacto en las decisiones tomadas.

Las diferentes formas de tecnología de antena se refieren a las entradas y salidas individuales o múltiples. Estos están relacionados con el enlace de radio. De esta manera la entrada es el transmisor que transmite en la trayectoria de enlace o trayectoria de la señal, y la salida es el receptor.

Por lo tanto, las diferentes formas de múltiples enlaces individuales se definen a continuación:

- **Sistemas SISO:** Una antena transmisora y una antena receptora (1×1).
- **Sistemas SIMO:** Una antena transmisora y múltiples antenas receptoras ($1 \times R_x$).
- **Sistemas MISO:** Múltiples antenas transmisoras y una antena receptora ($T_x \times 1$).
- **Sistemas MIMO:** Múltiples antenas transmisoras y múltiples antenas receptoras ($T_x \times R_x$).

- **SISO** La forma más simple de enlace de radio se puede definir como SISO (sola entrada de salida única). Esto es efectivamente un canal de radio estándar, este transmisor opera con una antena como lo hace el receptor. No hay diversidad y ningún procesamiento adicional requerido.

La ventaja de un sistema SISO es su simplicidad. SISO no requiere procesamiento en términos de las diversas formas de diversidad que pueden utilizarse. Sin embargo, el canal SISO está limitado en su rendimiento. Las Interferencias y el desvanecimiento tendrán un impacto en el sistema más que en un sistema MIMO utilizando alguna forma de la diversidad, y el ancho de banda del canal está limitado por la ley de de Shannon, siendo el rendimiento dependiente del ancho de banda del canal y de la relación señal a ruido.

- **SIMO** Un sistema SIMO es aquel donde el transmisor tiene una sola antena y el receptor tiene múltiples antenas. Esto también se conoce como diversidad de recepción. A menudo se utiliza para habilitar un sistema que recibe señales de un número de fuentes independientes para combatir los efectos de desvanecimiento.

SIMO tiene la ventaja de que es relativamente fácil de implementar aunque tiene algunas desventajas como el tipo de procesamiento que se requiere en el receptor. El uso de SIMO puede ser bastante aceptable en muchas aplicaciones, pero cuando el receptor es un dispositivo móvil, como un teléfono celular, los niveles de procesamiento puede estar limitado por el tamaño, coste y consumo de la batería.

Hay dos formas de utilización de la tecnología SIMO, por diversidad de conmutación en la cual el sistema busca la señal más fuerte y cambia a la antena y

por combinación de relación máxima en la cual el sistema toma ambas señales y las suma para dar la combinación de la señal original.

- **MISO** a estos sistemas también se les denomina diversidad en transmisión. En este caso, los mismos datos se transmite de forma redundante a partir de las antenas del transmisor. El receptor es capaz de recibir la señal óptima que posteriormente se puede utilizar para recibir el extracto de los datos requeridos.

La ventaja de usar MISO es que las múltiples antenas y la redundancia de codificación y procesamiento se movilizan desde el receptor al transmisor. En casos tales como un teléfono celular, esto puede ser una ventaja significativa en términos de espacio para las antenas y reducir el nivel de procesamiento requerido en el receptor para la codificación de redundancia. Esto tiene un impacto positivo sobre el tamaño, costo y duración de la batería como el nivel más bajo de procesamiento requiere menos consumo de batería.

- Los sistemas MIMO son aquellos que basan sus modelos en múltiples entradas y múltiples salidas, en sistemas inalámbricos los sistemas MIMO serán aquellos que usan más de una antena tanto en el receptor como en el transmisor, estos sistemas usan por lo menos los $T_x \times R_x$ canales físicos de propagación creados por las antenas introducidas al sistema, donde T_x y R_x son el número de antenas transmisoras y receptoras respectivamente (Ver la Figura 2.8)

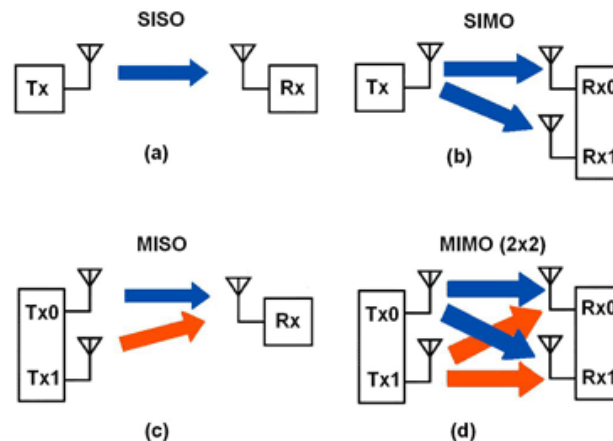


Figura 2.8: a) Sistema SISO b) Sistema SIMO c) Sistema MISO d) Sistema MIMO 2X2

2.5.2. Modelo de Señal MIMO

Utilizando el modelo mostrado en la Figura 2.9, en la cual puede verse las T_x antenas transmisoras, las R_x antenas receptoras y asumiendo que los canales son planos en frecuencia y todo el procesamiento estará referido a banda base, la representación del Sistema MIMO en forma matricial se expresa como:

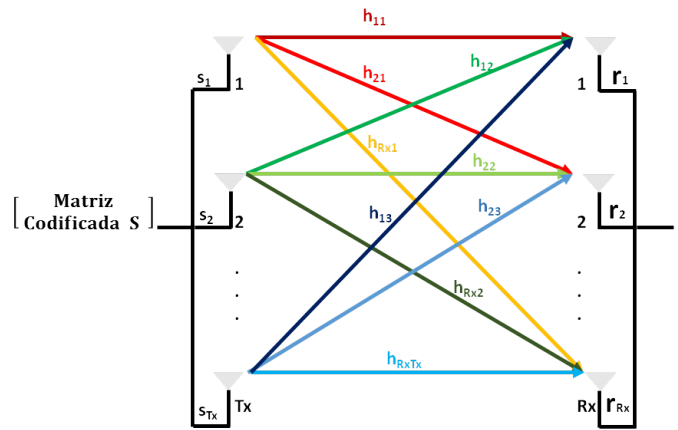


Figura 2.9: Esquema de canal MIMO $T_x \times R_x$

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_{R_x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) & \cdots & h_{1T_x}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & \cdots & h_{2T_x}(t) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ h_{R_x1}(t) & h_{R_x2}(t) & \cdots & h_{R_xT_x}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_{R_x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{R_x} \end{bmatrix}$$

En condiciones ideales de acuerdo al diagrama mostrado del sistema MIMO se tiene la siguiente ecuación matricial

$$r = Hs + n \tag{2.41}$$

Donde r representa la señal recibida por el array receptor y s la información transmitida.

$H(t)$ representa la respuesta al impulso de un canal MIMO y los elementos $h_{ij}(t)$ representan el canal generado entre la antena transmisora j , con $j = 1, \dots, T_x$ y la antena receptora i , con $i = 1, \dots, R_x$. Para simplificar los desarrollos y asumiendo

canales invariantes en el tiempo, se elimina de la notación la dependencia temporal de los subcanales. Si el transmisor y receptor se encuentran en un entorno rico en scattering, los elementos de la matriz H presentan baja correlación; en estas circunstancias, el canal MIMO proporciona alta eficiencia espectral.

y n representa un vector columna $R_x \times 1$ cuyos elementos son ruido blanco Gaussiano de media cero y varianza unidad.

Para el caso SIMO planteado anteriormente se realiza la misma representación matricial

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ \vdots \\ r_{R_x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 \\ \vdots \\ h_{R_x} \end{bmatrix} s + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_{R_x} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$r = Hs + n \quad (2.43)$$

Igual par el caso de sistemas MISO

$$r = [h_1 \cdots h_{T_x}] \begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_{T_x} \end{bmatrix} + n \quad (2.44)$$

$$r = H^T s + n \quad (2.45)$$

2.6. Clasificación de Técnicas MIMO

Las técnicas de múltiples antenas en sistemas inalámbricos pueden ser clasificadas en dos categorías:

- Multiplexación Espacial, crear múltiples canales en paralelo para procesar diferentes tramas de datos al mismo tiempo.
- Diversidad Espacial, que consistirá en crear canales independientes en el espacio sin usar ancho de banda adicional.

2.6.1. Multiplexación Espacial

La técnica de Multiplexación Espacial (SM) se basa en utilizar al máximo la capacidad del arreglo de antenas en el Transmisor de tal manera que no se envíe la misma información en todas las antenas sino que los datos sean separados para su envío. La Multiplexación Espacial con el mismo ancho de banda permite transmitir y recibir más información dado que las diferentes antenas proporcionan canales de propagación distintos usados en paralelo por ende esta técnica se concentra en mejorar la tasa de transmisión del sistema en términos de la Eficiencia Espectral.

Foschini [15] propuso el uso del multiplexado espacial mediante la arquitectura BLAST para explotar los sistemas de múltiples antenas. El objetivo del multiplexado espacial, a diferencia de la codificación espacio temporal, es maximizar la tasa de transmisión, es decir, la eficiencia espectral. Transmite flujos de información independientes por cada antena, ocupando todos ellos el mismo ancho de banda y el mismo slot temporal. Gracias a la descorrelación entre canales producida por el multicamino y al conocimiento del canal en el receptor es posible separar los distintos flujos de información. Así en un sistema $T_x \times R_x$, T_x símbolos independientes se transmiten simultáneamente en un periodo de símbolo, luego la tasa del código para una longitud de trama unitaria es T_x .

Se describen varias opciones de codificación junto con la multiplexación espacial [16]

1. Codificación Horizontal HE (H-BLAST)

El flujo de bits a transmitir se demultiplexa inicialmente en T_x flujos de datos separados. Cada uno de estos flujos se codifica temporalmente de manera independiente al resto, se mapea en el símbolo correspondiente, se pasa por el "interleaver" y es transmitido por su correspondiente antena. Permite únicamente diversidad en recepción de orden R_x , dado que un bit se transmite por una única antena y se recibe por todas (R_x). La ganancia en codificación depende de la ganancia de codificación del código temporal aplicado a cada flujo de datos.

2. Combinación de HE y VE (D-BLAST)

Se puede aplicar combinaciones de ambos esquemas horizontal y vertical para aprovechar las ventajas de ambos. Una de estas combinaciones es la arquitectura DBLAST. Es un esquema similar a HE pero que va rotando la asociación entre cada flujo de datos y la antena transmisora. De esta manera es capaz de transmitir los mismos símbolos por las distintas antenas. Obtiene ganancia completa por diversidad (orden de diversidad $R_x \times T_x$) pero manteniendo la complejidad del HE. Las señales se combinan únicamente en recepción por lo que la ganancia por array es de R_x .

3. Codificación Vertical VE (V-BLAST)

Codificación utilizada en este trabajo de investigación, en la cual se puede comprobar que el proceso de transmisión en V-BLAST es muy simple. Una vez que el flujo de datos inicial se codifica en los símbolos de la constelación utilizada, se divide el flujo repartiéndolo entre las T_x antenas transmisoras y se transmiten todos ellos simultáneamente en ráfagas, respetando las antenas una separación mínima de una semilongitud de onda. En el esquema inicial de V-BLAST se asume CSI únicamente en el receptor, aunque en algunas propuestas de modificación del algoritmo [17] se precisa también en el transmisor.

La matriz de transferencia del canal, H , puede ser calculada enviando una secuencia de entrenamiento. Se suele asumir que su cálculo se ha realizado con una precisión aceptable; existen publicaciones, como [18] o [19], en las que se analiza el efecto de los errores en la estimación del canal.

Las R_x antenas receptoras operan independientemente y en la misma banda de frecuencia, y cada una recibe las señales de todos los transmisores, aunque modificadas de forma diferente por el efecto del desvanecimiento multitrayecto y el ruido AWGN.

En las siguientes secciones se describe de forma detallada el procesamiento realizado en el receptor para separar las secuencias de símbolos transmitidas por cada antena.

2.6.1.1. El Proceso de Detección

El proceso de detección consiste en la estimación de la señal transmitida \mathbf{s} a partir de la señal recibida \mathbf{r} , y la estimación del canal \mathbf{H} [20]

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (2.46)$$

Se asume que los T_x elementos del vector transmitidos están incorrelados. También se asume que la matriz \mathbf{H} tiene rango completo. El proceso se divide en dos pasos:

- Estimación del símbolo recibido tras la **supresión** del resto
- **Cancelación** del símbolo decodificado en la señal recibida

Supresión de Interferencias

Denotando h_i como la columna i -ésima de \mathbf{H} , el vector recibido se puede expresar

$$\mathbf{r} = s_1 \mathbf{h}_1 + s_2 \mathbf{h}_2 + \cdots + s_{T_x} \mathbf{h}_{T_x} + \mathbf{n} \quad (2.47)$$

donde s_i es el símbolo transmitido desde la antena i -ésima. La supresión se realiza ponderando linealmente los símbolos recibidos con un vector \mathbf{w} satisfaciendo los criterios de *forzado de cero (ZF)* o de *mínimo error cuadrático medio (MMSE)*. El vector \mathbf{w} para el primer criterio se calcula de forma que:

$$\mathbf{w}_i^T \mathbf{h}_j = \begin{cases} 0, & i \neq j \\ 1, & i = j \end{cases} \quad (2.48)$$

donde $()^T$ indica transposición. De esta forma, el símbolo i -ésimo resulta

$$r_i = \mathbf{w}_i^T \mathbf{y} = s_1 \mathbf{w}_i^T \mathbf{h}_1 + s_2 \mathbf{w}_i^T \mathbf{h}_2 + \cdots + s_i \mathbf{w}_i^T \mathbf{h}_i + \cdots + s_{T_x} \mathbf{w}_i^T \mathbf{h}_{T_x} + \mathbf{w}_i^T \mathbf{n} = \mathbf{0} + \mathbf{0} + \cdots + s_i + \cdots + \mathbf{0} + \tilde{n}_i \quad (2.49)$$

Hecho esto solo queda estimar el símbolo transmitido a partir de la constelación de la modulación utilizada

$$\hat{s}_i = \mathbf{Q}(\mathbf{r}_i) \quad (2.50)$$

donde $\mathbf{Q}()$ es la función de decisión correspondiente.

Cancelación de Interferencias

El efecto de los símbolos ya detectados se puede sustraer de la señal recibida, en la que aún hay símbolos por extraer. Esto mejora el funcionamiento cuando el orden de detección ha sido correctamente escogido, pero conlleva algunos riesgos.

Asumiendo que $\hat{s}_i = s_i$, la cancelación del símbolo s_i del vector recibido \mathbf{r} se realizaría de la siguiente forma:

$$\mathbf{r}' = \mathbf{r} - \hat{s}_i = s_i \mathbf{h}_i \quad (2.51)$$

Este proceso se repite sucesivamente hasta decodificar las T_x ráfagas enviadas. El funcionamiento de este esquema depende de las decisiones realizadas en cada iteración, pues si se produce un error, éste se propagará en las restantes iteraciones al sustraer un símbolo incorrectamente decodificado.

2.6.1.2. Orden de Detección Óptimo

Para minimizar la propagación de errores, se detectan en primer lugar los símbolos que presentan mayor nivel en recepción. Un ordenamiento óptimo sencillo se basa en la SNR de cada flujo de datos recibido. La SNR para el i -ésimo símbolo detectado del vector \mathbf{r} viene expresada por

$$\rho_i = \frac{E |s_i|^2}{\sigma^2 (\|\mathbf{w}_i\|^2)} \quad (2.52)$$

donde σ^2 es la potencia de ruido y E representa el valor medio. Dado que $\|\mathbf{w}_i^T \mathbf{h}_i\|^2 = \|\mathbf{w}_i^T\|^2 \|\mathbf{h}_i\|^2$, de 2.48 se deduce que un menor valor de $\|\mathbf{w}_i^T\|^2$ requiere que la correspondiente \mathbf{h}_i tenga una mayor norma-2. Así pues, la SNR de la ráfaga i -ésima es

proporcional a la norma de la columna i -ésima de \mathbf{H} . Por lo tanto, el orden de detección óptimo está íntimamente relacionado con el orden decreciente de la norma de las columnas de \mathbf{H} .

Criterio ZF

Según el criterio ZF, el vector w_i^T coincide con la fila i -ésima de la pseudoinversa de \mathbf{H} [21]

$$w_i^T = \langle \mathbf{H}^\dagger \rangle_i \quad (2.53)$$

Esto es así únicamente en la primera iteración. Según se suceden las cancelaciones, w_i^T pasa a ser la fila i -ésima de la pseudoinversa no de la matriz \mathbf{H} , sino de la resultante de sustituir con ceros las columnas que corresponden a las ráfagas ya decodificadas. Es decir, si $\{1, k_2, \dots, k_{T_x}\}$ es el orden de detección óptimo, en la iteración k_i el vector de supresión ZF será

$$w_{k_i}^T = \langle \mathbf{H}_{k_{i-1}}^\dagger \rangle_{k_i} \quad (2.54)$$

donde $\mathbf{H}_{k_{i-1}}^\dagger$ denota a la matriz \mathbf{H} con las columnas $\{1, k_2, \dots, k_{i-1}\}$ sustituidas por ceros.

Esto último se debe a que en la i -ésima iteración el vector w_i sólo tiene que ser ortogonal a las \mathbf{h}_j que afectan a los símbolos no decodificados, con j .

Criterio MMSE

En el criterio MMSE el vector de pesos w_i^T se obtiene de la fila i -ésima de la matriz

$$\mathbf{G} = \left(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{T_x}{\rho} \mathbf{I}_{T_x} \right)^{-1} \mathbf{H}^H \quad (2.55)$$

Al igual que en el criterio ZF, previo al cálculo de \mathbf{G} hay que sustituir por ceros en \mathbf{H} las columnas correspondientes a iteraciones anteriores como en 2.54

El criterio MMSE es menos costoso computacionalmente al ahorrar el cálculo de la pseudoinversa. Además, su rendimiento siempre es mejor que con ZF, sobre todo con menor SNR, pues es más inmune al efecto del ruido AWGN.

Algoritmo de Detección V-BLAST

El algoritmo de detección V-BLAST es el siguiente:

- inicialización
 1. $i \leftarrow 1$
 2. $\mathbf{G}_1 = \mathbf{H}^\dagger$
 3. $k_1 = \arg \min_j \|\langle \mathbf{G}_1 \rangle_j\|^2$
- recursión
 1. $\mathbf{w}_{k_i}^\top = \langle \mathbf{G}_i \rangle_{k_i}$
 2. $r_{k_i} = \mathbf{w}_{k_i}^\top \mathbf{r}_i$
 3. $\hat{s}_{k_i} = \mathbf{Q}(r_{k_i})$
 4. $\mathbf{r}_{i+1} = \mathbf{r}_i - \hat{s}_{k_i} \mathbf{h}_{k_i}$
 5. $\mathbf{G}_{i+1} = \mathbf{H}_{k_i}^\dagger$ (ZF)
 6. $k_{i+1} = \arg \min_{j \in \{k_1 \dots k_i\}} \|\langle \mathbf{G}_{i+1} \rangle_j\|^2$
 7. $i \leftarrow i + 1$

En el paso 3 de la inicialización y el 6 del bucle recursivo, el orden de detección se realiza en orden ascendente de la norma-2 de de las filas de \mathbf{G} , que se corresponde con el orden descendente de la norma-2 de las columnas de \mathbf{H} . En caso de que se utilice el método MMSE se debería sustituir el paso 5 por la expresión de 2.55.

Detección ML

La detección ML es óptima en el sentido de mínima probabilidad de error cuando todos los vectores de datos son igualmente probables. el detector ML es dado por

$$\hat{\mathbf{d}}_{\text{ML}} = \arg \min_{\mathbf{d} \in \mathcal{D}} \{\|\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{d}\|^2\} \quad (2.56)$$

Aquí, \mathcal{D} denota el conjunto de todos los vectores de transmisión de datos posibles $\mathbf{d}^{(i)}$, $i = 1, \dots, |\mathcal{D}|$, se observa que $\mathcal{D} = \mathcal{A}^{\mathcal{M}_T}$, donde \mathcal{A} es el elemental símbolo del alfabeto, y, por tanto, $\mathcal{D} = \mathcal{A}^{\mathcal{M}_T}$. En general, la complejidad computacional de detección ML crece exponencialmente con M_T . Utilizando el algoritmo de decodificación esférica Finke-pHost [22], la detección ML puede lograrse a una complejidad media que aumenta con M_T aproximadamente como $\mathcal{O}(\mathcal{M}_T^{\frac{2}{3}})$.

El detector de máxima verosimilitud que, para cada señal s_o , utiliza la regla de decisión expresada a continuación para señales PSK, en un caso de solo dos ramas las señales en banda base recibidas en las antenas cero y uno son:

$$r_0 = h_0 s_0 + n_0 \quad (2.57)$$

$$r_1 = h_1 s_0 + n_1 \quad (2.58)$$

Escogemos s_i , si y solo si:

$$d^2(r_0, h_0 s_i) + d^2(r_1, h_1, s_i) \leq d^2(r_0, h_0 s_k) + d^2(r_1, h_1, s_k) \quad (2.59)$$

donde $d^2(a, b)$ es la distancia euclídea al cuadrado entre las señales a y b , calculada por la siguiente expresión:

$$d^2(a, b) = (a - b)(a^* - b^*) \quad (2.60)$$

2.6.2. Diversidad

El canal radio presenta un comportamiento dinámico producto de los efectos multicamino y del ensanchamiento Doppler, los cuales pueden afectar significativamente el rendimiento del sistema. Las técnicas de diversidad permiten en ocasiones evitar este deterioro a un costo relativamente bajo, pudiendo implementarse de diferentes formas tanto en transmisión como en recepción; la ganancia producto de su aplicación depende de las condiciones del entorno y del coste que se esté dispuesto

a asumir. Las técnicas de diversidad explotan la naturaleza aparentemente aleatoria del canal radio, disponiendo de más de una versión de la señal originalmente transmitida al experimentar cada una de las versiones un canal diferente. [23]

El proveer mayor diversidad espacial en un sistema inalámbrico puede ser clasificado en dos esquemas diferentes para alcanzar dicho objetivo:

- **Beamforming:** En este esquema se trata de cambiar los parámetros físicos de las antenas para poder enfocar o dirigir la energía de radiación en ciertas determinadas direcciones deseadas con la finalidad de eliminar la radiación de la antena en direcciones donde se puede ocasionar interferencia. Beamforming plantea el uso de parámetros como la Dirección de Arribo (DOA) y el Angulo de Arribo (AOA) en base a ellos se decide las direcciones en donde se desea la máxima radiación de la antena y las direcciones donde se desea anular la radiación [24].
- **Diversidad en Transmisión/Recepción:** En cambio el esquema de Diversidad en Transmisión o Diversidad en Recepción se basa en el procesamiento necesario tanto en el transmisor y en el receptor para poder obtener diversidad espacial y hacer más robusto el sistema.

2.6.2.1. Diversidad Espacial en Recepción

La diversidad en Recepción consiste en el uso de múltiples antenas en el receptor para generar recepciones independientes de la señal transmitida, esto se logra con una separación adecuada de las antenas receptoras. Se tendrán múltiples señales recibidas por el uso de múltiples antenas receptoras por lo tanto se debe tener un método para poder seleccionar o procesar las R_x señales recibidas, se estudiarán 3 métodos diferentes para el procesamiento de las señales recibidas, los cuales están representados en la Figura 2.10 y se describen a continuación:

1. **Combinación por Selección (SC)** Se basa en escoger de entre las R_x señales recibidas a la que tenga mejores características en el momento de la evaluación por lo general el criterio para dicha evaluación es cierto umbral de SNR definido.

Como solo una antena es procesada al mismo tiempo este esquema necesitaría solo de un receptor que será usado de acuerdo a la antena que sea procesada en un determinado instante, para el caso específico de sistemas que transmitan continuamente, la SC evita la necesidad de un receptor dedicado en cada «ramal» escaneando todos los «ramales» en un orden secuencial y seleccionando para la salida del selector a la primera señal con la SNR que supere a un umbral dado. Este esquema desaprovecha la posible información útil de las señales que no seleccionó (Ver Figura 2.10.a)

2. **Combinación de Tasa Máxima (MRC)** En el esquema anterior la salida del combinador es igual a una de las señales por la cual se decidió, en MRC la salida será la suma ponderada de todos los “ramales”. La distribución de la SNR a la salida del combinador no es Rayleigh a pesar que todos los “ramales” sufren desvanecimiento Rayleigh. (Ver Figura 2.10.b)

La suma corresponde a que cada componente de señal receptada en cada una de las antenas o «ramales» será multiplicada por un factor que atenuara esa componente de ramal en [25] se demuestra que para maximizar la SNR de la señal total recibida se debe escoger como factor de ponderación la misma SNR del ramal es decir que cada ramal será atenuado por el mismo SNR del ramal haciendo que los canales más débiles (baja SNR) contribuyan con menor componente de señal que los ramales «fuertes» (alta SNR).

3. **Combinación de Igual Ganancia (EGC)** Esta técnica usa el mismo factor de atenuación para todos los «ramales» evitando la necesidad de conocer la SNR en cada «ramal» como el caso de MRC. (Ver Figura 2.10.c)

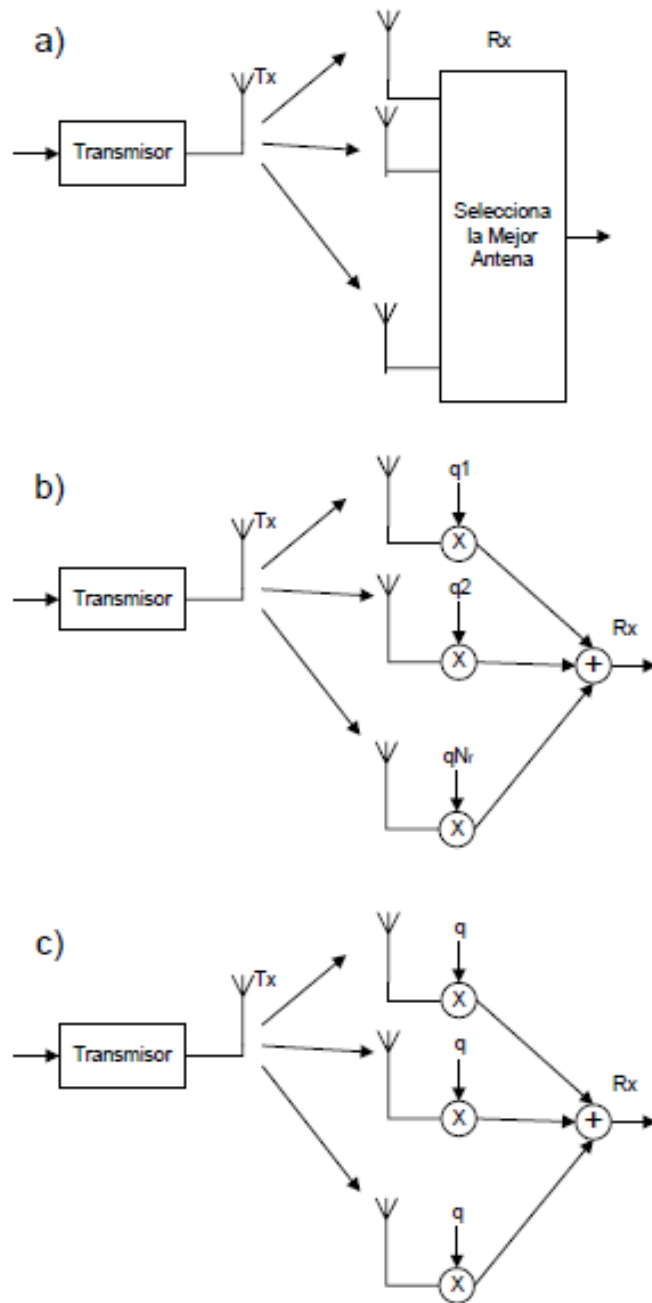


Figura 2.10: Diversidad en Recepción: a) SC, b) MRC, c) EGC

2.6.2.2. Diversidad Espacial en Transmisión

En diversidad en transmisión se agregan más de una antena en el transmisor y se envían señales de diferentes antenas transmisoras, esto ocasionará interferencia entre ellas, por lo que será necesario procesamiento tanto en el transmisor como en el receptor. Se clasifican los esquemas para la Diversidad en Transmisión en los siguientes [15]

1. **Diversidad en Transmisión con Realimentación** En este esquema se usan coeficientes atenuadores en cada una de las antenas transmisoras con el fin de mejorar la potencia de la señal recibida, luego de la recepción se realimenta desde el receptor dicha información para modificar los coeficientes atenuadores y mejorar la potencia de la señal recibida (Ver Figura 2.11)
2. **Diversidad en Transmisión por Salto de Antenas** En este esquema una secuencia de datos S se retransmite en tiempos diferentes por cada una de las antenas transmisoras usando un código de repetición, usando en el receptor un detector de máxima verosimilitud ML o MRC. (Ver Figura 2.12)
3. **Diversidad en Transmisión con Codificación del Canal** Tomando como distancia Hamming del código del canal d_{min} , se transmite el i -ésimo código a través de la i -ésima antena, luego de transmitir todos los códigos del canal en el receptor se usa un detector ML para decodificar la palabra de código recibida. (Ver Figura 2.13)
4. **Diversidad en Transmisión por Diversidad en Retardo** Un sistema con diversidad por retardo es aquel que en el uso de múltiples antenas transmisoras solo una transmite la información a la vez haciendo que el resto de antenas no sean utilizadas hasta que pase cierto retardo programado, así provee un beneficio de diversidad introduciendo un Multi-camino intencional y el receptor usará un ecualizador o un detector de máxima verosimilitud con estimación de secuencia. (Ver Figura 2.14)

5. **Diversidad en Transmisión con STC** Como otra opción para proveer Diversidad en Transmisión se considera en la siguiente sección las técnicas de Codificación Espacio Temporal. Si existe información del estado del canal (CSI) en el Transmisor entonces se puede usar técnicas de Beamforming, de lo contrario lo recomendable es usar Técnicas de Codificación Espacio Temporal.

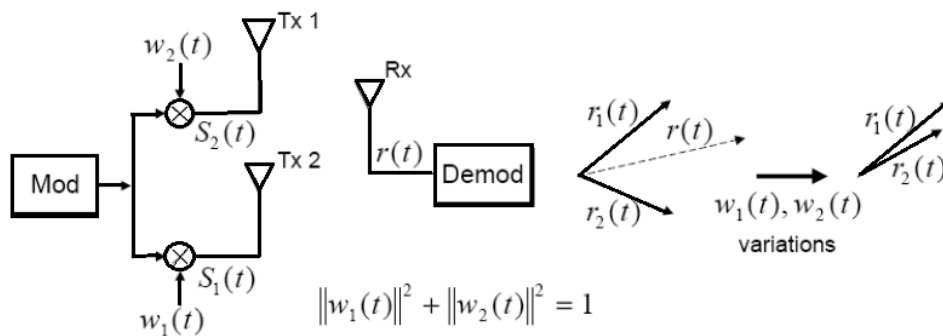


Figura 2.11: Diversidad en Transmisión con Realimentación

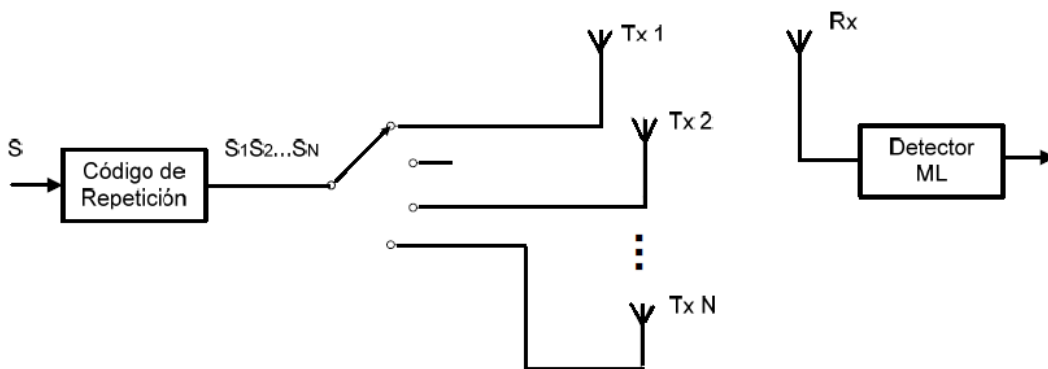


Figura 2.12: Diversidad en Transmisión por Salto de Antenas

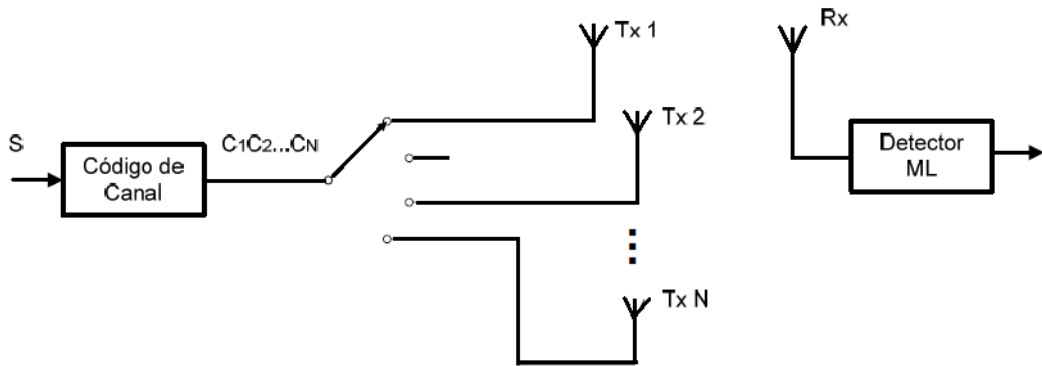


Figura 2.13: Diversidad en Transmisión con Codificación del Canal

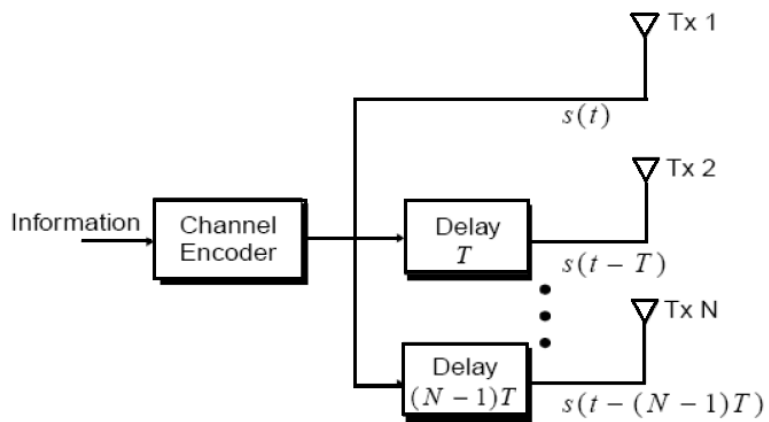


Figura 2.14: Diversidad en Transmisión por Diversidad en Retardo

2.6.2.3. Codificación Espacio-Temporal y Codificación de Alamouti

La Codificación Espacio-Temporal es una técnica basada en introducir al sistema de comunicaciones un Codificador/Procesador de señal preparado para el uso de múltiples antenas en el transmisor como en el receptor explotando las ventajas que ofrece MIMO, con ambos esquemas Multiplexación o diversidad, este codificador no solo funcionará a través del espacio(distintas antenas) sino también a través del tiempo [26]. En el caso particular de tener 2 antenas en el transmisor se puede usar el Código Alamouti.

El código de Alamouti como popularmente se conoce es un STBC propuesto por Siavash M. Alamouti en el año 1998, él propuso un esquema de transmisión para dos antenas transmisoras y M antenas receptoras. [27] En la Figura 2.15 se muestra el esquema propuesto por Alamouti para el caso especial de 2 antenas transmisoras y 2 antenas receptoras.

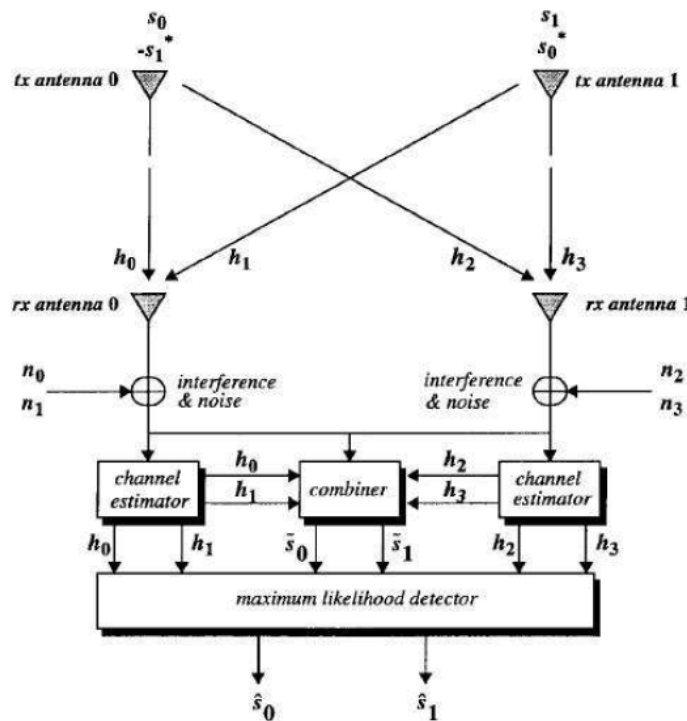


Figura 2.15: Esquema propuesto por Alamouti para el caso especial de 2 antenas transmisoras y 2 antenas receptoras

Para el caso de dos antenas transmisoras la secuencia de codificación y transmisión se muestra en la tabla 2.1, donde T es la duración del símbolo. Al cabo de un período de símbolo dos señales son transmitidas simultáneamente desde dos antenas, la señal transmitida por la antena 0 se denota s_0 y la transmitida por la antena 1 se denota s_1 . Durante el siguiente periodo de símbolo la antena 0 transmite s_1 y la antena 1 transmite s_0 donde el exponente (*) indica que es el conjugado complejo. [27]

Tiempo	Antena 0	Antena 1
t	s_0	s_1
t+T	$-s_1^*$	s_0^*

Tabla 2.1: Secuencia de codificación y transmisión

Estas señales salen de los transmisores y deben pasar por un canal independiente entre cada antena transmisora y cada antena receptora, cada canal es modelado como una distorsión compleja multiplicativa h_i compuesta por una respuesta en magnitud y una respuesta en fase. Asumiendo que el desvanecimiento es constante entre dos símbolos consecutivos, se puede expresar cada canal como la ecuación 2.61. [27]

$$h_i(t) = h_i(t + T) = h_i = \alpha_i^{j\theta_i} \tag{2.61}$$

La tabla 2.2 muestra la definición de los canales entre las antenas receptoras y transmisoras para el caso 2x2.

Transmisores (Tx)	Rx Antena 0	Rx Antena 1
Antena 0	h_0	h_2
Antena 1	h_1	h_3

Tabla 2.2: Definición de los canales entre las antenas receptoras y transmisoras

La tabla 2.3 muestra la notación para la señales recibidas en cada una de las dos antenas receptoras.

Al llegar las señales a los receptores se les agrega ruido e interferencia como se muestra en las ecuaciones 2.62, 2.63, 2.64 y 2.65 , este ruido es modelado como una

Tiempo	Rx Antena 0	Rx Antena 1
t	r ₀	r ₂
t+T	r ₁	r ₃

Tabla 2.3: Notación para la señales recibidas en cada una de las dos antenas receptoras

señal compleja aleatoria n_i . [27]

$$r_0 = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \quad (2.62)$$

$$r_1 = -h_0 s_1 * + h_1 s_0 * + n_1 \quad (2.63)$$

$$r_2 = h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \quad (2.64)$$

$$r_3 = -h_2 s_1 * + h_3 s_0 * + n_3 \quad (2.65)$$

Después estas señales r_i recibidas son llevadas a un combinador que construye las dos señales mostradas en 2.66 y 2.67, para luego enviarlas a un detector de máxima verosimilitud el cual a partir de la señales dadas produce \hat{s}_0 y \hat{s}_1 que son una estimación de máxima verosimilitud de la señales originales s_0 y s_1 . [27]

$$\bar{s}_0 = h_0 * r_0 + h_1 r_1 * + h_2 * r_2 + h_3 r_3 * \quad (2.66)$$

$$\bar{s}_1 = h_1 * r_0 - h_0 r_1 * + h_3 * r_2 - h_2 r_3 * \quad (2.67)$$

2.6.2.4. Generalización a OSTBC

En códigos de bloque espacio-tiempo, múltiples copias de flujos se transmiten a través de varias antenas, mediante un proceso simple en las antenas receptoras, las

diferentes versiones de la señal se usan para mejorar la fiabilidad de la conexión de la comunicación.

Los diseños de la teoría ortogonal se usan para diseñar análogamente el modelo Alamouti, que se denomina código de bloques espacio-tiempo cuando se utilizan más de dos antenas en transmisión.

En código de bloques ortogonales espacio-tiempo, cualquier par de columnas de la matriz después de la codificación, será ortogonal. La matriz de codificación es la matriz que define, desde qué antena y en qué instantese envían los símbolos.

La estructura ortogonal del codificador habilita al receptor a utilizar un algoritmo de decodificación de máxima verosimilitud y tomar decisiones en los símbolos de forma individual, a pesar de tener que realizar una decisión conjunta, como se demuestra en el modelo Alamouti.

Códigos de tasa 1/2 para tres y cuatro antenas transmisoras Las respectivas matrices de transmisión de los OSTBC de tasa 1/2 para 3 y 4 antenas son [23]

$$G_3 = \begin{pmatrix} s_0 & -s_1 & -s_2 & -s_3 & s_0^* & -s_1^* & -s_2^* & -s_3^* \\ s_1 & s_0 & s_3 & -s_2 & s_1^* & s_0^* & s_3^* & -s_2^* \\ s_2 & -s_3 & s_0 & s_1 & s_2^* & -s_3^* & s_0^* & s_1^* \end{pmatrix}^T$$

$$G_4 = \begin{pmatrix} s_0 & -s_1 & -s_2 & -s_3 & s_0^* & -s_1^* & -s_2^* & -s_3^* \\ s_1 & s_0 & s_3 & -s_2 & s_1^* & s_0^* & s_3^* & -s_2^* \\ s_2 & -s_3 & s_0 & s_1 & s_2^* & -s_3^* & s_0^* & s_1^* \\ s_3 & s_2 & -s_1 & s_0 & s_3^* & s_2^* & -s_1^* & s_0^* \end{pmatrix}^T$$

El algoritmo de decodificación de estos códigos consiste en una combinación lineal de las señales recibidas. Las expresiones de las señales recibidas para el OSTBC correspondiente a cuatro antenas son:

$$r_0 = h_0 s_0 + h_1 s_1 + h_2 s_2 + h_3 s_3 + n_0 \quad (2.70)$$

$$r_1 = -h_0 s_1 + h_1 s_0 - h_2 s_3 + h_3 s_2 + n_1 \quad (2.71)$$

$$r_2 = -h_0 s_2 + h_1 s_3 + h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \quad (2.72)$$

$$r_3 = -h_0 s_3 - h_1 s_2 + h_2 s_1 + h_3 s_0 + n_3 \quad (2.73)$$

$$r_4 = h_0 s_0^* + h_1 s_1^* + h_2 s_2^* + h_3 s_3^* + n_4 \quad (2.74)$$

$$r_5 = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* - h_2 s_3^* + h_3 s_2^* + n_5 \quad (2.75)$$

$$r_6 = -h_0 s_3^* - h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_6 \quad (2.76)$$

$$r_7 = -h_0 s_3^* - h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_7 \quad (2.77)$$

Suponiendo que el desvanecimiento es plano y constante durante ocho símbolos consecutivos, es decir

$$h_i(t) = h_i(t + kT) = h_i = \alpha_i e^{j\theta_i} \forall i = 1, \dots, 4 \bigwedge k = 1, \dots, 8 \quad (2.78)$$

y que la combinación de las señales recibidas se hace obedeciendo a las siguientes expresiones:

$$\bar{s}_0 = \hat{h}_0^* r_0 + \hat{h}_1^* r_1 + \hat{h}_2^* r_2 + \hat{h}_3^* r_3 + \hat{h}_0^* r_4 + \hat{h}_1^* r_5 + \hat{h}_2^* r_6 + \hat{h}_3^* r_7 \quad (2.79)$$

$$\bar{s}_1 = \hat{h}_1^* r_0 - \hat{h}_0^* r_1 - \hat{h}_3^* r_2 + \hat{h}_2^* r_3 + \hat{h}_1^* r_4 - \hat{h}_0^* r_5 - \hat{h}_3^* r_6 + \hat{h}_2^* r_7 \quad (2.80)$$

$$\tilde{s}_2 = \hat{h}_2^* r_0 + \hat{h}_3^* r_1 - \hat{h}_0^* r_2 - \hat{h}_1^* r_3 + \hat{h}_2^* r_4 + \hat{h}_3^* r_5 - \hat{h}_0^* r_6 - \hat{h}_1^* r_7 \quad (2.81)$$

$$\tilde{s}_3 = \hat{h}_3^* r_0 - \hat{h}_2^* r_1 + \hat{h}_1^* r_2 - \hat{h}_0^* r_3 + \hat{h}_3^* r_4 - \hat{h}_2^* r_5 + \hat{h}_1^* r_6 - \hat{h}_0^* r_7 \quad (2.82)$$

las expresiones de las señales decodificadas son

$$\tilde{s}_0 = s_0 [2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2 + 2\alpha_3^2] + \hat{h}_0^* n_0 + \hat{h}_1^* n_1 + \hat{h}_2^* n_2 + \hat{h}_3^* n_3 + \hat{h}_0^* n_4 + \hat{h}_1^* n_5 + \hat{h}_2^* n_6 + \hat{h}_3^* n_7 \quad (2.83)$$

$$\tilde{s}_1 = s_1 [2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2 + 2\alpha_3^2] + \hat{h}_1^* n_0 - \hat{h}_0^* n_1 - \hat{h}_3^* n_2 + \hat{h}_2^* n_3 + \hat{h}_1^* n_4 - \hat{h}_0^* n_5 - \hat{h}_3^* n_6 + \hat{h}_2^* n_7 \quad (2.84)$$

$$\tilde{s}_2 = s_2 [2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2 + 2\alpha_3^2] + \hat{h}_2^* n_0 + \hat{h}_3^* n_1 - \hat{h}_0^* n_2 - \hat{h}_1^* n_3 + \hat{h}_2^* n_4 + \hat{h}_3^* n_5 - \hat{h}_0^* n_6 - \hat{h}_1^* n_7 \quad (2.85)$$

$$\tilde{s}_3 = s_3 [2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2 + 2\alpha_3^2] + \hat{h}_3^* n_0 - \hat{h}_2^* n_1 + \hat{h}_1^* n_2 - \hat{h}_0^* n_3 + \hat{h}_3^* n_4 - \hat{h}_2^* n_5 + \hat{h}_1^* n_6 - \hat{h}_0^* n_7 \quad (2.86)$$

Para el caso de tres antenas transmisoras, es suficiente con sustituir $h_3 = \hat{h}_3 = \bar{0}$. Las expresiones resultantes son:

$$\tilde{s}_0 = s_0 [2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2] + \hat{h}_0^* n_0 + \hat{h}_1^* n_1 + \hat{h}_2^* n_2 + \hat{h}_0^* n_4 + \hat{h}_1^* n_5 + \hat{h}_2^* n_6 \quad (2.87)$$

$$\tilde{s}_1 = s_1 [2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2] + \hat{h}_1^* n_0 - \hat{h}_0^* n_1 + \hat{h}_2^* n_3 + \hat{h}_1^* n_4 - \hat{h}_0^* n_5 + \hat{h}_2^* n_7 \quad (2.88)$$

$$\tilde{s}_2 = s_2[2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2] + \hat{h}_2^* n_0 - \hat{h}_0^* n_2 - \hat{h}_1^* n_3 + \hat{h}_2^* n_4 - \hat{h}_0^* n_6 - \hat{h}_1^* n_7 \quad (2.89)$$

$$\tilde{s}_3 = s_3[2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2] - \hat{h}_2^* n_1 + \hat{h}_1^* n_2 - \hat{h}_0^* n_3 - \hat{h}_2^* n_5 + \hat{h}_1^* n_6 - \hat{h}_0^* n_7 \quad (2.90)$$

Códigos espóradicos de tasa 3/4 para tres y cuatro antenas transmisoras Las respectivas matrices de transmisión de los OSTBC de tasa 1/2 para 3 y 4 antenas son [23]:

$$H_3 = \begin{pmatrix} s_0 & s_1 & \frac{s_2}{\sqrt{2}} \\ -s_1^* & s_0^* & \frac{s_2}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-s_0 - s_0^* + s_1 - s_1^*)}{2} \\ \frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & -\frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & \frac{(s_1 + s_1^* + s_0 - s_0^*)}{2} \end{pmatrix}$$

$$H_4 = \begin{pmatrix} s_0 & s_1 & \frac{s_2}{\sqrt{2}} & \frac{s_2}{\sqrt{2}} \\ -s_1^* & s_0^* & \frac{s_2}{\sqrt{2}} & -\frac{s_2}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & \frac{(-s_0 - s_0^* + s_1 - s_1^*)}{2} & \frac{(-s_1 - s_1^* + s_0 - s_0^*)}{2} \\ \frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & -\frac{s_2^*}{\sqrt{2}} & \frac{(s_1 + s_1^* + s_0 - s_0^*)}{2} & -\frac{(s_0 + s_0^* + s_1 - s_1^*)}{2} \end{pmatrix}$$

El algoritmo de decodificación de estos códigos, al igual que en el caso de Alamouti, consiste en una combinación lineal de las señales recibidas. Las expresiones de las señales recibidas para el OSTBC correspondiente a cuatro antenas son:

$$r_0 = h_0 s_0 + h_1 s_1 + \frac{h_2}{\sqrt{2}} s_2 + \frac{h_3}{\sqrt{2}} s_2 + n_0 \quad (2.93)$$

$$\mathbf{r}_1 = -\mathbf{h}_0 \mathbf{s}_1^* + \mathbf{h}_1 \mathbf{s}_0^* + \frac{\mathbf{h}_2}{\sqrt{2}} \mathbf{s}_2 - \frac{\mathbf{h}_3}{\sqrt{2}} \mathbf{s}_2 + \mathbf{n}_1 \quad (2.94)$$

$$\mathbf{r}_2 = \frac{\mathbf{h}_0}{\sqrt{2}} \mathbf{s}_2^* + \frac{\mathbf{h}_1}{\sqrt{2}} \mathbf{s}_2^* + \frac{\mathbf{h}_2}{2} (-\mathbf{s}_0 + \mathbf{s}_0^* + \mathbf{s}_1 + \mathbf{s}_1^*) + \frac{\mathbf{h}_3}{2} (\mathbf{s}_0 - \mathbf{s}_0^* - \mathbf{s}_1 - \mathbf{s}_1^*) + \mathbf{n}_2 \quad (2.95)$$

$$\mathbf{r}_3 = \frac{\mathbf{h}_0}{\sqrt{2}} \mathbf{s}_2^* - \frac{\mathbf{h}_1}{\sqrt{2}} \mathbf{s}_2^* + \frac{\mathbf{h}_2}{2} (\mathbf{s}_0 - \mathbf{s}_0^* + \mathbf{s}_1 - \mathbf{s}_1^*) - \frac{\mathbf{h}_3}{2} (\mathbf{s}_0 - \mathbf{s}_0^* + \mathbf{s}_1 - \mathbf{s}_1^*) + \mathbf{n}_3 \quad (2.96)$$

y la combinación de las señales recibidas se hace obedeciendo a las siguientes expresiones

$$\tilde{\mathbf{s}}_0 = \hat{\mathbf{h}}_0^* \mathbf{r}_0 + \hat{\mathbf{h}}_1^* \mathbf{r}_1 + \frac{1}{2} (\hat{\mathbf{h}}_2^* - \hat{\mathbf{h}}_3^*) (\mathbf{r}_3 - \mathbf{r}_2) - \frac{1}{2} (\hat{\mathbf{h}}_2^* + \hat{\mathbf{h}}_3^*) (\mathbf{r}_3 + \mathbf{r}_2)^* \quad (2.97)$$

$$\tilde{\mathbf{s}}_1 = \hat{\mathbf{h}}_1^* \mathbf{r}_0 - \hat{\mathbf{h}}_0^* \mathbf{r}_1 + \frac{1}{2} (\hat{\mathbf{h}}_2^* - \hat{\mathbf{h}}_3^*) (\mathbf{r}_3 + \mathbf{r}_2) + \frac{1}{2} (\hat{\mathbf{h}}_2^* + \hat{\mathbf{h}}_3^*) (\mathbf{r}_3 - \mathbf{r}_2)^* \quad (2.98)$$

$$\tilde{\mathbf{s}}_2 = \frac{\hat{\mathbf{h}}_2^*}{\sqrt{2}} (\mathbf{r}_0 + \mathbf{r}_1) + \frac{\hat{\mathbf{h}}_3^*}{\sqrt{2}} (\mathbf{r}_0 - \mathbf{r}_1) + \frac{(\hat{\mathbf{h}}_0 + \hat{\mathbf{h}}_1)}{\sqrt{2}} \mathbf{r}_2^* + \frac{(\hat{\mathbf{h}}_0 - \hat{\mathbf{h}}_1)}{\sqrt{2}} \mathbf{r}_3^* \quad (2.99)$$

Finalmente, las expresiones de las señales decodificadas son:

$$\tilde{\mathbf{s}}_0 = \mathbf{s}_0 [2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2 + 2\alpha_3^2] + \hat{\mathbf{h}}_0^* \mathbf{n}_0 + \hat{\mathbf{h}}_1^* \mathbf{n}_1 + \frac{1}{2} (\hat{\mathbf{h}}_2^* - \hat{\mathbf{h}}_3^*) (\mathbf{n}_3 - \mathbf{n}_2) - \frac{1}{2} (\hat{\mathbf{h}}_2^* + \hat{\mathbf{h}}_3^*) (\mathbf{n}_3 + \mathbf{n}_2)^* \quad (2.100)$$

$$\tilde{s}_1 = s_0[2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2 + 2\alpha_3^2] + \hat{h}_1^* n_0 - \hat{h}_0^* n_1 + \frac{1}{2}(\hat{h}_2^* - \hat{h}_3^*)(n_3 + n_2) + \frac{1}{2}(\hat{h}_2^* + \hat{h}_3^*)(n_3 - n_2)^* \quad (2.101)$$

$$\tilde{s}_1 = s_0[2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2 + 2\alpha_3^2] + \frac{\hat{h}_2^*}{\sqrt{2}}(n_0 + n_1) + \frac{\hat{h}_3^*}{\sqrt{2}}(n_0 - n_1) + \frac{(\hat{h}_0 + \hat{h}_1)}{\sqrt{2}}n_2^* + \frac{(\hat{h}_0 - \hat{h}_1)}{\sqrt{2}}n_3^* \quad (2.102)$$

Para el caso de tres antenas transmisoras, es suficiente con sustituir $h_3 = \hat{h}_3 = \bar{0}$.

Las expresiones resultantes son:

$$\tilde{s}_0 = s_0[2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2] + \hat{h}_0^* n_0 + \hat{h}_1^* n_1 + \frac{1}{2}\hat{h}_2^*(n_3 - n_2) - \frac{1}{2}\hat{h}_2^*(n_3 + n_2)^* \quad (2.103)$$

$$\tilde{s}_1 = s_0[2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2] + \hat{h}_1^* n_0 - \hat{h}_0^* n_1 + \frac{1}{2}\hat{h}_2^*(n_3 + n_2) + \frac{1}{2}\hat{h}_2^*(n_3 - n_2)^* \quad (2.104)$$

$$\tilde{s}_1 = s_0[2\alpha_0^2 + 2\alpha_1^2 + 2\alpha_2^2] + \frac{\hat{h}_2^*}{\sqrt{2}}(n_0 + n_1) + \frac{(\hat{h}_0 + \hat{h}_1)}{\sqrt{2}}n_2^* + \frac{(\hat{h}_0 - \hat{h}_1)}{\sqrt{2}}n_3^*$$

(2.105)

Capítulo III

Procedimientos de la investigación

Este capítulo describe el procedimiento que se llevo a cabo para el cumplimiento de los objetivos del trabajo investigativo. Este se divide en tres secciones principales, en la primera de ella se presenta el procedimiento del diseño de un sistema de comunicaciones MIMO especificando y definiendo parámetros y características que definen este modelo. La segunda sección describe el procedimiento de diseño de cada uno de los sistemas que anteceden un sistema MIMO, tales como SISO, SIMO y MISO especificando y definiendo parámetros y características que definen cada uno de ellos. La última sección comprende el procedimiento que se llevo a cabo para diseñar un sistema de comunicaciones donde se especifican los algoritmos de detección aplicados a sistemas MIMO tales como ML, MMSE-SIC y ZF-SIC.

3.1. Exploración Bibliográfica

La primera fase de este trabajo investigativo consiste en la exploración y recopilación bibliográfica acerca de los sistemas MIMO, su significado físico, factores como la mejora de la fiabilidad, el aumento de la velocidad de transmisión, codificación aplicada, así como factores que originan la ganancia de los sistemas MIMO frente a sistemas anteriores a este. El objetivo es presentar la evolución de los sistemas MIMO, clasificando los sistemas de radiocomunicaciones de acuerdo al número de

antenas, tales como SISO, MISO Y SIMO identificando sus beneficios y limitaciones con respecto a los sistemas MIMO

3.2. Diseño sistema de comunicaciones MIMO

Se diseñó en Matlab-Simulink un sistema de comunicaciones MIMO compuesto por un módulo transmisor, un módulo receptor y un módulo que simula el canal de comunicaciones inalámbrico, como se muestra en la figura 3.1



Figura 3.1: Modelo de Sistema con Antenas MIMO

El diseño del sistema MIMO se basa en el esquema de la figura 3.2.

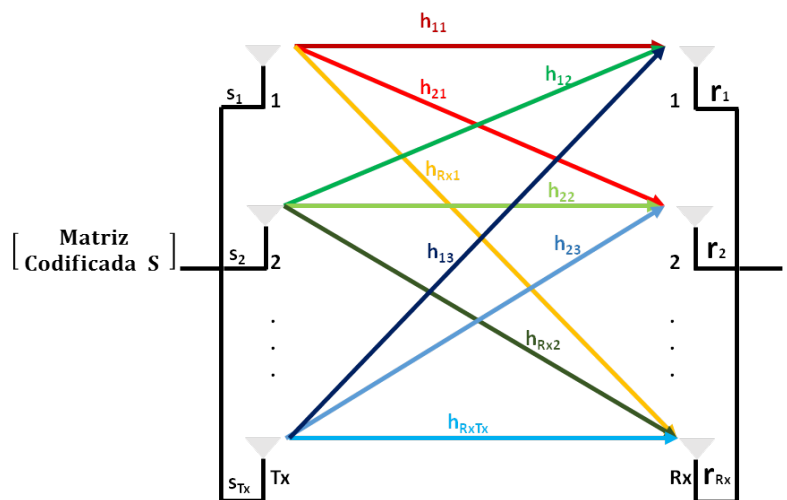


Figura 3.2: Modelo de Sistema con Antenas MIMO

Donde $\mathbf{S}_{\mathbf{T}_x}$ representan las corrientes de excitación de entradas a las antenas del arreglo transmisor y $\mathbf{r}_{\mathbf{R}_x}$ representa el voltaje inducido en el arreglo de antenas receptoras y la matriz \mathbf{H} obtenida a partir de la matriz de correlación de los diferentes subcanales definidos entre los elementos del arreglo transmisor y receptor suponiendo que las antenas son dipolos omni-direccionales con la misma polarización, orientadas en el eje Z , teniendo en cuenta, que aunque las AOA's y AOD's son distribuidos físicamente sobre el espacio tridimensional, se ha demostrado a través de mediciones de canal que la mayoría de la energía se localiza en las direcciones de azimut; asumiendo esta condición en este trabajo investigativo.

Usando un modelo de propagación basado en caminos, el voltaje de circuito abierto del p -ésimo elemento receptor viene dado por:

$$v_{R,p} = \sum_{q=1}^{N_T} \sum_{m=1}^M e_{R,p}^T(\theta_{R,m}, \phi_{R,m}) \beta_m e_{T,q}(\theta_{T,m}, \phi_{T,m}) i_{T,q}$$

donde $e_{T,q}$ y $e_{R,p}$ representan el diagrama de radiación para el q -ésimo y p -ésimo elemento del arreglo transmisor y receptor respectivamente y $i_{T,q}$ el q -ésimo elemento de \mathbf{I}_T , corriente de excitación de la antena q -ésima.

La matriz de canal vendrá dada por

$$H_{p,pq} = \sum_{m=1}^M e_{R,p}^T(\theta_{R,m}, \phi_{R,m}) \beta_m e_{T,q}(\theta_{T,m}, \phi_{T,m})$$

siendo $\beta_m = \alpha_m(t) e^{-j2\pi f_c \tau_m(t) + \psi_{Dm}}$ la ganancia compleja del m -ésimo camino, donde $\alpha_m(t)$ representa las diferentes amplitudes o atenuaciones para cada trayecto, $\tau_m(t)$ el retardo asociado con la componente multitrayecto m -ésima y ψ_{Dm} el desplazamiento de fase doppler.

Transmisor MIMO

Para producir la fuente de información de la simulación es utilizado un generador Binario Bernoulli, este bloque genera una secuencia aleatoria con igual probabilidad de «0s» y «1s» enviando una trama de 5000 bits con un tiempo de muestreo de 1us. (Ver figura 3.3)

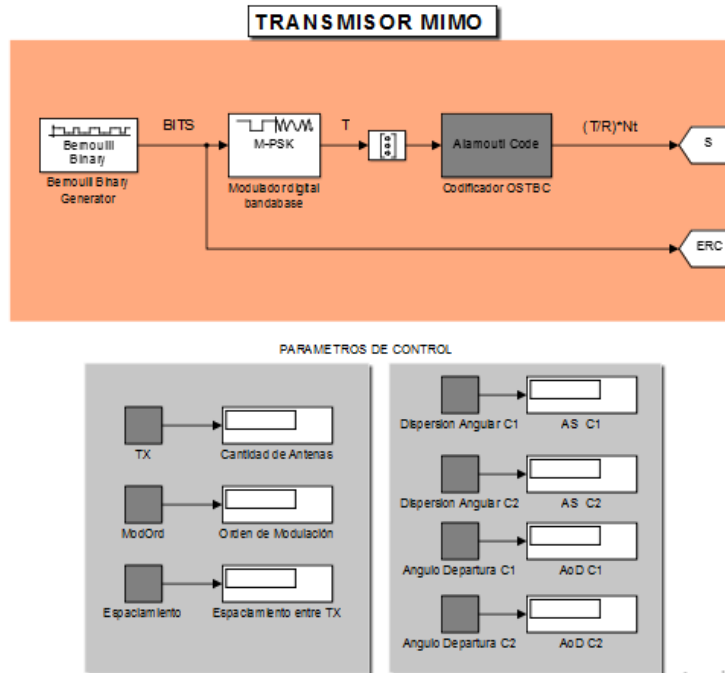


Figura 3.3: Módulo Transmisor MIMO

Seguidamente se usa un bloque de modulación digital M-PSK el cual modulará la señal de entrada mediante modulación BPSK o mediante modulación QPSK. Debido a la diversidad en transmisión es necesario la implementación de un bloque que codifique la señal para luego distribuirla por cada una de las antenas transmisoras, para ello se hace uso del bloque «Codificador OSTBC» el cual codifica la secuencia de símbolos de información del modulador digital dependiendo del número de antenas transmisoras y la tasa de codificación de símbolo, implementará uno de los algoritmos de la figura 3.4. Se observa además una sección llamada *Parametros de Control* en la cual se ingresa la cantidad de antenas transmisoras las cuales pueden ser igual a 2, 3 o 4, el orden de modulación el cual puede ser «1» si se desea aplicar modulación digital BPSK o igual a «2» si se desea realizar mediante el método QPSK; espaciamento entre los elementos del arreglo transmisor valores normalizados en función de lambda (0.2, 0.5, 0.75 entre otros), como *Parámetros Espaciales* en el transmisor se define la dispersión angular (AS) y la media de los ángulos de departura (AOD) para cada cluster, los cuales definen la correlación espacial en el transmisor.

Antena Transmisora	Velocidad	Matriz Codificada
2	1	$\begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ * & * \\ -s_2 & s_1 \end{pmatrix}$
3	1/2	$\begin{pmatrix} s_1 & s_2 & 0 \\ * & * & 0 \\ -s_2 & s_1 & 0 \\ 0 & 0 & s_1 \\ 0 & 0 & -s_2^* \end{pmatrix}$
3	3/4	$\begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \\ * & * & 0 \\ -s_2 & s_1 & 0 \\ * & 0 & -s_1^* \\ s_3 & 0 & -s_1^* \\ 0 & s_3 & -s_2^* \end{pmatrix}$
4	1/2	$\begin{pmatrix} s_1 & s_2 & 0 & 0 \\ * & * & 0 & 0 \\ -s_2 & s_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_1 & s_2 \\ 0 & 0 & -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix}$
4	3/4	$\begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & 0 \\ * & * & 0 & s_3 \\ -s_2 & s_1 & 0 & s_3 \\ * & 0 & -s_1^* & s_2 \\ s_3 & 0 & -s_1^* & s_2 \\ 0 & s_3 & -s_2^* & -s_1^* \end{pmatrix}$

Figura 3.4: Algoritmo de Codificación OSTBC

Canal Inalambrico

Este módulo está conformado por un bloque «Canal MIMO», ideal para representar un canal de comunicación inalámbrica; éste filtra la señal de entrada a través de un canal de desvanecimiento con trayectos múltiples, de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO), empleando el modelo de Kronecker modelará la correlación espacial entre los links. Un bloque «AWGN» el cual agrega ruido blanco gaussiano a la señal y además una sección llamada *Parametros de Control* en la cual se ingresa el valor de la variable Doppler Shift como se muestra en la figura 3.5.

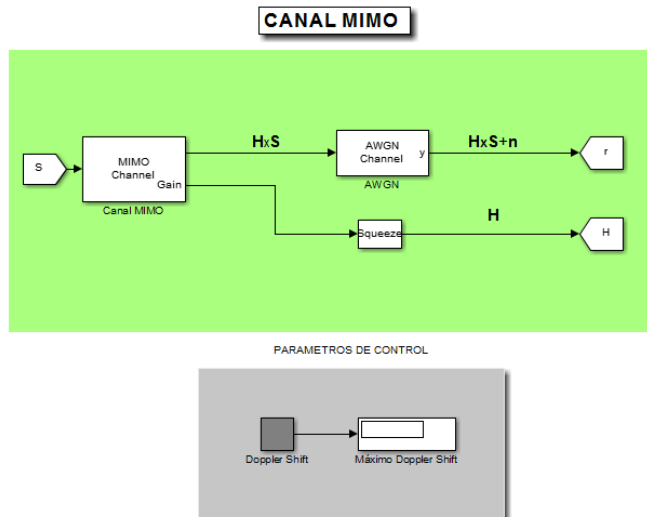


Figura 3.5: Modulo Canal MIMO

Para el diseño del canal MIMO se consideran las siguientes asunciones:

El modelo de canal es el flat fading Rayleigh (NLOS) donde los componentes de h_{ij} de la matriz \mathbf{H} son independientes e idénticamente distribuidos. Como el canal es flat fading el multicamino se reduce a un solo tap (línea de retardo). Al ser el canal tipo plano se dice que todas las bandas de frecuencia sufren de la misma magnitud de desvanecimiento (fading), el cual representa cambios rápidos de la señal sobre pequeñas distancias o intervalos temporales. Se asume un canal Correlacionado en un entorno Indoor (Interiores).

Como se mencionó anteriormente la matriz \mathbf{H} se obtiene a partir de la matriz de correlación, basado en las ecuaciones desarrolladas en el Capítulo II, se realiza el código en Matlab necesario para generar la matriz de correlación del transmisor y el receptor, como se muestra

Matlab Code: Definición de Parámetros

```

1  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
2  %GENERACION MATRIZ CORRELACION DEL ARREGLO TRANSMISOR Y RECEPTOR%
3  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
4
5  % Definicion de Parametros
6
7  Rs   = 1e3;           % Velocidad de Muestreo de entrada (Hz)
8  tau  = 0;            % Retraso de camino      (s)
9  pdb1 =0;             % Promedio Ganancia de camino CLUSTER 1 (dB)
10  pdb2=-1;            % Promedio Ganancia de camino CLUSTER 2 (dB)
11  pdb  = 10*log10(10.^(pdb1/10) + 10.^(pdb2/10)); % Promedio Total Ganancia de camino
      para ambos CLUSTERS (dB)
12  fd   = 10;           % Doppler shift Maximo para todos los caminos (identico)
13  ds   = doppler.bell; % Espectro Doppler Jakes
14  Nt   = Tx;           % Numero de Antenas Transmisoras
15  Nr   = Rx;           % Numero de Antenas Receptoras
16
17
18  % Calculo de matriz correlacion del arreglo transmisor y receptor
19  [TxMatrizCorrelacion,RxMatrizCorrelacion] = CalculoMatrizCorr(Nt,Nr,pdb1,pdb2,
      TxEspacio,RxEspacio,...
20  AS_Tx_C1,AS_Tx_C2,AoD_C1,AoD_C2,AS_Rx_C1,AS_Rx_C2,AoA_C1,AoA_C2);

```

Como se observa, inicialmente se definen los parámetros necesarios para la realización del código y que posteriormente serán asignadas como variables globales al bloque Canal MIMO como se muestra en la figura 3.6 , entre los Parámetros multicamino se tiene R_s el cual representa la velocidad de muestreo a la entrada del sistema en Hz , definida en el bloque Bernoulli detallado en la etapa transmisora , τ representa el retraso de camino en segundos, $pdb1$ y $pdb2$ representan el

promedio de ganancia de camino de cada cluster (1 y 2) y p_{db} el promedio total de la ganancia de camino en dB. Entre los Parámetros Doppler (dispersión temporal) se tiene máximo Doppler shift en Hz parámetro que define movilidad del arreglo transmisor o arreglo receptor y el Espectro Doppler usado en el sistema (Doppler bell).

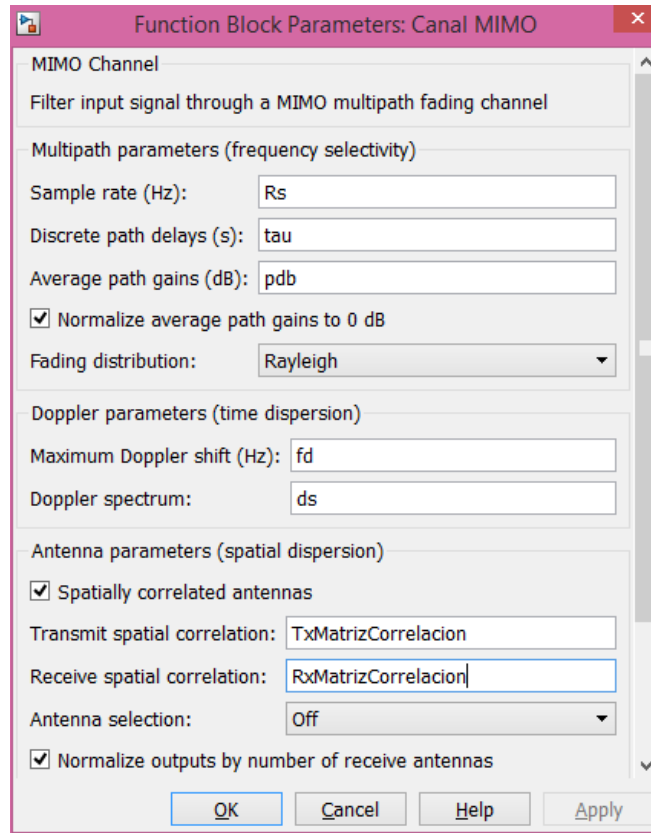


Figura 3.6: Bloque Canal MIMO

Finalmente se observa la función «CalculoMatrizCorr» código que se muestra en el Apéndice A que llevará el cálculo de la matriz correlación del arreglo transmisor y receptor haciendo uso de los parámetros definidos anteriormente.

Para la visualización de la forma de onda de la envolvente de desvanecimiento se realiza el código que se muestra en el Apéndice A .

Receptor MIMO

La señal resultante a la salida del bloque AWGN pasará por un bloque combinador OSTBC el cual combina esa señal de entrada con las señales de estimación de canal \mathbf{H} , y luego efectúa el trabajo del detector de máxima verosimilitud ML. Dependiendo del número de antenas transmisoras, el bloque implementa uno de los algoritmos de la tabla de la figura 3.7 para combinar las señales.

La señal recuperada se hace pasar ahora por un bloque de demodulación digital M-PSK el cual demodulará la señal de entrada mediante el método BPSK o QPSK. Finalmente para medir el BER, es utilizado un bloque de cálculo de errores, el cual compara los bits recibidos con la secuencia original de bits. La salida de este bloque es un vector de tres elementos: el BER, el número de bits erróneos y el número total de bits comparados, como se muestra en la figura 3.8. Se observa además una sección llamada *Parámetros de Control* en la cual se ingresa la cantidad de antenas receptoras las cuales pueden ser igual a 2, 3 o 4, espaciamiento entre los elementos del arreglo receptor valores normalizados en función de λ (0.2, 0.5, 0.75 entre otros), como *Parámetros Espaciales* en el receptor se define la dispersión angular y la media de los ángulos de arribo (AOA) para cada cluster, los cuales definen la correlación espacial en el receptor.

Antena Transmisora	Velocidad	Algoritmo Computacional
2	1	$\begin{pmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{ H ^2} \sum_{j=1}^M \begin{pmatrix} h_{1,j}^* r_{1,j} + h_{2,j}^* r_{2,j} \\ h_{2,j}^* r_{1,j} - h_{1,j}^* r_{2,j} \end{pmatrix}.$
3	1/2	$\begin{pmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{ H ^2} \sum_{j=1}^M \begin{pmatrix} h_{1,j}^* r_{1,j} + h_{2,j}^* r_{2,j} + h_{3,j}^* r_{3,j} \\ h_{2,j}^* r_{1,j} - h_{1,j}^* r_{2,j} - h_{3,j}^* r_{4,j} \end{pmatrix}.$
3	3/4	$\begin{pmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ \hat{s}_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{ H ^2} \sum_{j=1}^M \begin{pmatrix} h_{1,j}^* r_{1,j} + h_{2,j}^* r_{2,j} - h_{3,j}^* r_{3,j} \\ h_{2,j}^* r_{1,j} - h_{1,j}^* r_{2,j} - h_{3,j}^* r_{4,j} \\ h_{3,j}^* r_{1,j} + h_{1,j}^* r_{3,j} + h_{2,j}^* r_{4,j} \end{pmatrix}.$
4	1/2	$\begin{pmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{ H ^2} \sum_{j=1}^M \begin{pmatrix} h_{1,j}^* r_{1,j} + h_{2,j}^* r_{2,j} + h_{3,j}^* r_{3,j} + h_{4,j}^* r_{4,j} \\ h_{2,j}^* r_{1,j} - h_{1,j}^* r_{2,j} + h_{4,j}^* r_{3,j} - h_{3,j}^* r_{4,j} \end{pmatrix}.$
4	3/4	$\begin{pmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ \hat{s}_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{ H ^2} \sum_{j=1}^M \begin{pmatrix} h_{1,j}^* r_{1,j} + h_{2,j}^* r_{2,j} - h_{3,j}^* r_{3,j} - h_{4,j}^* r_{4,j} \\ h_{2,j}^* r_{1,j} - h_{1,j}^* r_{2,j} + h_{4,j}^* r_{3,j} - h_{3,j}^* r_{4,j} \\ h_{3,j}^* r_{1,j} + h_{4,j}^* r_{2,j} + h_{1,j}^* r_{3,j} + h_{2,j}^* r_{4,j} \end{pmatrix}.$

Figura 3.7: Algoritmo de Combinador OSTBC

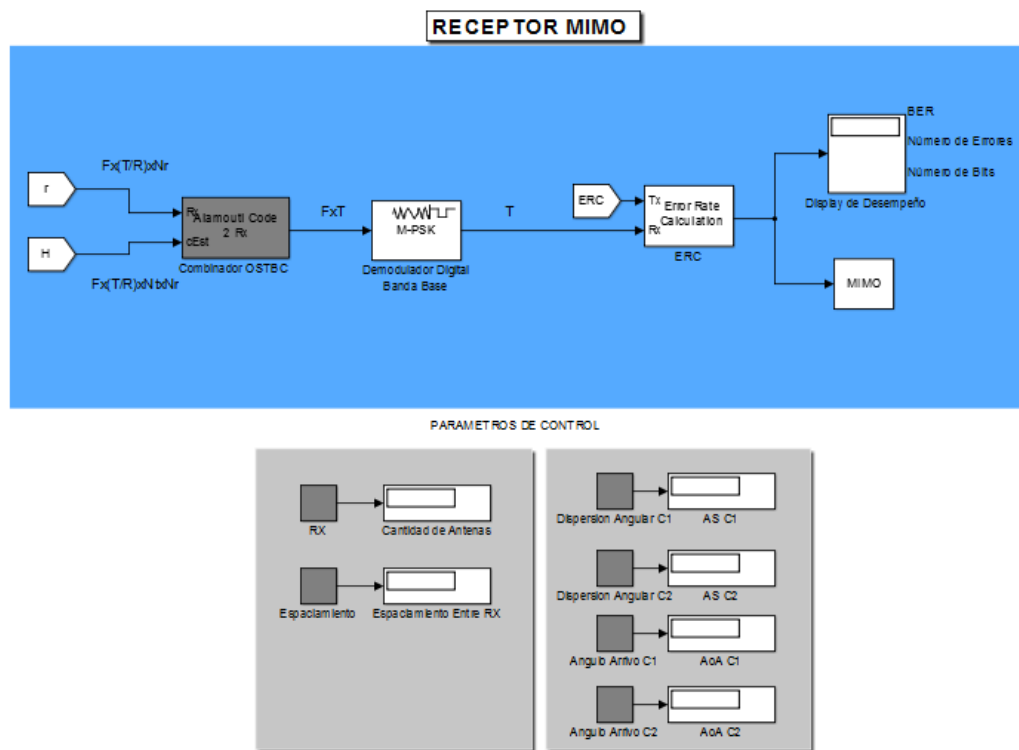


Figura 3.8: Modulo Receptor MIMO

3.3. Diseño evolución sistemas MIMO

Esta sección describe el proceso de diseño de los diferentes sistemas de comunicaciones SISO, SIMO, MISO hasta llegar a la configuración MIMO seleccionando parámetros de codificación, modulación y canal de comunicaciones para cada uno de ellos.

Asunciones Generales

La onda electromagnética que viaja desde el transmisor hasta el receptor se enfrenta a un entorno rico en scattering ; en ese caso la misma recorre muchos trayectos, definiéndose la señal recibida como:

$$r(t) = \Re\{[u(t) * h(t)]e^{j2\pi f_c t}\} = r_I(t) \cos(2\pi f_c t) - r_Q(t) \sin(2\pi f_c t)$$

donde

$$h(t) = \sum_{m=0}^M \alpha_m(t) e^{-j\psi_m(t)} \delta(t)$$

Donde aplicando el teorema central de límite junto con el hecho de que tanto α_m y ψ_m son independientes para las diferentes componentes para aproximar r_I y r_Q como un proceso aleatorio conjuntamente gaussiano; por lo tanto las componentes de la matriz \mathbf{H} pueden representarse como variables aleatorias uniformes.

Para el diseño de cada uno de los sistemas en esta sección, el modelo de canal es el flat fading Rayleigh (NLOS) y todos los canales son incorrelacionados en un entorno Indoor (Interiores). Un canal incorrelacionado es un canal idéntico e independientemente distribuido, denotado como \mathbf{H}_w con dimensiones $\mathbf{T}_x \times \mathbf{R}_x$, cuyas propiedades definen que:

$$E\{|\mathbf{H}_{w_{i,j}}|\} = 0$$

$$E\{|\mathbf{H}_{w_{i,j}}|^2\} = 1$$

$$E\{\mathbf{H}_{w_{i,j}}|\mathbf{H}_{w_{m,n}}\} = 0 \text{ si } i \neq m \text{ o } j \neq n$$

Donde el operador $E\{\cdot\}$ denota el valor esperado.

Además no se toman en cuenta los desplazamientos Doppler debido a que se asume que el sistema inalámbrico es fijo por lo que no existe movimiento relativo entre el transmisor y el receptor

3.3.1. Sistema SISO

Se diseñó en Matlab-Simulink un sistema de comunicaciones SISO ($T_x = 1, R_x = 1$) compuesto por un módulo transmisor, un módulo receptor y un módulo que simula el canal de comunicaciones inalámbrico, como se muestra en la figura 3.9.



Figura 3.9: Sistema de Comunicaciones SISO

El diseño del sistema SISO se basa en el esquema de la figura 3.10

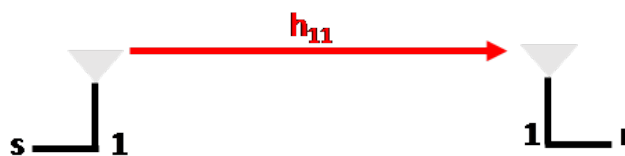


Figura 3.10: Modelo de Sistema SISO

Donde s representa la corriente de excitación de entrada a la antena transmisora, r representa el voltaje inducido en el arreglo de antenas receptoras y la componente h_{11} representa la componente de ganancia de trayecto de la matriz de canal H definida en la ecuación 2.17

Transmisor SISO

El transmisor SISO está compuesto inicialmente por un bloque conversor A/D como se muestra en la figura 3.11, cuyo objetivo es muestrear, cuantificar y codificar la señal analógica. Para ello primeramente se genera una señal senoidal con amplitud y frecuencia determinada que posteriormente se muestrea mediante un generador de pulso el cual se le asigna una amplitud, un ancho de pulso (%) y un periodo que cumple con el teorema de muestreo de Nyquist el cual establece que la frecuencia de muestreo debe ser mayor al doble de la frecuencia máxima asignada a la señal analógica.

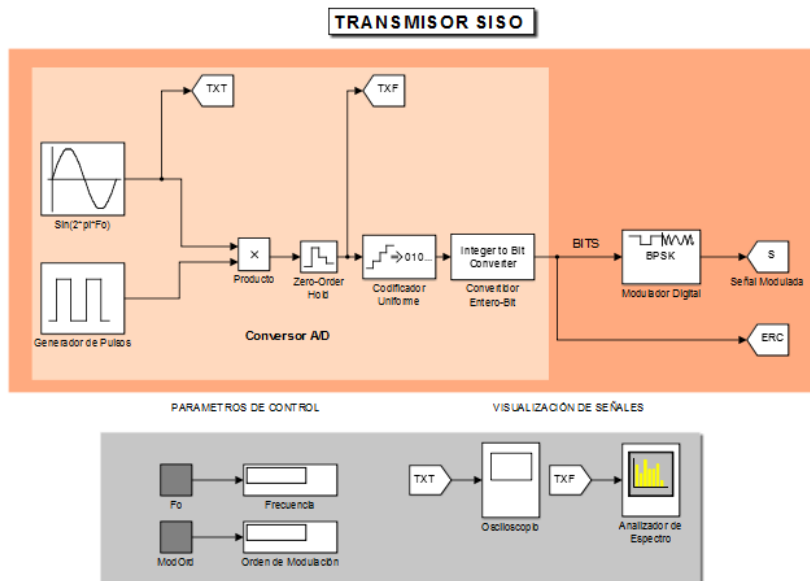


Figura 3.11: Transmisor SISO

La señal muestreada ahora pasa por un bloque retenedor el cual se encargará de retener la amplitud de la señal hasta el próximo pulso para que luego ser cuantificada. Durante el proceso de cuantificación se mide el nivel de tensión de cada una

de las muestras, obtenidas en el proceso de muestreo, y se les atribuye un valor finito (discreto) de amplitud, convirtiendo la sucesión de muestras continuas en una sucesión de valores discretos los cuales serán ahora codificados mediante el bloque de codificación uniforme cuya salida será un valor binario representado de forma entera, es por ello que se realiza entonces la conversión de entero a bit.

Seguidamente estos datos pasan por un bloque de modulación digital M-PSK el cual modulará la señal de entrada mediante modulación BPSK o mediante modulación QPSK.

Se observa además una sección llamada **Parametros de Control** en la cual se ingresa la frecuencia de trabajo «Fo» en Hz, el orden de modulación el cual puede ser 1 si se desea aplicar modulación digital BPSK o igual a 2 si se desea realizar mediante el método QPSK. La sección **Visualización de señales**, cuenta con un osciloscopio y un analizador de espectro para observar la señal de información enviada en el dominio temporal y en el dominio frecuencial.

Canal Inalambrico

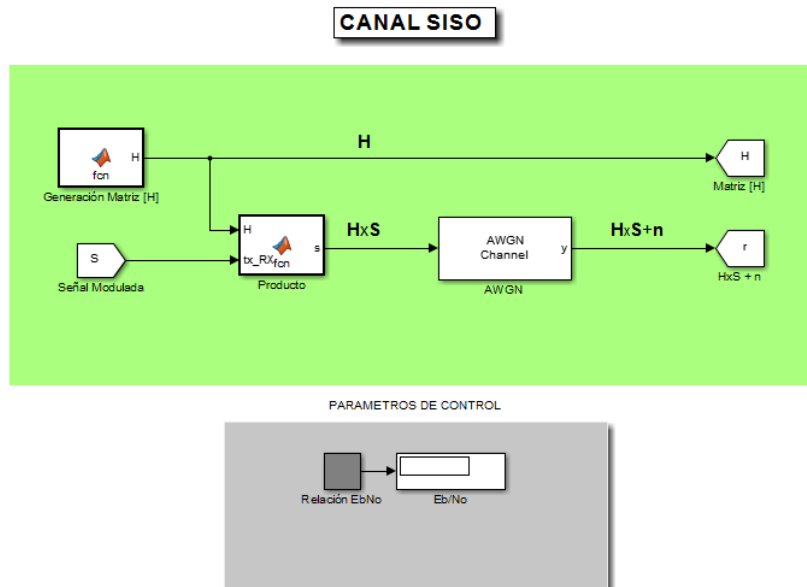


Figura 3.12: Canal SISO

El canal SISO esta conformado por el bloque «Generación matriz H» , «Producto» y un bloque «AWGN» como se muestra en la figura 3.12. La señal modulada se debe multiplicar por la matriz de ganancias de trayectos, motivo por el cual se crea la matriz de canal bajo el código

Matlab Code: Canal SISO

```

1 %CANAL INALAMBRICO
2 %Creacion de la matriz de ganancias de trayecto H como
3 %variables aleatorias complejas
4 RX=1;           %Cantidad de antenas receptoras
5 LongTrama=12;  %Longitud de trama
6 H = (randn(LongTrama, RX) + 1i*randn(LongTrama, RX))/sqrt(2);

```

El bloque «producto» realiza la multiplicación de la señal generada en la etapa del transmisor y la matriz . Posterior a ello se le agregará ruido blanco gaussiano a la señal mediante el bloque AWGN.

En la sección Parametros de Control se tiene la variable Eb/No, en la cual se ingresa la relación Energia por bit/ densidad de potencia de ruido en dB.

Receptor SISO

Asumiendo que la antena receptora posee conocimiento se procede a recuperar la señal recibida mediante el bloque «Recuperación de Señal» , el cual realiza el procedimiento aplicado en sistemas SISO para reconstruir la señal enviada originalmente como se muestra

Matlab Code: Receptor SISO

```

1 %RECEPTOR
2 %Asumiendo que el receptor posee conocimiento de Canal se
3 %procede a recuperar la seal mediante el metodo aplicado
4 %a sistemas SISO.
5 y = r .* conj(H);

```

El cual consiste simplemente en multiplicar la señal por la conjugada de la matriz de canal .

La señal recuperada se hace pasar ahora por un bloque de demodulación digital M-PSK como se muestra en la figura 3.13 el cual demodulará la señal de entrada mediante el método BPSK o QPSK. Posterior a ello la señal pasará a través de un subsistema conversor D/A el cual convierte la señal de entrada de bit a entero, la decodifica, la descuantifica y finalmente a través de un filtro analógico el cual recupera la señal analógica enviada originalmente.

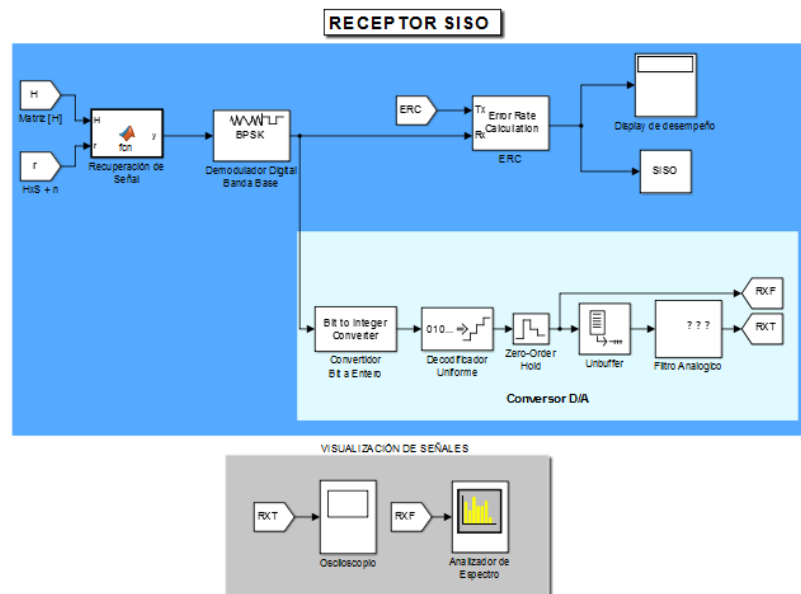


Figura 3.13: Receptor SISO

Finalmente para medir el BER, es utilizado un bloque de cálculo de errores, el cual compara los bits recibidos con la secuencia original de bits. La salida de este bloque es un vector de tres elementos: el BER, el número de bits erróneos y el número total de bits comparados.

Se observa además una sección llamada Visualización de señales la cual cuenta con un osciloscopio y un analizador de espectro para observar la señal de información recibida en el dominio temporal y en el dominio frecuencial.

3.3.2. Sistema SIMO

Se diseñó en Matlab-Simulink un sistema de comunicaciones SIMO ($T_x = 1, R_x = 2, 3, 4$) compuesto por un módulo transmisor, un módulo receptor y un módulo que simula el canal de comunicaciones inalámbrico, como se muestra en la figura 3.14. El diseño del sistema SIMO se basa en el esquema de la figura 3.15



Figura 3.14: Sistema de Comunicaciones SIMO

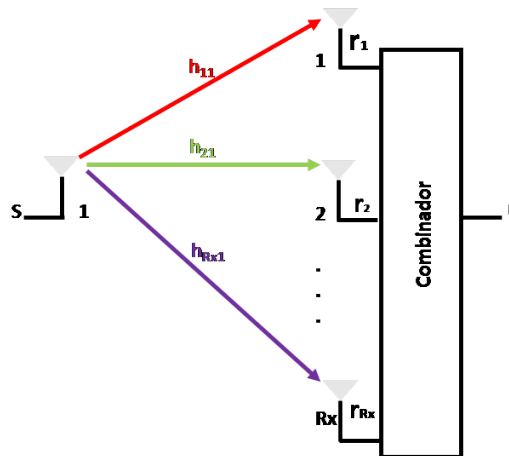


Figura 3.15: Modelo de Sistema SIMO

Donde S representa la corriente de excitación de entrada a la antena transmisora y r_{R_x} representa el voltaje inducido en el arreglo de antenas receptoras y las componentes $h_{R_x,1}$ representan las componentes de ganancias de trayecto de la matriz de canal H definida en la ecuación 2.17.

Transmisor SIMO

El transmisor SIMO está compuesto inicialmente por un bloque conversor A/D como se muestra en la figura 3.16, cuyo objetivo es muestrear, cuantificar y codificar la señal analógica. Seguidamente estos datos pasan por un bloque de modulación digital M-PSK el cual modulará la señal de entrada mediante modulación BPSK o mediante modulación QPSK.

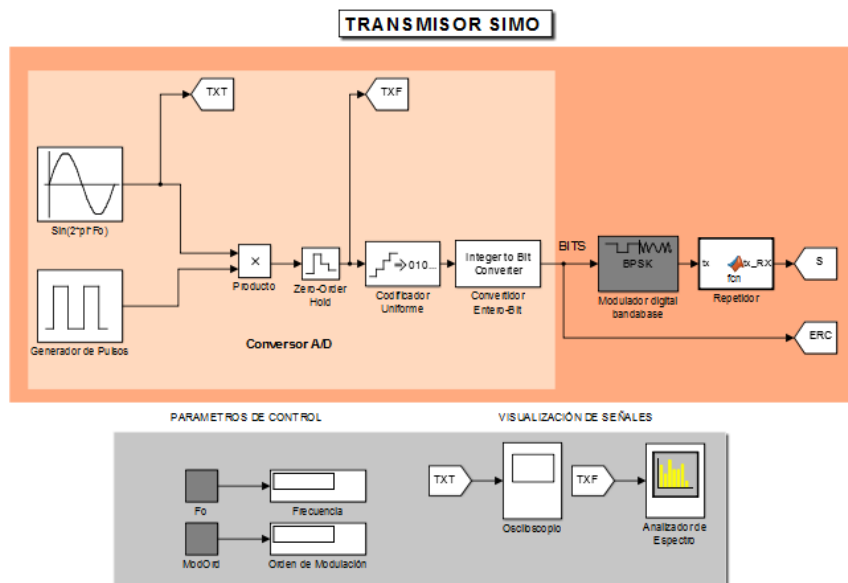


Figura 3.16: Transmisor SIMO

Debido a la diversidad en recepción en sistemas SIMO es necesario repetir la información para cada una de las antenas receptoras, para ello se ingresa la trama de bits a un subsistema el cual está definido por el código

Matlab Code: Transmisor SIMO

```

1  %TRANSMISOR
2  %Repetiendo la informacion para todas las
3  %antenas Receptoras
4  tx_RX = tx(:, ones(1,Rx));

```

Cuya salida será la misma trama de bits repetidas R_x veces. De igual forma se cuenta con una sección Parametros de Control y Visualización de señales

Canal Inalambrico

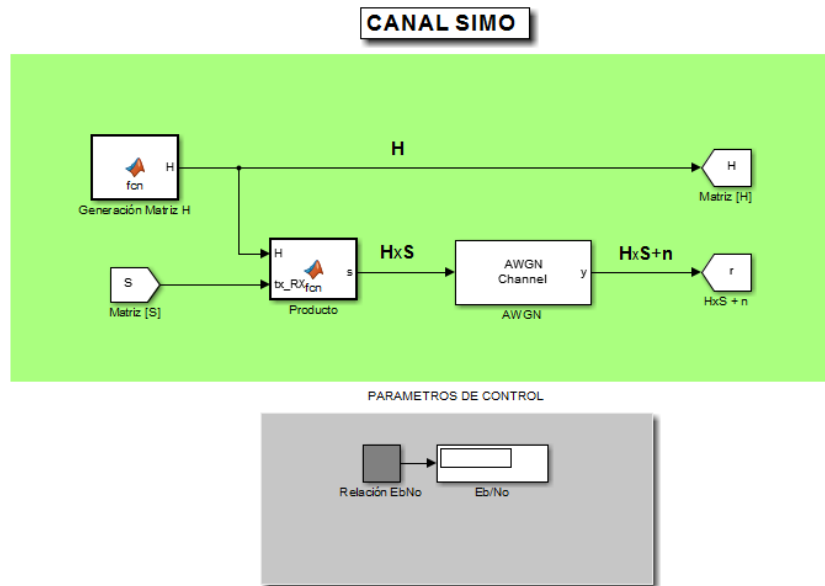


Figura 3.17: Canal SIMO

El canal SIMO está conformado por un bloque llamado «Generación de matriz H» como se muestra en 3.17 , subsistema el cual contiene el siguiente código

Matlab Code: Canal SIMO

```

1 %CANAL INALAMBRICO
2 %Creacion de la matriz de ganancias de trayecto H como
3 %variables aleatorias complejas
4 LongTrama=12;
5 % Creando matriz de canal Rayleigh
6 H = (randn(LongTrama, Rx) + 1i*randn(LongTrama, Rx))/sqrt(2);

```

Este bloque tendrá como salida la matriz de ganancias de trayectos H seguidamente en el siguiente bloque «Producto» se realiza la multiplicación de la señal S

generada en la etapa del transmisor y la matriz \mathbf{H} Posterior a ello se le agregará ruido blanco gaussiano a la señal mediante el bloque AWGN.

En la sección `Parametros de Control` se tiene la variable `Eb/No`.

Receptor SIMO

Asumiendo que la antena receptora posee conocimiento de canal se procede a combinar cada una de las señales recibidas mediante el subsistema «Combinador MRC» bajo el código

Matlab Code: Receptor SIMO

```
1 %RECEPTOR
2 % Combinador MRC (Asumiendo Rx posee conocimiento de Canal)
3 c = sum(s .* conj(H), 2);
```

El cual muestra el procedimiento aplicado en sistemas SIMO, como se observa la suma corresponde a que cada componente de señal receptada en cada una de las antenas será multiplicada por un factor conjugada de \mathbf{H} que atenuará esa componente, reconstruyendo la señal enviada originalmente.

La señal recuperada se hace pasar ahora por un bloque de demodulación digital M-PSK el cual demodulará la señal de entrada mediante el método BPSK o QPSK. Posterior a ello la señal pasara a través de un subsistema conversor D/A. Finalmente para medir el BER, es utilizado un bloque de cálculo de errores, el cual compara los bits recibidos con la secuencia original de bits. La salida de este bloque es un vector de tres elementos: el BER, el número de bits erróneos y el número total de bits comparados.

En la sección `Parametros de Control` se ingresa la cantidad de antenas receptoras (2,3 o 4) y en `Visualización de Señales` se observan la señal de información recibida en el dominio temporal y en el dominio frecuencial.

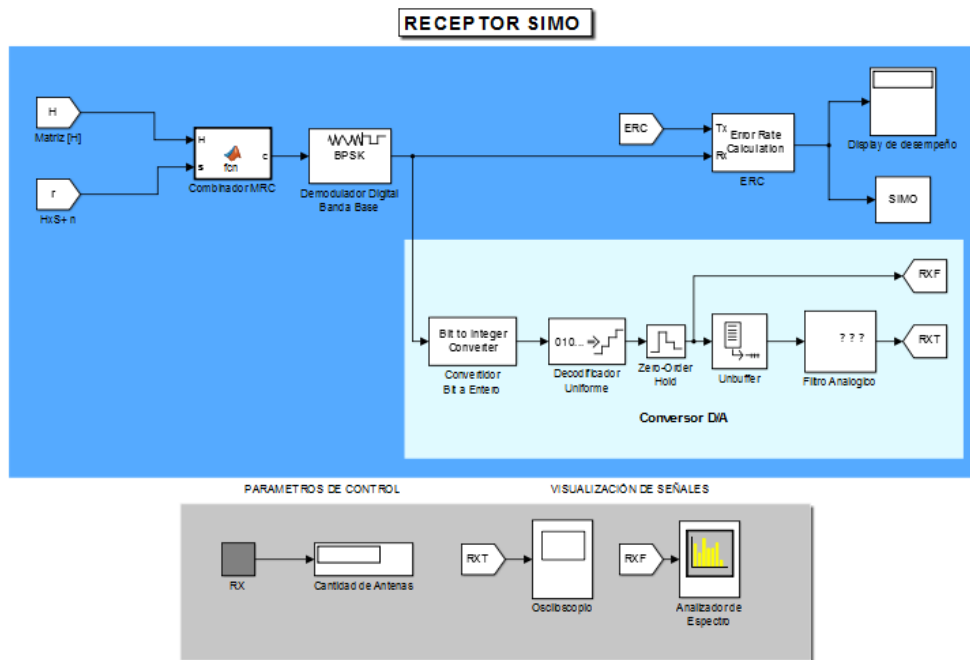


Figura 3.18: Receptor SIMO

3.3.3. Sistema MISO

Se diseñó en Matlab-Simulink un sistema de comunicaciones MISO ($R_x = 2, 3, 4, R_x = 1$) compuesto por un módulo transmisor, un módulo receptor y un módulo que simula el canal de comunicaciones inalámbrico, como se muestra en la figura 3.19



Figura 3.19: Sistema de Comunicaciones MISO

El diseño del sistema MISO se basa en el esquema de la figura 3.20

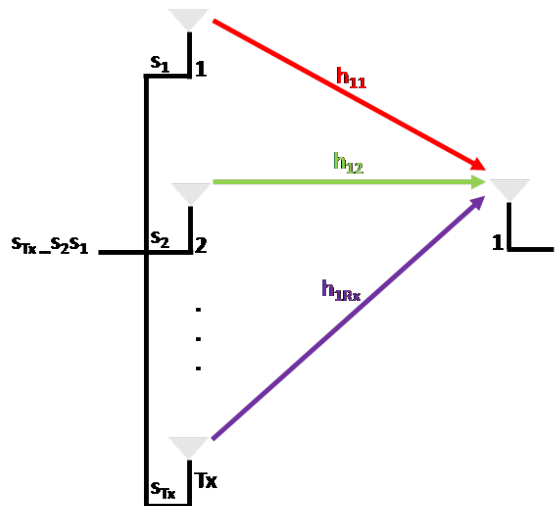


Figura 3.20: Modelo de Sistema MISO

Donde S_{Tx} representan las corriente de excitación de entrada a la antenas transmisoras y r representa el voltaje inducido en el arreglo de antenas receptoras y las componentes h_{1Tx} representan las componentes de ganancias de trayecto de la matriz de canal H definida en la ecuación 2.17

Transmisor MISO

El transmisor MISO está compuesto inicialmente por un bloque conversor A/D como se muestra en la figura 3.21, cuyo objetivo es muestrear, cuantificar y codificar la señal analógica. Seguidamente estos datos pasan por un bloque de modulación digital M-PSK el cual modulara la señal de entrada mediante modulación BPSK o mediante modulación QPSK.

Debido a la diversidad en transmisión es necesario la implementación de un bloque que codifique la señal para luego distribuirla por cada una de las antenas transmisoras, para ello se hace uso del bloque «Codificador OSTBC». Dicho bloque codifica la secuencia de símbolos de información del modulador digital. Dependiendo del número de antenas transmisoras y la tasa de codificación de símbolo, se implementa uno de los algoritmos de la tabla de la figura 3.4.

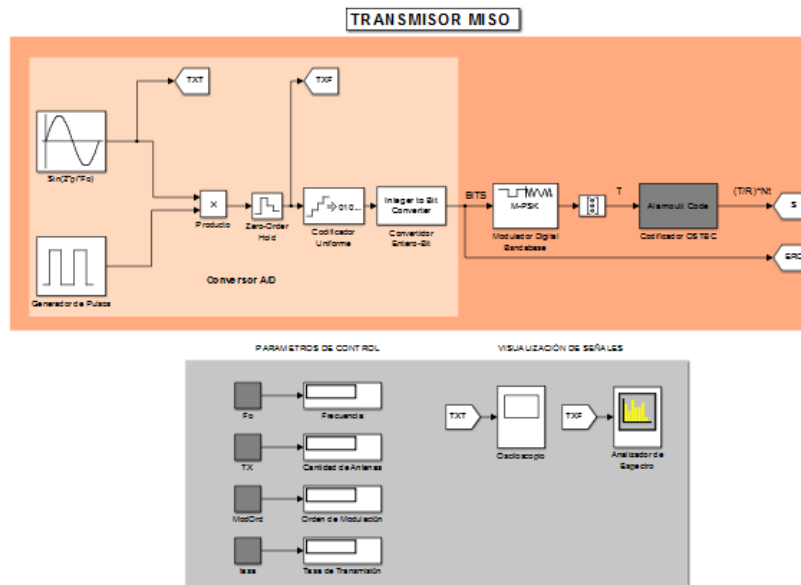


Figura 3.21: Transmisor MISO

Se observa además una sección llamada *Parametros de Control* en la cual se ingresa la frecuencia de trabajo «F₀» en Hz. La cantidad de antenas transmisoras (2,3 o 4) El orden de modulación el cual puede ser 1 si se desea aplicar modulación digital BPSK o igual a 2 si se desea realizar mediante el método QPSK, y la tasa de transmisión la cual para el caso 2x1 debe ser igual a (1), y para el caso 3x1 y 4x1

puede ser (0.5 o 0.75). La sección Visualización de señales cuenta con un osciloscopio y un analizador de espectro para observar la señal de información enviada en el dominio temporal y en el dominio frecuencia

Canal Inalambrico

El canal MISO está conformado por un bloque llamado «Generación de matriz H», como se muestra en la figura 3.22 , subsistema el cual contiene el siguiente código:

Matlab Code: Canal MISO

```

1  %CANAL INALAMBRICO
2  %Creacion de la matriz de ganancias de trayecto H como
3  %variables aleatorias complejas
4  LongTrama=12; %longitud de trama
5  Rx=1; %cantidad de antenas receptoras
6  % Creando matriz de canal Rayleigh
7  h = (randn(LongTrama/tasa/BloLong, Tx, Rx) + ...
8  1i*randn(LongTrama/tasa/BloLong, Tx, Rx))/sqrt(2);
9  % Mantiene constante para BloLong periodos de simbolos
10 H = h(kron((1:LongTrama/tasa/BloLong), ones(BloLong,1)),:,:);

```

Este bloque tendrá como salida la matriz de ganancias de trayectos \mathbf{H} , seguidamente en el siguiente bloque «Producto» se realiza la multiplicación de la matriz de señal \mathbf{S} generada en la etapa del transmisor y la matriz \mathbf{H} , posterior a ello se le agrega ruido blanco gaussiano a la señal mediante el bloque AWGN.

En la sección Parametros de Control se tiene la variable E_b/N_0 , en la cual se ingresa la relación señal a ruido en dB y la variable longitud de bloque, la cual para el caso 2x1 debe ser igual a 2 y para el caso 3x1 y 4x1 debe ser igual a 8.

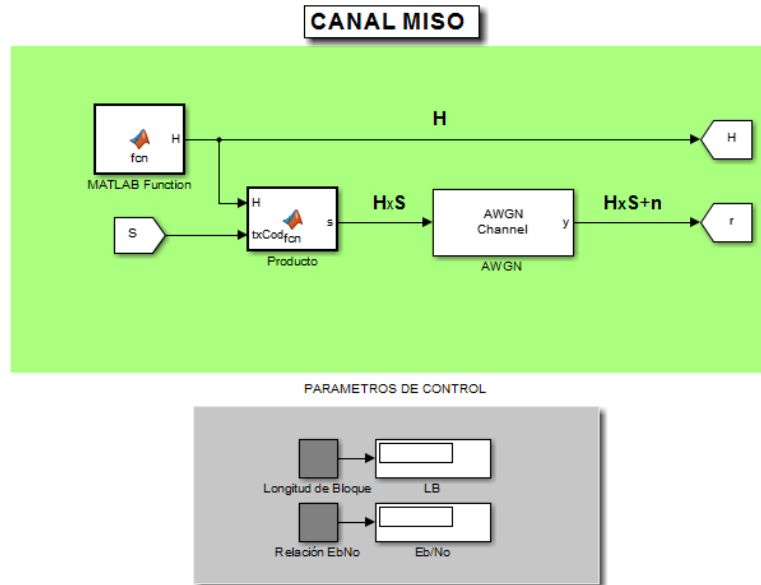


Figura 3.22: Canal MISO

Receptor MISO

La señal resultante a la salida del bloque AWGN pasara por un bloque combinator OSTBC el cual combina esa señal de entrada con las señales de estimación de canal H , y luego efectúa el trabajo del detector de máxima verosimilitud ML como se observa en la figura 3.23. Dependiendo del número de antenas transmisoras, el bloque implementa uno de los algoritmos de la figura 3.7 para combinar las señales.

La señal recuperada se hace pasar ahora por un bloque de demodulación digital M-PSK el cual demodulará la señal de entrada mediante el método BPSK o QPSK. Posterior a ello la señal pasara a través de un subsistema conversor D/A y un bloque de cálculo de errores para la medición del BER.

Se observa de igual modo la sección Visualización de señales la cual cuenta con un osciloscopio y un analizador de espectro para observar la señal de información recibida en el dominio temporal y en el dominio frecuencial.

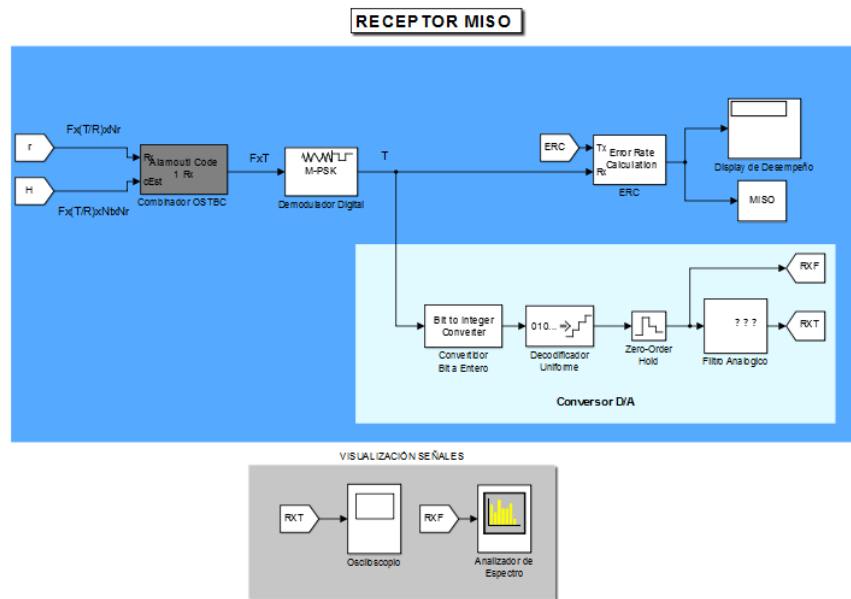


Figura 3.23: Receptor MISO

3.3.4. Sistema MIMO

Se diseñó en Matlab-Simulink un sistema de comunicaciones MIMO ($T_x = 2, 3, 4$, $R_x = 2, 3, 4$) compuesto por un módulo transmisor, un módulo receptor y un módulo que simula el canal de comunicaciones inalámbrico, como se muestra en la figura 3.1. De igual modo el diseño del sistema MIMO se basa en el esquema de la figura 3.2 descrito inicialmente.

Transmisor MIMO

El transmisor MIMO está compuesto inicialmente por un bloque conversor A/D como se muestra en la figura 3.24, cuyo objetivo es muestrear, cuantificar y codificar la señal analógica. Seguidamente estos datos pasan por un bloque de modulación digital M-PSK el cual modulara la señal de entrada mediante modulación BPSK o mediante modulación QPSK.

Debido a la diversidad en transmisión es necesario la implementación de un bloque que codifique la señal para luego distribuirla por cada una de las antenas

transmisoras, para ello se hace uso del bloque «Codificador OSTBC». Dicho bloque codifica la secuencia de símbolos de información del modulador digital. Dependiendo del número de antenas transmisoras y la tasa de codificación de símbolo, se implementa uno de los algoritmos de la tabla de la figura 3.4.

En la sección llamada *Parámetros de Control* se ingresa la frecuencia de trabajo « F_0 » en Hz, la cantidad de antenas transmisoras (2,3 o 4), el orden de modulación el cual puede ser 1 si se desea aplicar modulación digital BPSK o igual a 2 si se desea realizar mediante el método QPSK. La sección *Visualización de señales* cuenta con un osciloscopio y un analizador de espectro para observar la señal de información enviada en el dominio temporal y en el dominio frecuencia.

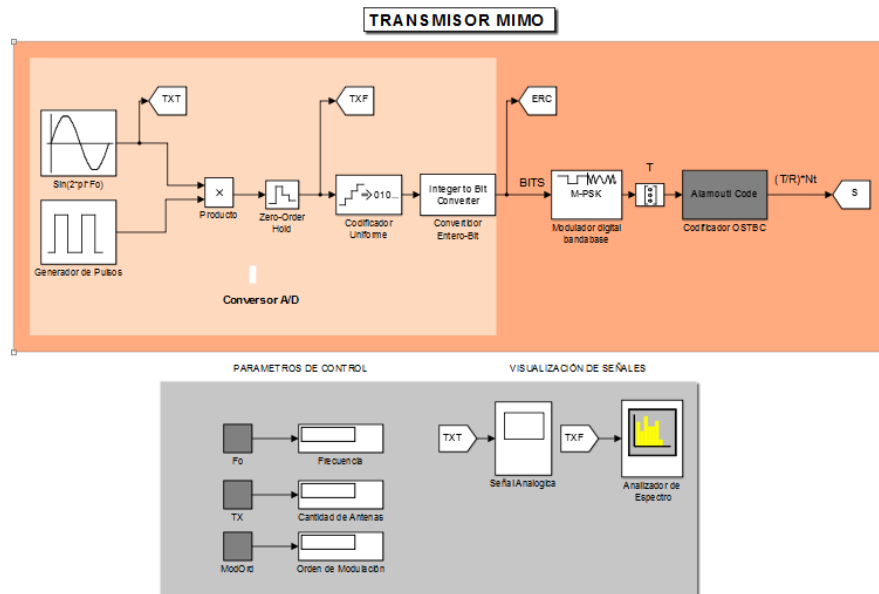


Figura 3.24: Transmisor MIMO

Canal Inalambrico

El canal está conformado por un bloque llamado Canal MIMO el cual tiene como entrada la matriz de señal generada en la etapa transmisora y dos salidas, la primera salida genera la multiplicación de la señal por la matriz y la segunda salida genera la matriz, como se observa en la figura 3.25.

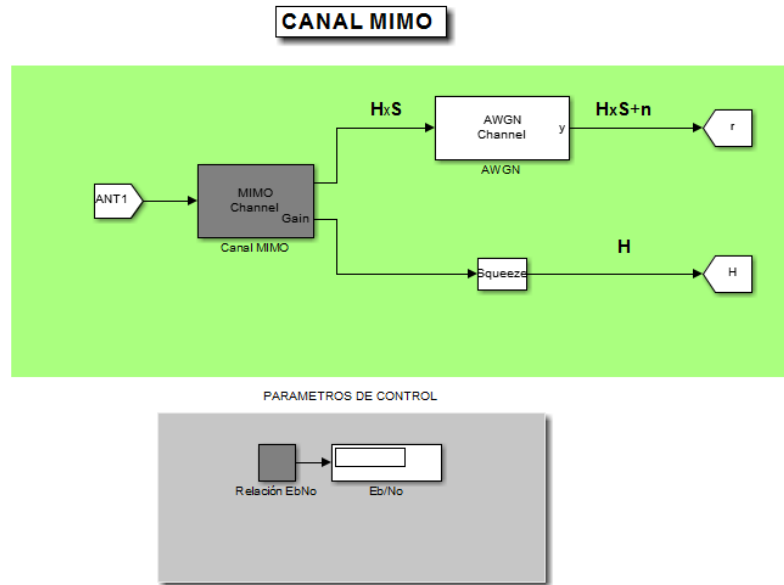


Figura 3.25: Canal MIMO

Como se está asumiendo un canal incorrelacionado la matriz de correlación del transmisor y el receptor cumplen con las propiedades de una matriz incorrelacionada demostradas en la sección de asunciones inicialmente; se asigna en el bloque canal MIMO los parámetros espaciales la matriz para cada arreglo como se muestra en la figura 3.26, 3.27 y 3.28 dependiendo sea el caso MIMO 2x2, 3x3 o 4x4 respectivamente. Posterior a ello se le agregará ruido blanco gaussiano a la señal generada por el canal MIMO mediante el bloque AWGN.

En la sección **Parametros de Control** se tiene la variable E_b/N_0 , en la cual se ingresa la relación señal a ruido en dB.

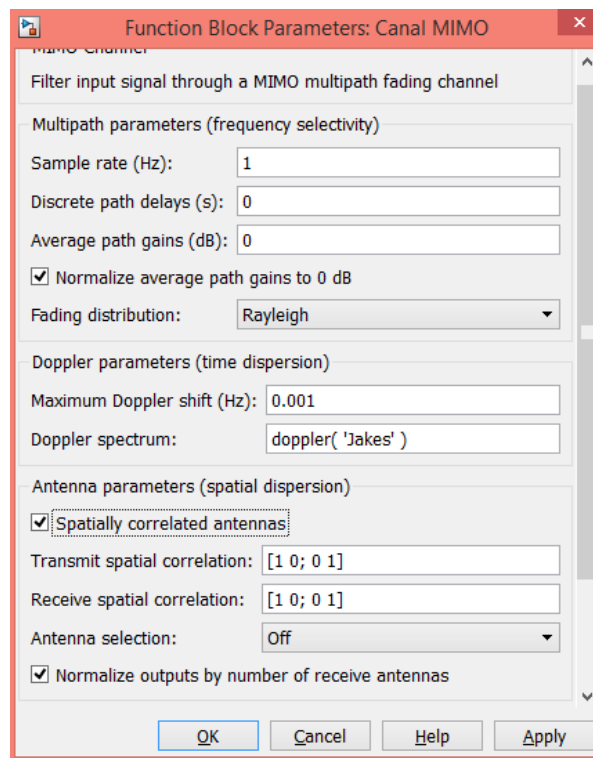


Figura 3.26: Parámetros Canal MIMO para un sistema MIMO 2X2

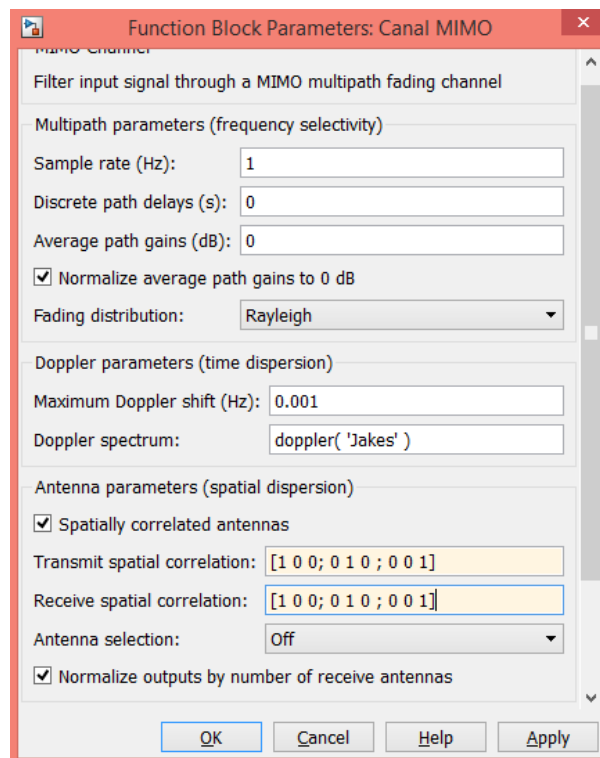


Figura 3.27: Parámetros Canal MIMO para un sistema MIMO 3X3

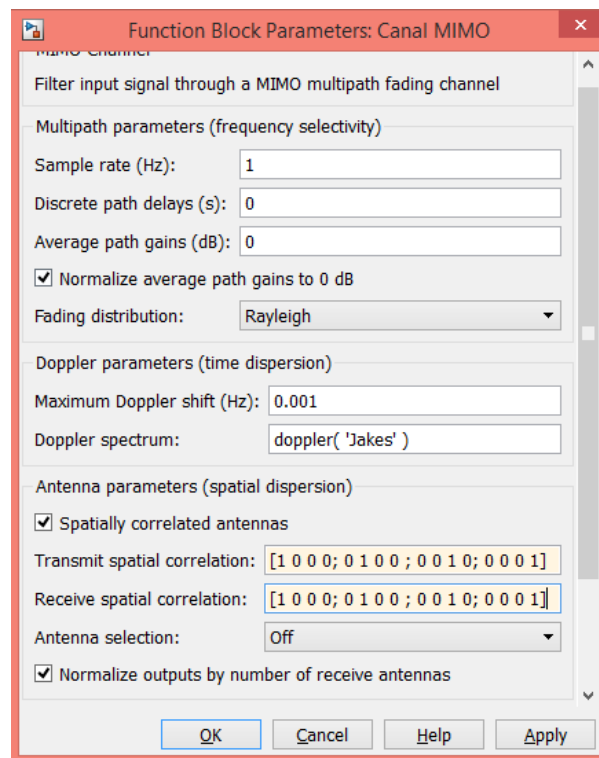


Figura 3.28: Parámetros Canal MIMO para un sistema MIMO 4X4

Receptor MIMO

La señal resultante a la salida del bloque AWGN pasará por un bloque combinador OSTBC el cual combina esa señal de entrada con las señales de estimación de canal, y luego efectúa el trabajo del detector de máxima verosimilitud ML (Figura 3.29). Dependiendo del número de antenas transmisoras, el bloque implementa uno de los algoritmos de la tabla de la figura 3.7 para combinar las señales. La señal recuperada se hace pasar ahora por un bloque de demodulación digital M-PSK el cual demodulará la señal de entrada mediante el método BPSK o QPSK. Posterior a ello la señal pasará a través de un subsistema conversor D/A y un bloque de cálculo de errores para la medición del BER.

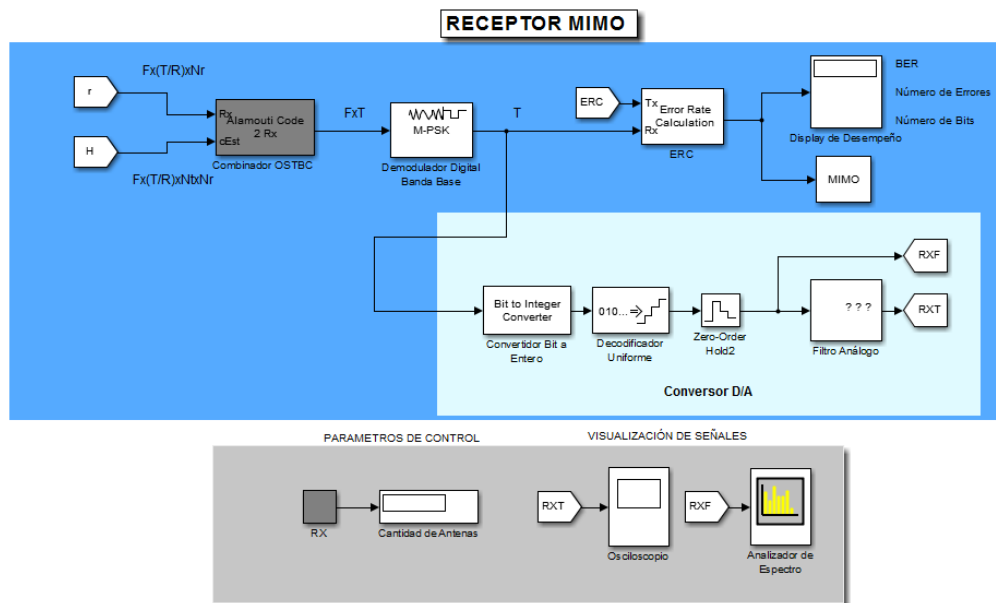


Figura 3.29: Receptor MIMO

En la sección **Parámetros de Control** se ingresa la cantidad de antenas receptoras (2,3 o 4) y la sección **Visualización de señales** cuenta con un osciloscopio y un analizador de espectro para observar la señal de información recibida en el dominio temporal y en el dominio frecuencial.

3.4. Diseño de algoritmos de detección para sistemas MIMO

En la siguiente etapa se llevó a cabo una serie de algoritmos de detección para Sistemas MIMO mediante el entorno de programación visual SIMULINK que funciona sobre el entorno de programación MATLAB, para lograr la comparación de dichos algoritmos tales como ZF-SIC, MMSE-SIC y ML, el sistema a utilizar será un sistema MIMO (2x2,3x3 y 4x4) esta conformado por tres bloques principales modulo transmisor, canal inalámbrico y modulo receptor como se muestra en la figura 3.30.

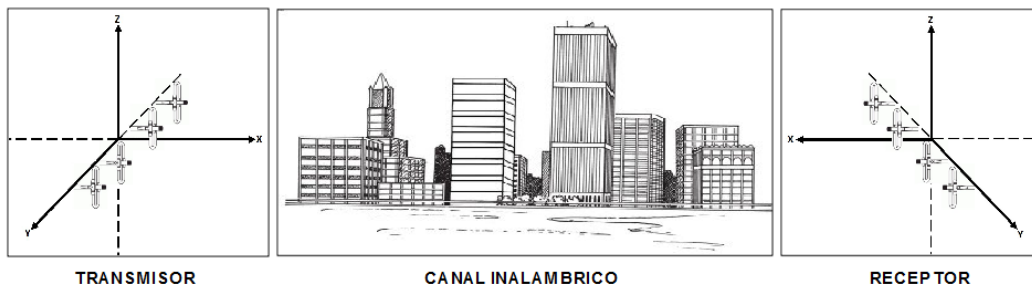


Figura 3.30: Sistema de Algoritmos de Detección para Sistemas MIMO

En el cual se consideran las siguientes asunciones:

El modelo de canal es el flat fading Rayleigh, donde los componentes $h_{i,j}$ de la matriz \mathbf{H} son independientes e idénticamente distribuidos. Como el canal es flat fading el multipath se reduce a un solo tap (línea de retardo). Al ser el canal tipo plano (flat) estamos diciendo que todas las bandas de frecuencia sufren de la misma magnitud de desvanecimiento (fading), el cual representa cambios rápidos de la señal sobre pequeñas distancias o intervalos temporales. Se asume un canal incorrelacionado en un entorno Indoor (Interiores).

No se toman en cuenta los desplazamientos Doppler debido a que se asume que el sistema inalámbrico es fijo por lo que no existe movimiento relativo entre el transmisor y el receptor.

Transmisor MIMO

Por medio de un conversor A/D se transforma una señal analógica (senoidal) con una frecuencia F_0 en un stream de bits con frecuencia de muestreo $4 * F_0$ el cual es pasado luego por un bloque de modulación digital banda base (BPSK) la cual es una forma de modulación angular que consiste en hacer variar la fase de la portadora entre un número de valores discretos, luego esta es codificada por la estructura V-BLAST la cual solo consiste en dividir los flujos de datos inicial repartiéndolos entre las antenas transmisoras, para ser transmitidos todos ellos simultáneamente en ráfagas, respetando una separación de antena mínima de una semilongitud de onda.

Se observa además una sección llamada **Parametros de Control** en la cual se ingresan los valores de la frecuencia de trabajo F_0 y T_x y la sección **Visualización de señales** la cual cuenta con un osciloscopio y un analizador de espectro para observar la señal de información enviada en el dominio temporal y en el dominio frecuencial. como se muestra en la Figura 3.31.

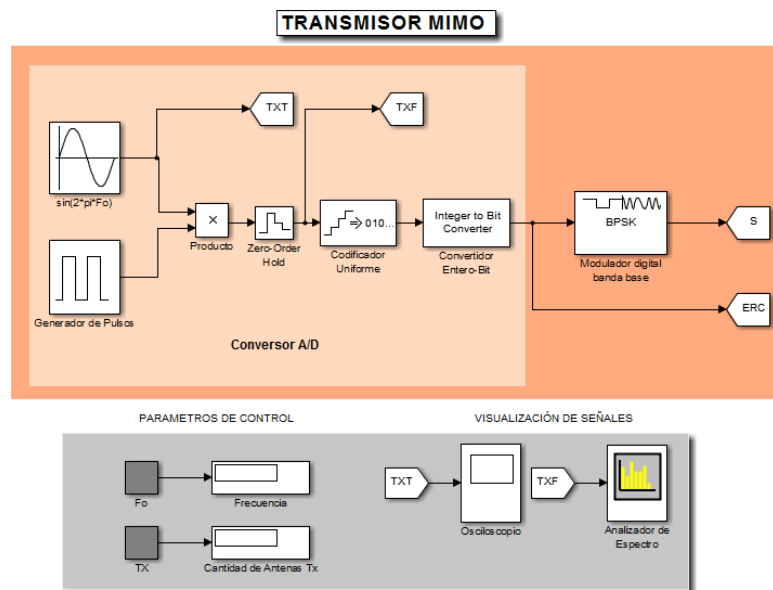


Figura 3.31: Transmisor MIMO

Canal MIMO

Una vez realizada la división de datos entre antenas, se observa en la figura 3.32 que ésta es multiplicada dentro del subsystem «CANAL» con la matriz de canal Rayleigh (\mathbf{H}) bajo el código

Matlab Code: Canal Flat Fading Rayleigh

```

1 function [r,rayleighCha] = canal(Txsig, Rx, Tx)
2
3 %El modelo de canal es el flat fading Rayleigh donde los componentes de
4 % $h_{i,j}$  de la matriz  $H=$ rayleighCha son independientes e idénticamente
5 %distribuidos. Como el canal es flat fading el multipath se reduce a un
6 %solo tap. Al ser el canal tipo plano (flat) estamos diciendo que todas las
7 %bandas de frecuencia sufren de la misma magnitud de
8 %desvanecimiento(fading). El cual representa grandes cambios de la señal
9 %sobre pequeñas distancias o intervalos temporales.
10 %Las dimensiones de H es Rx x Tx siendo
11 %Rx el número de antenas receptoras espaciadas según una semilongitud de
12 %onda
13 %Tx el número de antenas transmisoras espaciadas según una semilongitud de
14 %onda
15
16 rayleighCha = (randn(Rx, Tx) + 1i*randn(Rx, Tx))/sqrt(2);
17
18 % r es la señal obtenida de la señal transmitida multiplicada por el canal
19 %con desvanecimiento Rayleigh
20
21 r=rayleighCha*Txsig;
22 end

```

De dimensiones $R_x \times T_x$, para poder modelar el efecto de un canal con desvanecimiento plano, asumiendo que la señal viaja a través de un entorno rico de scatterings se asume una correlación de canal baja y una matriz de canal de distribución Gaussiana de media cero y varianza unitaria, definidos entre los elementos del arreglo transmisor y receptor, asumiendo antenas dipolo con patrón de radiación omni-direccional con la misma polarización.

Además del desvanecimiento que presenta la señal debido al multitrayecto, ésta también es afectada por el ruido generado por el canal y por el receptor, este efecto es representado a través del bloque AWGN.

En la sección Parametros de Control se tiene la variable E_b/N_0 , en la cual se ingresa la relación energía por bit / densidad espectral de potencia de ruido en dB.

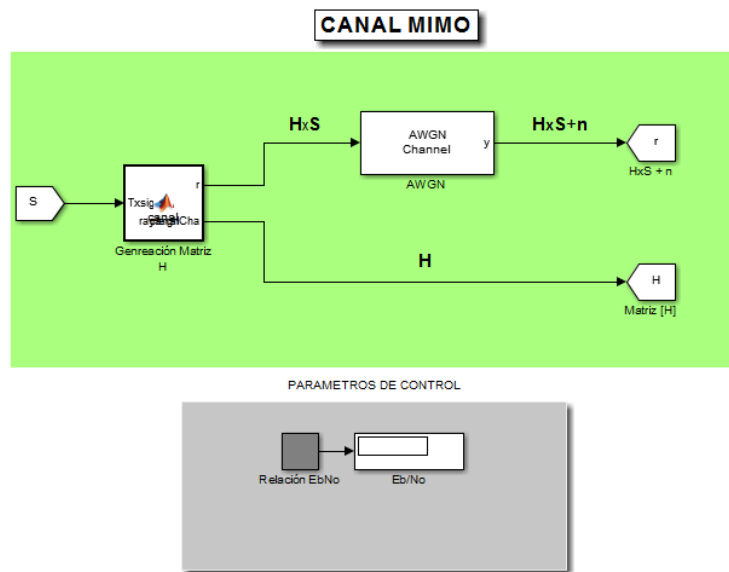


Figura 3.32: Canal Inalambrico

Se implemento para el modulo receptor los tres algoritmos de detección presentados a continuación

3.4.1. Diseño Algoritmo Zero Forcing-SIC (ZF-SIC)

Se elaboró un sistema de comunicaciones MIMO con arquitectura V-BLAST, canal con desvanecimiento plano Rayleigh y un receptor con detector óptimo lineal simple, con supresión y cancelación de interferencias, tal como el (ZF-SIC), con baja complejidad computacional. Las T_x antenas transmisoras y R_x antenas receptoras operan independientemente y en la misma banda de frecuencia. Se asume CSI únicamente en el receptor.

Donde T_x , R_x , F_o y E_b/N_0 son las variables del sistemas las cuales se pueden modificar en su módulo respectivo

Receptor MIMO con detector ZF-SIC

El esquema receptor MIMO con detector ZF-SIC se muestra en la figura 3.33

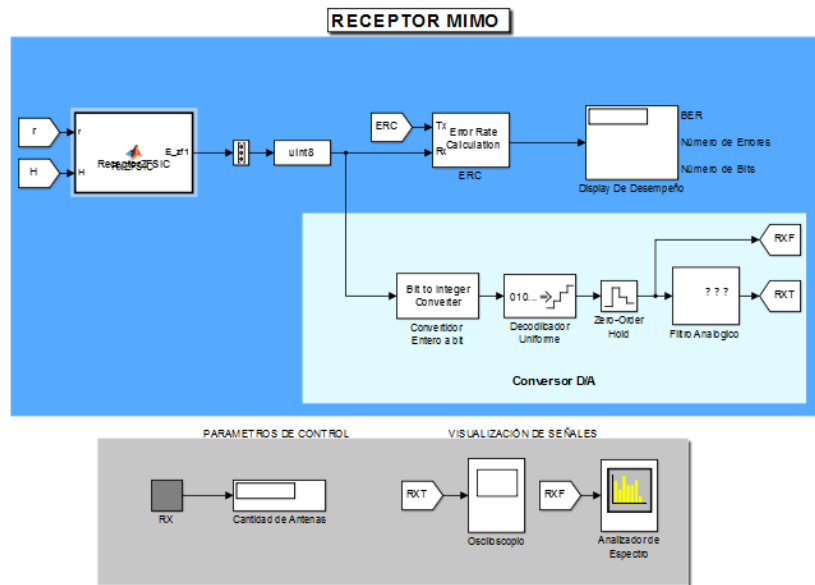


Figura 3.33: Receptor MIMO ZF-SIC

En el receptor ZF-SIC la señal recibida es procesada en el Matlab Function ReceptorZFSIC bajo el código

Matlab Code: Detector ZF-SIC

```

1 function E_zf1 = ReceptorZFSIC(r,H, Rx, Tx)
2
3 modOrd=1; %modulacion BPSK
4 numSim=Tx;
5
6
7 persistent hMod hDemod
8 if isempty( hMod)

```



```

9   hMod = comm.PSKModulator('ModulationOrder',2, ...
10   'SymbolMapping','gray', ...
11   'PhaseOffset',0, ...
12   'BitInput',true);
13   hDemod = comm.PSKDemodulator('ModulationOrder',2, ...
14   'SymbolMapping','gray', ...
15   'PhaseOffset',0, ...
16   'BitOutput',true, ...
17   'DecisionMethod','Hard decision');
18
19 end
20
21 % receptor Zero-Forcing SIC
22   E_zf = zeros(modOrd, numSim); k =zeros(Tx,1); %Rx=zeros(2,2);
23   %Inicializacion
24   G = pinv(H);
25   [val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));
26   % Comienza Loop de anulacion Zero-Forcing
27
28   for n = 1:Tx;
29       % Encuentra la mejor seal transmitida
30       k(n) = k0;
31
32       % Selecciona vector de peso a la mejor seal del transmisor
33       w = G(k(n),:);
34
35       % Calcula la salida para el transmisor n y demodular el flujo de
36       % bits
37       y = w * r;
38       % E_zf(:, k(n))=reshape(demodulate(hDemod, y), modOrd, numSim/N);
39       m=[step(hDemod, y),zeros(modOrd,1)];
40
41       E_zf(:, k(n)) = m(:,1);
42
43
44       %Resta efecto del transmisor n de la seal recibida
45       z = step(hMod, step(hDemod, y));
46       r = r - H(:, k(n))*z;
47
48       % Ajusta matriz de estimacion de canal para la prxima busqueda

```

```

49         % de la norma minima
50         H(:, k(n)) = zeros(Rx, 1);
51         G = pinv(H);
52         for aa = 1:n
53             G(k(aa), :) = inf;
54         end
55         [val , k0] = min(sum(abs(G).^2,2));
56     end
57     E_zf1=reshape(E_zf,Tx*mod0rd,1);
58 end

```

En el cual se modela el detector óptimo ZF con supresión y cancelación de interferencias SIC, donde se efectúa la inversa de la matriz de estimación de canal \mathbf{H} , esta puede ser calculada por el receptor enviando una secuencia de entrenamiento. Se suele asumir que su cálculo se ha realizado con una precisión aceptable, una vez esto, es calculada la mínima norma de la pseudoinversa de \mathbf{H} , esto minimiza el efecto del ruido del sistema receptor.

Se comienza el ciclo de anulación Zero Forcing cuya longitud del vector, depende de T_x (numero de antenas transmisoras), se encuentra la mejor señal transmitida, se selecciona el vector de pesos de la mejor señal del transmisor para así calcular la salida del transmisor T_x y demodular el flujo de bits. Seguidamente se resta el efecto del transmisor T_x de la señal recibida, los símbolos detectados de cada antena transmisora se van eliminando del vector de señal recibida, así la siguiente señal a ser detectada vera una señal de interferencia menos.

Una vez pasado por el detector, ésta es demodulada por el bloque BPSK, recuperado el stream de datos, finalmente se calcula la tasa de error de bits por medio del bloque Error Rate Calculation y esta misma señal es pasada por Conversor D/A para ser recuperada.

Con la variación en el canal del valor de E_b/N_0 (relación energía por bit / densidad espectral de potencia de ruido) es posible observar por medio de la herramienta que ofrece Matlab BERTool un análisis del BER con respecto al E_b/N_0 dependiendo la variación entre los números de antenas transmisoras y receptoras.

3.4.2. Diseño Algoritmo Minimum Mean Square Error SIC (MMSE-SIC)

Se ha propuesto para mitigar las interferencias de los canales de sistemas MIMO, con una menor complejidad en comparación con la detección (ML), el receptor MMSE-SIC el cual a diferencia del ZF-SIC elimina tanto las interferencias como el ruido. Para esto se creó un sistema de comunicaciones con arquitectura V-BLAST, canal con desvanecimiento plano Rayleigh y un receptor con detector óptimo lineal simple con supresión y cancelación de interferencias, MMSE-SIC.

Las T_x antenas transmisoras y R_x antenas receptoras operan independientemente y en la misma banda de frecuencia. Se asume CSI únicamente en el receptor, módulo transmisor y de canal de presentan las mismas características definidas en la tabla 4.6.

T_x , R_x , F_o y E_b/N_o son las variables del sistemas las cuales se pueden modificar en su módulo respectivo

Receptor MIMO con detección MMSE-SIC

El esquema receptor MIMO con detector MMSE-SIC se muestra en la figura 3.34

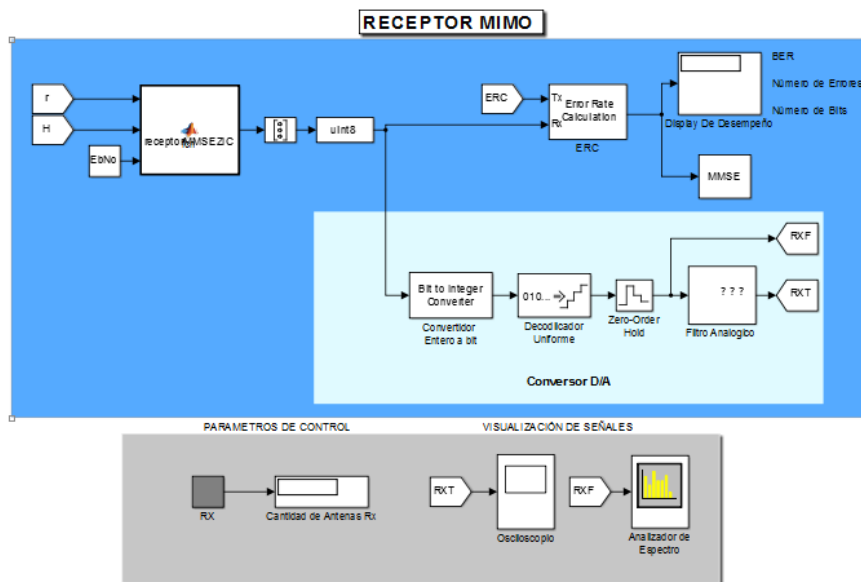


Figura 3.34: Receptor MIMO MMSE-SIC

En el receptor MIMO con detección MMSE-SIC la señal recibida es procesada en el Matlab Function receptorMMSEZIC bajo el código

Matlab Code: Detector MMSE-SIC

```

1 function E_mmse = receptorMMSEZIC(r,H,EbNoVec, Tx, Rx)
2
3 modOrd=1; %modulacion BPSK
4 numSim=Tx;
5
6 persistent hMod hDemod
7 if isempty( hMod)
8     hMod = comm.PSKModulator('ModulationOrder',2, ...
9         'SymbolMapping','gray', ...
10        'PhaseOffset',0, ...
11        'BitInput',true);
12     hDemod = comm.PSKDemodulator('ModulationOrder',2, ...
13        'SymbolMapping','gray', ...
14        'PhaseOffset',0, ...
15        'BitOutput',true, ...
16        'DecisionMethod','Hard decision');
17
18 end
19 snr = EbNoVec + 10*log10(modOrd);
20 % receptor MMSE SIC
21     E_mmse = zeros(modOrd, numSim); k = zeros(Tx, 1);
22     % Inicializacion
23     G = (H'*H + Tx/(10^(0.1*snr))*eye(Tx)) \ H';
24     [val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));
25     % Comienza Loop de anulacion MMSE
26     for n = 1:Tx
27         % Encuentra la mejor seal transmitida
28         k(n) = k0;
29
30         % Selecciona vector de peso a la mejor seal del transmisor
31         w = G(k(n),:);
32
33         % Calcula la salida para el transmisor n y demodula el flujo de
34         % bits

```

```

35     y = w * r;
36     m=[step(hDemod, y),zeros(modOrd,1)];
37
38     E_mmse(:, k(n)) = m(:,1);
39
40     % Resta efecto del transmisor n de la seal recibida
41     z = step(hMod, step(hDemod, y));
42     r = r - H(:, k(n))*z;
43
44     % Ajusta matriz de estimacion de canal para la prxima busqueda del
    min Norm
45     H(:, k(n)) = zeros(Rx, 1);
46     G = (H'*H + Tx/(10^(0.1*snr))*eye(Tx)) \ H';
47     for aa = 1:n
48         G(k(aa), :) = inf;
49     end
50     [val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));
51     end
52 end

```

Donde se modela el detector óptimo, iniciando con la generación de la matriz G la cual a diferencia de ZF, donde esta se calcula con la pseudoinversa de la matriz de estimación de canal H , para MMSE-SIC se calcula como:

$$\mathbf{G} = (\mathbf{H}^H + \frac{T_x}{\rho} \mathbf{I}_{T_x})^{-1} \mathbf{H}^H$$

Se comienza el ciclo de anulación MMSE-SIC cuya longitud del vector, depende de T_x (numero de antenas transmisoras), se encuentra la mejor señal transmitida, se selecciona el vector de pesos de la mejor señal del transmisor para así calcular la salida del transmisor T_x y demodular el flujo de bits. Seguidamente se resta el efecto del transmisor T_x de la señal recibida, los símbolos detectados de cada antena transmisora se van eliminando del vector de señal recibida, así la siguiente señal a ser detectada vera una señal de interferencia menos.

Una vez pasado por el detector, esta es demodulada por el bloque BPSK, una vez recuperado el stream de datos se calcula la tasa de error de bits y esta misma

señal es pasada por Conversor D/A para ser recuperada.

3.4.3. Diseño Algoritmo Maximum likelihood (ML)

En esta etapa se crea un detector óptimo de máxima verosimilitud como lo es el detector (ML) capaz de minimizar la probabilidad de error media. Este detector se representa dentro de la simulación de un sistema MIMO con arquitectura V-BLAST, canal con desvanecimiento plano Rayleigh con baja correlación para la cual la distancia entre las antenas de el arreglo transmisor y receptor es de una semilongitud de onda. Las T_x antenas transmisoras y R_x antenas receptoras operan independientemente y en la misma banda de frecuencia. Se asume CSI únicamente en el receptor.

T_x , R_x , F_o y E_bN_o son las variables del sistemas las cuales se pueden modificar en su modulo respectivo

Receptor MIMO con detección ML

El esquema receptor MIMO con detector ML se muestra en la figura [3.35](#)

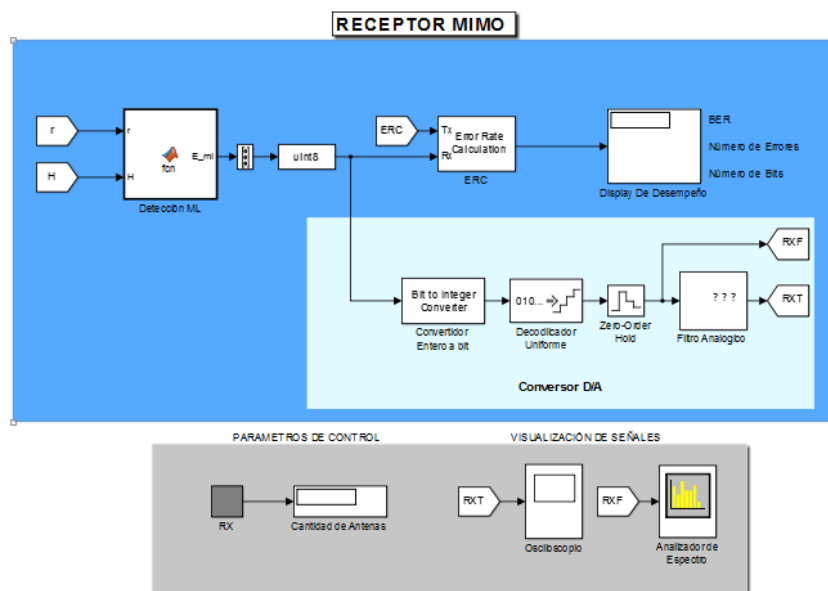


Figura 3.35: Receptor MIMO ML

Para representar el detector ML se genera el siguiente código, mediante un matlab function

Matlab Code: Detector ML

```

1 function E_ml = fcn(r,H, Tx)
2
3 modOrd=1; %modulacion BPSK
4
5 persistent hMod
6 if isempty( hMod)
7     hMod = comm.PSKModulator('ModulationOrder',2, ...
8         'SymbolMapping','gray', ...
9         'PhaseOffset',0, ...
10        'BitInput',true);
11
12 end
13 % Obtiene todas las combinaciones de bits para el receptor ML
14 bits = de2bi(0:2^(modOrd*Tx)-1, 'left-msb');
15 %Dividirlos por antena de transmisin
16 b = zeros(Tx, modOrd, length(bits));
17 for i = 1:length(bits)
18     b(:, :, i) = reshape(bits(:,i), modOrd, Tx)';
19 end
20
21 % Asigna previamente variables para la velocidad
22 dist = zeros(length(bits), 1);
23     % receptor ML
24     for i = 1:2^(modOrd*Tx)
25         % Constelacion de seales para cada combinacion de bits
26         m=reshape( b(:, :, i)',Tx*modOrd,1);
27         sig= step(hMod, m);
28         % Distancia mtrica para cada constelacin
29         dist(i) = sum(abs(r - H*sig).^2);
30     end
31     %obtener el minimo
32     [noUsados, val] = min(dist);
33     E_ml = b(:, :,val)'; % bits detectados
34 end

```

Inicialmente se entra en un ciclo cuyo límite está definido por $2^{(\text{modOrd} * T_x)}$ donde modOrd representa el orden de la modulación PSK y T_x es el número de antenas transmisoras. Dentro del ciclo se produce la constelación de señales para cada combinación de bits con el método `modulate` de el objeto `modem.pskmod`, por consiguiente se encuentra la distancia métrica para cada constelación basados en la siguiente expresión:

$$\hat{\mathbf{d}}_{\text{ML}} = \arg \min_{\mathbf{sig} \in \mathcal{D}} \{ \|\mathbf{r} - \mathbf{H}\mathbf{sig}\|^2 \}$$

Donde $\hat{\mathbf{d}}_{\text{ML}}$ es la distancia euclídea entre las señales donde \mathbf{r} representa la señal recibida y \mathbf{sig} denota el vector de todos los datos transmitidos posibles, luego de detectar el stream de datos se calcula la tasa de error de bits por medio del bloque `Error Rate Calculation` y esta misma señal es pasada por `Conversor D/A` para ser recuperada y observada por medio de un `SCOPE`.

Con la variación en el canal del valor de E_b/N_0 es posible observar por medio de la herramienta que ofrece Matlab `BERTool` un análisis del BER con respecto al E_b/N_0 dependiendo la variación entre los números de antenas transmisoras y receptoras.

Capítulo IV

Análisis, interpretación y presentación de los resultados

En este capítulo se muestran los resultados de las simulaciones más relevantes asociadas al estudio de sistemas MIMO. Dicho sistema servirá de soporte didáctico para los cursos de comunicaciones inalámbricas de la Escuela de Telecomunicaciones de la Universidad de Carabobo; dicha herramienta gráfica servirá no solo para afianzar conocimientos sino para introducir la técnica de propagación MIMO creando un mayor interés y aumentando la capacidad educacional y de investigación.

El estudio de los resultados y simulaciones se va a estructurar en tres partes. Primero se analizarán los resultados obtenidos en el «SISTEMA DE COMUNICACIONES MIMO», en la segunda parte se analizarán los resultados obtenidos en «EVOLUCIÓN SISTEMAS MIMO» se estudiará el comportamiento de un sistema SISO (1x1), SIMO (1x2,1x3,1x4), MISO (2x1,3x1,4x1) y MIMO (2x2,3x3,4x4) y posteriormente se realizará un análisis global entre ellos (SISO vs SIMO vs MISO vs MIMO). En la tercera parte se evaluarán los algoritmos implementados en esta tecnología, para ello se analizarán los resultados del algoritmo ZF-SIC para sistemas MIMO 2x2, 3x3, 4x4, algoritmo MMSE-SIC para sistemas MIMO 2x2, 3x3, 4x4 y algoritmo ML para sistemas MIMO 2x2, 3x3, 4x4 y finalmente se realizará una comparación

entre cada uno de ellos (ZF-SIC vs MMSE-SIC vs ML). Para las simulaciones se ha considerado los parámetros planteados en el capítulo III.

4.1. PRIMERA PARTE: SISTEMAS DE COMUNICACIONES MIMO

En esta sección se evalúa el comportamiento del sistema MIMO diseñado, mediante los resultados obtenidos para cada uno de los escenarios. Se muestra en la tabla 4.1 los parámetros asignados para cada escenario.

PARAMETROS	ESPECIFICACIONES
Número de Muestras	5000
Tiempo de Muestreo	1e-3s
Relación Eb/No	10 dB
Modulación	BPSK
Cantidad Antenas Transmisoras	2,3, o 4
Cantidad Antenas Receptoras	2,3, o 4
Ruido	AWGN
Canal de comunicaciones	Flat Rayleigh Fading
Retraso de camino	0s
Promedio Ganancia de camino Tx CLUSTER 1	0dB
Promedio Ganancia de camino Tx CLUSTER 2	-1dB
Dispersión Angular Tx CLUSTER 1	14.4°
Media de Angulo departura Tx CLUSTER 1	225.1°
Dispersión Angular Tx CLUSTER 2	-10°
Media de Angulo departura Tx CLUSTER 2	-100°
Dispersión Angular Rx CLUSTER 1	14.4°
Media de Angulo departura Rx CLUSTER 1	-18°
Dispersión Angular Rx CLUSTER 2	4.3°
Media de Angulo departura Rx CLUSTER 2	-110°
Doppler shift Maximo	10Hz o 100Hz
Espectro Doppler	Doppler Bell
Distancia Entre Elementos Tx	0,2,0.5 o 1
Distancia Entre Elementos Rx	0.2,0.5 o 1

Tabla 4.1: Parámetros Sistema MIMO

Escenario 1: Comportamiento del Sistema MIMO con variación entre los elementos del arreglo Transmisor

Se muestran los resultados obtenidos al realizar variación de la distancia entre los elementos del arreglo Transmisor, para una frecuencia máxima doppler (10Hz), dos antenas transmisoras y dos antenas receptoras (El resto de los parámetros se mantienen igual que en la tabla 4.1 definida anteriormente)

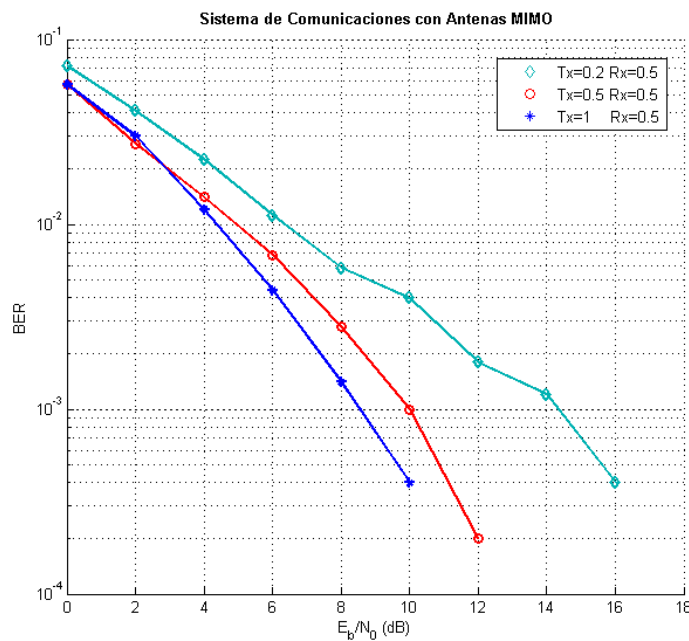


Figura 4.1: Desempeño Sistema MIMO 2X2 con variación entre los elementos del arreglo Transmisor

Se observa con los resultados obtenidos como al aumentar la distancia entre los elementos del arreglo transmisor el desempeño del Sistema MIMO 2X2 mejora.

Escenario 2: Comportamiento del Sistema MIMO con variación entre los elementos del arreglo Receptor

Se muestran los resultados obtenidos al realizar variación de la distancia entre los elementos del arreglo Receptor para una frecuencia máxima doppler (10Hz),

dos antenas transmisoras y dos antenas receptoras (El resto de los parámetros se mantienen igual que en la tabla 4.1)

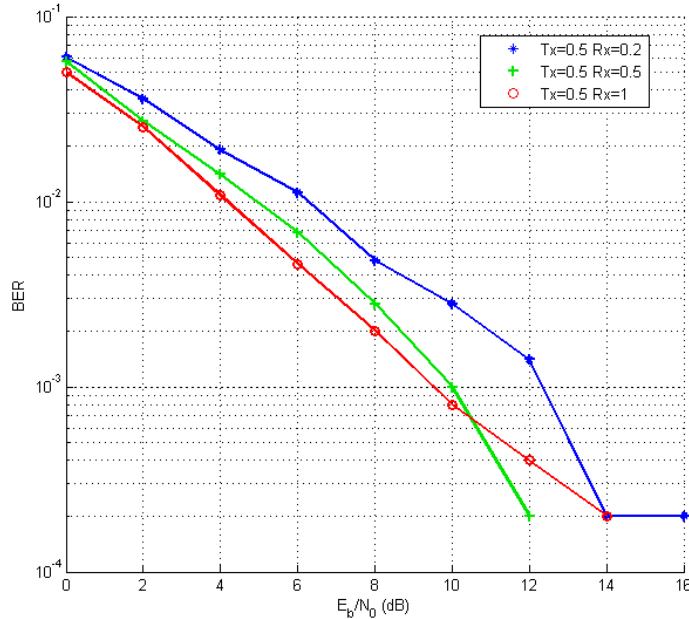


Figura 4.2: Desempeño Sistema MIMO 2X2 con variación entre los elementos del arreglo Receptor

Se observa con los resultados obtenidos como al aumentar la distancia entre los elementos del arreglo receptor el desempeño del Sistema MIMO 2X2 mejora.

Escenario 3: Validación del Canal Rayleigh con Efecto Doppler

Con el objeto de validar las variaciones que presenta la envolvente Rayleigh, se muestran los resultados obtenidos de la forma de onda de desvanecimiento entre cada uno de los Links del transmisor y receptor. Para cada frecuencia máxima doppler (10Hz y 100Hz), dos antenas transmisoras y dos antenas receptoras, con una distancia de separación entre cada elemento del arreglo de 0.5λ (El resto de los parámetros se mantienen igual que en la tabla 4.1)

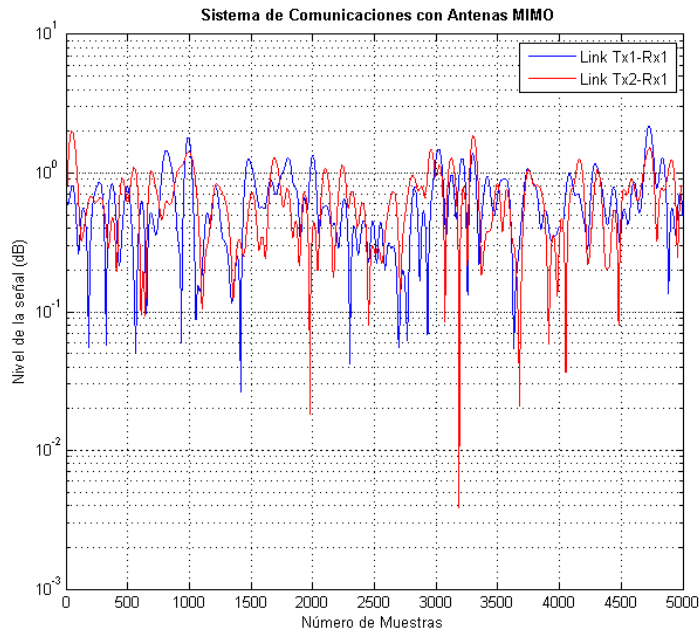


Figura 4.3: Envolvente de desvanecimiento entre link Tx1-Rx1 y Tx2-Rx1 Para Doppler s_hit igual a 10 Hz

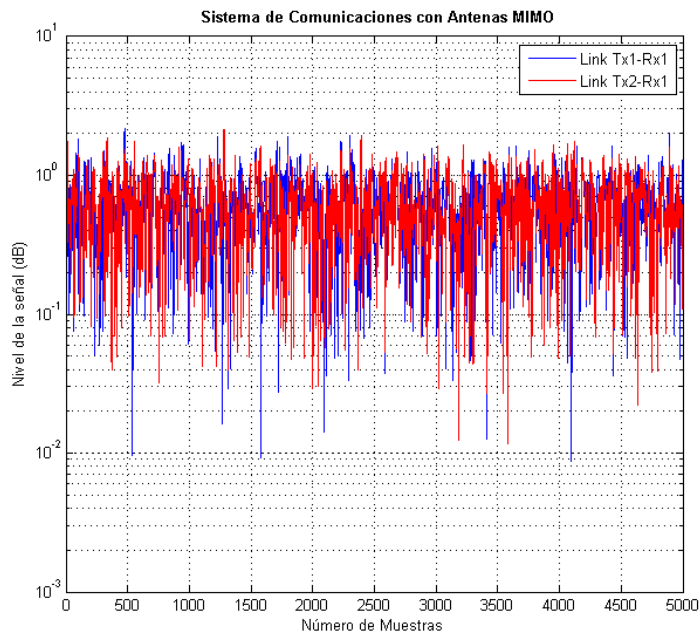


Figura 4.4: Envolvente de desvanecimiento entre link Tx1-Rx1 y Tx2-Rx1 Para Doppler s_hit igual a 100 Hz

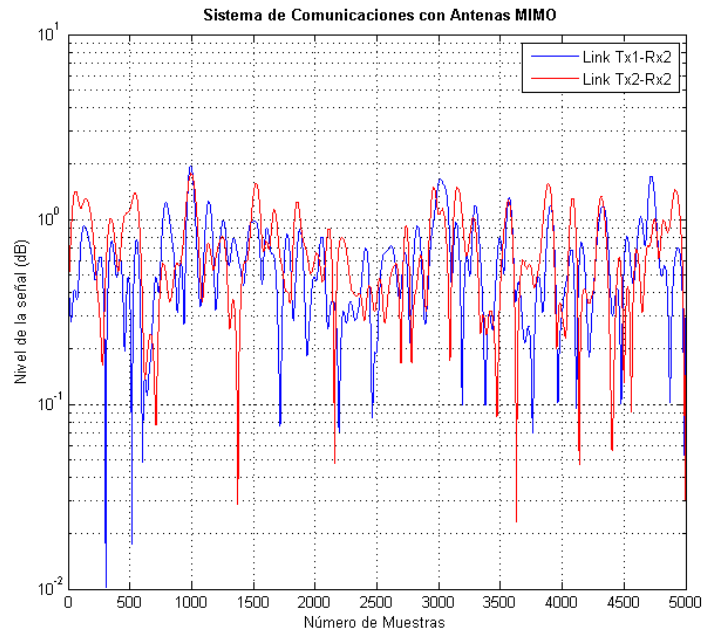


Figura 4.5: Envoltura de desvanecimiento entre link Tx1-Rx2 y Tx2-Rx2 Para Doppler sfhit igual a 10 Hz

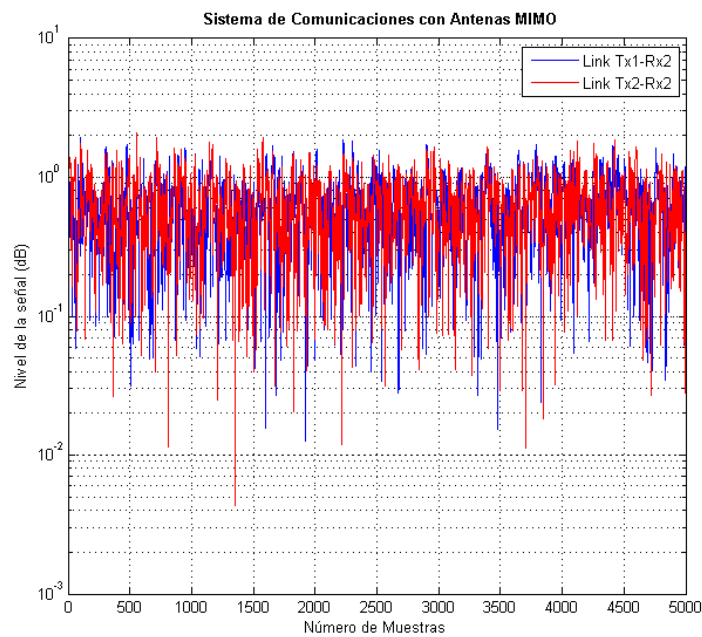


Figura 4.6: Envoltura de desvanecimiento entre link Tx1-Rx2 y Tx2-Rx2 Para Doppler sfhit igual a 100 Hz

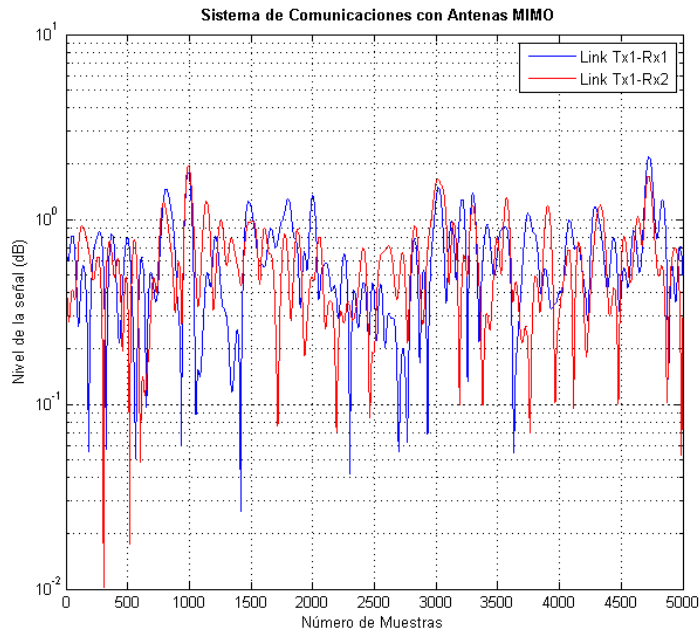


Figura 4.7: Envolvente de desvanecimiento entre link Tx1-Rx1 y Tx1-Rx2 Para Doppler sfhit igual a 10 Hz

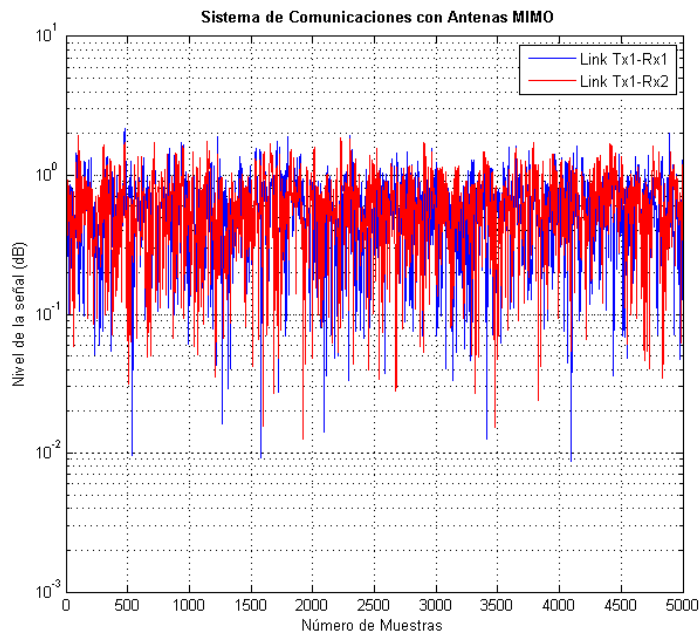


Figura 4.8: Envolvente de desvanecimiento entre link Tx1-Rx1 y Tx1-Rx2 Para Doppler sfhit igual a 100 Hz

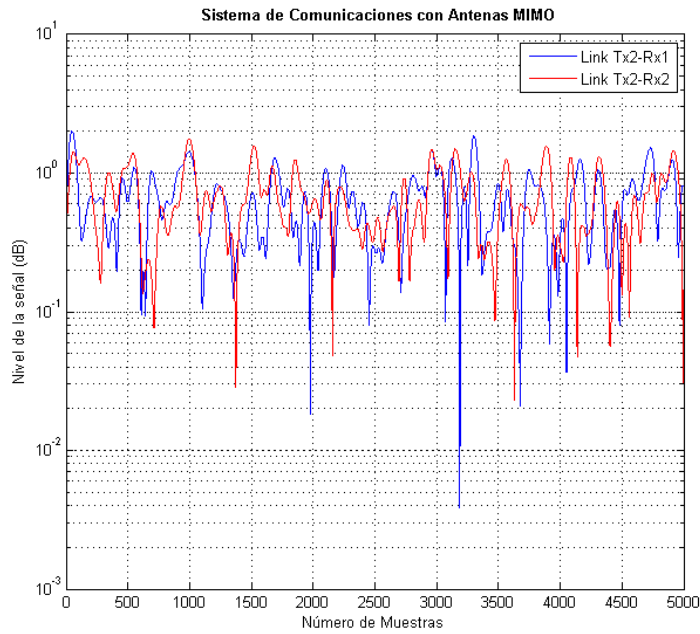


Figura 4.9: Envoltura de desvanecimiento entre link Tx2-Rx1 y Tx2-Rx2 Para Doppler sfhit igual a 10 Hz

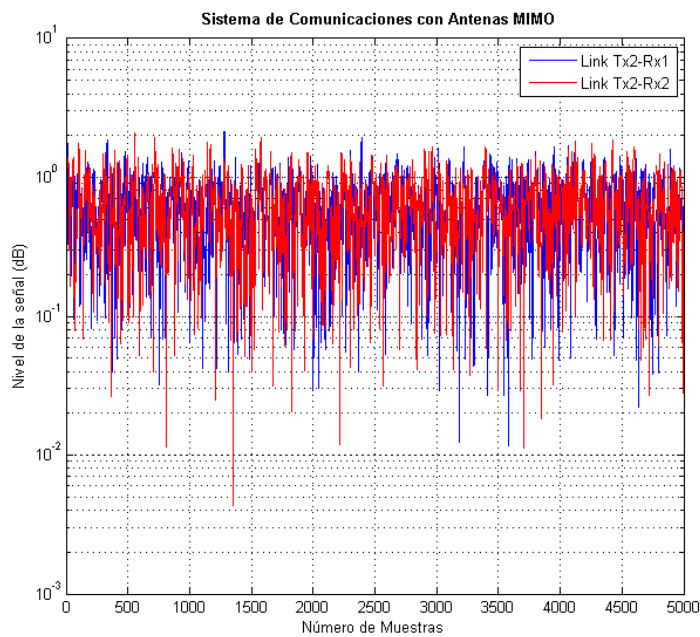


Figura 4.10: Envoltura de desvanecimiento entre link Tx2-Rx1 y Tx2-Rx2 Para Doppler sfhit igual a 100 Hz

Se observa con los resultados obtenidos, la correlación entre las envolventes de desvanecimiento para cada link entre el transmisor y el receptor, donde al aumentar la velocidad del arreglo (Máximo Doppler shift igual a 100Hz) afecta notablemente la forma de onda de la envolvente Rayleigh que para el caso cuando la velocidad del arreglo disminuye (Maximo Doppler shift igual a 10Hz). Este efecto se debe a que la onda electromagnética se enfrenta a un entorno rico en scattering variable en el tiempo, aumentando el efecto de desvanecimiento debido a un canal multi-trayecto, afectándose la correlación de los diferentes subcanales definidos entre los elementos del arreglo transmisor y receptor.

Escenario 4: Comparativa Sistema MIMO 2X2, 3X3 y 4x4

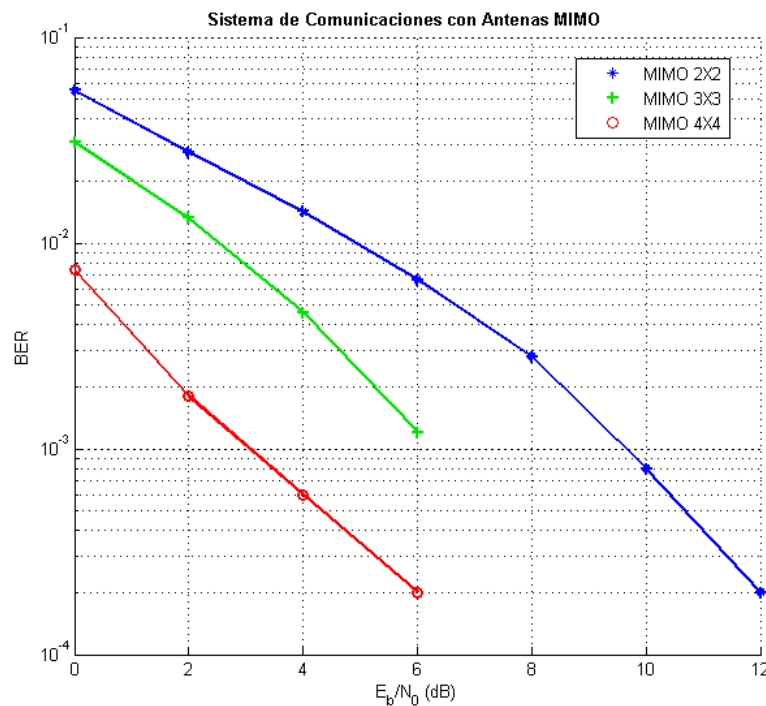


Figura 4.11: Desempeño Sistema MIMO 2X2,3X3 y 4X4

Se muestran en la figura 4.11 las curvas de desempeño obtenidas del sistema MIMO para 2, 3 y 4 antenas transmisoras y receptoras, máximo doppler Shift (10Hz)

y con una distancia de separación entre cada elemento del arreglo de 0.5λ (El resto de los parámetros se mantienen igual que en la tabla definida anteriormente)

Se puede observar que las tres curvas tienden a ser lineales (pendiente constante) para valores de BER comprendidos entre 10^{-1} y 10^{-4} , y que al aumentar tanto el número de antenas transmisoras como receptoras mejora el desempeño del sistema siendo un sistema MIMO 4X4 más óptimo, seguidamente MIMO 3X3 y como peor desempeño MIMO 2X2.

4.2. SEGUNDA PARTE: EVOLUCIÓN SISTEMAS MIMO

Para realizar un análisis evolutivo completo acerca de los sistemas MIMO los resultados obtenidos se ilustran por medio de cuadros que muestran curvas de desempeño. A continuación se ilustran cuatro escenarios.

Escenario 1 : Evaluación Sistema SISO

Se muestra en la figura 4.12 la curva de desempeño del sistema SISO 1x1, cuyos parámetros de simulación asignados a cada variable se muestran en la tabla 4.2.

PARAMETROS	ESPECIFICACIONES
Frecuencia de Trabajo	5kHz
Número de Muestras	12
Relación Eb/No	0:2:20
Modulación	BPSK
Cantidad Antenas Transmisoras	1
Cantidad Antenas Receptoras	1
Ruido	AWGN
Canal de comunicaciones	Flat Rayleigh Fading

Tabla 4.2: Parámetros Sistema SISO

Se puede observar en la curva BER resultante que los sistema SISO cuenta con un bajo desempeño. Esto debido a que la señal que es transmitida puede sufrir

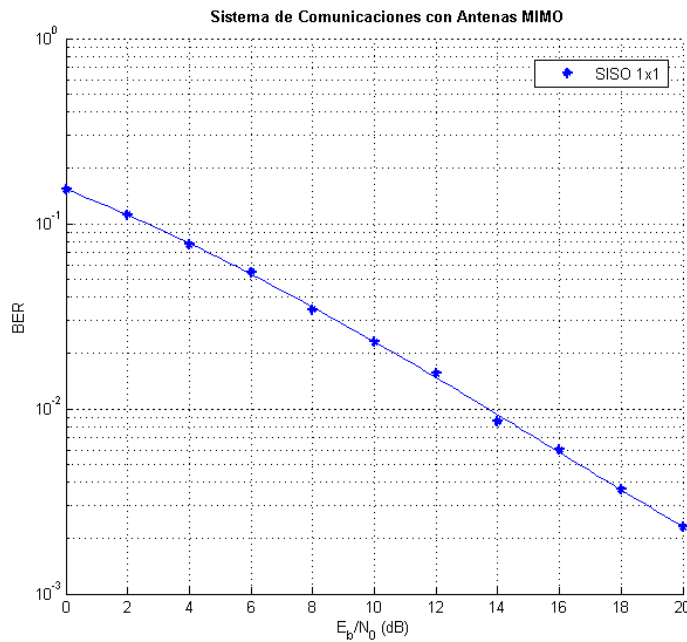


Figura 4.12: Sistema SISO 1X1

perdida de información durante el trayecto transmisor-receptor, ya que es enviada una sola versión de la señal a diferencia de los sistemas SIMO, MISO y MIMO.

4.2.1. Escenario 2 : Evaluación Sistema SIMO

Se muestran en la figura 4.13 las curvas de desempeño obtenidas para un sistema SIMO con 2, 3 y 4 antenas receptoras, cuyos parámetros de simulación asignados a cada variable se muestran en la tabla 4.3.

Se puede observar que las tres curvas tienden a ser lineales (pendiente constante) para valores de BER comprendidos entre 10^{-1} y 10^{-5} , y que al aumentar el número de antenas receptoras mejora el desempeño del sistema siendo el sistema SIMO 1X4 el más óptimo, seguidamente SIMO 1X3 y como peor desempeño SIMO 1X2.

El objetivo esencial de emplear múltiple antenas receptoras es mejorar la fiabilidad de la señal transmitida a través de un canal con desvanecimiento, en otras

PARAMETROS	ESPECIFICACIONES
Frecuencia de Trabajo	5kHz
Número de Muestras	12
Relación Eb/No	0:2:20
Modulación	BPSK
Cantidad Antenas Transmisoras	1
Cantidad Antenas Receptoras	2,3, o 4
Detección	MRC
Ruido	AWGN
Canal de comunicaciones	Flat Rayleigh Fading

Tabla 4.3: Parámetros Sistema SIMO

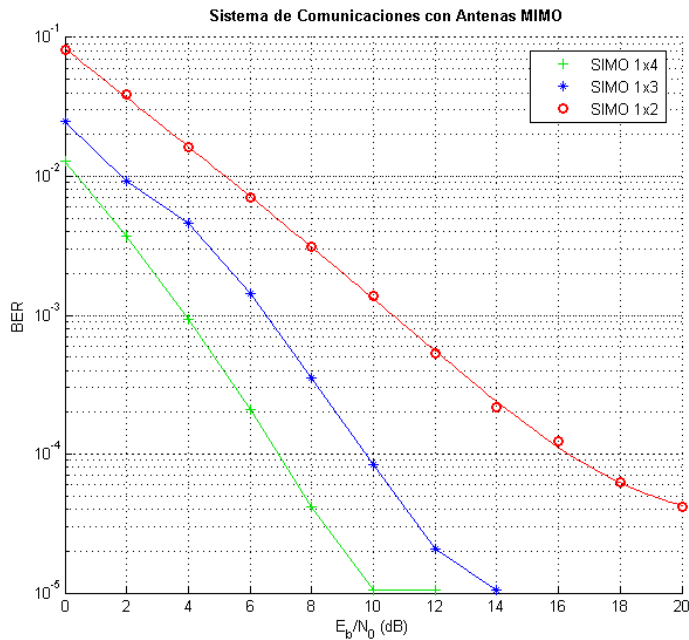


Figura 4.13: Sistema SIMO 1X2,1X3,1X4

palabras el uso de diversidad espacial en el lado del receptor mitiga los efectos de desvanecimiento mediante la combinación de las distintas réplicas de la señal recibidas a través de cada uno de los trayectos independientes de la señal, es por ello que al aumentar linealmente la cantidad de antenas receptoras la calidad de la transmisión aumenta, debido a que a la hora de combinar la señal recibida mediante la técnica MRC (implementada en este escenario) esta tendrá mayor cantidad de réplicas de la señal original en el caso 1x4 que para el caso 1x3 y 1x2.

Escenario 3 : Evaluación Sistema MISO

Se muestran en la figura 4.14 las curvas de desempeño obtenidas para un sistema MISO con 2, 3 y 4 antenas receptoras, cuyos parámetros de simulación asignados a cada variable se muestran en la tabla 4.4.

PARAMETROS	ESPECIFICACIONES
Frecuencia de Trabajo	5kHz
Número de Muestras	12
Relación Eb/No	0:2:20
Modulación	BPSK
Cantidad Antenas Transmisoras	2,3, o 4
Cantidad Antenas Receptoras	1
Tasa de Transmisión	1 2x2 , 0.5 (3x3,4x4)
Codificación	Alamouti y OSTBC
Detección	ML
Ruido	AWGN
Canal de comunicaciones	Flat Rayleigh Fading

Tabla 4.4: Parámetros Sistema MISO

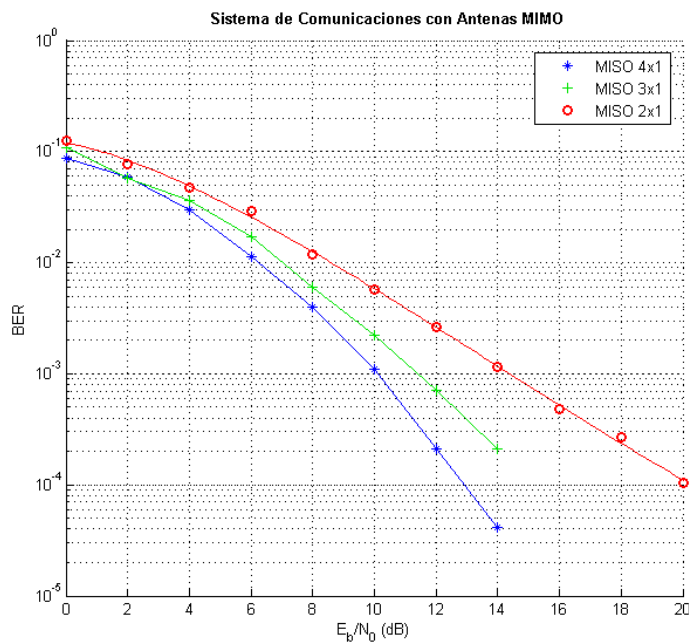


Figura 4.14: Sistema MISO 2x1, 3x1, 4x1

Se puede observar que las tres curvas tienden a ser lineales (pendiente constante) para valores de BER comprendidos entre 10^{-1} y 10^{-4} , y que al aumentar el número de antenas transmisoras mejora el desempeño del sistema siendo el sistema MISO 4X1 el más óptimo, seguidamente MISO 3X1 y como peor desempeño MISO 2X1.

El objetivo de la diversidad en transmisión es el de proveer una superposición constructiva de la señal transmitida desde varias antenas, se observa que se transmiten los mismos datos de un modo redundante mediante 2,3 o 4 antenas transmisoras usando codificación Alamouti (caso 2x1) y OSTBC (caso 3x1, caso 4x1), métodos estudiados detalladamente en el capítulo II, es por ello que al aumentar linealmente la cantidad de antenas transmisoras la calidad de la transmisión aumenta, debido a que con códigos de bloque espacio-tiempo, las múltiples copias de flujos se transmiten a través de las distintas antenas y mediante un proceso simple en las antenas receptoras, las diferentes versiones de la señal se usarán para mejorar la fiabilidad de la conexión de la comunicación tendiendo entonces mayor cantidad de versiones de la señal original en el caso 4x1 que para el caso 3x1 y 2x1 a la hora de utilizar el algoritmo de decodificación de máxima verosimilitud .

Se observa además que aunque la tasa de transmisión para el caso 3x1 y 4x1 (tasa=0.5) disminuye en comparación con la velocidad de transmisión para el caso 2x1 (tasa=1) el desempeño no se ve afectado por ello, corroborándose en la figura 4.14.

4.2.2. Escenario 4 : Evaluación Sistema MIMO

Se muestran en la figura 4.15 las curvas de desempeño del sistema MIMO para 2, 3 y 4 antenas transmisoras y receptoras cuyas especificaciones se muestran en la tabla 4.5 .

Se puede observar que las tres curvas tienden a ser lineales (pendiente constante) para valores de BER comprendidos entre 10^{-1} y 10^{-4} , y que al aumentar tanto el número de antenas transmisoras como receptoras mejora el desempeño del sistema

PARAMETROS	ESPECIFICACIONES
Frecuencia de Trabajo	5kHz
Número de Muestras	12
Relación Eb/No	0:2:20
Modulación	BPSK
Cantidad Antenas Transmisoras	2,3, o 4
Cantidad Antenas Receptoras	2,3, o 4
Tasa de Transmisión	1 2x2 , 0.5 (3x3,4x4)
Codificación	Alamouti y OSTBC
Detección	ML
Ruido	AWGN
Canal de comunicaciones	Flat Rayleigh Fading

Tabla 4.5: Parámetros Sistema MIMO

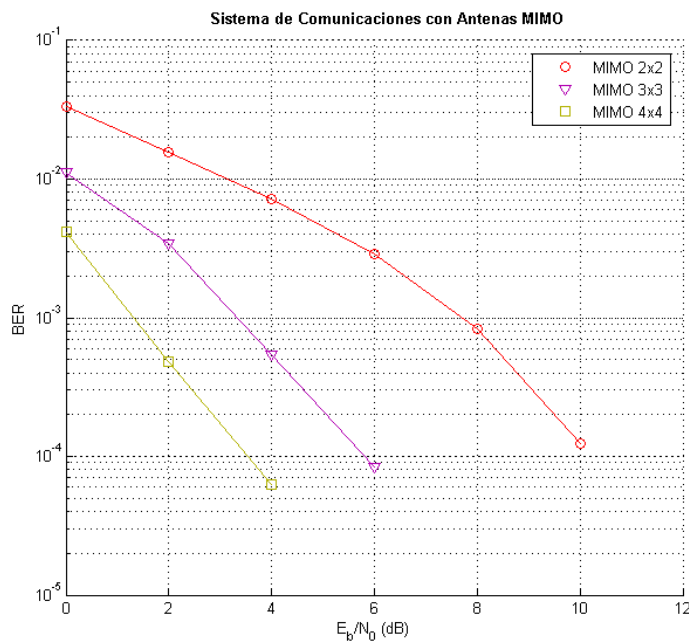


Figura 4.15: Sistema MIMO 2X2,3X3,4X4

siendo un sistema MIMO 4x4 más óptimo, seguidamente MIMO 3x3 y como peor desempeño MIMO 2x2.

Escenario 5: Evaluación SISO 1x1, MISO 2x1, SIMO 1x2, MIMO 2x2

Para realizar un análisis comparativo en cuanto al desempeño de cada uno de los sistemas se muestra en la figura 4.16 los resultados del sistema SISO 1x1, MISO 2x1, SIMO 1x2 y MIMO 2x2, cuyos parámetros de simulación asignados a cada variable ya se han mencionado anteriormente para cada caso.

En la figura se puede identificar que la ganancia en términos de las curvas SISO y la de MIMO existe una diferencia significativa, por ejemplo para tener una detección en un canal multitrayectoria con desvanecimiento plano de hasta 10^{-4} de tasa de errores se necesitan alrededor 30dB si usamos un sistema SISO, sin embargo al aumentar a dos antenas transmisoras y dos antenas receptoras (Sistema MIMO 2x2) se presenta una mejora de hasta 20dB pues como se aprecia en la gráfica se necesitan alrededor de 20 dB para obtener el mismo rendimiento, por lo que en esta gráfica se muestra como la diversidad espacial otorgada por el código espacio temporal de Alamouti representa grandes prestaciones en la fiabilidad del sistema a pesar de introducir una pérdida por la redundancia en la transmisión de símbolos.

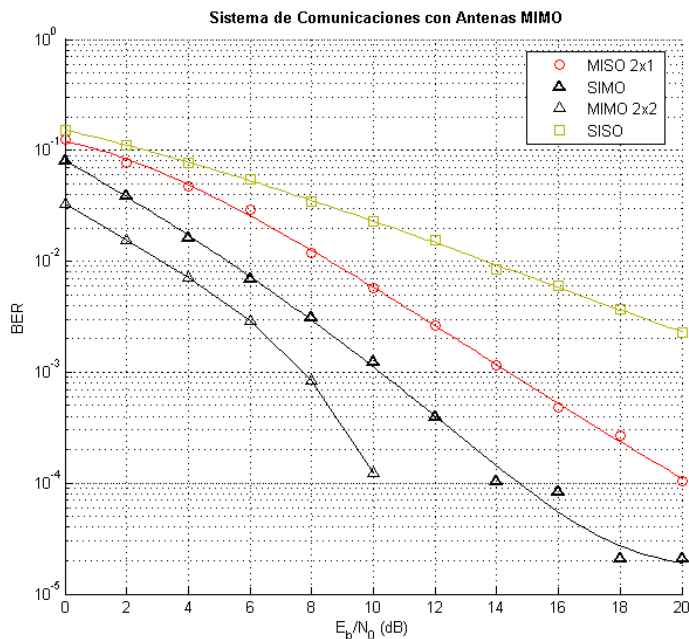


Figura 4.16: Comparativa SISO 1X1, SIMO 1X2, MISO 2X1 y MIMO 2X2

En términos de las curvas MISO y la de MIMO existe una diferencia media, para tener una detección en un canal multitrayectoria con desvanecimiento plano de hasta 10^{-4} de tasa de errores se necesitan alrededor de 20dB si usamos un sistema MISO sin embargo al aumentar a dos antenas transmisoras y dos antenas receptoras (Sistema MIMO 2x2) se presenta una mejora de hasta 10 dB pues como se aprecia en la gráfica se necesitan alrededor de 10 dB para obtener el mismo rendimiento.

En términos de las curvas SIMO y la de MIMO existe una diferencia baja, para tener una detección en un canal multitrayectoria con desvanecimiento plano de hasta 10^{-4} de tasa de errores se necesitan alrededor de 15dB si usamos un sistema SIMO sin embargo al aumentar a dos antenas transmisoras y dos antenas receptoras (Sistema MIMO 2x2) se presenta una mejora de hasta 5dB pues como se aprecia en la gráfica se necesitan alrededor de 5 dB para obtener el mismo rendimiento.

Se observa que la curva MISO (2x1) y SIMO (1x2) tienen el mismo comportamiento BER con la diferencia de los 3dB justificada en [28] donde se establece que Alamouti tendrá una penalidad de 3 dB por aumentar la potencia de transmisión en el sistema, por lo que la curva de SIMO estará 3 dB por debajo de la curva BER de Alamouti.

Escenario 6: Evaluación SISO 1X1, MISO 4X1, SIMO 1X4 ,MIMO 2X2

En esta sección se realizará una comparación cuando los sistemas tienen orden de diversidad igual a cuatro, se muestran los resultados de la curva BER al implementar el método OSTBC usando cuatro antenas transmisoras (MISO 4x1) Alamouti MIMO (2x2) con una tasa de transmisión de 0.5 y 1 respectivamente y SIMO MRC (1x4); se incluye la gráfica SISO (1x1) para obtener un análisis completo de los 4 sistemas.

Se muestra en la figura 4.17 la comparación de los sistemas mediante las curvas BER cuyos parámetros de simulación asignados a cada variable ya se han mencionado anteriormente para cada caso.

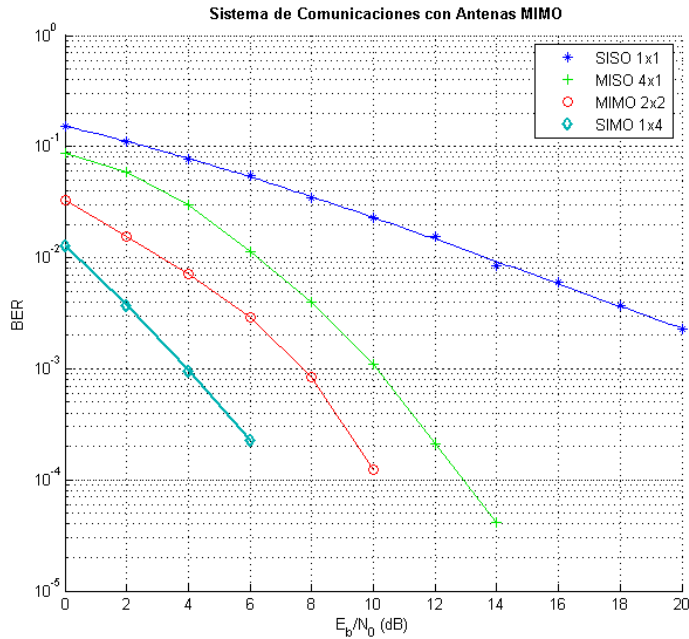


Figura 4.17: Comparativa SISO 1X1, SIMO 1X4, MISO 4X1 y MIMO 2X2

Como se observa en la figura, la forma de las curvas de BER son similares para los sistemas 4x1, 2x2 y 1x4 corroborando que el orden de diversidad es el mismo para cada uno de los sistemas, es decir igual a 4.

Según los resultados el esquema SIMO 1x4 requiere que la relación E_b/N_0 sea igual a 6dB para conseguir un BER aproximado de 10^{-4} , el esquema MIMO 2X2 requiere que la relación señal a ruido sea igual a 10dB para conseguir un BER aproximado de 10^{-4} , el esquema MISO 4X1 requiere que sea igual a 13 dB para conseguir un BER aproximado de 10^{-4} y finalmente se observa que la configuración SISO 1x1 tiene como es de esperarse un bajo rendimiento en comparación con los tres sistemas mencionados anteriormente el cual requiere que la relación E_b/N_0 debe ser mayor a 20dB para conseguir un BER aproximado de 10^{-4} .

Escenario 7: Evaluación SISO 1X1, MISO 3X1, SIMO 1X3

En esta sección se realizará una comparación cuando los sistemas tienen orden de diversidad igual a tres, se muestran los resultados de la curva BER al implemen-

tar el método OSTBC usando tres antenas transmisoras (MISO 3x1) y SIMO MRC (1X3); se incluye la gráfica SISO (1x1) para obtener un análisis completo de los 3 sistemas.

Se muestra en la figura 4.18 la comparación de los sistemas mediante las curvas BER cuyos parámetros de simulación asignados a cada variable ya se han mencionado anteriormente para cada caso.

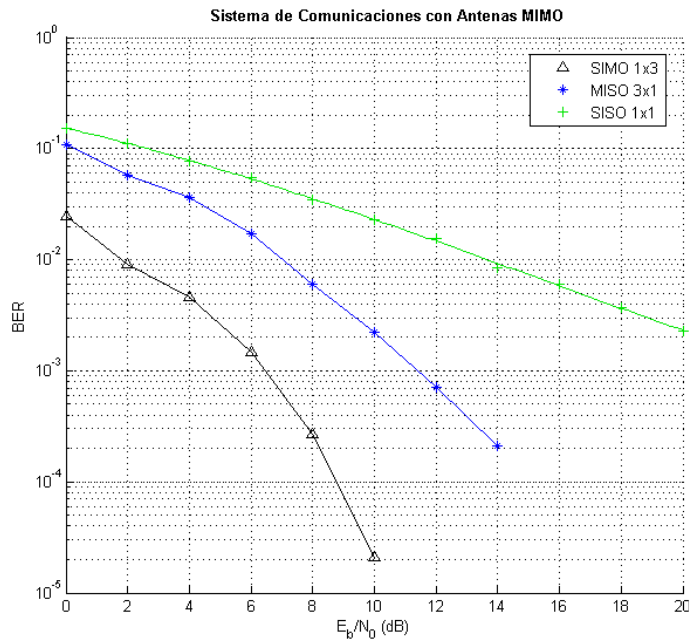


Figura 4.18: Comparativa SISO 1X1, SIMO 1X3, MISO 3X1

Como se observa en la figura 4.18, la forma de las curvas de BER es similar para los sistemas 3x1 y 1x3 corroborando que el orden de diversidad es el mismo para cada uno de los sistemas, es decir igual a 3.

Según los resultados, el esquema SIMO 1x3 requiere que la relación E_b/N_0 sea igual a 7dB para conseguir un BER aproximado de 10^{-4} , el esquema MISO 3X1 requiere que la relación E_b/N_0 sea igual a 13dB para conseguir un BER aproximado de 10^{-4} y finalmente se observa que la configuración SISO 1x1 tiene como es de esperarse un bajo rendimiento en comparación con los tres sistemas mencionados anteriormente el cual requiere que debe ser mayor a 20dB para conseguir un BER aproximado de 10^{-4} .

Estudio del Espectro

El siguiente estudio se realizó en un sistema MIMO 2x2, MISO 2x1, SIMO 1x2 y SISO 1x1 a una frecuencia F_0 de 5Khz con un canal de transmisión flat fading incorrelado, por lo tanto se asume una separación de antenas del arreglo transmisor y receptor de una semilongitud de onda.

En la figura se muestra el espectro de señal senoidal transmitida en la frecuencia de estudio $F_0=5\text{khz}$.

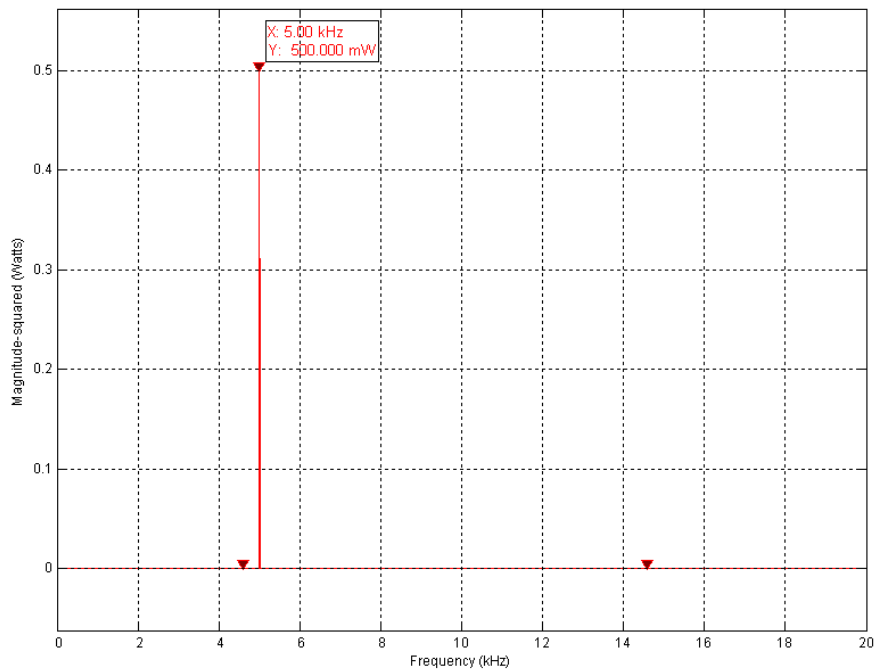


Figura 4.19: Espectro de señal senoidal transmitida en la frecuencia de estudio $F_0=5\text{khz}$

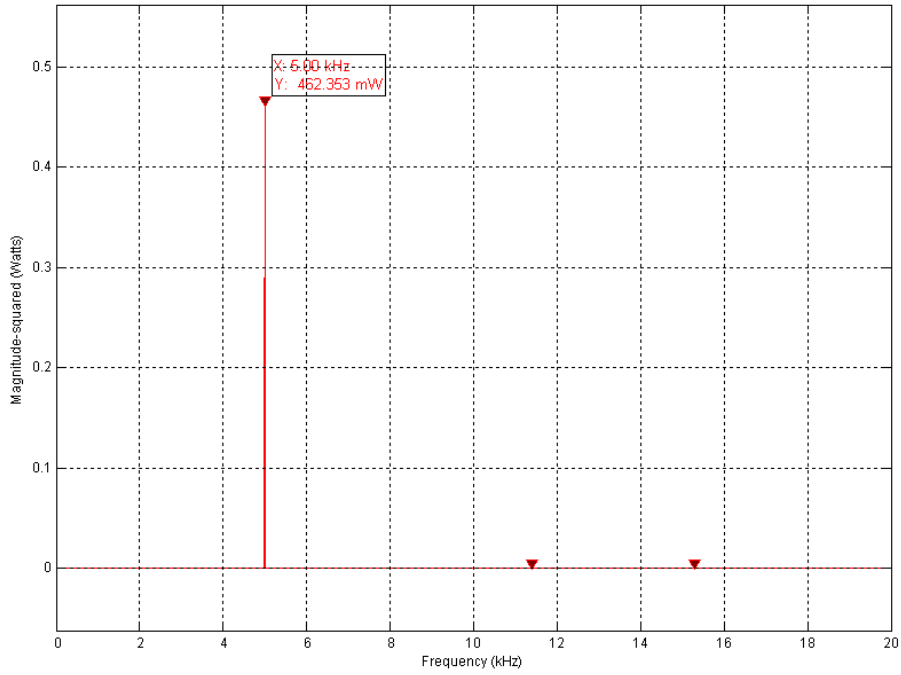


Figura 4.20: Espectro de señal recibida SISO

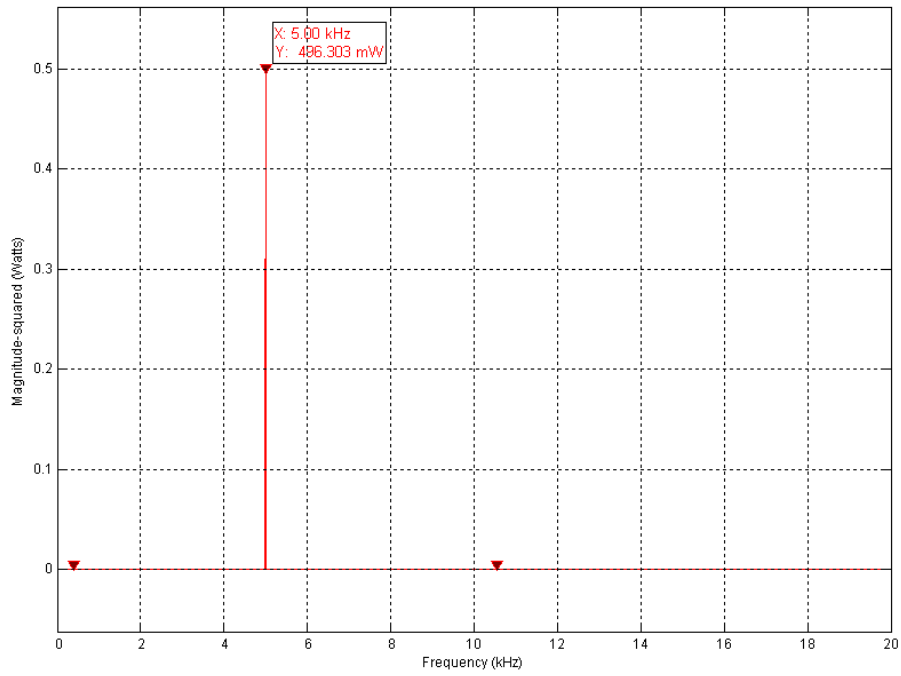


Figura 4.21: Espectro de señal recibida SIMO

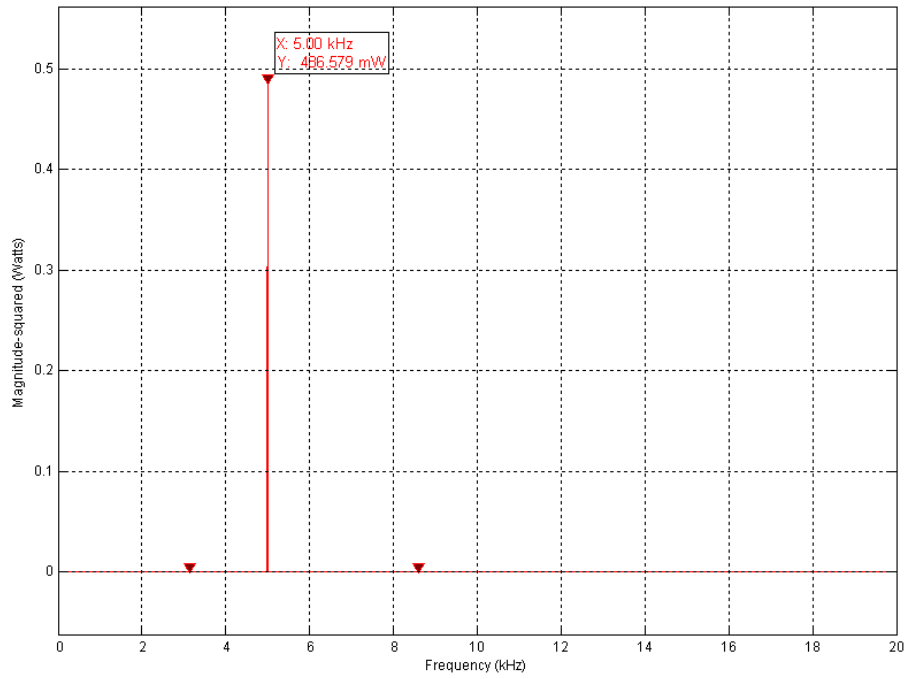


Figura 4.22: Espectro de señal recibida MISO

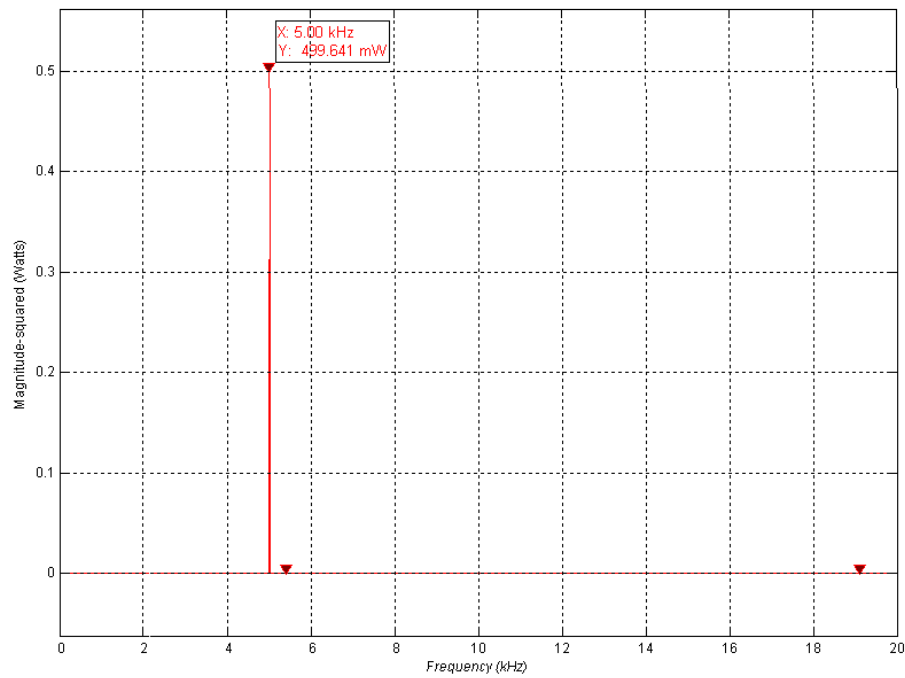


Figura 4.23: Espectro de señal recibida MIMO

Teniendo en cuenta que el espectro de la señal transmitida posee una potencia de 500mW, se puede observar los espectros de la señal senoidal recuperada en el receptor de los sistemas MIMO, MISO, SIMO y SISO cuya potencia (watts) de la señal de llegada se ve afectada por la diversidad de transmisión y recepción, en este caso se observa como en los sistemas MIMO la potencia de la señal mantiene aproximadamente la misma amplitud siendo esta de 499.641mW, en los sistemas SIMO hay una leve disminución de la amplitud respecto a la señal transmitida, teniendo la señal recibida una amplitud de la potencia de 496.303mW, para MISO existe una leve caída de la potencia más de las que existe en los sistemas SIMO con una potencia recibida de 486.579mW a diferencia de los sistemas SISO donde sí se aprecia una pérdida de potencia de la señal recibida con respecto a la transmitida teniendo esta un valor de 462.353mW, por lo tanto se puede observar que con los sistemas MIMO el cual se observó en los estudios anteriores que posee mejor eficiencia, ya que esta permite mejorar la calidad de transmisión de información con respecto a sistemas de una única antena.

Estudio Análogo

En este estudio se observó la recuperación de las señales transmitidas caracterizadas por una onda senoidal de frecuencia «Fo» de 5khz con un voltaje de amplitud pico igual a 1 V en los distintos sistemas estudiados como lo son MIMO, MISO, SIMO y SISO. El canal sufre desvanecimiento plano y es incorrelacionado, la distancia entre los elementos del arreglo transmisor y receptor es igual a una semilongitud de onda y el sistema esta compuesto por dipolos de antenas con la misma polarización.

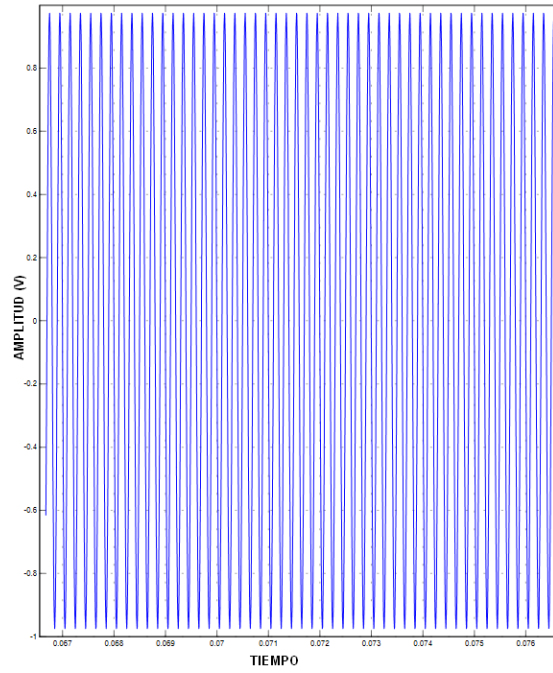


Figura 4.24: Senoidal Recibida MIMO

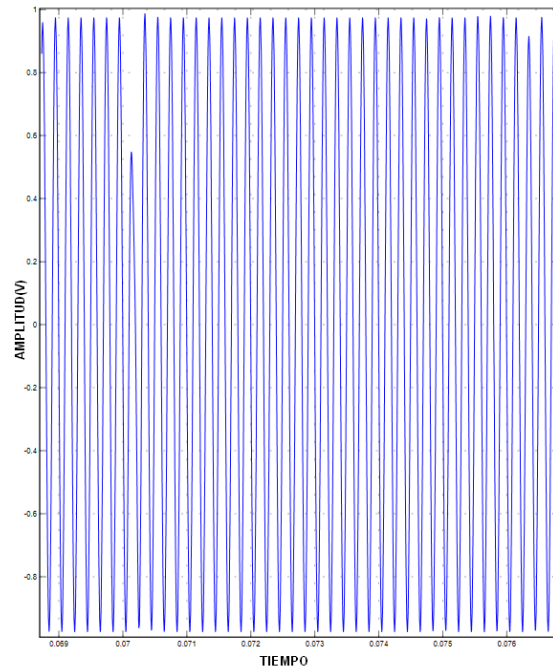


Figura 4.25: Senoidal Recibida SIMO

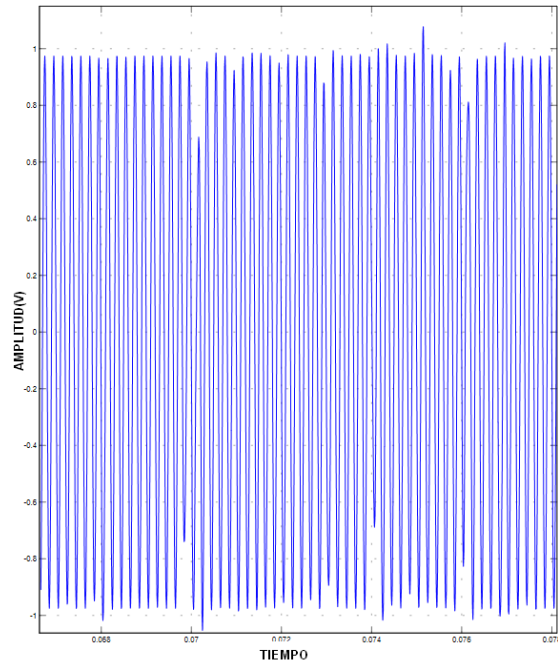


Figura 4.26: Senoidal Recibida MISO

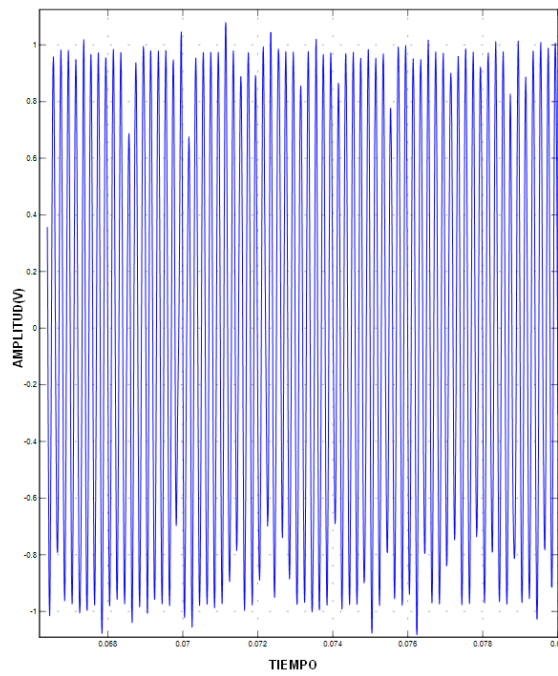


Figura 4.27: Senoidal Recibida SISO

Se puede observar como la recuperación de la señal en los sistemas MIMO es de manera casi perfecta con una disminución casi insignificativa en la amplitud de la señal, esto es gracias al beneficio de la diversidad ; un poco de distorsión de la señal recibida se puede observar en SIMO pero sin comprometer a gran escala la calidad de la señal debido a que SIMO aunque posee una sola antena en transmisión con sus diversas antenas en recepción puede obtener recepciones independientes de la señal transmitida, esto gracias a una separación adecuada entre las antenas del arreglo receptor , en el caso de MISO hay una distorsión más significativa en comparación de los sistemas SIMO, ya que al añadir mas de una antena en transmisión esto ocasiona interferencia entre ellas; sin embargo el peor caso es el del sistema SISO en el cual se observa una gran distorsión de amplitud de la señal debido a que este cuenta con un rayo de trayectoria directa y múltiples señales reflejadas que pueden atenuar o reforzar la transmisión de la señal.

4.3. TERCERA PARTE: ALGORITMOS DE DETECCIÓN PARA SISTEMAS MIMO

En este trabajo de investigación se analiza el rendimiento de los detectores para sistemas MIMO ZF-SIC, MMSE-SIC y ML con codificación V-BLAST y canal de desvanecimiento lento que exhiben el mejor equilibrio entre rendimiento y complejidad entre las técnicas de multiplexado espacial.

Se analizara cada algoritmo por separado, en la primera parte se estudiará el detector lineal ZF-SIC (2x2, 3x3 y 4x4) , se observara el desempeño del algoritmo según aumenta el número de antenas transmisoras T_x y antenas receptoras R_x comparando la tasa de error a medida que los valores de E_b/N_0 aumentan, dichos valores estarán limitados de 0 a 20 dB; este mismo estudio se llevará a cabo con los detectores consiguientes MMSE-SIC (2x2,3x3,4x4) y ML(2x2,3x3,4x4).

Se diseña para los tres algoritmos un modulo transmisor y de canal con las mismas características, cuyos parámetros son presentados en la Tabla [4.6](#)

PARAMETROS	ESPECIFICACIONES
Número de Símbolos	2,3,4
Relación E_b/N_0	0:2:20
Modulación	BPSK
Cantidad Antenas Transmisoras Tx	2,3,4
Cantidad Antenas Receptoras Rx	2,3,4
Codificación	V-Blast
Ruido	AWGN
Canal de comunicaciones	Flat Rayleigh Fading

Tabla 4.6: Parámetros para Sistemas MIMO con algoritmos de detección

4.3.1. Escenario 1: Evaluación Sistema MIMO 2x2 3x3 4x4 ZF-SIC

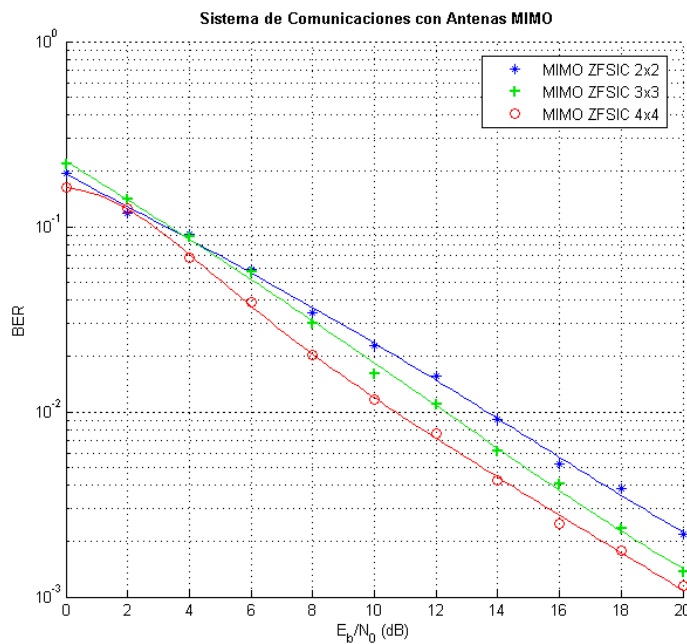


Figura 4.28: Sistema MIMO con receptor ZF-SIC

Se puede observar en la figura 4.28 cómo a medida que crecen los valores de E_b/N_0 de 0 a 20dB, va disminuyendo la tasa de error de bit (BER) del sistema MIMO con receptor ZF-SIC (2x2, 3x3, 4x4). Un mejor desempeño se va apreciando al ir aumentando además el número de antenas T_x y R_x por lo que el de peor rendimiento sería ZF-SIC 2x2 mejorándolo ZF-SIC 3x3 y siendo el mejor de todos ZF-SIC 4x4.

4x4.

Aun así para los valores de E_b/N_0 establecidos para esta investigación, se observa como estas gráficas descienden de manera lenta, donde para un $E_b/N_0=0\text{dB}$ éstas presentan un BER mayor a 10^{-1} y cuando alcanzan un valor de 20dB el mejor BER del estudio alcanzado es de 10^{-3} , esto es debido a que el ZF-SIC el cual es un receptor lineal simple de baja complejidad computacional disminuye la interferencia, pero sufre a su vez aumento de ruido.

4.3.2. Escenario 2: Evaluación Sistema MIMO 2x2 3X3 4X4 MMSE-SIC

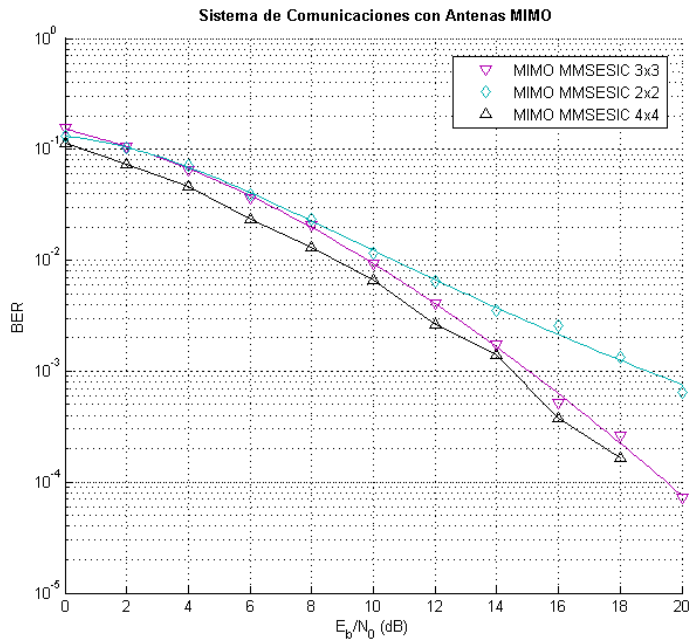


Figura 4.29: Sistema MIMO con receptor MMSE-SIC

Se puede contemplar las gráficas obtenidas de MMSE-SIC 2x2, 3x3 y 4x4 de un sistema MIMO con modulación BPSK, codificación V-BLAST y canal con desvanecimiento Rayleigh. En este escenario se aprecia como para un $E_b/N_0=0\text{dB}$ el sistema tiene un valor promedio de 10^{-1} y al alcanzar el valor máximo de E_b/N_0 el sistema 2x2 tiene un valor BER aproximadamente de 10^{-3} , en el sistema 3x3 se

observa que éste toma un valor de 10^{-4} mientras que para el sistema 4x4 a partir de 18 dB no presenta más errores. En la figura 4.29 se observa como el sistema MIMO con detector MMSE-SIC decrece rápidamente según el aumento de E_b/N_0 , comparado con los sistemas de comunicaciones con receptores ZF-SIC, ya que el receptor MMSE-SIC remueve tanto las interferencias como el ruido, en cambio el ZF-SIC solo es capaz de remover las interferencias. Finalmente se comprueba como el sistema con cuatro T_x y cuatro R_x presenta un mejor desempeño.

4.3.3. Escenario 3: Evaluación Sistema MIMO 2x2 3x3 4x4 ML

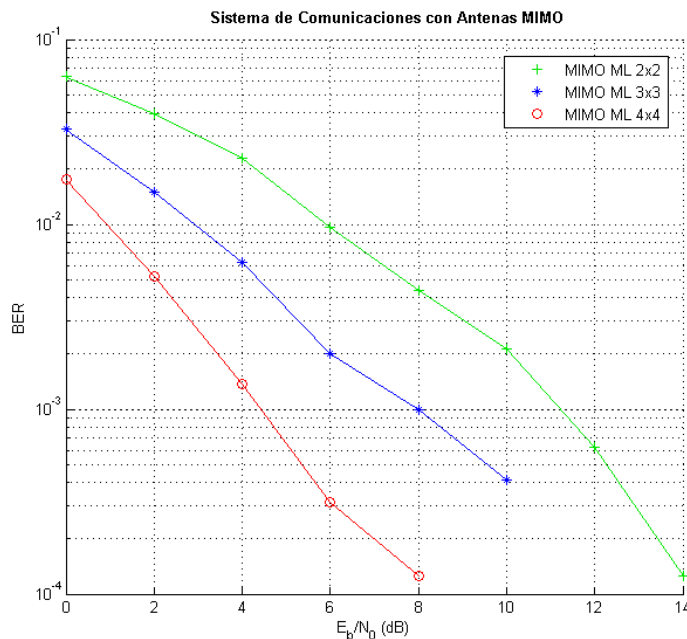


Figura 4.30: Sistema MIMO con receptor ML

El receptor ML es el método óptimo para la recuperación de la señal transmitida en el receptor. En la gráfica 4.30 se muestra que para que el BER de un sistema MIMO 2x2 tome el valor de 10^{-4} , se requieren valores $E_b/N_0=14$ dB. El sistema 3x3 presenta una mejora con respecto a los sistemas con detectores ML 2x2, donde se observa que a partir de valores de E_b/N_0 mayores a 10dB el sistema detecta sin errores, no obstante este receptor es mejorado por el ML de sistemas 4x4 cuyo BER es aproximadamente de 10^{-4} para 8dB, mostrando que para valores de E_b/N_0

mayores a este la detección se produce sin errores, demostrando que el sistema 4x4 es el mejor que los sistemas MIMO 3x3 MIMO 2x2.

4.3.4. Escenario 4: Evaluación Sistema MIMO 2x2, ZF-SIC, MMSE-SIC,ML

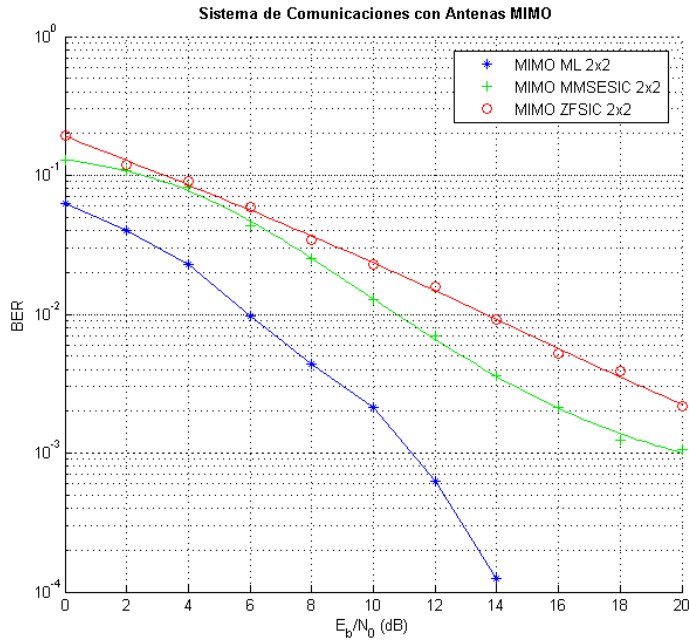


Figura 4.31: Comparación sistema MIMO 2x2 con receptores ZF-SIC,MMSE-SIC,ML

En las siguientes gráficas contempla la comparación de los distintos algoritmos de detectores ZF-SIC, MMSE-SIC y ML para sistemas MIMO 2x2, 3x3, 4x4 con modulación BPSK, desvanecimiento Rayleigh, canal AWGN, aplicando técnicas de multiplexado espacial y asumiendo que todos los análisis de los sistemas son en banda base. Se estudiará el comportamiento del BER en función de E_b/N_0 para así observar el desempeño de cada algoritmo de detección.

Se compara en la gráfica 4.31 los receptores ZF-SIC, MMSE-SIC y ML de sistemas MIMO 2x2, se aprecia como los algoritmos ZF-SIC 2x2 y MMSE-SIC 2x2 se comportan de la misma manera pero aun así se puede percibir como el receptor MMSE-SIC decrece de manera más rápida, debido a que el receptor MMSE-SIC anula tanto las interferencias como el ruido, a diferencia del receptor ZF-SIC que

solo elimina interferencias pero sufre a su vez un aumento de ruido el cual genera un menor desempeño que el logrado por el MMSE-SIC. Seguidamente esta ML cuya gráfica decrece de manera más rápida que ZF-SIC y MMSE-SIC apreciando para valores de E_b/N_0 mayores que 14dB una detección sin errores.

4.3.5. Escenario 5: Evaluación Sistema MIMO 3x3, ZF-SIC, MMSE-SIC,ML

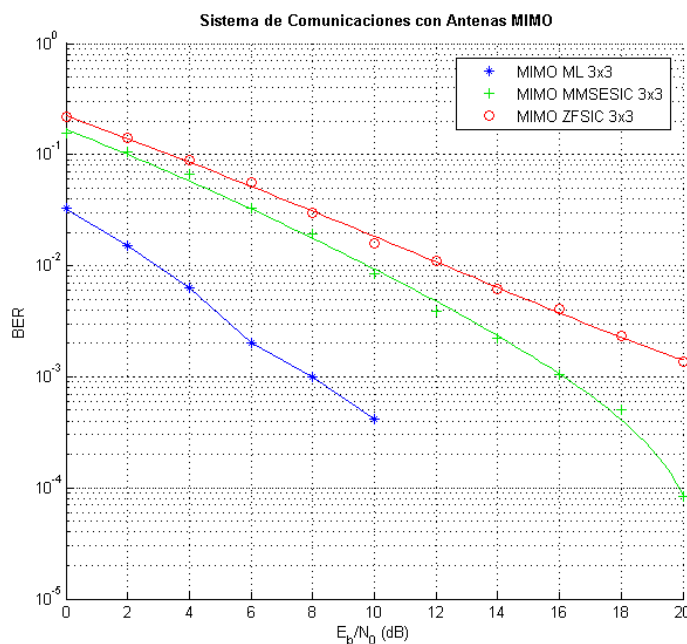


Figura 4.32: Comparación Sistema MIMO 3x3 con receptores ZF-SIC, MMSE-SIC,ML

Se observa en la figura 4.32 que para sistemas MIMO 3x3 en 18 dB la gráfica comienza a decrecer de manera mas rápida hasta tomar un valor máximo de acuerdo a los límites de estudios de E_b/N_0 , de un BER aproximado de 10^{-4} , notándose como éste mejora con respecto al receptor ZF-SIC 3x3 el cual mantiene una forma constante hasta alcanzar el máximo E_b/N_0 de estudio con un BER aproximado de 10^{-3} , además se puede observar un mejor desempeño del detector ML 3x3 el cual alcanza el valor mínimo de BER con un E_b/N_0 menor a 10dB, comprobando así que ML sigue siendo el de mejor rendimiento.

4.3.6. Escenario 6: Evaluación Sistema MIMO 4x4, ZF-SIC, MMSE-SIC,ML

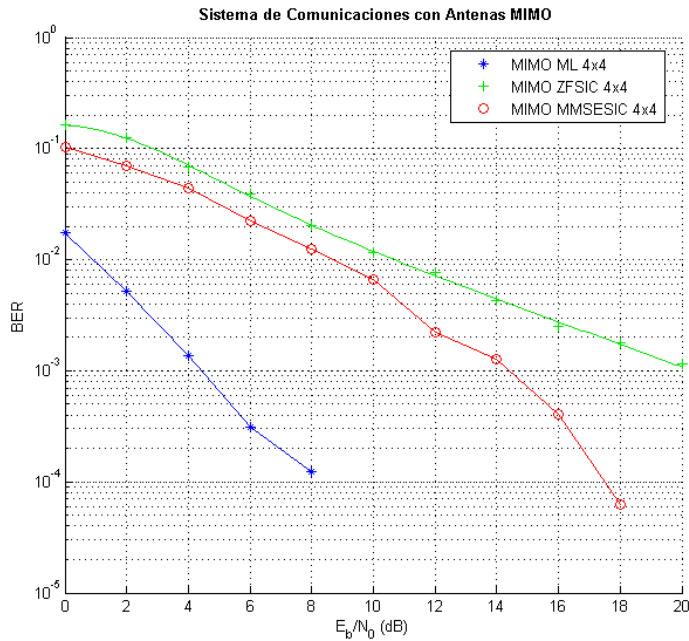


Figura 4.33: Comparación sistemas MIMO 4x4 con receptores ZF-SIC,MMSE-SI,ML

Se observa con los resultados de la figura 4.33 que para un sistema 4x4, ZF-SIC obtiene un valor de 20dB con un BER de 10^{-3} , luego de este, MMSE-SIC 4x4 decrece más rápido hasta alcanzar un BER menor a 10^{-4} para un valor aproximado de E_b/N_0 de 18dB obteniendo para valores mayores a este una tasa de error de cero, mientras ML a partir de 8dB comienza a tener una detección con cero errores, siendo el de mejor rendimiento para el análisis, convirtiéndose así ZF-SIC el de peor desempeño. Aquí se puede percibir como el número de antenas empleadas, influye en el desempeño, esto debido a que en los sistemas MIMO la capacidad del sistema aumenta linealmente con el número de antenas.

Capítulo V

Conclusiones y recomendaciones

Dado el gran interés que suscitan los sistemas inalámbricos en ámbitos de uso cotidiano, y motivado por su capacidad para mejorar la eficiencia en la transmisión de datos, se ha realizado un trabajo de análisis y desempeño de la tecnología de radio denominada MIMO. Dicho trabajo ha cumplido su objetivo de servir de herramienta de soporte mediante la interfaz que se ha desarrollado, que será usada para ayudar a incrementar la capacidad de educación y de preparación de jóvenes investigadores pues con ejemplos sencillos y manteniendo un enfoque simple se logra identificar y evaluar un sistema complejo lo que se presenta atractivo para los estudiantes. Por otro lado el sistema desarrollado se enfoca bastante de acuerdo a los resultados en evaluar el desempeño de la técnica MIMO y servir de guía en el entendimiento de estos conceptos, de una manera gráfica y práctica para los usuarios.

Una vez culminado este trabajo investigativo se puede concluir que la utilización de múltiples antenas simultáneamente en transmisión y en recepción aporta una serie de beneficios frente a sistemas comunes; y que el éxito de los sistemas MIMO depende de la correlación entre los diferentes subcanales definidos entre los elementos del array transmisor y receptor. Diversos factores influyen en el rendimiento del sistema, entre estos factores se puede destacar la pobreza de scattering, la topología del array de múltiples elementos, distancia entre los elementos de el

arreglo transmisor y receptor, ángulo de llegada (AoA) y la dispersión angular de la señal multicamino. Debido a estos factores, los subcanales pueden dejar de ser ortogonales y en consecuencia la correlación entre ellos aumenta, disminuyendo el número de subcanales efectivos y por tanto el rendimiento global del sistema MIMO.

Se contemplo como la distancias entre los elementos de dichos arreglos afectan el BER. Esto se constató al observar como mejoraba el rendimiento cuando la separación de las antenas transmisoras aumentaba, debido a que con un espaciamiento adecuado entre los elementos se puede reducir la interferencia entre ellas; adicionalmente se apreció lo mismo entre las distancias de los elementos del arreglo receptor, el cual con bajos valores de E_b/N_0 y con mayores distancias entre los elementos, el rendimiento es mejor. Sin embargo para valores de aproximadamente de 18dB, con una separación entre elementos de 0.5λ el arreglo pasa a tener un mejor desempeño.

En el estudio de los enlaces entre las antenas transmisoras y receptoras las cifras muestran la variación de la potencia de una señal constante después de pasar a través de un canal de desvanecimiento Rayleigh con un solo camino con desplazamiento doppler máximo de 10 Hz y 100 Hz. Estos desplazamientos doppler corresponden a velocidades de alrededor de 6km/h y 60km/h, respectivamente, a 1.800 MHz, una de las frecuencias de funcionamiento de GSM teléfonos móviles.

Una vez realizado el análisis de carácter evolutivo se puede concluir que la utilización de múltiples antenas simultáneamente en transmisión y en recepción aporta una serie de beneficios frente a los sistemas SISO, algunos de los cuales existen también en las configuraciones con múltiples antenas en un único lado del enlace (SIMO y MISO), mientras que otros son exclusivos de los canales MIMO. A Continuación se exponen los puntos más importantes obtenidos al realizar este análisis comparativo:

- La mejora de la relación señal a ruido obtenida al combinar coherentemente las señales recibidas, es uno de las principales ventajas que aportan estos sistemas,

siendo el desempeño de los sistemas SISO frente a los sistemas MIMO el más deficiente, seguido de los sistemas MISO y finalmente SIMO.

- En un sistema SIMO el conocimiento de canal en recepción es necesario a la hora de recibir las múltiples versiones de la señal transmitida las cuales arriban con amplitudes y fases diferentes determinadas por las condiciones de propagación, combinándolas coherentemente mediante el procesado de señal adecuado aumentando la potencia de la señal recibida, consiguiendo mejorar la calidad de ésta. De igual manera el conocimiento de canal en el receptor es importante en los sistemas MISO y MIMO para poder procesar óptimamente la señal antes de transmitirla.
- La potencia recibida en un enlace de radiocomunicaciones fluctúa en las dimensiones temporal, frecuencial y espacial. La técnica de diversidad aplicada en este trabajo investigativo para la realización de las simulaciones se utiliza para combatir estos desvanecimientos, proporcionando al receptor varias versiones de la señal transmitida a través de enlaces o ramas independientes.
- Al aumentar el orden de diversidad aumenta el número disponibles de las réplicas enviadas, incrementando la probabilidad de que, en un determinado instante de tiempo, la señal se reciba correctamente, lo cual ayuda a estabilizar la comunicación.
- En los sistemas SISO la ganancia por diversidad puede conseguirse en forma de diversidad temporal o frecuencial. Sin embargo estas técnicas implican una penalización en cuanto a velocidad de transmisión, debido a la utilización de tiempo o ancho de banda adicional para incluir la redundancia. En los canales MIMO, en cambio, la diversidad se introduce en la dimensión espacial, lo cual evita reducir la tasa de transmisión respecto al sistema SISO.
- La diversidad en recepción aplicada en sistemas SIMO es sencilla de implementar debido a que no se precisan técnicas de codificación especiales. Sólo se requieren N caminos de RF en el receptor; sin embargo la diversidad en transmisión asociada a los sistemas MISO es más difícil de explotar que la anterior, puesto que se requiere el diseño de sistemas de codificación específicos (OSTBC, V-BLAST).

- En cuanto a los sistemas MIMO se concluye que la utilización de diversidad requiere la combinación de las técnicas de diversidad en transmisión y recepción. Estos sistemas contienen tantos enlaces SISO como el mínimo número de antenas transmisoras o receptoras. Si todos estos enlaces sufren desvanecimientos independientes y se utiliza una técnica de transmisión adecuada cada uno de estos enlaces dispone de una diversidad igual al número máximo de antenas transmisoras o receptoras. En consecuencia, el orden de la diversidad en un sistema MIMO coincide en el mejor de los casos con el producto del número de antenas transmisoras y receptoras.

Las conclusiones respectivas de cada sistema se muestran a continuación:

- Se puede concluir que el desempeño de los sistemas SISO es significativamente pobre, ya que este tipo de sistemas desperdicia energía irradiando en todas las direcciones, originando mayor interferencia y mayor sensibilidad a interferencia proveniente de múltiple direcciones.
- Las desventajas de un sistema SIMO aparecen cuando: 1) Cada elemento del arreglo de antenas no puede ser lo suficientemente separado, por ejemplo en un dispositivo móvil y 2) cuando el procesador en el receptor posee potencia de cálculo limitada para el procesamiento de la señal en tiempo real.
Sin embargo se pudo observar con los resultados obtenidos que efectivamente el aumento en el número de antenas en el receptor provoca una mejora significativa en el rendimiento del BER.
- Los sistemas MISO aparte de ser otra alternativa eficaz para mejorar el desempeño y la calidad de la transmisión de datos garantizan la misma ganancia que en sistemas SIMO siempre y cuando el número de antenas es el mismo. Se pudo observar con los resultados obtenidos que efectivamente el aumento en el número de antenas en el transmisor provoca una mejora significativa en el rendimiento del BER y además el uso de STBC ayuda considerablemente a reducir los efectos de canales con desvanecimiento y del ruido agregado por el receptor sobre las señales enviadas.

- Se concluye que una propiedad clave de los sistemas MIMO es la capacidad de explotar la propagación multicamino transformándola en un beneficio para el usuario, tomando ventaja de manera efectiva del desvanecimiento aleatorio y de la dispersión de retardos multicamino para multiplicar las tasas de transferencia.
- Desafortunadamente, se comprobó que los sistemas MIMO también tienen desventajas. Utilizar varias antenas transmisoras y receptoras supone una limitación del sistema en dispositivos que requieran ser compactos. Además, al aumentar el número de antenas también estamos aumentando las cadenas de procesamiento de radiofrecuencia. Por otro lado, si intentamos mejorar la compactación colocando más cerca las antenas entre sí, tendremos una alta correlación entre señales, lo cual, tal y como hemos dicho anteriormente, no es deseable.
- El rendimiento de los ecualizadores aumenta en términos de BER, como el número de antenas de transmisión y recepción aumenta, cuando la técnica de modulación BPSK se utiliza con V-BLAST.
- Se contempló que dentro de los 3 algoritmos comparados ZF-SIC mostró ser el de peor desempeño, esto debido como lo dicho anteriormente que aunque es capaz de anular la interferencia este sufre un aumento del ruido.
- El MMSE-SIC presentó un notable rendimiento a comparación de ZF-SIC ya que este no solo anula la interferencia sino que además reduce el ruido, ventaja que se observa en las gráficas mostradas anteriormente, se observa además como este rendimiento va aumentando según va aumentando el número de antenas, esto debido que una de las ventajas presentadas por los sistemas de comunicaciones MIMO es que su capacidad aumenta linealmente con el número de antenas con que se implementa.
- Sin embargo se observó como el rendimiento del detector ML es mejor que ZF-SIC y MMSE-SIC considerablemente en todos los casos analizados, concluyendo que de los tres algoritmos de detección para sistemas MIMO analizados el más óptimo es el ML para sistemas MIMO 4x4.

5.1. 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.

- Ampliar los sistemas de comunicaciones SIMO y MISO de modo que trabaje con diferentes algoritmos de detección.
- Aplicar a los sistemas de comunicaciones SIMO técnicas de procesamiento como SC y EGC.
- Aplicar a los sistemas de comunicaciones MISO técnicas de procesamiento descritas en el capítulo II.
- Aplicar el modelo de correlación de canales en los sistema SIMO y MISO.
- Realizar el estudio en Sistemas de comunicaciones MIMO cuando el mismo se encuentra en un entorno LOS (canal Rician).
- Incluir mas grupos de obstáculos (clusters) en el cálculo de la matriz de correlación.
- Generar la matriz de canal tomando en cuenta el efecto de la impedancia mutua de cada arreglo de antenas.
- Agregar modulación OFDM en los Sistemas comunicaciones.

Apéndice A

Código Matlab

A continuación, se presentan los códigos usados en este trabajo para el estudio evolutivo de los sistemas MIMO.

Matlab Code: Funcion Calculo de Matriz Correlacion

```
1 function [TxMatrizCorrelacion, RxMatrizCorrelacion] ...
2     = CalculoMatrizCorr(Nt, Nr, pdb1, pdb2, TxEspacio, RxEspacio, ...
3         AS_Tx_C1, AS_Tx_C2, AoD_C1, AoD_C2, ...
4         AS_Rx_C1, AS_Rx_C2, AoA_C1, AoA_C2)
5
6 %Calcula la matriz correlacion de Tx y Rx para un canal multicaminno MIMO
7 %de acuerdo al procedimiento de [1] y [2]
8 % Referencias:
9 % [1] IEEE P802.11 Wireless LANs, "Tn Channel Models", IEEE
10 % 802.11-03/940r4, 2004-05-10.
11 % [2] L. Schumacher, K. I. Pedersen, and P. E. Mogensen, "From antenna
12 % spacings to theoretical capacities - Guidelines for simulating MIMO
13 % systems", Proc. PIMRC Conf., vol. 2, Sep. 2002, pp. 587-592.
14
15
16 Np = length(pdb1); % Numero de Caminos
17
18 % Clusters Concatenados para cada camino
```

```

19 AS_Tx = [AS_Tx_C1; AS_Tx_C2];
20 AoD = [AoD_C1; AoD_C2];
21 AS_Rx = [AS_Rx_C1; AS_Rx_C2];
22 AoA = [AoA_C1; AoA_C2];
23
24 MaxNcTx = size(AS_Tx, 1); % Maximo numero de cluster Tx a traves de todos los
    caminos
25 MaxNcRx = size(AS_Rx, 1); % Maximo numero de cluster Rx a traves de todos los
    caminos
26
27 % Clusters no-nulo para cada camino
28 validClustersTx = ~isinf(AS_Tx);
29 validClustersRx = ~isinf(AS_Rx);
30
31 NcTx = sum(validClustersTx, 1); % Actual numero de cluster Tx para cada camino
32 NcRx = sum(validClustersRx, 1); % Actual numero de cluster Rx para cada camino
33
34 %Inicializacion de matrices correlacin Tx y Rx
35 TxMatrizCorrelacion = zeros(Nt, Nt, Np);
36 RxMatrizCorrelacion = zeros(Nr, Nr, Np);
37
38 % Ciclo numero de caminos
39 for ip = 1:Np
40
41     % Calculo de matrices correlacion Tx
42     Rt_XX = zeros(1, Nt);
43     Rt_XY = zeros(1, Nt);
44
45     phi0Tx = AoD(:,ip) * pi/180;
46     sigmaTx = AS_Tx(:, ip) * pi/180;
47     delta_theta = 180 * pi/180;
48
49     % Calculo de coeficientes de normalizacion aproximados
50     QTx = calculateQ(NcTx(ip), pdb1(ip), pdb2(ip), sigmaTx, delta_theta);
51
52     for ic = 1:MaxNcTx
53         if validClustersTx(ic, ip) == 1 % Verifica si es un cluster valido
54             if NcTx(ip) == 1
55                 iq = 1;
56                 else

```

```

57         iq = ic;
58     end
59     Rt_XX = Rt_XX + QTx(iq) * calculateR_XX(Nt, TxEspacio, ...
60         sigmaTx(ic), phi0Tx(ic), delta_theta);
61     Rt_XY = Rt_XY + QTx(iq) * calculateR_XY(Nt, TxEspacio, ...
62         sigmaTx(ic), phi0Tx(ic), delta_theta);
63 end
64 end
65 TxMatrizCorrelacion(:, :, ip) = toeplitz(Rt_XX + sqrt(-1)* Rt_XY);
66 for it = 1:Nt
67     TxMatrizCorrelacion(it, it, ip) = 1;    % Asegura que los elementos de la
68                                             % diagonal sean exactamente 1
69 end
70
71 % % Calculo de matrices correlacion Rx
72 Rr_XX = zeros(1, Nr);
73 Rr_XY = zeros(1, Nr);
74
75 phi0Rx = AoA(:, ip) * pi/180;
76 sigmaRx = AS_Rx(:, ip) * pi/180;
77
78 % Calculo de coeficientes de normalizacion aproximados
79 QRx = calculateQ(NcRx(ip), pdbl(ip), pdb2(ip), sigmaRx, delta_theta);
80
81 for ic = 1:MaxNcRx
82     if validClustersRx(ic, ip) == 1 % Verifica si es un cluster valido
83         if NcRx(ip) == 1
84             iq = 1;
85         else
86             iq = ic;
87         end
88         Rr_XX = Rr_XX + QRx(iq) * calculateR_XX(Nt, RxEspacio, ...
89             sigmaRx(ic), phi0Rx(ic), delta_theta);
90         Rr_XY = Rr_XY + QRx(iq) * calculateR_XY(Nt, RxEspacio, ...
91             sigmaRx(ic), phi0Rx(ic), delta_theta);
92     end
93 end
94 RxMatrizCorrelacion(:, :, ip) = toeplitz(Rr_XX + sqrt(-1)* Rr_XY);
95 for ir = 1:Nr
96     RxMatrizCorrelacion(ir, ir, ip) = 1;    % Asegura que los elementos de la

```

```

97                                     % diagonal sean exactamente 1
98     end
99 end
100
101 function Q = calculateQ(Nc, pdb1, pdb2, sigma, delta_theta)
102 if Nc == 1
103     Q = 1/(1-exp(-sqrt(2)*delta_theta/sigma(sigma>-Inf)));
104 elseif Nc == 2
105     Q = zeros(1, 2);
106     Q(1) = 1/( 1-exp(-sqrt(2)*delta_theta/sigma(1)) ...
107         + (sigma(2)*10^(pdb2/10))/(sigma(1)*10^(pdb1/10)) ...
108         * (1-exp(-sqrt(2)*delta_theta/sigma(2))) );
109     Q(2) = Q(1) * (sigma(2)*10^(pdb2/10))/(sigma(1)*10^(pdb1/10));
110 end
111
112 function R_XX = calculateR_XX(N, spacing, sigma, phi0, delta_theta)
113
114
115 R_XX = zeros(1, N);
116 R_XX(1,1) = 1;
117
118 for n = 2:N
119     D = (n-1) * 2*pi* spacing;
120     R_XX(1, n) = besselj(0,D);
121     mInf = 100;
122     sum_m = 0;
123     for m = 1:mInf
124         sum_m = sum_m + besselj(2*m,D)* 1/((sqrt(2)/sigma)^2+(2*m)^2) * ...
125             cos(2*m*phi0).* ( sqrt(2)/sigma + exp(-sqrt(2)/sigma*delta_theta) ...
126             * (-sqrt(2)/sigma*cos(2*m*delta_theta) + 2*m*sin(2*m*delta_theta) ) );
127     end
128     R_XX(1, n) = R_XX(1, n) + sum_m * 4/(sqrt(2)*sigma);
129 end
130
131 function R_XY = calculateR_XY(N, spacing, sigma, phi0, delta_theta)
132
133 R_XY = zeros(1, N);
134 R_XY(1,1) = 0;
135
136 for n = 2:N

```

```

137     D = (n-1) * 2*pi* spacing;
138     R_XY(1, n) = 0;
139     mInf = 100;
140     sum_m = 0;
141     for m = 0:mInf
142         sum_m = sum_m + besselj(2*m+1,D)* 1/((sqrt(2)/sigma)^2+(2*m+1)^2) ...
143             * sin((2*m+1)*phi0) .* ( sqrt(2)/sigma + exp(-sqrt(2)/sigma*
delta_theta) ...
144             * (-sqrt(2)/sigma*cos((2*m+1)*delta_theta) + (2*m+1)*sin((2*m+1)*
delta_theta) ) );
145     end
146     R_XY(1, n) = R_XY(1, n) + sum_m * 4/(sqrt(2)*sigma);
147 end

```

Matlab Code: Forma de onda Envolvente de Desvanecimiento

```

1  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
2  %%%%%%%%%%%%%%      VISUALIZACION CANAL      %%%%%%%%%%%%%%
3  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
4
5  %La forma de onda de la envolvente de desvanecimiento es
6  %estimada a traves de las ganancias complejas de camino
7
8  %Envolvente de desvanecimiento entre link Tx1-Rx1 y Tx2-Rx1
9  switch Tx
10     case 2
11         figure
12         semilogy(abs(canal(:,1,1,1)), 'b');
13         hold on; grid on;
14         semilogy(abs(canal(:,1,2,1)), 'r');
15         legend('Link Tx1-Rx1', 'Link Tx2-Rx1');
16         xlabel('Numero de Muestras'); ylabel('Nivel de la seal (dB)');
17
18
19  %Envolvente de desvanecimiento entre link Tx1-Rx2 y Tx2-Rx2
20  figure;

```

```

21 semilogy(abs(canal(:,1,1,2)), 'b');
22 hold on; grid on;
23 semilogy(abs(canal(:,1,2,2)), 'r');
24 legend('Link Tx1-Rx2', 'Link Tx2-Rx2');
25 xlabel('Nmero de Muestras'); ylabel('Nivel de la seal (dB)');
26
27
28 %Envolvente de desvanecimiento entre link Tx1-Rx1 y Tx1-Rx2
29 figure;
30 semilogy(abs(canal(:,1,1,1)), 'b');
31 hold on; grid on;
32 semilogy(abs(canal(:,1,1,2)), 'r');
33 legend('Link Tx1-Rx1', 'Link Tx1-Rx2');
34 xlabel('Nmero de Muestras'); ylabel('Nivel de la seal (dB)');
35
36
37 %Envolvente de desvanecimiento entre link Tx2-Rx1 y Tx2-Rx2
38 figure;
39 semilogy(abs(canal(:,1,2,1)), 'b');
40 hold on; grid on;
41 semilogy(abs(canal(:,1,2,2)), 'r');
42 legend('Link Tx2-Rx1', 'Link Tx2-Rx2');
43 xlabel('Nmero de Muestras'); ylabel('Nivel de la seal (dB)');
44
45     case 3
46         %Envolvente de desvanecimiento entre link Tx1-Rx1,Tx2-Rx1 y Tx3-Rx1
47     figure
48     semilogy(abs(canal(:,1,1,1)), 'b');
49     hold on; grid on;
50     semilogy(abs(canal(:,1,2,1)), 'r');
51     hold on; grid on;
52     semilogy(abs(canal(:,1,3,1)), 'g');
53     legend('Link Tx1-Rx1', 'Link Tx2-Rx1', 'Link Tx3-Rx1');
54     xlabel('Nmero de Muestras'); ylabel('Nivel de la seal (dB)');
55
56
57 %Envolvente de desvanecimiento entre link Tx1-Rx2,Tx2-Rx2 y Tx3-Rx2
58 figure;
59 semilogy(abs(canal(:,1,1,2)), 'b');
60 hold on; grid on;

```

```
61 semilogy(abs(canal(:,1,2,2)), 'r');
62 hold on; grid on;
63 semilogy(abs(canal(:,1,3,2)), 'g');
64 legend('Link Tx1-Rx2', 'Link Tx2-Rx2', 'Link Tx3-Rx2');
65 xlabel('Nmero de Muestras'); ylabel('Nivel de la seal (dB)');
66
67
68 %Envolvente de desvanecimiento entre link Tx1-Rx1, Tx1-Rx2 y Tx1-Rx3
69 figure;
70 semilogy(abs(canal(:,1,1,1)), 'b');
71 hold on; grid on;
72 semilogy(abs(canal(:,1,1,2)), 'r');
73 hold on; grid on;
74 semilogy(abs(canal(:,1,1,3)), 'g');
75 legend('Link Tx1-Rx1', 'Link Tx1-Rx2', 'Link Tx1-Rx3');
76 xlabel('Nmero de Muestras'); ylabel('Nivel de la seal (dB)');
77
78
79 %Envolvente de desvanecimiento entre link Tx2-Rx1, Tx2-Rx2 y Tx2-Rx3
80 figure;
81 semilogy(abs(canal(:,1,2,1)), 'b');
82 hold on; grid on;
83 semilogy(abs(canal(:,1,2,2)), 'r');
84 hold on; grid on;
85 semilogy(abs(canal(:,1,2,3)), 'g');
86 legend('Link Tx2-Rx1', 'Link Tx2-Rx2', 'Link Tx2-Rx3');
87 xlabel('Nmero de Muestras'); ylabel('Nivel de la seal (dB)');
88
89 %Envolvente de desvanecimiento entre link Tx3-Rx1, Tx3-Rx2 y Tx3-Rx3
90 figure;
91 semilogy(abs(canal(:,1,3,1)), 'b');
92 hold on; grid on;
93 semilogy(abs(canal(:,1,3,2)), 'r');
94 hold on; grid on;
95 semilogy(abs(canal(:,1,3,3)), 'g');
96 legend('Link Tx3-Rx1', 'Link Tx3-Rx2', 'Link Tx3-Rx3');
97 xlabel('Nmero de Muestras'); ylabel('Nivel de la seal (dB)');
98
99 %Envolvente de desvanecimiento entre link Tx1-Rx3, Tx2-Rx3 y Tx3-Rx3
100 figure
```

```

101 semilogy(abs(canal(:,1,1,3)), 'b');
102 hold on; grid on;
103 semilogy(abs(canal(:,1,2,3)), 'r');
104 hold on; grid on;
105 semilogy(abs(canal(:,1,3,3)), 'g');
106 legend('Link Tx1-Rx3', 'Link Tx2-Rx3', 'Link Tx3-Rx3');
107 xlabel('Número de Muestras'); ylabel('Nivel de la seal (dB)');
108
109     case 4
110
111         %Envolvente de desvanecimiento entre link Tx1-Rx1,Tx2-Rx1,Tx3-Rx1 y Tx4-
           Rx1
112 figure
113 semilogy(abs(canal(:,1,1,1)), 'b');
114 hold on; grid on;
115 semilogy(abs(canal(:,1,2,1)), 'r');
116 hold on; grid on;
117 semilogy(abs(canal(:,1,3,1)), 'g');
118 hold on; grid on;
119 semilogy(abs(canal(:,1,4,1)), 'c');
120 legend('Link Tx1-Rx1', 'Link Tx2-Rx1', 'Link Tx3-Rx1', 'Link Tx4-Rx1');
121 xlabel('Número de Muestras'); ylabel('Nivel de la seal (dB)');
122
123
124 %Envolvente de desvanecimiento entre link Tx1-Rx2,Tx2-Rx2,Tx3-Rx2 y Tx4-Rx2
125 figure;
126 semilogy(abs(canal(:,1,1,2)), 'b');
127 hold on; grid on;
128 semilogy(abs(canal(:,1,2,2)), 'r');
129 hold on; grid on;
130 semilogy(abs(canal(:,1,3,2)), 'g');
131 hold on; grid on;
132 semilogy(abs(canal(:,1,4,2)), 'c');
133 legend('Link Tx1-Rx2', 'Link Tx2-Rx2', 'Link Tx3-Rx2', 'Link Tx4-Rx2');
134 xlabel('Número de Muestras'); ylabel('Nivel de la seal (dB)');
135
136
137 %Envolvente de desvanecimiento entre link Tx1-Rx3,Tx2-Rx3,Tx3-Rx3 y Tx4-Rx3
138 figure
139 semilogy(abs(canal(:,1,1,3)), 'b');

```



```
140 hold on; grid on;
141 semilogy(abs(canal(:,1,2,3)), 'r');
142 hold on; grid on;
143 semilogy(abs(canal(:,1,3,3)), 'g');
144 hold on; grid on;
145 semilogy(abs(canal(:,1,4,3)), 'c');
146 legend('Link Tx1-Rx3', 'Link Tx2-Rx3', 'Link Tx3-Rx3', 'Link Tx4-Rx3');
147 xlabel('Nmero de Muestras'); ylabel('Nivel de la seal (dB)');
148
149 %Envolvente de desvanecimiento entre link Tx1-Rx4, Tx2-Rx4, Tx3-Rx4 y Tx4-Rx4
150 figure
151 semilogy(abs(canal(:,1,1,4)), 'b');
152 hold on; grid on;
153 semilogy(abs(canal(:,1,2,4)), 'r');
154 hold on; grid on;
155 semilogy(abs(canal(:,1,3,4)), 'g');
156 hold on; grid on;
157 semilogy(abs(canal(:,1,4,4)), 'c');
158 legend('Link Tx1-Rx4', 'Link Tx2-Rx4', 'Link Tx3-Rx4', 'Link Tx4-Rx4');
159 xlabel('Nmero de Muestras'); ylabel('Nivel de la seal (dB)');
160
161 %Envolvente de desvanecimiento entre link Tx1-Rx1, Tx1-Rx2, Tx1-Rx3 y Tx1-Rx4
162 figure
163 semilogy(abs(canal(:,1,1,1)), 'b');
164 hold on; grid on;
165 semilogy(abs(canal(:,1,1,2)), 'r');
166 hold on; grid on;
167 semilogy(abs(canal(:,1,1,3)), 'g');
168 hold on; grid on;
169 semilogy(abs(canal(:,1,1,4)), 'c');
170 legend('Link Tx1-Rx1', 'Link Tx1-Rx2', 'Link Tx1-Rx3', 'Link Tx1-Rx4');
171 xlabel('Nmero de Muestras'); ylabel('Nivel de la seal (dB)');
172
173
174 %Envolvente de desvanecimiento entre link Tx2-Rx1, Tx2-Rx2, Tx2-Rx3 y Tx2-Rx4
175 figure;
176 semilogy(abs(canal(:,1,2,1)), 'b');
177 hold on; grid on;
178 semilogy(abs(canal(:,1,2,2)), 'r');
179 hold on; grid on;
```

```
180 semilogy(abs(canal(:,1,2,3)), 'g');
181 hold on; grid on;
182 semilogy(abs(canal(:,1,2,4)), 'c');
183 legend('Link Tx2-Rx1', 'Link Tx2-Rx2', 'Link Tx2-Rx3', 'Link Tx2-Rx4');
184 xlabel('Nmero de Muestras'); ylabel('Nivel de la seal (dB)');
185
186
187 %Envolvente de desvanecimiento entre link Tx3-Rx1,Tx3-Rx2,Tx3-Rx3 y Tx3-Rx4
188 figure
189 semilogy(abs(canal(:,1,3,1)), 'b');
190 hold on; grid on;
191 semilogy(abs(canal(:,1,3,2)), 'r');
192 hold on; grid on;
193 semilogy(abs(canal(:,1,3,3)), 'g');
194 hold on; grid on;
195 semilogy(abs(canal(:,1,3,4)), 'c');
196 legend('Link Tx3-Rx1', 'Link Tx3-Rx2', 'Link Tx3-Rx3', 'Link Tx3-Rx4');
197 xlabel('Nmero de Muestras'); ylabel('Nivel de la seal (dB)');
198
199 %Envolvente de desvanecimiento entre link Tx4-Rx1,Tx4-Rx2,Tx4-Rx3 y Tx4-Rx4
200 figure
201 semilogy(abs(canal(:,1,4,1)), 'b');
202 hold on; grid on;
203 semilogy(abs(canal(:,1,4,2)), 'r');
204 hold on; grid on;
205 semilogy(abs(canal(:,1,4,3)), 'g');
206 hold on; grid on;
207 semilogy(abs(canal(:,1,4,4)), 'c');
208 legend('Link Tx4-Rx1', 'Link Tx4-Rx2', 'Link Tx4-Rx3', 'Link Tx4-Rx4');
209 xlabel('Nmero de Muestras'); ylabel('Nivel de la seal (dB)');
210
211
212 end
```

Apéndice B

Guía de Usuario

La siguiente interfaz gráfica de usuario permite la introducción en la tecnología de los sistemas de comunicaciones con antenas MIMO a lo largo de su evolución histórica, incrementando el interés en esta área particular de investigación para los cursos de Comunicaciones Inalámbricas en la Escuela de Telecomunicaciones de la Universidad de Carabobo, donde los estudiantes podrán usar esta herramienta como soporte didáctico

¿Cómo empezar?

Una vez abierto Matlab, Ubicar la ruta donde se encuentra la carpeta «**SISTE-MAMIMO**» como se muestra en [2.1](#).

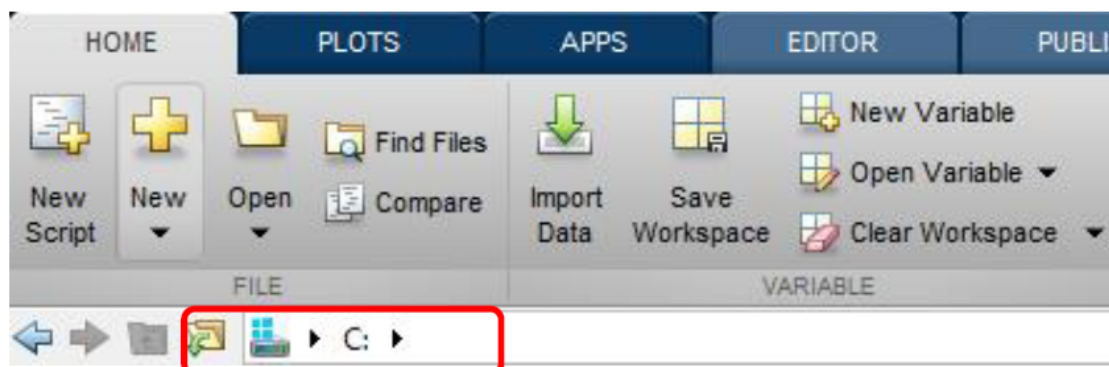


Figura 2.1: Pagina Principal Matlab

Y luego en el command window de Matlab ingresar **SISTEMAMIMO** (Ver Figura 2.2)

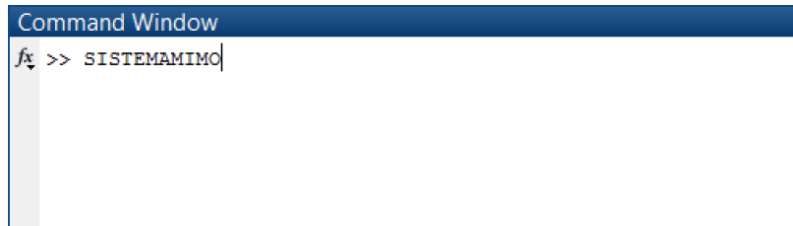


Figura 2.2: Command Window Matlab

Al ingresar al sistema, el usuario podrá acceder a cualquiera de las opciones contenidas en su permisología (Ver Figura 2.3)

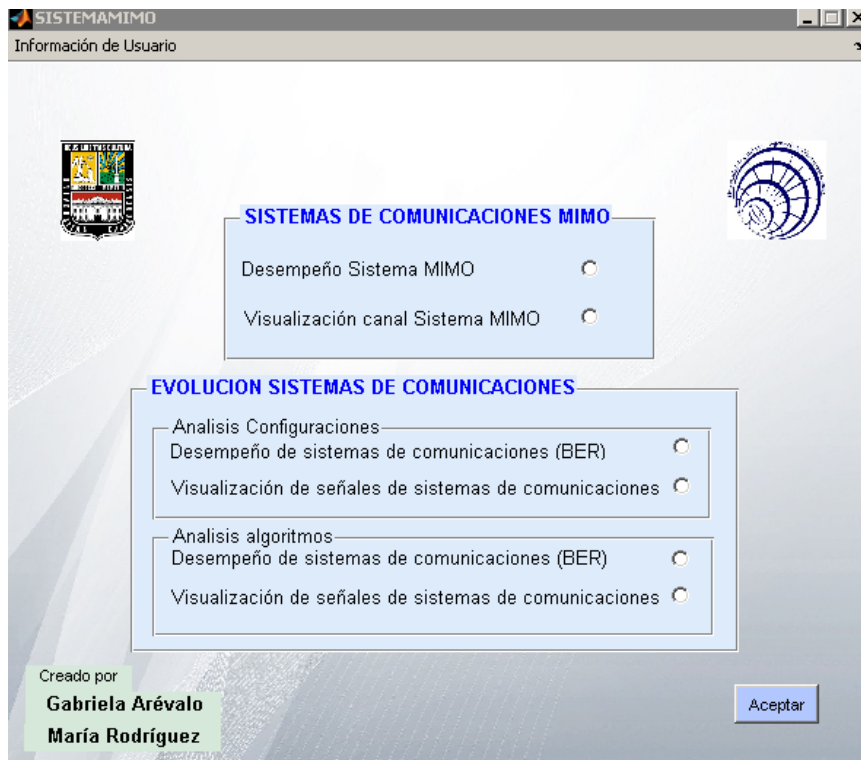


Figura 2.3: Principal de la Interfaz

A continuación se presentará la pantalla principal del sistema, en la cual se podrá acceder a los diferentes módulos para realizar las funciones asignadas.

SISTEMAS DE COMUNICACIONES MIMO

Desempeño de Sistema MIMO (BER): En esta sección se puede observar el desempeño de los sistemas de comunicaciones con antenas MIMO 2x2, 3x3 o 4x4 a través del BER con la ayuda de la herramienta de Matlab «bertool» tomando en cuenta la correlación del canal inalámbrico entre el transmisor y receptor del sistema de comunicaciones MIMO.

Visualización canal Sistema MIMO: Aquí el usuario podrá simular y observar los diferentes enlaces del canal entre el arreglo transmisor y receptor del sistema de comunicaciones MIMO con desvanecimiento flat fading y correlación entre sus distintos subcanales.

EVOLUCION SISTEMAS DE COMUNICACIONES

Análisis Configuraciones

Desempeño de Sistemas de comunicaciones (BER): Para realizar un análisis evolutivo completo acerca de los sistemas MIMO los resultados obtenidos se ilustran por medio de cuadros que muestran curvas de desempeño en donde se observa la tasa de Error de Bit y la energía de Bit utilizada, graficadas por la herramienta de Matlab «bertool». En esta sección se puede observar y comparar el desempeño de los sistemas de comunicaciones SISO, SIMO, MISO y MIMO suponiendo un canal Rayleigh con desvanecimiento plano e incorrelado (Ver Figura 2.4)



Figura 2.4: Análisis Configuraciones

Visualización de señales del sistema de comunicaciones: El usuario podrá realizar un estudio acerca de la señal analógica transmitida y recibida por los distintos sistemas de comunicaciones (SISO, SIMO, MISO y MIMO) además del espectro de dichas señales y así apreciar la calidad de los sistemas de comunicaciones inalámbricos anteriormente descritos (Ver Figura 2.5)



Figura 2.5: Visualización de señales del sistema de comunicaciones

Análisis Algoritmos

Desempeño de Sistemas de comunicaciones (BER): En la siguiente etapa se puede realizar el estudio y comparación de los distintos tipos de algoritmos de detección para Sistemas de comunicaciones MIMO 2x2, 3x3, 4x4, tales como ZF-SIC, MMSE-SIC y ML y poder observar las diferencias entre complejidad y desempeño (Ver Figura 2.6)



Figura 2.6: Análisis Algoritmos

Visualización de señales del sistema de comunicaciones: En esta etapa el usuario tiene la posibilidad de realizar un estudio de la señal analógica transmitida y recibida por los distintos sistemas de comunicaciones MIMO con los distintos algoritmos de detección disponibles para el estudio, como lo son ZF-SIC, MMSE-SIC y ML además del espectro de dichas señales y así apreciar la calidad de los sistemas de comunicaciones inalámbricos anteriormente descritos(Ver Figura 2.7)

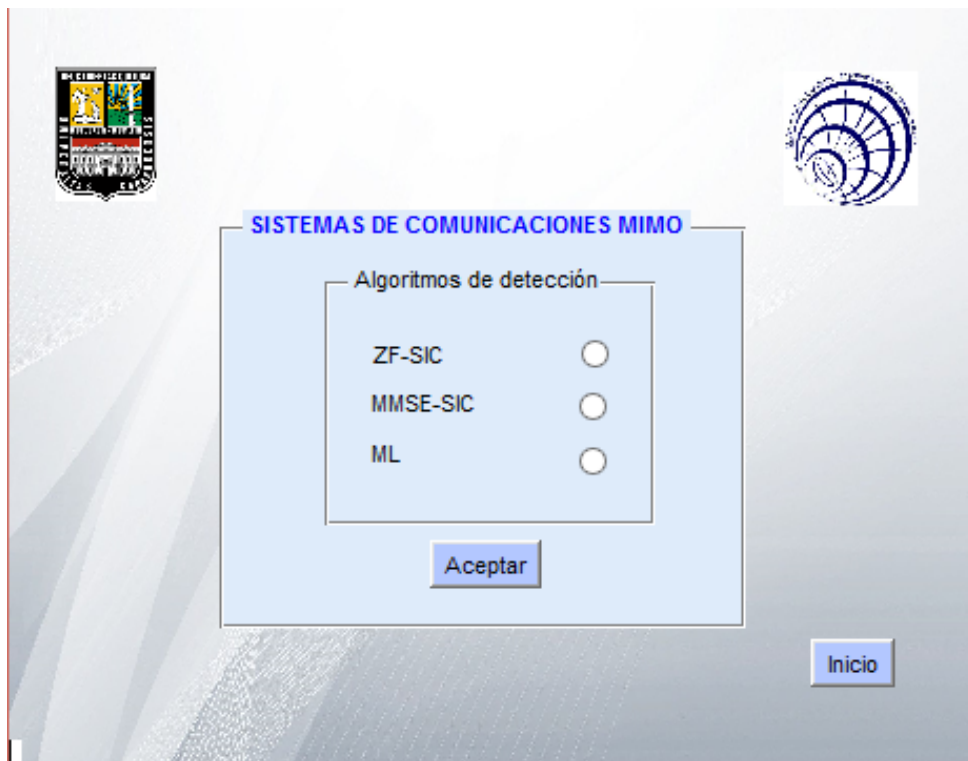


Figura 2.7: Visualización de señales del sistema de comunicaciones con Algoritmos

Pasos a seguir

Primer paso: Una vez seleccionada la opción deseada, se observará en la pantalla principal el sistema como en muestra en la figura 2.8 el cual está conformado por un módulo transmisor, canal inalámbrico y receptor.



Figura 2.8: Sistema MIMO Interfaz

Para ingresar en cada uno de los módulos hacer «doble click» sobre ellos.

Segundo paso: Una vez dentro, el usuario podrá cambiar las variables del sistema como se muestra en el ejemplo (Ver Figura 2.9 y 2.10)

Ejemplo

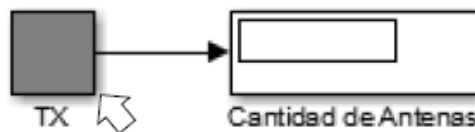


Figura 2.9: Boton

Ubicados en la sección «Parámetros de control» como se muestra en 2.11

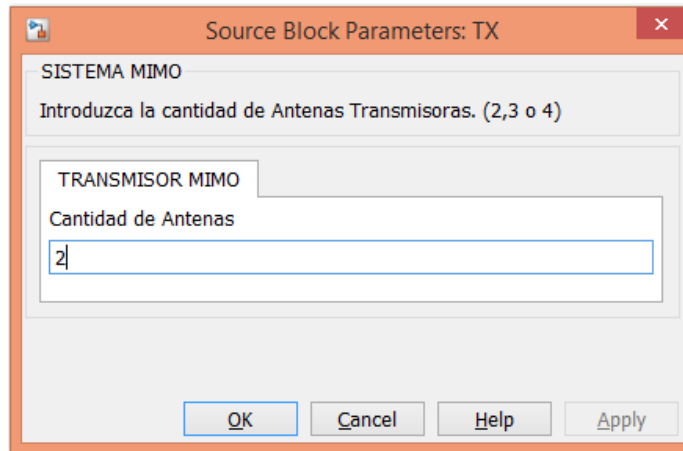


Figura 2.10: Casilla de ingreso de valores

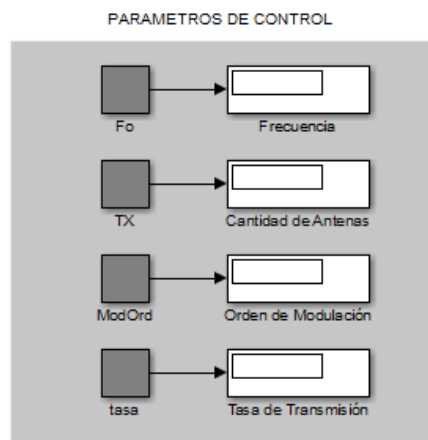


Figura 2.11: Paramteros de Control

Para los sistemas MIMO y MISO se encontrará también como variable los siguientes bloques:

Para el transmisor se tiene el bloque «codificador OSTBC» como se muestra en la figura 2.12

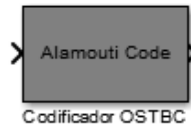


Figura 2.12: Bloque Codificador OSTBC

En el cual se puede modificar las siguientes variables permitidas

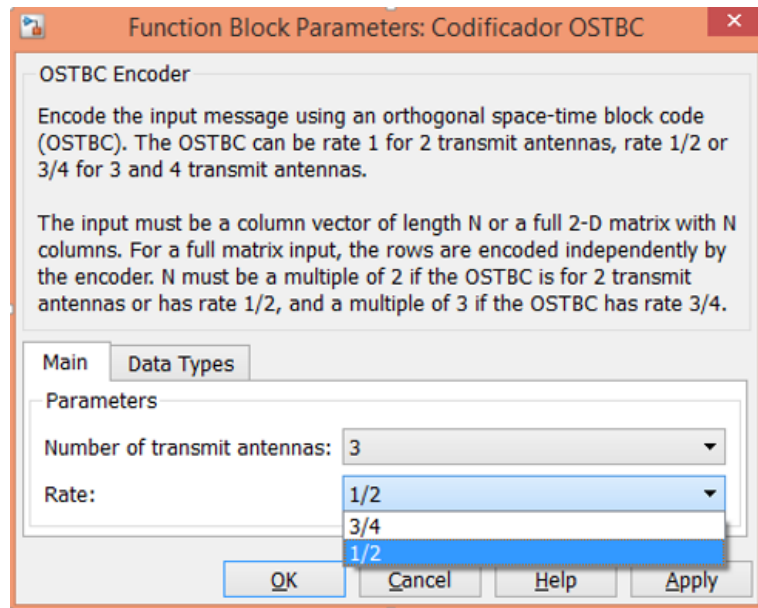


Figura 2.13: Codificador OSTBC interfaz

Para el canal se tiene el bloque «Canal MIMO» como se muestra en la figura 2.14

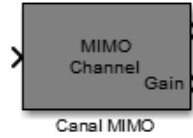


Figura 2.14: Bloque Canal MIMO

En el cual se puede modificar las siguientes variables permitidas

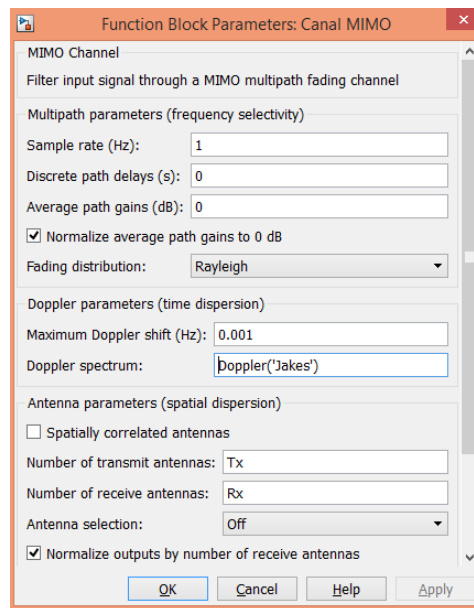


Figura 2.15: Canal MIMO interfaz

Para el receptor se tiene el bloque «Combinador OSTBC» como se muestra en la figura 2.16

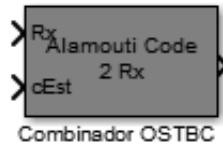


Figura 2.16: Bloque Combinador OSTBC

En el cual se puede modificar las siguientes variables permitidas

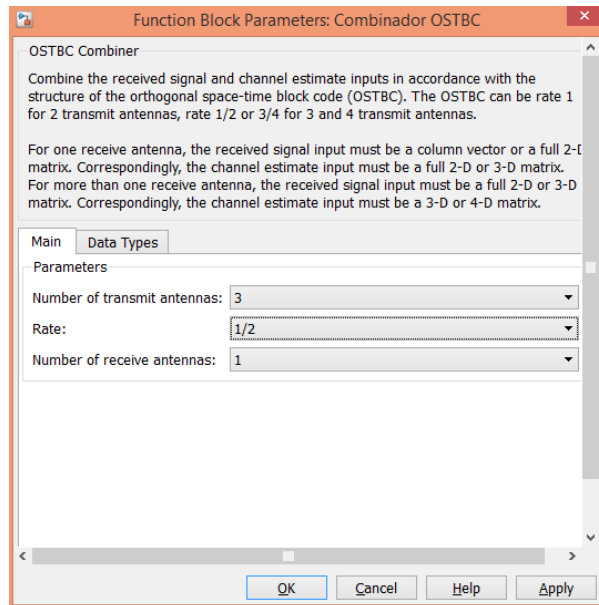


Figura 2.17: Combinador OSTBC Interfaz

NOTA: Para sistemas MIMO las únicas combinaciones permitidas son 2×2 , 3×3 y 4×4 . No están permitidas aquellas combinaciones como 2×3 , 2×4 , 3×2 , 3×4 , 4×3 , 4×2 , entre otras donde la cantidad de antenas transmisoras no sea igual a la cantidad de antenas receptoras.

Tercer paso: Una vez modificados los parámetros deseados guardar los cambios realizados como se muestra en la figura 2.18 cio

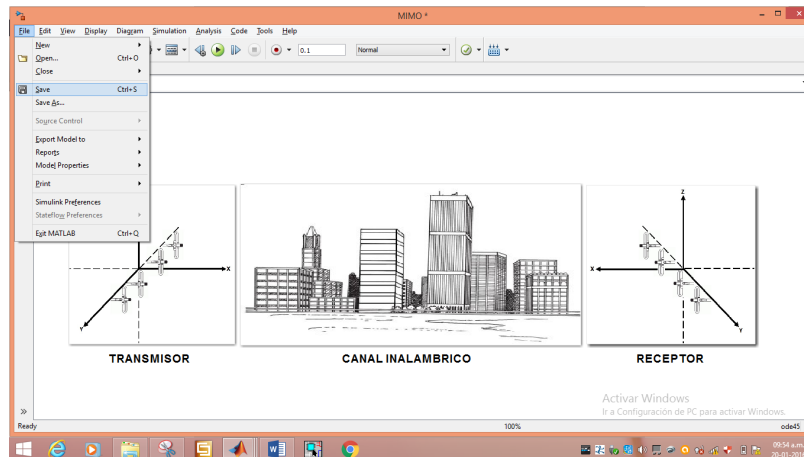


Figura 2.18: Guardar Cambios

Cuarto paso: Hacer «click» en el botón «RUN» ubicado en la parte superior en la barra de herramientas de SIMULINK como se muestra en la figura 2.19, apreciando los resultados obtenidos en el display de desempeño (Figura 2.20) en la etapa receptora.

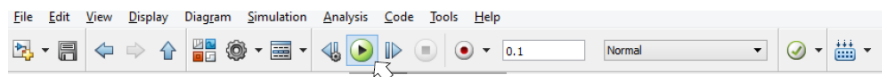


Figura 2.19: Barra de Herramientas Simulink

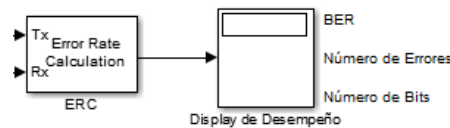


Figura 2.20: Display de desempeño etapa receptora

Quinto paso: En el caso de estudiar el desempeño del BER, la configuración de la herramienta «Bertool» se modifica de la siguiente manera.

Ejemplo

Seleccionar la pestaña «Monte Carlo»

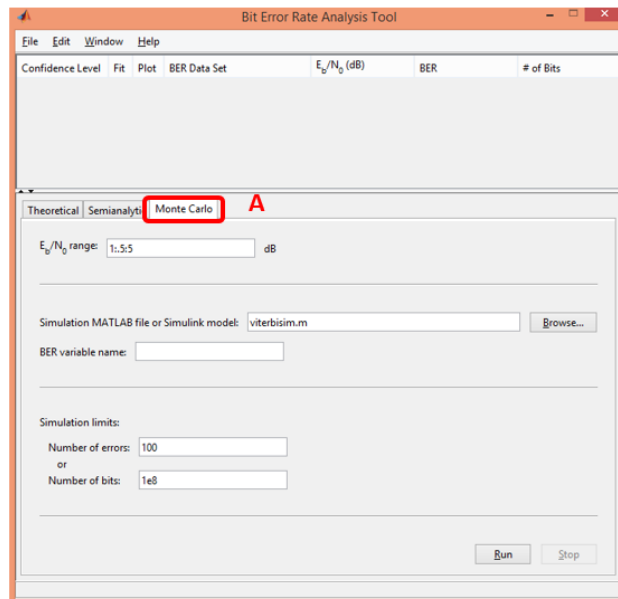


Figura 2.21: Paso A

Ajustar el rango de Eb/No deseado

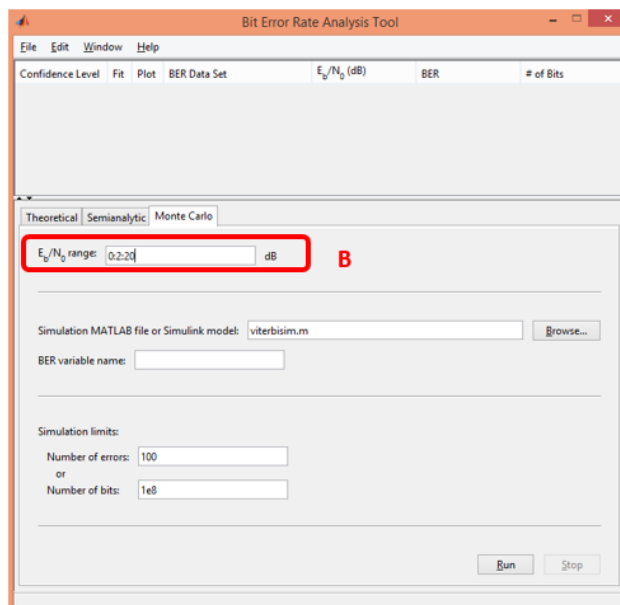


Figura 2.22: Paso B

Seleccionar la ruta de ubicación del archivo del sistema modificado, mediante la pestaña «Browse»

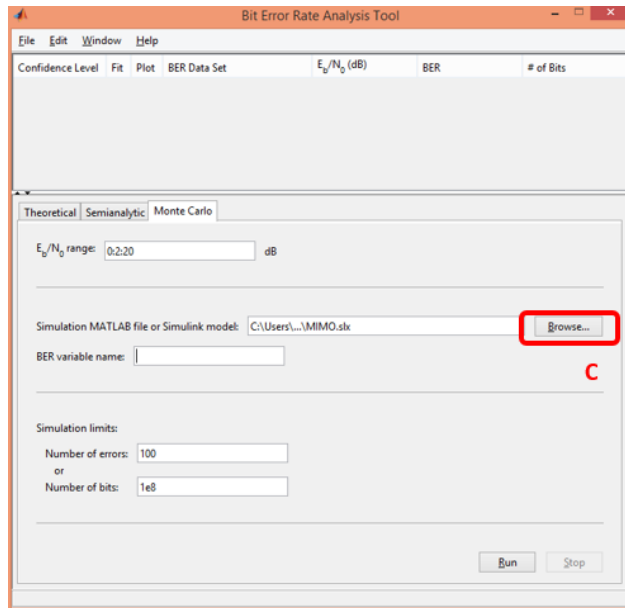


Figura 2.23: Paso C

NOTA: Los nombres correspondientes a cada archivo se muestran en las siguientes tablas

SISTEMAS DE COMUNICACIONES MIMO

Nombre del Archivo	Opción
MIMO	Desempeño sistema MIMO (BER)
MIMOVIS	Visualización canal sistema MIMO

Tabla 2.1: Nombres de Archivo para SISTEMAS DE COMUNICACIONES MIMO

EVOLUCION SISTEMAS DE COMUNICACIONES

Nombre del Archivo	Opción
SISTEMA _S ISOBER	Desempeño de Sistemas de comunicaciones BER
SISTEMA _S IMOVER	Desempeño de Sistemas de comunicaciones BER
SISTEMA _M ISOBER	Desempeño de Sistemas de comunicaciones BER
SISTEMA _M IMO2BER	Desempeño de Sistemas de comunicaciones BER
SISTEMA _Z FBER	Desempeño de Sistemas de comunicaciones BER
SISTEMA _M MSEBER	Desempeño de Sistemas de comunicaciones BER
SISTEMA _M LBER	Desempeño de Sistemas de comunicaciones BER
VSCONFIGURACIONES	Desempeño de Sistemas de comunicaciones BER
VSALGORITMOS	Desempeño de Sistemas de comunicaciones BER
SISTEMA _S ISO	Visualización señales sistema de comunicaciones
SISTEMA _S IMO	Visualización señales sistema de comunicaciones
SISTEMA _M ISO	Visualización señales sistema de comunicaciones
SISTEMA _M IMO2	Visualización señales sistema de comunicaciones
SISTEMA _Z F	Visualización señales sistema de comunicaciones
SISTEMA _M MSE	Visualización señales sistema de comunicaciones
SISTEMA _M L	Visualización señales sistema de comunicaciones

Tabla 2.2: Nombres de Archivo para EVOLUCION SISTEMAS DE COMUNICACIONES

Una vez escogido el nombre correspondiente ingresar el nombre de la variable BER la cual debe coincidir con el nombre de la variable asignada en el sistema en la etapa receptora como se muestra a continuación.

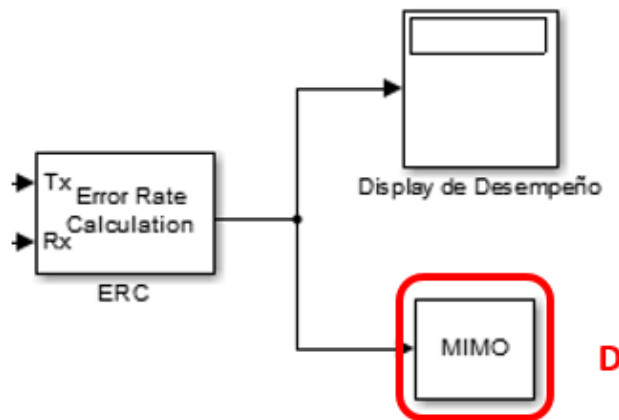


Figura 2.24: Paso D

NOTA: Se debe tener en cuenta que el nombre de la variable del «paso D» cambia según el sistema, por lo tanto al escoger la opción de comparación entre Algoritmos o Configuraciones, en el «paso E» se debe simular un sistema a la vez de este modo se debe colocar el nombre de la variable BER correspondiente para cada caso.

Una vez realizar los cambios pertinentes pulsar «RUN» para comenzar la simulación.

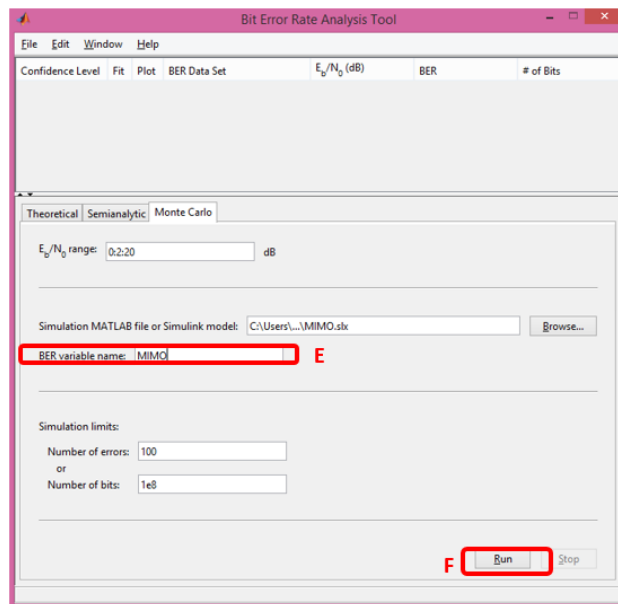


Figura 2.25: Paso E y F

ADVERTENCIA: En el caso de que la simulación se detenga sin haber finalizado el rango Eb/No establecido (esto debido a sobrecarga del sistema), volver a pulsar el botón «RUN» hasta que dicho rango finalice, y volver a simular nuevamente.

Apéndice C

Prácticas de Laboratorio

Referencias Bibliográficas

- [1] Alexis Dowhuszko. «Teoría de la transmisión de información sobre canales MIMO inalámbricos con múltiples usuarios». En: (2010).
- [2] Ronald Gilberto Rojas Perez. «Desarrollo de un prototipo para el análisis de radiopropagación en redes inalámbricas en edificios utilizando archicad». Tesis doct.
- [3] Josmary Labrador Briceño. «Técnicas basadas en decisión para sistemas MIMO». Tesis doct. Universidade da Coruña, 2013.
- [4] J. G. Proakis y J. Salehi. *Digital Communications*. 1983.
- [5] Andrea Goldsmith. *Wireless communications*. Cambridge university press, 2005.
- [6] Arogyaswami Paulraj, Rohit Nabar y Dhananjay Gore. *Introduction to space-time wireless communications*. Cambridge university press, 2003.
- [7] Theodore S Rappaport y col. *Wireless communications: principles and practice*. Vol. 2. prentice hall PTR New Jersey, 1996.
- [8] Alex B Gershman y Nikos D Sidiropoulos. *Space-time processing for MIMO communications*. Wiley Online Library, 2005.
- [9] Luis M Correia. *Wireless flexible personalized communications*. John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [10] Vinko Erceg. «TGn channel models». En: *IEEE 802.11 document 03/940r4* (2004).
- [11] Antonio Forenza, David J Love y Robert W Heath Jr. «Simplified spatial correlation models for clustered MIMO channels with different array configurations». En: *Vehicular Technology, IEEE Transactions on* 56.4 (2007), págs. 1924-1934.

- [12] Angel Lozano, Farrokh R Farrokhi, Reinaldo Valenzuela y col. «Lifting the limits on high speed wireless data access using antenna arrays». En: *Communications Magazine, IEEE* 39.9 (2001), págs. 156-162.
- [13] Gerard J Foschini y Michael J Gans. «On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas». En: *Wireless personal communications* 6.3 (1998), págs. 311-335.
- [14] I Emre Telatar y col. «Capacity of multi-antenna Gaussian channels». En: *European transactions on telecommunications* 10.6 (1999), págs. 585-595.
- [15] Gerard J Foschini. «Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas». En: *Bell labs technical journal* 1.2 (1996), págs. 41-59.
- [16] Arogyaswami J Paulraj, Dhananjay Gore, Rohit U Nabar, Helmut Bölcskei y col. «An overview of MIMO communications-a key to gigabit wireless». En: *Proceedings of the IEEE* 92.2 (2004), págs. 198-218.
- [17] Seung Hoon Nam, Oh-Soon Shin y Kwang Bok Lee. «Transmit power allocation for a modified V-BLAST system». En: *Communications, IEEE Transactions on* 52.7 (2004), págs. 1074-1079.
- [18] Taesang Yoo y Andrea Goldsmith. «Capacity of fading MIMO channels with channel estimation error». En: *Communications, 2004 IEEE International Conference on*. Vol. 2. IEEE. 2004, págs. 808-813.
- [19] Muriel Medard. «The effect upon channel capacity in wireless communications of perfect and imperfect knowledge of the channel». En: *Information Theory, IEEE Transactions on* 46.3 (2000), págs. 933-946.
- [20] Alberto Ramos Paniagua y col. «Implementación de los algoritmos V-BLAST y comparación con los Space-Time codes para sistemas MIMO». En: (2008).
- [21] Peter W Wolniansky, Gerard J Foschini, GD Golden y Reinaldo A Valenzuela. «V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel». En: *Signals, Systems, and Electronics, 1998. ISSSE 98. 1998 URSI International Symposium on*. IEEE. 1998, págs. 295-300.

-
- [22] Ulrich Fincke y Michael Pohst. «Improved methods for calculating vectors of short length in a lattice, including a complexity analysis». En: *Mathematics of computation* 44.170 (1985), págs. 463-471.
- [23] Dimas Mavares Terán y col. *Estimación de canal y selección adaptativa de código espacio-tiempo en sistemas de diversidad en transmisión*. Universidad de Cantabria, 2006.
- [24] David Gómez Castillo y col. «Diseño de capa física para sistemas futuros de comunicaciones móviles». En: (2011).
- [25] Michel C Jeruchim, Philip Balaban y K Sam Shanmugan. *Simulation of communication systems: modeling, methodology and techniques*. Springer Science & Business Media, 2006.
- [26] Ye Geoffrey Li y Gordon L Stuber. *Orthogonal frequency division multiplexing for wireless communications*. Springer Science & Business Media, 2006.
- [27] Siavash M Alamouti. «A simple transmit diversity technique for wireless communications». En: *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on* 16.8 (1998), págs. 1451-1458.
- [28] Jeffrey G Andrews, Arunabha Ghosh y Rias Muhamed. *Fundamentals of WiMAX: understanding broadband wireless networking*. Pearson Education, 2007.