



Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ciencias

Posgrado en Ingeniería Electrónica

*Modelo Cuasi-óptimo de Selección de Antenas para Sistemas
MIMO*

TESIS

para obtener el grado de:

Maestría en Ingeniería Electrónica
con orientación en Telecomunicaciones

Presenta:

Ing. Rafael Aguilar González

© Rafael Aguilar González, 2011

Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ciencias

Posgrado en Ingeniería Electrónica

Los miembros del comité de tesis recomiendan la aceptación de la tesis de Rafael Aguilar González como un cumplimiento parcial de los requisitos para obtener el grado de:

Maestría en Ingeniería Electrónica

con orientación en Telecomunicaciones

Dr. Ulises Pineda Rico

Asesor

Dr. Enrique Stevens Navarro

Co-asesor

Dr. Martin Luna Rivera

Sinodal

Dr. Ángel Gabriel Rodríguez

Vázquez

Sinodal

Dra. Elvia Ruth Palacios

Hernández

Sinodal

Octubre 2011

Con cariño y amor:

A Dios, por todo lo que me ha dado.

A mis padres, por ayudarme a realizar mis sueños.

Agradecimientos

Sin lugar a dudas agradezco enormemente a mi papá Ignacio Aguilar y a mi mamá Ma. Guadalupe González, por el amor, el apoyo, la comprensión y sobretodo la paciencia que me han tenido, porque sin ellos no podría haber llegado hasta este punto. A toda mi familia, en especial a mis hermanos y sobrinos.

También agradezco a mis hermanos de la vida Luis Antonio Villanueva, Marco Antonio Castillo y Jannet Méndez, por compartir tantas aventuras juntos y por estar en los momentos buenos y malos.

Un agradecimiento especial a Cinthia Janneth Martinez, por la confianza puesta en mí desde un principio, por las palabras de aliento que llegaban en el momento justo y por compartir tantas noches de desvelo en pro de la ciencia.

Gracias a mis asesores: Ulises Pineda por dejarme proponer, por no limitar mis ganas de desarrollar cosas nuevas y por compartirme de sus conocimientos, y a Enrique Stevens por el apoyo brindado desde mis inicios en esta institución y por estar pendiente del desarrollo de este trabajo. Gracias a ambos por brindarme la oportunidad de ser su colaborador, por el acercamiento que tuvieron y por la infinidad de momentos agradables que compartimos.

También agradecer a José Luis Tecpanecat1 por los consejos aportados y las pláticas amenas que tuvimos. De la misma manera, a Martin Luna por el interés y los comentarios que enriquecieron este trabajo.

Gracias a todas y cada una de las personas con la que conviví en este periodo de dos años, en especial a la gente del laboratorio de Desarrollo Tecnológico y a mis compañeros de la generación 2010.

Agradezco a CONACYT por la beca proporcionada (Becario: 230022).

Este trabajo fue apoyado con ayuda de PROMEP /103,5/10/4520 y FAI: C10–FAI–05 – 10,38.

Rafael Aguilar González

*Universidad Autónoma de San Luis Potosí
Octubre 2011*

Modelo Cuasi-óptimo de Selección de Antenas para Sistemas

MIMO

Rafael Aguilar González

Universidad Autónoma de San Luis Potosí, 2011

Resumen

En los últimos años ha surgido un gran interés por tener mayores avances en los sistemas de comunicación personal. Por lo tanto, una tendencia para obtener mejores resultados se enfoca hacia los sistemas MIMO (por sus siglas en inglés de Multiple Input Multiple Output). Son muchas las ventajas ofrecidas por los sistemas MIMO. El grado de los beneficios que arrojan dichos sistemas incrementa acorde al tamaño del arreglo de las antenas, en donde a la par de las ventajas también aumenta el costo económico y la complejidad. La Selección de Antenas es una técnica que cuenta con las propiedades de un sistema MIMO de gran tamaño, pero con costo reducido. En este trabajo de tesis se proponen algunos algoritmos de Selección de Antenas. El primero de ellos se denomina Near Optimal (NeO) y fue nombrado así debido a que sus resultados en desempeño y capacidad son muy similares a la Selección Óptima de Antenas, con la diferencia de que el algoritmo propuesto tiene aproximadamente la mitad de la complejidad que este último. El segundo algoritmo propuesto es una aplicación para redes de sensores, el cual se ha nombrado Adaptive Antenna Selection to Information (AASI), ofrece un consumo reducido de batería en nodos sensores, buena capacidad y desempeño para el rango de potencia de transmisión en el que oscilan las redes de sensores.

Índice General

Lista de Figuras	III
Lista de Tablas	v
Capítulo 1. Introducción	1
1.1. Objetivo	2
1.1.1. General	2
1.1.2. Específico	2
1.2. Justificación	2
1.3. Organización	3
1.4. Publicaciones Selectas	4
Capítulo 2. Antecedentes	5
2.1. Notación	5
2.2. Modelos de Canal	5
2.2.1. Canal Gaussiano	6
2.2.2. Canal Rayleigh	6
2.2.3. Canal Rician	7
2.2.4. Canal Correlacionado	8
2.3. Evaluación de Desempeño	8
2.3.1. Método Montecarlo	9
2.3.2. Razón Señal a Ruido	9
2.3.3. Tasa de Error de Bit	9
2.3.4. Capacidad	10
2.3.5. Complejidad	10
Capítulo 3. Sistemas de Múltiples Entradas Múltiples Salidas	13
3.1. Diversidad	13
3.1.1. Diversidad en Frecuencia	13
3.1.2. Diversidad en Tiempo	14
3.1.3. Diversidad Espacial	14
3.2. La Teoría MIMO	15

3.2.1. Arreglos de Antenas	15
3.2.2. Modulación	17
3.2.3. Codificación Espacio-Tiempo	18
3.2.4. Pre-codificación	20
3.2.5. Detectores	21
3.2.6. Múltiples Usuarios y Enlaces	23
3.2.7. Antenas Cooperativas	26
Capítulo 4. Selección de Antenas	27
4.1. Introducción	27
4.1.1. Modelo de Selección de Antenas usado en este Trabajo de Tesis . .	28
4.2. Selección Óptima	29
4.3. Método Basado en la Correlación (CBM)	30
4.4. Mejora en el Método Basado en la Correlación (ICBM)	31
4.5. Selección de Antenas Cuasi-óptimo (NeO)	33
4.6. Resultados	34
4.7. Conclusiones Preliminares	39
Capítulo 5. Selección de Antenas en Redes de Sensores	41
5.1. Introducción	41
5.2. Selección de Antenas Adaptativas a la Información (AASI)	44
5.3. Resultados	47
5.4. Conclusiones Preliminares	51
Capítulo 6. Conclusiones	53
6.1. MIMO	53
6.2. Selección de Antenas	53
6.3. NeO y AASI	53
6.4. Trabajo a Futuro	54
Bibliografía	55

Lista de Figuras

2.1. Modelo de canal Gaussiano.	6
2.2. Enlace de comunicación entre un dispositivo móvil y una estación base con diversos obstáculos que impiden la línea de vista, escenario propio para un canal Rayleigh.	7
2.3. Enlace de comunicación entre un dispositivo móvil y una estación base con diversos obstáculos en donde se presenta una línea de vista, escenario propio para un canal Rician.	8
3.1. Diversidad en Frecuencia, bajo un mismo tiempo y espacio, la señal $s(t)$ es enviada en diferentes frecuencias.	13
3.2. Diversidad en Tiempo, bajo una misma frecuencia y espacio, la señal $s(t)$ es enviada en diferentes intervalos de tiempo.	14
3.3. Diversidad Espacial, ambas entidades (T_x y R_x) cuentan con 3 antenas por medio de las cuales viaja la señal reduciendo la tasa de error.	14
3.4. Ejemplo de arreglos de Antenas para sistemas de comunicación inalámbrica	15
3.5. Capacidades obtenidas por los sistemas SISO y MIMO para SNR=10dB, para un canal Rayleigh.	17
3.6. Diagrama de Constelación BPSK.	18
3.7. Desempeño del Código de Alamouti, para un sistema sin diversidad espacial, un sistema MISO y un sistema MIMO, para un canal Rayleigh.	20
3.8. Desempeño de los detectores Zero Forcing (ZF), Maximum Likelihood (ML) y Esférico (SD), para un canal Rayleigh.	23
3.9. Enlaces de subida para usuarios con una antena y para usuarios con múltiples antenas	24
3.10. Enlaces de bajada para usuarios con una antena y para usuarios con múltiples antenas	25
3.11. Escenario celular de un Arreglo Virtual de Antenas.	26
4.1. Diagrama a bloques de la Selección de Antenas en T_x y R_x para sistemas MIMO.	28
4.2. Modelo de Selección de Antenas específico.	29

4.3. Desempeño en tasa de error por bit (BER) de un sistema Sin Selección, ICBM, NeO (modelo propuesto) y la Selección Óptima bajo las condiciones de un canal Rayleigh.	34
4.4. Capacidad en b/s/Hz de un sistema Sin Selección, ICBM, NeO (modelo propuesto) y la Selección Óptima bajo las condiciones de un canal Rayleigh.	35
4.5. Desempeño en tasa de error por bit (BER) logrado con NeO (modelo propuesto) y la Selección Óptima bajo un canal Rician.	36
4.6. Capacidad en b/s/Hz logrado con NeO (modelo propuesto) y la Selección Óptima bajo un canal Rician.	36
4.7. Desempeño en tasa de error por bit (BER) logrado con NeO (modelo propuesto) y la Selección Óptima bajo un canal Correlacionado.	37
4.8. Capacidad en b/s/Hz logrado con NeO (modelo propuesto) y la Selección Óptima bajo un canal Correlacionado.	38
4.9. Medición de las operaciones realizadas por la función FLOPS aumentando la diversidad en el receptor lograda por un sistema Sin Selección, CBM, ICBM, NeO (modelo propuesto) y la Selección Óptima.	38
5.1. Partes básicas que integran un nodo sensor de una red inalámbrica.	42
5.2. Arquitectura de Red de Sensores para un proceso industrial.	43
5.3. Enlaces de subida para usuarios con una antena y para usuarios con múltiples antenas	45
5.4. Arquitectura de Red de Sensores para detección de fuego en bosques.	46
5.5. Desempeño del Bit Error Rate que se logra mediante los algoritmos de: Sin Selección, NeO, Selección Óptima y AASI bajo las condiciones de un Canal Rayleigh.	47
5.6. Capacidad en b/s/Hz que se logra mediante los algoritmos de: Sin Selección, NeO, Selección Óptima y AASI bajo las condiciones de un Canal Rayleigh.	48
5.7. Desempeño del Bit Error Rate (BER) para AASI y Selección Óptima para un Canal con altos índices de Correlación.	49
5.8. Capacidad en b/s/Hz para AASI y Selección Óptima para un Canal con altos índices de Correlación.	50
5.9. Medición de las operaciones realizadas mediante la función Flops, aumentando la diversidad en la parte receptora para los algoritmos, Sin Selección, Selección Óptima, AASI, y NeO.	50

Lista de Tablas

2.1. Medición básica de operaciones con vectores en Flops.	11
2.2. Medición básica de operaciones con matrices en Flops.	11
4.1. Resultados porcentuales de los algoritmos Selección de Antenas mencionados en este capítulo.	39
5.1. Resultados porcentuales de los algoritmos Selección de Antenas con aplicación a Redes de Sensores mencionados en este capítulo.	51

Capítulo 1

Introducción

No podemos negar que las telecomunicaciones en la historia universal siempre han hecho más sencillo el avance de los oficios que el hombre desempeña en gran parte de sus actividades diarias. Las telecomunicaciones son una forma de intercambiar información mediante dispositivos electrónicos que se encuentran a cierta distancia para satisfacer las necesidades de comunicación oportuna que requiere el mundo y así dar solución a infinidad de problemas.

El medio de transmisión alámbrico ha sido una forma eficiente de comunicación, debido a que el canal por el cual se propagan las señales es controlado y minimiza las interferencias, pero si se desea enlazar puntos con gran distancia entre ellos o establecer una conexión entre varios usuarios, la elaboración de esta red se torna complicada, costosa y limita la movilidad del usuario.

Los canales inalámbricos a pesar de lidiar con el entorno, tienen una gran demanda por las ventajas que ofrecen en cuanto a movilidad, en donde el usuario puede disfrutar de varios servicios sin necesidad de un cable o de mantener una posición fija.

La telefonía móvil ha crecido a pasos agigantados desde la primera generación (1G). Ésta, era una tecnología análoga en donde solamente se ofrecían servicios de voz sin ningún tipo de seguridad. La segunda generación (2G) avanzó al ámbito digital, en donde además de voz se incluye la encriptación y la integración de servicios independientes como los mensajes de texto, en esta etapa surgieron algunas técnicas de acceso al medio. En la actualidad somos gobernados por una tercera generación (3G) que cuenta con las características de su predecesora, pero aquí se manejan también servicios de mayor utilidad que requieren tasas de transmisión más altas, como el caso de video conferencia.

Tanto las demandas de nuevos servicios como el número de usuarios de las comunicaciones inalámbricas en tiempos recientes, continúan en ascenso por tal motivo han forzado y seguirán forzando a este tipo de tecnologías a evolucionar. Lamentablemente algunos recursos son limitados, como por ejemplo, el ancho de banda, que es por demás escaso y que por lo tanto se debe hacer uso adecuado de él. Lo dicho anteriormente es la causa por la que se desarrollan técnicas que hagan uso eficiente de estos recursos y de que se puedan ofrecer los servicios de comunicación a alta velocidad que demandan los usuarios en la actualidad.

Gran parte de los sistemas de comunicación son del tipo Simple Entrada Simple Salida (SISO, por sus siglas en inglés, de Single Input Single Output), los cuales cuentan con una antena de transmisión y una de recepción, este tipo de enlaces tienen propiedades limitadas. Las características ofrecidas por los sistemas Múltiples Entradas Múltiples Salidas (MIMO, por sus siglas en inglés, de Multiple Input Multiple Output) están dadas en base al tamaño del arreglo, dejando los mejores resultados para sistemas MIMO de gran tamaño. Al aumentar las ventajas del sistema MIMO también aumentan la complejidad y el costo. Una técnica que minimiza las desventajas de los sistemas MIMO pero que se aproxima a los beneficios de un arreglo grande es la Selección de Antenas. Esta técnica consiste en incrementar la cantidad de antenas pero manteniendo un número menor de las partes necesarias para adaptar la señal al entorno inalámbrico, llamadas cadenas de Radio Frecuencia y que están compuestas de varios circuitos electrónicos; de este modo se eligen los mejores canales y así el sistema se vuelve una opción para reducir costos económicos y computacionales pero entregando un buen desempeño.

1.1. Objetivo

1.1.1. General

Los sistemas modernos de comunicación inalámbricos, más allá de tercera generación (B3G, por sus siglas en inglés Beyond 3G), se tienen que enfrentar a retos técnicos y tecnológicos como son los canales inalámbricos hostiles (alta velocidad, ambientes urbanos, entre otros) así como hacer un uso eficiente de los recursos de los dispositivos móviles (batería, CPU, entre otros).

En el presente trabajo, a través de un par de contribuciones, se muestra a la técnica de Selección de Antenas en sistemas MIMO como una prometedora solución a los retos anteriormente mencionados.

1.1.2. Específico

Desarrollar algoritmos de Selección de Antenas de baja complejidad capaces de ofrecer un desempeño satisfactorio en sistemas MIMO y sus aplicaciones.

1.2. Justificación

El mercado de las telecomunicaciones está creciendo rápidamente y llegará un momento que cualquier persona tenga que hacer uso de ellas sin importar la actividad en la que se desenvuelva. Algunas de las necesidades actuales que demandan los usuarios de estos servicios se dan tanto en la tasa de transferencia como en la robustez del enlace. Sin

embargo, existen algunas limitaciones en recursos, tal es el caso del ancho de banda, que hacen difícil cumplir con las peticiones de los usuarios y que han obligado a la comunidad científica a desarrollar mejores métodos en el procesamiento de señales y telecomunicaciones, llevando hasta sus límites aspectos como la modulación, la codificación y algunas otras técnicas. La mayoría de las aplicaciones de las comunicaciones inalámbricas exigen un tamaño reducido en hardware y un consumo mínimo de potencia. Conociendo esto, todos los algoritmos que se contemplen para proporcionar mejoras deben de tener principalmente una baja complejidad.

Son varios los caminos adoptados para acercarse a los requerimientos actuales en los sistemas de comunicaciones inalámbricas, pero la mayoría no ofrecen avances significativos. No obstante, hay un sistema que destaca por encima del resto y que ofrece grandes ventajas, nos referimos a la utilización de varias antenas, tanto en el transmisor como el receptor, es decir un sistema MIMO. Para llevar a cabo una comunicación se requiere de una antena de resonancia magnética y de una cadena de Radio Frecuencia (RF) por entidad emisora y transmisora. El costo económico de una antena es muy reducido en comparación al de una cadena de RF, factor que afecta a un sistema MIMO de gran tamaño. Una solución que permite ofrecer beneficios cercanos a un arreglo MIMO de gran tamaño es la Selección de Antenas. Esta técnica consiste en seleccionar los mejores canales de un sistema MIMO que cuenta con un gran número de antenas pero con pocas cadenas de RF, reduciendo así los costos de implementación del sistema. Este trabajo ofrece nuevos algoritmos de Selección de Antenas que producen buenos resultados con un bajo costo computacional.

1.3. Organización

El presente trabajo esta organizado de la siguiente manera: en el Capítulo 2 son mencionados algunos antecedentes sobre las características importantes de los canales que son tomados en cuenta, también se habla acerca los métodos de evaluación que fueron utilizados. En el Capítulo 3 se da un breve resumen de los tipos de diversidad, enfocándose principalmente hacia algunas técnicas en sistemas MIMO existentes que aumentan los beneficios producidos por estos sistemas. La Selección de Antenas se detalla en en Capítulo 4, donde se muestran los principales algoritmos de esta técnica, destacando la propuesta producida por este trabajo en el algoritmo llamado NeO (Near Optimal Antenna Selection). Una aplicación practica de la Selección de Antenas se produce en redes de sensores, tal y como propone en el Capítulo 5 mediante el algoritmo denominado AASI (Adaptive Antenna Selection to Information). Finalmente en el Capítulo 6 se incluyen las conclusiones correspondientes a cada aportación y el trabajo futuro que se tiene en esta área.

1.4. Publicaciones Selectas

- **Near Optimal Antenna Selection Model for MIMO Systems**, Rafael Aguilar González, Ulises Pineda Rico, Enrique Stevens Navarro, Juan Francisco Castillo León, Research in Computing Science, Advances in Computer Science and Electronic Systems, Vol.52, ISSN: 1870-4069, Instituto Politécnico Nacional, Abril 2011.
- **Integración de Técnicas MIMO para la Optimización de un Sistema de Comunicación Inalámbrico B3G**, Rafael Aguilar González, Ulises Pineda Rico, Enrique Stevens Navarro, Juan Francisco Castillo León, 2do. Encuentro de Telecomunicaciones y Análisis de Señales (ETAS), Septiembre 2010.

Capítulo 2

Antecedentes

2.1. Notación

$\arg \min_{x \in X} f(x)$	argumento para el cual se asume el valor mínimo
$\arg \max_{x \in X} f(x)$	argumento para el cual se asume el valor máximo
\mathbf{X}	matriz de dimensión $n \times m$
\mathbf{x}	vector de dimensión $n \times 1$
\mathbf{I}_d	matriz identidad de dimensión d
$\mathbf{0}_{n \times m}$	matriz cero de dimensión $n \times m$
$(\cdot)^T$	matriz/vector transpuesto
$(\cdot)^H$	matriz/vector hermitiano (transpuesto conjugado)
\mathbf{X}^{-1}	inversa de la matriz \mathbf{X}
\mathbf{X}^\dagger	inversa generalizada Moore Penrose, $\mathbf{X}^\dagger \triangleq \mathbf{X}^*(\mathbf{X}\mathbf{X}^*)^{-1}$
$ \mathbf{X} $	determinante de la matriz \mathbf{X}
$\ \mathbf{x}\ $	norma euclidiana del vector \mathbf{x}
$\ \mathbf{X}\ _F^2$	cuadrado de la norma Frobenius de la matriz \mathbf{X}

2.2. Modelos de Canal

Los entornos en donde se implementan las comunicaciones inalámbricas son impredecibles, existen modelos de canal propios para ciertas zonas, pero en general cambian continuamente debido a la movilidad. Los ambientes en donde se realizan las comunicaciones inalámbricas cuentan con árboles, edificios, automóviles y objetos metálicos como señales viales. Todos estos obstáculos provocan que los datos transmitidos viajen por diferentes caminos, causando en la recepción la llegada de varias señales que dan origen al multi-trayecto y al efecto Doppler. Estos efectos se reflejan en la Tasa de Error por Bit (*BER*, por sus siglas en inglés de Bit Error Rate), sin importar el tipo de modulación. A continuación se describen algunos modelos de canal que son ampliamente usados en entornos inalámbricos, debido a su alto grado de aproximación a entornos reales.

2.2.1. Canal Gaussiano

Es uno de los modelos de canal más importante que siguen muchos sistemas, no tiene memoria y está dado en tiempo discreto [1]. El esquema general se muestra en la Figura 2.1, donde el canal tiene una salida Y_i en el tiempo i , en la cual Y_i es la suma de la entrada X_i y el ruido Z_i . El ruido Z_i es una variable aleatoria Gaussiana con media 0 y varianza N .

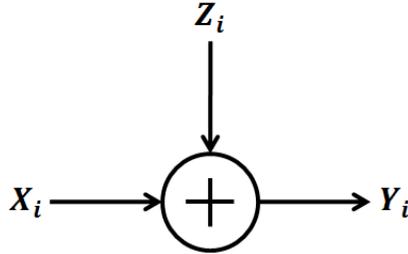


Figura 2.1: Modelo de canal Gaussiano.

Se asume que el ruido Z_i , es independiente de la señal X_i [2]. Si la varianza del ruido es cero, entonces los símbolos transmitidos son detectados perfectamente por el receptor. Donde X_i puede tomar cualquier valor real, así el canal transmite un número real arbitrario sin error. Si la varianza del ruido no es cero y no existe alguna restricción en la entrada, se puede seleccionar un número infinito de entradas arbitrarias alejadas, de esta manera son distinguidas en la salida con una pequeña probabilidad de error. Por lo tanto, si la varianza del ruido es cero o si la entrada no tiene restricción alguna, la capacidad del canal es infinita. Las limitaciones más comunes en la entrada son en potencia o energía.

2.2.2. Canal Rayleigh

Es común encontrar que la distribución Rayleigh se usa para modelar un número de réplicas (multi-trayecto) que son recibidas en un canal de radio móvil en donde no se cuenta con una línea de vista (*NLOS*, por sus siglas en inglés de Non Line of Sight). La distribución Rayleigh obedece a la suma de dos variables aleatorias Gaussianas cuadradas independientes con media cero y con varianza σ^2 o lo que es lo mismo una distribución Chi cuadrada [1], [3]. La función de densidad de probabilidad (*PDF*, por sus siglas en inglés de Probability Distribution Function) de la distribución Rayleigh esta dada por

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r}{2\sigma^2}}, \quad r \geq 0. \quad (2.1)$$

La función de distribución acumulativa (CDF) es,

$$P(R) = P_r(r \leq R) = \int_0^R p(r) dr = 1 - e^{-\frac{R}{2\sigma^2}}. \quad (2.2)$$

La Figura 2.2 ilustra el comportamiento de un canal Rayleigh en un sistema de comunicación.



Figura 2.2: Enlace de comunicación entre un dispositivo móvil y una estación base con diversos obstáculos que impiden la línea de vista, escenario propio para un canal Rayleigh.

2.2.3. Canal Rician

El canal que cuenta con una componente dominante en el multi-trayecto, tal como una línea de vista (*LOS*, por sus siglas en inglés de Line of Sight), es modelado por medio de una distribución Rice. Si la componente dominante decae la distribución se convierte en Rayleigh. La función de densidad de probabilidad (PDF) de la distribución Rice es,

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2+A^2}{2\sigma^2}} I_0 \frac{Ar}{\sigma^2}, \quad \forall (A \geq 0, r \geq 0), \quad (2.3)$$

A significa la amplitud de la señal dominante e $I_0(\cdot)$ es la función de Bessel modificada para el primer tipo y orden cero. La distribución Rice se expresa por medio del parámetro KF , el cual se define como el radio entre la potencia de la señal y la varianza del multi-trayecto [1], [3]. En términos de decibeles se obtiene como se muestra en (2.4),

$$KF = (dB) = 10 \log \frac{A^2}{2\sigma^2} \text{ dB}. \quad (2.4)$$

Cuando $KF = 0$ se comporta como un canal Rayleigh y cuando $KF = \infty$ se asemeja a un canal sin desvanecimiento. La Figura 2.3 muestra un Canal Rician en una situación con LOS.



Figura 2.3: Enlace de comunicación entre un dispositivo móvil y una estación base con diversos obstáculos en donde se presenta una línea de vista, escenario propio para un canal Rician.

2.2.4. Canal Correlacionado

El fenómeno de la correlación se presenta cuando no existe suficiente espacio entre antenas, debido a que cada una de ellas tendrá el mismo canal. Algo que podría suceder en aquellos dispositivos en donde las antenas están colocadas a unos cuantos centímetros de distancia como en las estaciones base o en los dispositivos móviles con más de una antena, el efecto que produce la correlación se aprecia en el decremento del desempeño del sistema. Como la distancia entre la estación base y los dispositivos móviles es de varios kilómetros no aparece este efecto en la comunicación. Mediante el Coeficiente de Correlación (CC) se conoce el grado de perturbación con la que cuenta el canal, este puede ir desde $CC = 0$ para un canal sin correlación hasta $CC = 1$ para un canal completamente correlacionado [4].

2.3. Evaluación de Desempeño

Los resultados que se presentan en este trabajo de tesis, son presentados en términos de capacidad de canal, complejidad, tasa de error de bit (BER) y relación señal a ruido (SNR , por sus siglas en inglés de Signal to Noise Ratio). Los canales de comunicación como se describió en la sección anterior, están modelados mediante variables aleatorias, por lo tanto es necesario simular los sistemas de comunicación mediante el Método Montecarlo [5], con el fin de obtener un punto de convergencia en el cual se pueda evaluar el funcionamiento de los algoritmos implementados.

2.3.1. Método Montecarlo

El método Montecarlo proporciona soluciones aproximadas a una gran variedad de problemas matemáticos haciendo posible la realización de experimentos con muestreos de números pseudoaleatorios generados por una computadora. El método es aplicable a cualquier tipo de problema, ya sea estocástico o determinista, es llamado así en base al Casino de Montecarlo (Principado de Mónaco) por ser “la capital del juego de azar”.

Las simulaciones aquí realizadas mediante el método Montecarlo, comprenden todo el proceso de la comunicación, es decir desde la generación de los símbolos, la transmisión, modelado del canal, modelado de perturbaciones, recepción y demodulación. Así, mediante el conteo de errores es como se puede apreciar qué tan buena es la probabilidad de error, aproximando el grado de mejora que el algoritmo o modificación en el sistema de comunicación finalmente obtiene [5].

2.3.2. Razón Señal a Ruido

La razón señal a ruido (SNR), indica la razón de la potencia de la señal $P_{señal}$ con respecto al ruido que se tiene de fondo P_{ruido} [3], lo cual se expresa de la siguiente manera,

$$SNR = \frac{P_{señal}}{P_{ruido}}. \quad (2.5)$$

La SNR es expresada comúnmente en términos de una escala logarítmica en decibeles, en la cual SNR es 10 veces el logaritmo base 10 de la razón de la potencia de la señal y el ruido, como se muestra a continuación,

$$SNR = 10 \log_{10} \frac{P_{señal}}{P_{ruido}} \text{ dB}. \quad (2.6)$$

2.3.3. Tasa de Error de Bit

La tasa de error de bit (BER) generalmente se intercambia por la probabilidad de error ($P(e)$) [3], pero $P(e)$ es una expectativa teórica (matemática) de BER para un sistema determinado. En la práctica BER marca la diferencia al ser tomado como un registro empírico del verdadero desempeño de error de bit de un sistema. Debido a los efectos del canal, los bits transmitidos algunas veces no se reciben correctamente. Por lo tanto, BER es el número de bits erróneos dividido entre la cantidad total de bits transmitidos. Si se tiene una tasa de error de 1×10^{-3} , quiere decir lo siguiente,

$$BER = 1 \times 10^{-3} = \frac{\text{bits erróneos}}{\text{bits transmitidos}} = \frac{1}{1000}. \quad (2.7)$$

De esta manera, para un exponente más pequeño la tasa de error será mejor, ya que existirán menos errores en una mayor cantidad de datos transmitidos. Si se desea comparar

dos o más sistemas de modulación digital que utilizan diferentes tasas de transmisión, esquemas de modulación o técnicas de codificación, la relación de la densidad de potencia de energía por bit a ruido debe ser utilizada. Este parámetro es básicamente la relación de la energía de un bit E_b a la potencia de ruido N_0 presente en $1 Hz$ de ancho de banda. Por lo tanto $\frac{E_b}{N_0}$, normaliza todos los esquemas de modulación multi-fase a un ancho de banda dado, realizando una comparación sencilla de su desempeño, matemáticamente se expresa como [6],

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} \times \frac{B}{f_b}, \quad (2.8)$$

en donde

$\frac{E_b}{N_0}$ es la relación de la densidad de la potencia del ruido.

$\frac{C}{N}$ es la relación de potencia de portadora a ruido.

$\frac{B}{f_b}$ es la relación del ancho de banda de ruido a la tasa de bits.

2.3.4. Capacidad

El teorema de la capacidad de la información o teorema de Shannon [7], se muestra como,

$$C \approx B \cdot \log_2 (1 + SNR) \text{ b/s.} \quad (2.9)$$

donde B es el ancho de banda del canal, SNR es la relación señal a ruido y C es la capacidad de información del canal. La capacidad de información se define como la máxima tasa a la cual puede ser transmitida la información en un canal sin error, la medida de esto es en bit por segundo (b/s). Para un ancho de banda establecido B y para una SNR recibida, el teorema nos dice que un mensaje puede ser transmitido a través del sistema sin errores aun existiendo ruido en el canal, donde la tasa actual de la señal R en bits por segundo a la cual son transmitidos los datos en el canal, es menos que la capacidad de información C .

2.3.5. Complejidad

A través de la teoría de complejidad computacional se pueden preciar los recursos que necesita un algoritmo, factor decisivo para que el algoritmo sea tomado en cuenta e implementado en dispositivos móviles, en donde el consumo de batería se da en función del número de operaciones. Por lo tanto, no sólo es importante conocer los resultados que tiene un algoritmo respecto a BER o capacidad, si no también conocer las características de complejidad que éste tiene, para indicar el consumo de potencia y el tiempo que requiere en realizar cierta operación y así, establecer si el método es o no recomendable para su implementación.

Utilizando la función Floating Point Operations Per Second (Flops) de Matlab [8], [9] es posible medir el desempeño basado en el número y tipo de operaciones. Siguiendo

los procedimientos presentados en [10], el consumo de Flops que tienen las operaciones es reflejado en las tablas 2.1 y 2.2. Aquí se demuestra el grado de complejidad basándose en las características de cada operación, si son escalares, vectores o matrices, reales o complejas.

Tabla 2.1: Medición básica de operaciones con vectores en Flops.

Operation	if $\mathbf{c} \in \mathbb{R}$	if $\mathbf{c} \in \mathbb{C}$	
	$O(\cdot)$	$O(\cdot)$	
$\mathbf{a} + \mathbf{b} = \mathbf{c}$	$n + 4$	$2n + 5$	<i>flops</i>
$\mathbf{a} - \mathbf{b} = \mathbf{c}$	$n + 4$	$2n + 5$	<i>flops</i>
$\mathbf{a} * \mathbf{b}^T = \mathbf{c}$	$2n + 6$	$n^2 + 8n$	<i>flops</i>

Tabla 2.2: Medición básica de operaciones con matrices en Flops.

Operation	if $\mathbf{C} \in \mathbb{R}$	if $\mathbf{C} \in \mathbb{C}$	
	$O(\cdot)$	$O(\cdot)$	
$\mathbf{A} + \mathbf{B} = \mathbf{C}$	$n^2 + 4$	$2n^2 + 5$	<i>flops</i>
$\mathbf{A} - \mathbf{B} = \mathbf{C}$	$n^2 + 4$	$2n^2 + 5$	<i>flops</i>
$\mathbf{A} * \mathbf{B}^T = \mathbf{C}$	$2n^3 + 2n^2 + 4$	$4(2n^3 + 2n^2 + 4)$	<i>flops</i>

Capítulo 3

Sistemas de Múltiples Entradas Múltiples Salidas

3.1. Diversidad

Las comunicaciones inalámbricas requieren enlaces robustos que mejoren el intercambio de información entre transmisor y receptor. Los enlaces inalámbricos sufren pérdidas de información debido a los efectos del canal, que en la mayor parte de los casos representa un entorno urbano. La diversidad es una poderosa herramienta que se utiliza para mejorar los efectos producidos por el entorno, básicamente consiste en tener más opciones de la misma información transmitida, con lo cual aumenta la probabilidad de que algunas copias de la señal no se vean extremadamente afectadas a consecuencia del desvanecimiento, de modo tal que se puedan recuperar los datos en la recepción adecuadamente [1].

3.1.1. Diversidad en Frecuencia

El método de la diversidad en frecuencia consiste en dividir la información a transmitir en L sub-portadoras, donde la separación entre sub-portadoras es igual o excede el ancho de banda de coherencia (Δf_c) del canal [11], como muestra en la Figura 3.1.

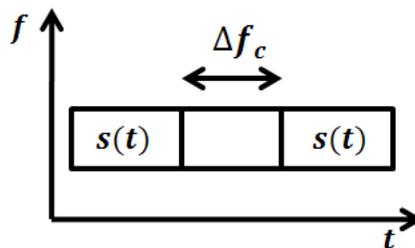


Figura 3.1: Diversidad en Frecuencia, bajo un mismo tiempo y espacio, la señal $s(t)$ es enviada en diferentes frecuencias.

3.1.2. Diversidad en Tiempo

Otra forma de utilizar la diversidad es mediante el tiempo, en la cual la información deseada se divide en L periodos de tiempo, en donde la separación entre sub-portadoras es igual o excede Δf_c del canal, por ejemplo, cada símbolo se transmite L veces [11]. La Figura 3.2 ilustra la diversidad en tiempo.

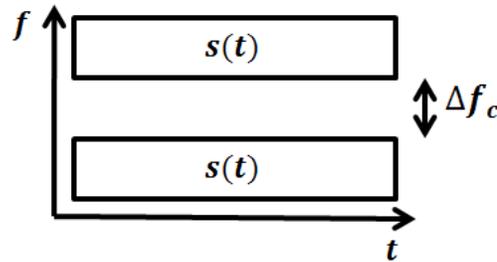


Figura 3.2: Diversidad en Tiempo, bajo una misma frecuencia y espacio, la señal $s(t)$ es enviada en diferentes intervalos de tiempo.

3.1.3. Diversidad Espacial

También conocida como diversidad de antenas, se refiere a un sistema en el cual dos o más antenas son ubicadas en el transmisor (T_x) o en el receptor (R_x), con la suficiente separación entre ellas de acuerdo a sus características físicas y de comunicación, para producir canales independientes y así recibir varias copias fieles de la información transmitida, combatiendo de este modo al desvanecimiento, ya que se reduce la tasa de error de bit (BER) [1], [11]. Un sistema de comunicación con diversidad espacial aparece en la Figura 3.3.

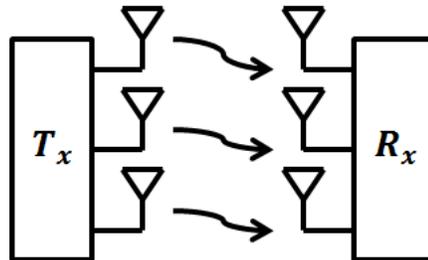


Figura 3.3: Diversidad Espacial, ambas entidades (T_x y R_x) cuentan con 3 antenas por medio de las cuales viaja la señal reduciendo la tasa de error.

3.2. La Teoría MIMO

3.2.1. Arreglos de Antenas

Un sistema con una antena en el transmisor y en el receptor, es conocido como Simple Entrada Simple Salida (SISO, por sus siglas en inglés de Simple Input Simple Output). Si la diversidad de antenas se realiza en el receptor dejando el transmisor sin ésta, al sistema se le llama Simple Entrada Múltiple Salida (SIMO, por sus siglas en inglés de Simple Input Multiple Output). En el caso de aumentar las antenas solo en el transmisor, al sistema se le nombra de Múltiples Entradas Simple Salida (MISO, por sus siglas en inglés de Multiple Input Simple Output). Un sistema en donde la diversidad se aplica en ambas entidades se denomina Múltiples Entradas Múltiples Salidas (MIMO, por sus siglas en inglés de Multiple Input Multiple Output) [10]. Las diversas formas de arreglos de antenas mencionadas se pueden ver en la Figura 3.4.

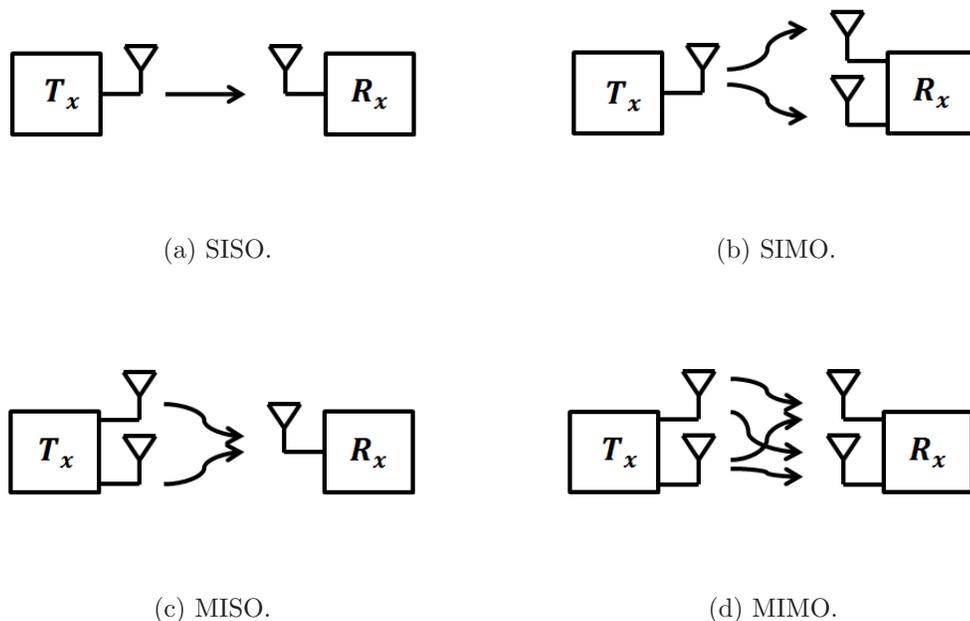


Figura 3.4: Ejemplo de arreglos de Antenas para sistemas de comunicación inalámbrica.

Los sistemas SISO cuentan con características específicas, que pueden ser multiplicadas haciendo uso de los sistemas MIMO. Los entornos que tienen gran cantidad de objetos son propios para la aparición del multi-trayecto, que afecta a las señales electromagnéticas, en donde la gran mayoría de estas se dispersarán y serán recibidas en varias ocasiones, este tipo de ambientes favorece a los sistemas MIMO, de modo tal que la diversidad de las señales se complementa con la diversidad de las antenas en MIMO. Entre algunas de las ventajas que ofrecen los sistemas MIMO sobre los sistemas SISO [12]; se encuentran:

- incremento del área de cobertura
- uso eficiente del espectro en frecuencia
- reducción de consumo de potencia
- reducción del costo de implementación de la red inalámbrica
- mayor capacidad de canal.

La capacidad de un canal SISO se puede calcular con (2.9) y como se puede apreciar, si se desea elevar este valor de capacidad se requiere un incremento en ancho de banda (B), que es un recurso limitado en nuestros días, o aumentando la potencia del sistema con el valor de SNR , lo cual implica crecer los costo del sistema.

En el caso de los sistemas MIMO la capacidad de canal es calculada de la siguiente manera. Un canal de comunicación MIMO puede ser modelado mediante la matriz \mathbf{H} en base al número de transmisores N_t y al número de receptores N_r , como se observa en (3.1),

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \mathbf{h}_{11} & \mathbf{h}_{12} & \dots & \mathbf{h}_{1N_t} \\ \mathbf{h}_{21} & \mathbf{h}_{22} & \dots & \mathbf{h}_{2N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_{N_r1} & \mathbf{h}_{N_r2} & \dots & \mathbf{h}_{N_rN_t} \end{pmatrix}, \quad (3.1)$$

en donde $\mathbf{h}_{i,j}$ representa la j -ésima ($j = 1, 2, \dots, N_t$) antena transmisora y la i -ésima ($i = 1, 2, \dots, N_r$) antena receptora. La variable aleatoria $\mathbf{h}_{i,j}$ cuenta con la distribución acorde al canal correspondiente (Rayleigh, Rician, etc.). La capacidad para un sistema de comunicación MIMO [13], [14], esta dada por (3.2),

$$C = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \right) \right], \quad (3.2)$$

en donde \mathbf{I} es una matriz identidad, ρ es la relación señal a ruido y $(\cdot)^H$ es el transpuesto conjugado (Hermitiano) de la matriz \mathbf{H} . En base a (3.2) se puede demostrar cómo el valor de capacidad incrementa en base al tamaño del arreglo MIMO, aumentando considerablemente este parámetro, como se muestra en la Figura 3.5.

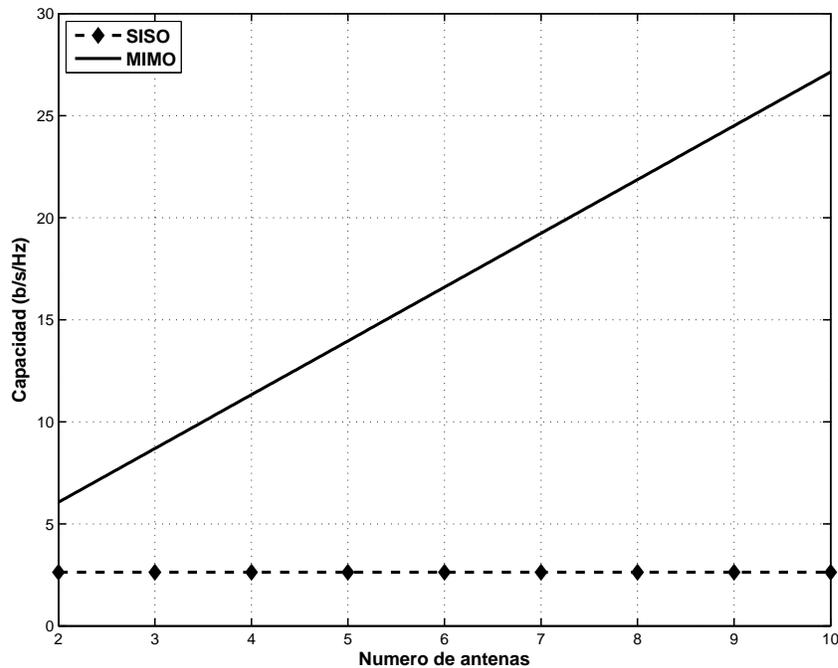


Figura 3.5: Capacidades obtenidas por los sistemas SISO y MIMO para SNR=10dB, para un canal Rayleigh.

3.2.2. Modulación

El principal objetivo de los sistemas de comunicación inalámbricas es enviar un mensaje a través del canal y que éste al ser recibido pueda ser entendido adecuadamente. La modulación es una técnica que nos permite la adaptación de datos para viajar en el canal. Básicamente consiste en trasladar una señal banda base (Modulante) a una señal en pasa banda (Modulada), la cual se transmite a frecuencias muy altas. Este proceso se lleva a cabo en el transmisor y se realiza por medio de la variación de amplitud, fase o frecuencia de la señal. La demodulación consiste en extraer la información en banda base de la portadora e interpretar la información. La modulación hace que el enlace de comunicación sea más robusto al ruido, brinda seguridad a la información, reduce el tamaño de las antenas, facilita la propagación de la señal, entre otras cualidades [1],[3],[7].

Las modulaciones analógicas fueron empleadas en la primera generación de redes celulares, este tipo de modulaciones se clasifican en: Amplitud Modulada (AM), Frecuencia Modulada (FM) y Fase Modulada (PM).

Las modulaciones digitales tienen las siguientes variantes. Modulación por desplazamiento en Fase (PSK), Modulación por desplazamiento en Frecuencia (FSK), Modulación por desplazamiento en Amplitud (ASK) y Modulación por Amplitud en Cuadratura (QAM). Para todos los tipos de modulaciones excepto QAM, la amplitud, fase o frecuencia son representados por un número determinado de bits, a ésta cantidad de bits se le llama *Símbolo*.

El alfabeto consiste de $M = 2^N$ símbolos, donde cada uno representa un mensaje consistente de N bits. En este trabajo se enfoca en una derivación de PSK, que se denomina Modulación Binaria por desplazamiento en Fase (BPSK), en donde $N = 1$ y por lo tanto tendremos 2 símbolos para representar un bit. El diagrama de constelación se muestra en la Figura 3.6, el eje x representa la componente en fase y el eje y la componente en cuadratura, en donde $\sqrt{E_b}$ es la normalización de la energía del bit. Básicamente ésta modulación cambia los datos binarios, los 0's por -1 's y los 1's los dejará del mismo modo, se utiliza para todas las simulaciones realizadas en los experimentos en capítulos posteriores.

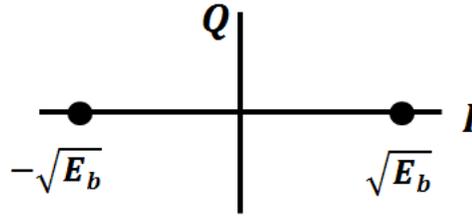


Figura 3.6: Diagrama de Constelación BPSK.

3.2.3. Codificación Espacio-Tiempo

Como los sistemas de comunicación inalámbrica se ven afectados constantemente por el entorno en donde se utilizan. Una forma de obtener una comunicación robusta es haciendo uso de la codificación, ya que ofrece protección de la información frente a degradaciones del canal, añadiendo redundancia de manera inteligente para tener un mejor control de errores. Algunos tipos de codificación son: la Codificación Convolutiva y la Codificación de Bloque; dentro de esta última se encuentran los Códigos de Hamming, Códigos Lineales, Códigos Cíclicos y Polinomios por mencionar algunos. En tiempos recientes una codificación que ha revolucionado este proceso es la Codificación Espacio Temporal de Alamouti [15].

Mediante el siguiente ejemplo es como se demuestran las ventajas del uso del esquema de Alamouti. A partir de un periodo de tiempo dado, dos señales diferentes (\mathbf{s}_0 y \mathbf{s}_1) son transmitidas por medio de dos antenas y serán recibidas por una única antena receptora. Las antenas transmiten su señal al mismo tiempo, por lo tanto en la recepción tendremos

$$r_0 = \mathbf{h}_0\mathbf{s}_0 + \mathbf{h}_1\mathbf{s}_1 + \mathbf{n}_0, \quad (3.3)$$

donde \mathbf{h}_n es el canal y \mathbf{n}_n el ruido que se presenta en cada una de las trayectorias. Para un intervalo de tiempo después, la señal recibida será,

$$\mathbf{r}_1 = -\mathbf{h}_0\mathbf{s}_1^* + \mathbf{h}_1\mathbf{s}_0^* + \mathbf{n}_1. \quad (3.4)$$

Lo que se busca por medio de este esquema es maximizar la ganancia obtenida al hacer uso de la diversidad espacial, lo cual es posible apreciar al realizar el cálculo de la SNR a la salida del receptor. Dándole una forma matricial a las señales tenemos,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{r}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_0 \mathbf{s}_0 & \mathbf{h}_1 \mathbf{s}_1 \\ -\mathbf{h}_0 \mathbf{s}_1^* & \mathbf{h}_1 \mathbf{s}_0^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_0 \\ \mathbf{n}_1 \end{bmatrix}. \quad (3.5)$$

Si aplicamos el conjugado al vector \mathbf{r}_1 la matriz nos queda del siguiente modo,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{r}_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_0 & \mathbf{h}_1 \\ \mathbf{h}_1^* & -\mathbf{h}_0^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_0 \\ \mathbf{s}_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_0 \\ \mathbf{n}_1^* \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

Así en la recepción lo que se necesita es eliminar los efectos del canal \mathbf{H} y asumiendo que el receptor tiene conocimiento de éste, se aplica el transpuesto conjugado de la matriz del canal al vector de recepción y se estiman los valores de los datos enviados como se muestra a continuación:

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{s}}_0 \\ \hat{\mathbf{s}}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_0 \\ \mathbf{s}_1^* \end{bmatrix} + \mathbf{H}' \begin{bmatrix} \mathbf{n}_0 \\ \mathbf{n}_1^* \end{bmatrix}, \quad (3.7)$$

o visto desde otra forma como:

$$\tilde{\mathbf{s}}_0 = \mathbf{h}_0^* \mathbf{r}_0 + \mathbf{h}_1 \mathbf{r}_1^*, \quad (3.8)$$

$$\tilde{\mathbf{s}}_1 = \mathbf{h}_1^* \mathbf{r}_0 - \mathbf{h}_0 \mathbf{r}_1^*. \quad (3.9)$$

Los resultados que produce esta codificación pueden se muestran en la Figura 3.7, en la cual se puede apreciar el desempeño de un sistema sin diversidad espacial, un sistema MISO 2×1 y un sistema MIMO 2×2 que obtiene la menor tasa de error por bit (BER) que los otros dos sistemas, demostrando así una de las ventajas de la Codificación Espacio Temporal de Alamouti.

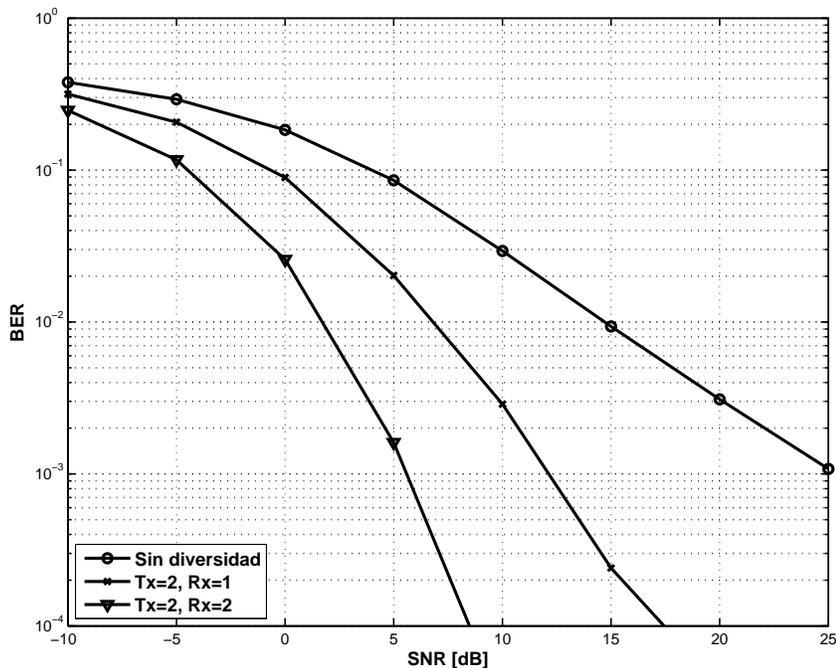


Figura 3.7: Desempeño del Código de Alamouti, para un sistema sin diversidad espacial, un sistema MISO y un sistema MIMO, para un canal Rayleigh.

3.2.4. Pre-codificación

Las técnicas de pre-codificación para sistemas MIMO asumen el conocimiento del canal por parte del transmisor, con lo cual aumentan aun más sus ventajas. La pre-codificación es una excelente alternativa para minimizar los efectos de algunos tipos de interferencia [10] tales como: la interferencia entre símbolos (ISI, por sus siglas en inglés de Inter Symbol Interference) y la interferencia entre canales (ICI, por sus siglas en inglés de Inter Channel Interference). La interferencia se ve eliminada debido a que el transmisor adapta la señal de tal modo que el receptor reciba de forma óptima la información. El vector de datos enviados \mathbf{x} viaja por el canal \mathbf{H} y se ve afectado por el vector \mathbf{n} de ruido AWGN (por sus siglas en inglés Additive White Gaussian Noise), es recibido en el vector \mathbf{y} , como se muestra en (3.10).

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}. \quad (3.10)$$

En los algoritmos de pre-codificación de tipo lineal se asume que los datos de transmisión \mathbf{x} de (3.10) son generados por una combinación lineal de símbolos contenidos en el vector \mathbf{d} , dentro de estos algoritmos se encuentra la inversión de canal (CI, por sus siglas en inglés de Channel Inverse), esta técnica es muy sencilla de implementar, ya que los datos son pre-codificados usando la inversa del canal MIMO, sin embargo, al realizar esta operación el ruido es amplificado, como se muestra en la siguiente ecuación,

$$\mathbf{x} = \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \mathbf{H}^\dagger \mathbf{d}, \quad (3.11)$$

en donde \mathbf{H}^\dagger corresponde a la pseudo-inversa del canal ($\mathbf{H}^\dagger = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}$) y γ es un factor de escalamiento que normaliza la potencia de transmisión. Otra de las técnicas de pre-codificación lineal es la inversión de canal regularizada (CI-R, por sus siglas en inglés Channel Inverse-Regularised), en esta ocasión la estructura de la inversa es numéricamente modificada, de tal manera que el impacto de la restricción de potencia del ruido se reduce ligeramente con lo cual se obtienen mejores resultados, esta técnica regulariza el haz de transmisión para obtener una alternativa menos sensible en algunos canales, su forma general se muestra en (3.12), donde ζ es el parámetro de regularización.

$$\mathbf{x} = \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \zeta \mathbf{I})^{-1} \mathbf{d}. \quad (3.12)$$

La mayoría de los algoritmos de pre-codificación no lineal o pre-codificación Dirty-paper Coding (DPC) [10], se basan en la técnica de Dirty-paper de Costa [16], estos algoritmos explotan la idea de agregar un ruido conocido al sistema con la intención de tomar ventaja de esto, mejorando la detección y disminuyendo el BER. Ejemplo de esto se muestra en [17], [18].

3.2.5. Detectores

Las comunicaciones inalámbricas se ven afectadas dependiendo del tipo de sistema, en mayor o menor medida por el efecto de la interferencia (por ejemplo: interferencia entre símbolos (ISI), ruido, etc.). Una forma de hacerle frente a los efectos negativos producidos por la interferencia, es mediante la etapa de ecualización en donde se utiliza un detector para minimizar las distorsiones producidas en el intercambio de información y proveer de una herramienta sólida al receptor, para que pueda descifrar adecuadamente los datos enviados. En esta sección se describen algunos detectores que sobresalen por sus buenos resultados.

Zero Forcing (ZF)

El detector Zero Forcing es uno de los más sencillos, consiste básicamente en aplicar la pseudo-inversa del canal a los datos recibidos. De esta forma se recupera la información; desafortunadamente este detector al eliminar los efectos del canal, también puede llegar a favorecer al ruido, con lo cual no se obtienen resultados óptimos. Tiene un buen funcionamiento para canales con SNR alta. En (3.13) se muestra la aplicación de este algoritmo, [1], [3].

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{H}^\dagger \mathbf{y}, \quad (3.13)$$

en donde \mathbf{y} es el vector de recepción al que se aplica la pseudo-inversa \mathbf{H}^\dagger y la estimación de los símbolos se almacena en $\hat{\mathbf{y}}$.

Maximum Likelihood (ML)

Se le conoce como el detector óptimo, por que haciendo uso de él se obtiene el mejor desempeño en comparación con cualquier otro detector, siempre y cuando estén bajos las mismas condiciones. Básicamente realiza la búsqueda de la distancia euclidiana mínima entre los símbolos recibidos \mathbf{y} y los posibles datos transmitidos $\hat{\mathbf{x}}$ multiplicados por el canal \mathbf{H} , tal como se muestra en 3.14, [1], [3],

$$\hat{\mathbf{y}} = \underset{\hat{\mathbf{x}} \in C}{\operatorname{arg\,min}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}\|^2, \quad (3.14)$$

la estimación de los símbolos se aloja en $\hat{\mathbf{y}}$, donde $C = \{s_0, s_1, \dots, s_{M-1}\}$ es el conjunto de símbolos s_i y M es el orden de la modulación digital. Una desventaja de este detector se presenta al tener un orden de modulación alto, ya que al ser un proceso combinatorio, la cantidad opciones que tiene la variable $\hat{\mathbf{x}}$ aumenta considerablemente, incrementado la complejidad del detector, tornándolo impráctico para su implementación en sistemas reales.

Detector Esférico (SD)

El detector Esférico (SD, por sus siglas en inglés de Sphere Detector) es una opción que entrega resultados similares a los de ML, pero con la realización de menos operaciones. Este detector se define con (3.15). La detección comienza tomando los datos recibidos y colocándolos en el centro de una malla donde se encuentran las opciones posibles de los datos enviados. Se establece un radio R entre el dato transmitido y las opciones posibles, el radio se irá reduciendo o se mantiene fijo, pero siempre con la distancia adecuada para obtener menos errores y realizar menos operaciones [19].

$$R^2 > \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}\|^2. \quad (3.15)$$

La Figura 3.8 muestra el desempeño que se tiene al usar los detectores mencionados anteriormente, fue simulado un canal Rayleigh para sistemas MIMO de 2×2 . Esta figura muestra como ML obtiene una menor tasa de error conforme aumenta la SNR , resultando sin lugar a dudas en el mejor desempeño. Caso contrario para ZF que muestra un desempeño regular, quedando SD con un desempeño aceptable. Como se pudo apreciar en base a las ecuaciones citadas para cada detector, ML tiene características óptimas en la detección, pero es demasiado complejo. Un detector con muy poca complejidad es ZF, aunque su desempeño no sea el mejor. El detector SD es una opción para reducir complejidad y mantener un desempeño razonable. Por lo tanto la elección del detector dependerá de los recursos que se tengan y de la calidad de los servicios que se desee obtener. De esta manera, SD establece el equilibrio entre complejidad y desempeño, ofreciendo una opción viable en caso de requerir ambos parámetros.

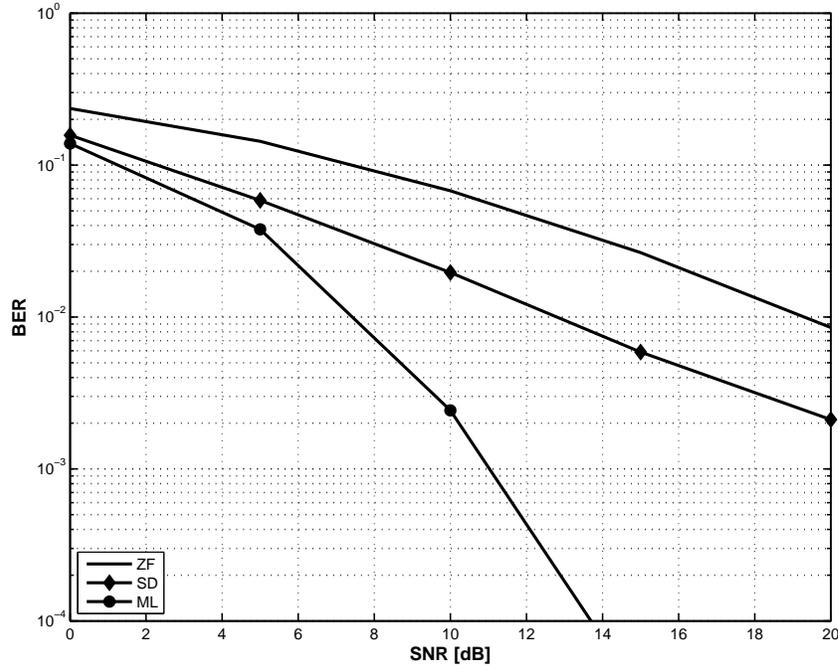


Figura 3.8: Desempeño de los detectores Zero Forcing (ZF), Maximum Likelihood (ML) y Esférico (SD), para un canal Rayleigh.

3.2.6. Múltiples Usuarios y Enlaces

Hasta este momento se han descrito enlaces de comunicación punto a punto, pero en la práctica se encuentran varios usuarios por estación base. En este tipo de sistemas se presenta la interferencia entre usuarios y se requiere una técnica de acceso al medio para poder transmitir. Es importante tener conocimiento del canal en ambas entidades y realizar una pre-codificación, de esta manera se reducen las interferencias. El intercambio de información puede ser en ambos sentidos como se describe a continuación [20].

Enlace de Subida (Uplink)

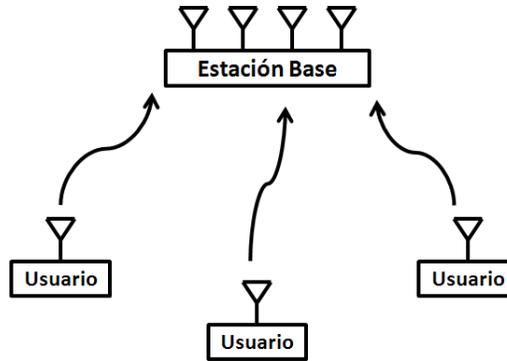
Un sistema en donde los usuarios cuentan con un dispositivo móvil de una sola antena y la estación base tiene múltiples antenas como lo muestra la Figura 3.9 (a), es posible en una red celular y puede ser modelado con (3.16),

$$\mathbf{y}[m] = \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_k \mathbf{x}_k[m] + \mathbf{n}[m], \quad (3.16)$$

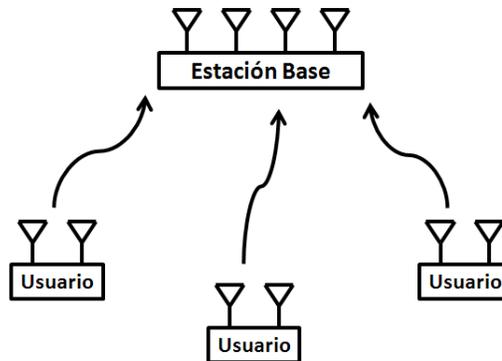
en la cual $\mathbf{y}[m]$ es el vector de recepción al tiempo m , \mathbf{h}_k es la firma que el usuario k plasma en el arreglo de la matriz de recepción en la estación base, en donde $\mathbf{x}_k[m]$ son los símbolos transmitidos y $\mathbf{n}[m]$ es la señal de ruido [21]. El caso en donde los usuarios cuentan con varias antenas y la estación base también, puede semejar a una red de computadoras inalámbrica, esta red se modela con (3.17), que contiene las mismas variables que (3.16)

pero en esta, el canal \mathbf{H}_k es una matriz fija acorde al número de antenas en el transmisor y receptor del usuario k [21]. Dicho arreglo se puede apreciar en la Figura 3.9 (b).

$$\mathbf{y}[m] = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k[m] + \mathbf{n}[m], \quad (3.17)$$



(a) Usuarios con una antena.



(b) Usuarios con múltiples antenas.

Figura 3.9: Enlaces de subida para usuarios con una antena y para usuarios con múltiples antenas.

Enlace de Bajada (Downlink)

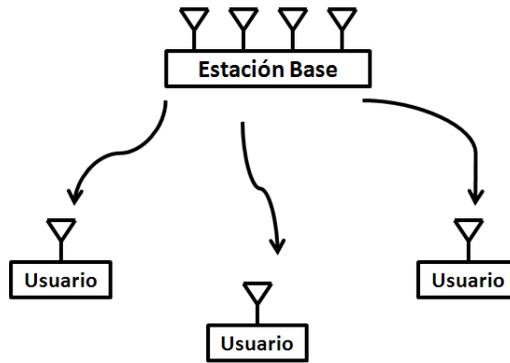
Este enlace se presenta cuando la estación base quiere transmitir información a los usuarios. Para una red celular el escenario se ilustra en la Figura 3.10 (a) y se modela con (3.18),

$$\mathbf{y}_k[m] = \mathbf{h}_k^* \mathbf{x}[m] + \mathbf{n}_k[m], \quad 1, \dots, K, \quad (3.18)$$

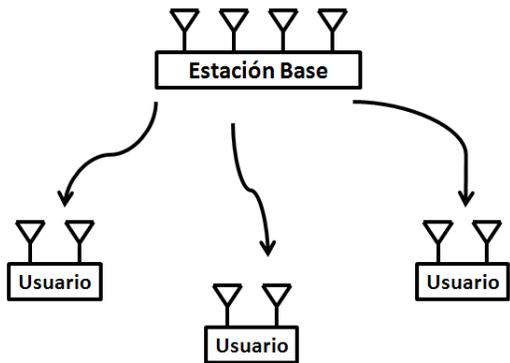
donde $\mathbf{y}_k[m]$ es el vector de recepción para el usuario k al tiempo m , \mathbf{h}_k^* es el vector que representa el canal de la estación base a el usuario k . Geométricamente, el usuario k observa la proyección de la señal transmitida en la dirección espacial \mathbf{h}_k en ruido aditivo Gaussiano, el ruido es $\mathbf{n}_k[m]$, en este sistema el canal es conocido por ambas entidades [21]. Si los usuarios cuentan con dispositivos de más de una antena, la recepción por usuario se calcula con (3.19),

$$\mathbf{y}_k[m] = \mathbf{H}_k \mathbf{x}[m] + \mathbf{n}_k[m], \quad 1, \dots, K, \quad (3.19)$$

en donde \mathbf{H}_k es una matriz fija para el número de antenas del transmisor y receptor del usuario k , este esquema se bosqueja en la Figura 3.10 (b).



(a) Usuarios con una antena.



(b) Usuarios con múltiples antenas.

Figura 3.10: Enlaces de bajada para usuarios con una antena y para usuarios con múltiples antenas.

3.2.7. Antenas Cooperativas

En algunos dispositivos móviles no es posible proveerlos de más de una antena, debido a que se produciría el efecto de la correlación y no se obtendría ninguna ventaja, ya que los sistemas con diversidad espacial requieren el efecto multi-trayecto. Sin embargo, varios dispositivos móviles de tamaño reducido, por ejemplo: teléfonos celulares, pueden cooperar entre sí para formar un conjunto de antenas. Este concepto es bajo el cual funcionan los Arreglos Virtuales de Antenas (AVA) [22]. Los AVA, se forman con el objetivo de cooperar entre sus miembros para obtener algunos servicios con los que no se cuenta o mejorar los que ya se tienen y obtener resultados característicos de un sistema MIMO. La comunicación dentro de una celda de AVA es similar al de una red Ad-Hoc, en donde no se requiere de un concentrador, los elementos del arreglo se comunican de forma independiente. Un ejemplo de cómo se pueden implementar los AVA se muestra en la Figura 3.11, en donde una celda puede tener uno o varios Arreglos de Virtuales de Antenas formados por varios dispositivos móviles, cada conjunto establece comunicación interna entre sus miembros y una vez hecho esto, el grupo intenta obtener o mejorar su comunicación con la estación base.

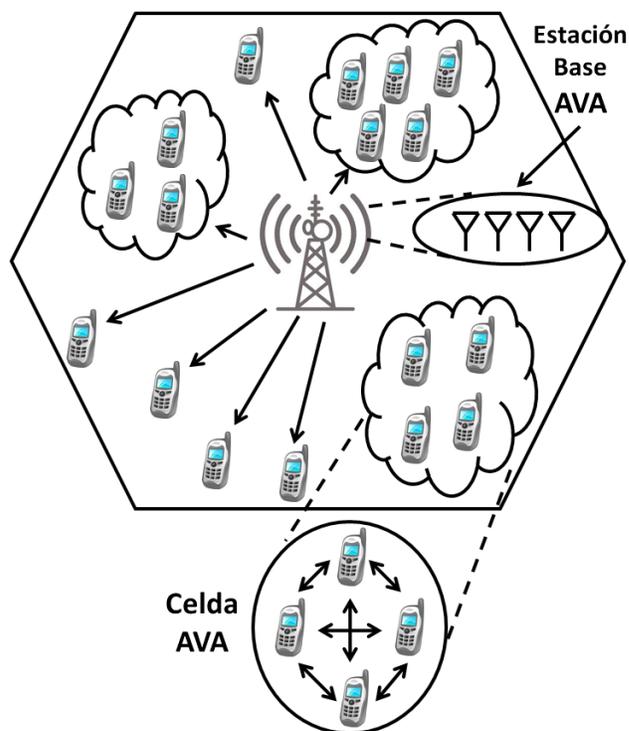


Figura 3.11: Escenario celular de un Arreglo Virtual de Antenas.

Capítulo 4

Selección de Antenas

Como ya se demostró en el capítulo anterior el hacer uso de los sistemas MIMO en las comunicaciones inalámbricas ofrece grandes ventajas, se sabe del aumento en la capacidad, en el área de cobertura, en el rendimiento y de una mejora considerable en la calidad de los servicios. Buscando obtener sistemas de comunicación más atractivos, se eleva el tamaño del arreglo MIMO, desafortunadamente esto hace que el sistema se vuelva costoso, pero más importante; complejo. Cualquier sistema de comunicación inalámbrico al ser puesto en práctica, requiere forzosamente de dos entidades de vital importancia para cumplir su propósito, una de ellas es donde se lleva a cabo el procesamiento de la información y es conocida como cadena de RF, la otra parte necesaria es una antena, el tipo de ésta, dependerá de la aplicación que se requiera. Las cadenas de RF tienen un alto costo económico y al aumentar dichas cadenas como se realiza en los sistemas MIMO implica un gasto considerable.

En este capítulo se demostrará el beneficio que tiene el hacer uso de los algoritmos de Selección de Antenas, se describe el modo en que trabajan algunos de ellos que destacan entre otros debido a sus características de baja complejidad. Se realiza principalmente una comparación entre la Selección Óptima de Antenas, con un algoritmo que hemos propuesto denominado NeO (por sus siglas en inglés de Near Optimal), el cual tiene ese nombre debido a que con él, se obtienen resultados muy cercanos en capacidad y desempeño a la Selección Óptima de Antenas pero manteniendo una baja complejidad.

4.1. Introducción

En el caso de las comunicaciones MIMO el aumento en los beneficios es proporcional a las operaciones que se necesitan para procesar la información, esto se ve reflejado en la complejidad, por lo tanto un sistema demasiado bueno por desgracia tendrá una alta complejidad. Cualquier sistema de comunicación para ser llevado a la práctica requiere de una serie de circuitos tales como amplificadores de potencia, filtros, convertidores análogo a digital, acopladores de impedancia entre otros, los cuales son necesarios para transmi-

tir información, ya que por medio de ellos se procesará la señal y quedará lista para ser transmitida. A todo este conjunto se le conoce como cadena de RF. Una vez adaptada la información, esta viajará en forma de ondas electromagnéticas por el canal inalámbrico gracias a una antena. Una cadena de RF tiende a tener un alto costo económico en comparación con la antena de resonancia. En el caso de los sistemas MIMO al aumentar las entradas y salidas también aumentan necesariamente las cadenas de RF y por consecuencia el costo económico se incrementa [23], [24].

Una solución para mantener los beneficios de MIMO [25], [26] y al mismo tiempo reducir la complejidad y los costos del mismo, es hacer uso de los algoritmos de Selección de Antenas. Este método propone de manera general incrementar el número de antenas tanto en el transmisor como en el receptor, usando una menor cantidad de cadenas de RF, por lo que únicamente se seleccionan las antenas que tengan las mejores características y el número de éstas, será idéntico al de las cadenas de RF. En la Figura 4.1 se muestra un transmisor que con N_t antenas y un receptor con N_r antenas, en donde la Selección de Antenas elige las mejores $L_t < N_t$ antenas en el transmisor y $L_r < N_r$ antenas en el receptor, para hacer de un arreglo virtual 5×5 un arreglo real 2×2 pero con características propias de un sistema MIMO de mayor orden.

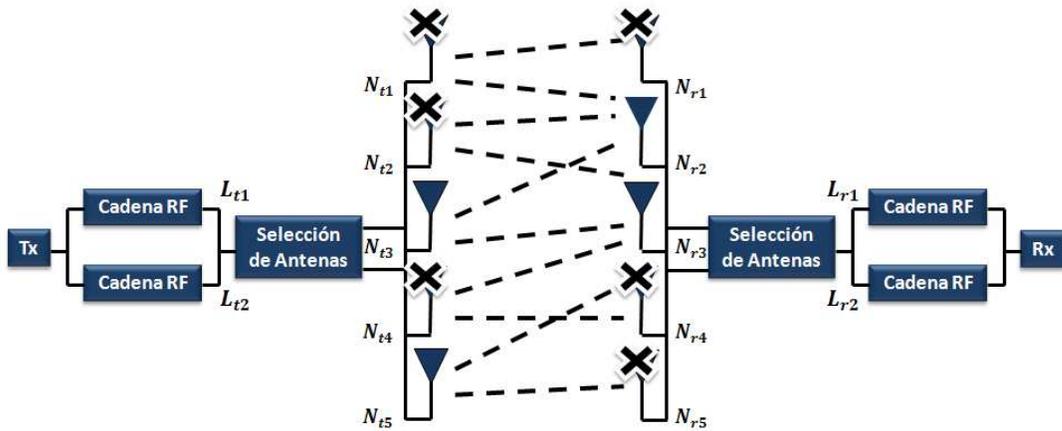


Figura 4.1: Diagrama a bloques de la Selección de Antenas en T_x y R_x para sistemas MIMO.

4.1.1. Modelo de Selección de Antenas usado en este Trabajo de Tesis

El modelo que se siguió podría ocurrir entre una estación base o un dispositivo de red inalámbrico (módem) que tiene la mínima diversidad de dos antenas, el cual funge como transmisor y un receptor como una computadora personal que aumenta su número antenas pero mantiene las cadenas de RF en solo dos elementos. La diversidad se aumenta al mínimo en el transmisor (2 antenas) y en mayor cantidad en el receptor, ya que este sistema trata

de reducir costos pero con la idea de que el dispositivo móvil reciba adecuadamente la señal enviada. Por lo tanto, proveer de una abundante diversidad al receptor es una forma de aumentar su capacidad y reducir su *BER*. La Figura 4.2, muestra un sistema MIMO virtual con $N_t = 2$, $N_r = 5$ y $L_r = 2$, por lo tanto el sistema MIMO real es 2×2 . El resto de este capítulo es dedicado a mostrar el funcionamiento de algunos algoritmos que pueden ser implementados en un sistema como el que se acaba de describir, destacando el algoritmo propuesto que hemos llamado NeO.

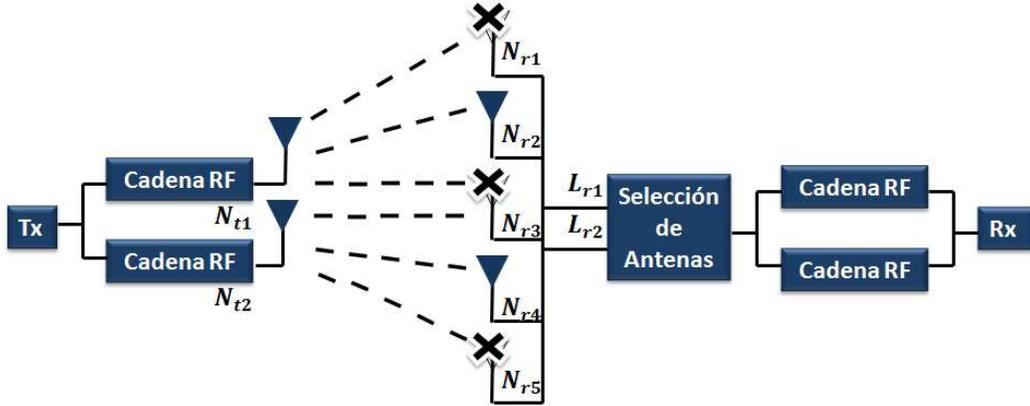


Figura 4.2: Modelo de Selección de Antenas específico.

4.2. Selección Óptima

Usando la matriz de canal generada anteriormente en (3.1), en donde se aprecia que el número de antenas correspondientes al transmisor es N_t , mientras que para el receptor nos referimos a N_r . La Selección Óptima consiste encontrar las L mejores antenas con las cuales sea posible obtener la máxima capacidad mediante el proceso combinatorio de las N antenas. Para el modelo que se trabaja en esta tesis, este método elige en la recepción L_r antenas de N_r posibles, calculando $\binom{N_r}{L_r}$, esta operación puede ser expresada de la siguiente manera [23], [24], [27],

$$\binom{N_r}{L_r} = \frac{N_r!}{L_r!(N_r - L_r)!}. \quad (4.1)$$

El algoritmo comienza tomando un renglón de la matriz de canal \mathbf{H} y lo asigna al primer renglón de una matriz temporal de tamaño 2×2 en \mathbf{H}_{par} , después toma otro valor de \mathbf{H} que es colocado en el segundo renglón de \mathbf{H}_{par} y se calcula la capacidad de la matriz \mathbf{H}_{par} , como se muestra a continuación,

$$C_{par} = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} \mathbf{H}_{par}^H \mathbf{H}_{par} \right) \right], \quad (4.2)$$

de donde \mathbf{I} es una matriz identidad y $(\cdot)^H$ es el transpuesto conjugado (Hermitiano). La capacidad producida se almacena temporalmente en la variable C_{par} . Este proceso se realiza combinando todos los valores de \mathbf{H} , de donde resultan seleccionados aquellos vectores que produzcan la mayor capacidad que se guarda en C_{final} . Para la Selección Óptima el pseudocódigo se muestra en el Algoritmo 1.

Algoritmo 1: SELECCIÓN ÓPTIMA(\mathbf{H}, ρ)

```

 $C_{final} = 0$ 
for  $z \leftarrow 1$  to  $N_r - 1$ 
  for  $w \leftarrow 1$  to  $N_r - z$ 
    do  $\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{H}_{par}(L_{r1}, :) = \mathbf{H}(z, ;) \\ \mathbf{H}_{par}(L_{r2}, :) = \mathbf{H}(z + w, ;) \\ C_{par} = \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I}_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} \mathbf{H}_{par}^H \mathbf{H}_{par} \right) \right] \end{array} \right.$ 
    if  $C_{parcial} < C_{final}$   $\{ C_{final} = C_{parcial}$ 
return ( $\mathbf{H}_{parcial}$  que produce  $C_{final}$ )

```

Si el número de antenas es grande las operaciones para realizar la combinación de elementos aumentan de forma exponencial. Los resultados que se obtendrán haciendo uso de este método serán los mejores. Desafortunadamente el costo computacional de la Selección Óptima es prohibitivo, sobre todo si se trata de un arreglo de antenas grande o de un canal que esté cambiando constantemente.

4.3. Método Basado en la Correlación (CBM)

Como se mencionó anteriormente el canal de comunicación de los sistemas MIMO se representa con (3.1), donde la matriz \mathbf{H} muestra los trayectos que toman las señales al viajar en un entorno inalámbrico. Si las antenas están separadas a una distancia adecuada se generan canales independientes, por lo tanto existen antenas que tienen mejores características como lo es la potencia que tiene la señal al ser recibida después de haber viajado y verse afectada por diferentes obstáculos.

El algoritmo propuesto en [28] es el Método Basado en la Correlación (CBM, por sus siglas en inglés Correlation Based Method). Primeramente calcula la correlación de las antenas de recepción, esta operación la realiza mediante el producto interno o escalar de dos vectores. Si existieran vectores que sean muy parecidos, se elimina el vector con la potencia más baja. No existe pérdida de información al eliminar vectores altamente correlacionados,

debido a que al ser tan semejantes los datos en cualquier vector son prácticamente los mismos.

El pseudocódigo del CBM se muestra en el Algoritmo 2, el producto interno se calcula de forma descendente para todas las N_r antenas de la matriz \mathbf{H} . El índice de los vectores con el valor más alto en correlación se almacena en la variable $Coeffmax$. Una vez realizado el proceso anterior, se necesita conocer la potencia de este par de vectores para tomar la definición de cual debe quedarse y esto se realiza por medio del cuadrado de la norma euclidiana $\|\cdot\|^2$. Así el vector que contenga la menor potencia $\mathbf{H}(coeffmax, :)$ o $\mathbf{H}(coeffmax + 1, :)$ se elimina. El proceso se repite constantemente hasta que el número de antenas seleccionadas L_r sea igual al número de cadenas de RF.

Algoritmo 2: CBM(\mathbf{H})

```

Coeffmax = 0
for z ← 1 to Nr - 1
  for w ← 1 to Nr - z
    do { correlación(w) = ⟨ $\mathbf{H}(w, :)$ ,  $\mathbf{H}(w + 1, :)$ ⟩
        Coeffmax = arg max(correlación(w))
        if z < Nr - 1 { if  $\|\mathbf{H}(Coeffmax, :)\|^2 > \|\mathbf{H}(Coeffmax + 1, :)\|^2$ 
                        {  $\mathbf{H}(Coeffmax + 1, :) = [ \ ]$ ;
                          else
                        {  $\mathbf{H}(Coeffmax, :) = [ \ ]$ ;
        Coeffmax = 0;
  return ( $\mathbf{H}$ )

```

De este modo la matriz \mathbf{H} que regresa el algoritmo está compuesta por renglones no correlacionados y con potencias altas. Este algoritmo entrega buenos resultados en capacidad, sin embargo su desempeño y complejidad pueden ser mejorados, como se describe a continuación.

4.4. Mejora en el Método Basado en la Correlación (ICBM)

Con el objetivo de mejorar los resultados que se tienen con el algoritmo CBM, el método propuesto en [29] denominado Mejora en el Método Basado en la Correlación (ICBM, por sus siglas en inglés Improvement to Correlation Based Method), toma en cuenta el vector con mayor potencia y lo selecciona, pero el siguiente vector lo elige mediante una

operación que denomina no-correlación, este algoritmo tiene objetivos similares a los algoritmos anteriores al buscar maximizar la capacidad, sólo que tampoco muestra resultados satisfactorios en cuestión de desempeño.

El algoritmo define el modo en se calcula la correlación en (4.3) y en (4.4) la no-correlación.

$$\alpha_{ij} = \frac{|\mathbf{H}_i \mathbf{H}_j^H|}{\|\mathbf{H}_i\| \|\mathbf{H}_j\|}, \quad (4.3)$$

$$\beta_j = \sqrt{1 - \alpha_j^2}. \quad (4.4)$$

El algoritmo da inicio a su búsqueda utilizando la matriz \mathbf{H} que se definió en (3.1), calcula la potencia de cada uno de los vectores y almacena los valores en la variable γ . El vector con la potencia máxima se asigna permanentemente a la matriz \mathbf{H}_{par} , después de esto se calcula la correlación y la no-correlación que tiene el vector de mayor potencia con los vectores restantes de la matriz \mathbf{H} , como se muestra en el Algoritmo 3.

Algoritmo 3: ICBM(\mathbf{H})

```

 $\beta^2 = 0$ 
 $\gamma = 0$ 
for  $s \leftarrow 1$  to  $N_r$ 
  do  $\{\gamma(s) = norm(\mathbf{H}(s, :))$ 
 $\mathbf{H}_{par}(1, :) = \arg \max(\gamma(s))$ 
  for  $n \leftarrow 1$  to  $N_t$ 
    do  $\left\{ \begin{array}{l} \text{for } j \leftarrow 1 \text{ to } N_r \\ \text{do } \left\{ \begin{array}{l} \mathbf{H}_{par}(2, :) = \mathbf{H}(j, :) \\ \alpha_j = \frac{|\mathbf{H}_{par}(1,:) \mathbf{H}_{par}(2,:) ^H|}{\|\mathbf{H}_{par}(1,:)\| \|\mathbf{H}_{par}(2,:)\|} \\ \beta_j^2 = \beta_j^2 + (1 - \alpha_j^2) \\ f_j = \gamma_j^2 \beta_j^2 \\ \mathbf{H}_{par}(2, :) = \arg \max(f_j) \end{array} \right. \end{array} \right.$ 
  return  $(\mathbf{H}_{par})$ 

```

Este algoritmo regresa mediante la matriz \mathbf{H}_{par} vectores no-correlacionados con las potencias más altas que tiene el canal. Los resultados entregados por este método se acercan bastante a la capacidad óptima del sistema, sin embargo son pobres en cuanto a desempeño, como se demostrará en la sección de resultados.

4.5. Selección de Antenas Cuasi-óptimo (NeO)

El algoritmo descrito en esta sección se titula en inglés Near Optimal Antena Selection y las siglas con las que haremos referencia a esta propuesta son NeO. Este algoritmo tiene como objetivo producir resultados similares a la Selección Óptima pero mediante la realización de una menor cantidad de operaciones y de esta manera crear un método que sea capaz de entregar valores cuasi-óptimos en desempeño y capacidad pero con mínima complejidad para ser implementado en la práctica. NeO, realiza su selección de antenas con vectores con características únicas, ejecuta un proceso combinatorio pero con una cantidad $N_r - 1$ operaciones, lo cual hace posible reducir la complejidad que se tiene al hacer uso de la Selección Óptima.

El algoritmo da inicio calculando la norma euclidiana de las antenas de recepción N_r de la matriz de canal \mathbf{H} de (3.1), esto con el fin de garantizar que el trayecto con más probabilidad de no perder la información está dentro de la matriz de selección, este valor se coloca permanentemente en el primer lugar de la matriz \mathbf{H}_{par} que fue definida en el Algoritmo 4. Después de esto, se posicionan uno a la vez en el segundo lugar de la matriz \mathbf{H}_{par} los renglones restantes de \mathbf{H} para calcular la capacidad producida por \mathbf{H}_{par} mediante (4.2).

El algoritmo finalmente regresa la matriz de canal con la cual se produjo C_{final} . La matriz final \mathbf{H}_{par} contiene en el primer renglón el vector con mayor potencia y en el segundo renglón aquel vector que le ayudó a obtener la máxima capacidad, este algoritmo reduce gran cantidad de operaciones al asignar un lugar permanentemente a la matriz de selección y no hacer combinación de posiciones con todos los valores de \mathbf{H} para calcular la capacidad. El pseudocódigo de NeO se muestra en el Algoritmo 4.

Algoritmo 4: NEO(\mathbf{H}, ρ)

```

 $C_{final} = 0$ 
magnitud = 0;
for  $s \leftarrow 1$  to  $N_r$ 
  do { magnitud( $s$ ) =  $norm(\mathbf{H}(s, :))$ 
   $\mathbf{H}_{par}(1, :) = \arg \max(\mathbf{magnitud}(s))$ 
  for  $g \leftarrow 1$  to  $N_r$ 
    if  $g = \arg \max(\mathbf{magnitud}(s))$ 
      {  $\mathbf{H}_{par}(2, :) = \mathbf{H}(g, :)$ 
       $C_{par} = \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I}_{N_r} + \frac{\rho}{N_t} \mathbf{H}_{par}^H \mathbf{H}_{par} \right) \right]$ 
      if  $C_{par} < C_{final}$  {  $C_{final} = C_{par}$ 
    return ( $\mathbf{H}_{par}$  que produce  $C_{final}$ )
  
```

4.6. Resultados

Las simulaciones que se presentan en esta sección fueron realizadas mediante el Método Montecarlo usando el programa Matlab 7.1. El modelo que se trabajó es acorde al mencionado en la Sección 4.1.1, con $N_t = 2$, $N_r = 8$ y $L_r = 2$ y las experimentos realizados miden el BER y la capacidad. Con el objetivo de comparar algoritmos, se simuló un sistema MIMO 2×2 llamado Sin Selección, la Selección Óptima, ICBM y NeO. Se descarta a CBM debido a que sus resultados de desempeño son superados por los de ICBM. No se utilizó ningún tipo de codificación o técnica que proporcione mejores resultados y los algoritmos fueron sometidos a diferentes canales.

En la primera simulación fue implementado un canal Rayleigh flat-fading, por lo tanto, la Figura 4.3 se refiere a los resultados en desempeño y en la Figura 4.4 se muestran los resultados en capacidad que tienen los algoritmos mencionados anteriormente. En cuestión de desempeño el sistema Sin Selección no proporciona una gran ventaja en comparación con los algoritmos que utilizan en aumento de antenas en el receptor, ICBM supera fácilmente al sistema anterior pero esta muy por debajo de los resultados obtenidos por la Selección Óptima y NeO, en donde NeO esta a menos de 1 dB de la Selección Óptima y mantiene esa distancia en todo momento.

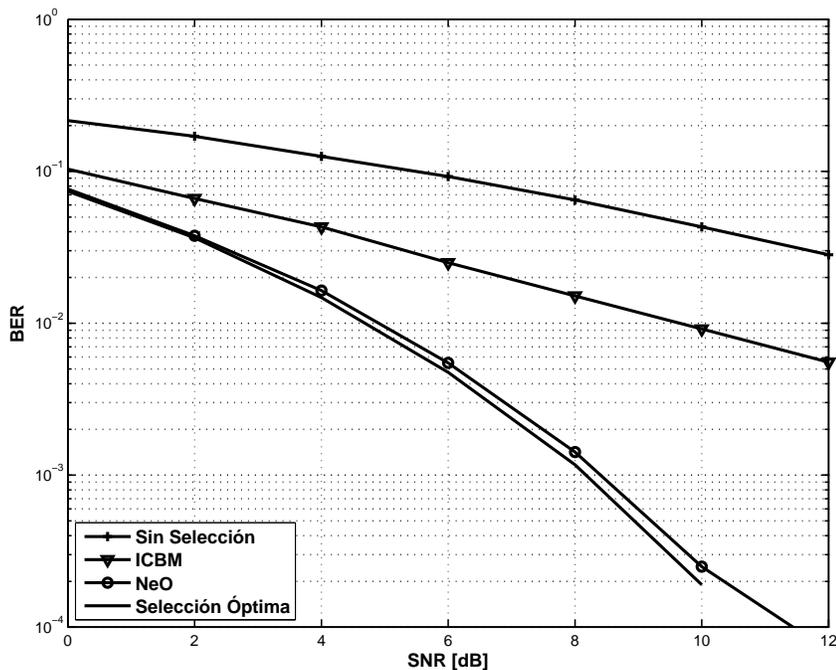


Figura 4.3: Desempeño en tasa de error por bit (BER) de un sistema Sin Selección, ICBM, NeO (modelo propuesto) y la Selección Óptima bajo las condiciones de un canal Rayleigh.

En la Figura 4.4, el sistema Sin Selección obtiene una pobre capacidad, la verdadera competencia se da entre, ICBM, NeO y la Selección Óptima, en donde los resultados son demasiado similares. La mejor capacidad es obtenida con la Selección Óptima, muy cerca esta NeO y después ICBM. Cabe destacar que tanto en desempeño como en capacidad el algoritmo que está más cerca de la Selección Óptima es la propuesta que se hace en esta tesis: NeO.

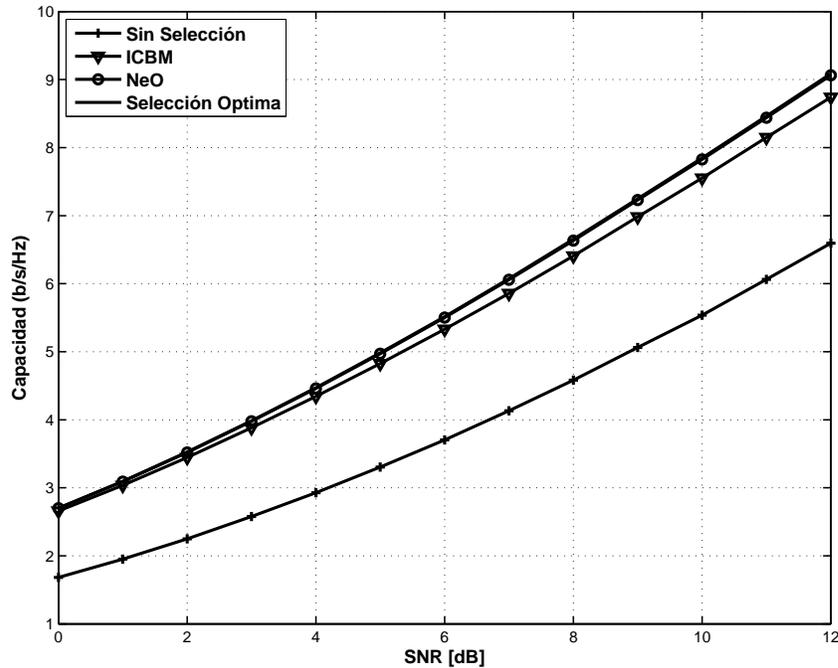


Figura 4.4: Capacidad en b/s/Hz de un sistema Sin Selección, ICBM, NeO (modelo propuesto) y la Selección Óptima bajo las condiciones de un canal Rayleigh.

Un canal Rician fue simulado con el objetivo de medir el comportamiento de que tienen los algoritmos de selección de antenas ante alguna perturbación en sistemas MIMO. Debido a que pierden sus propiedades con facilidad, los sistemas Sin Selección e ICBM no aparecen en esta figura. En la Figura 4.5, NeO continúa siguiendo a la Selección Óptima muy de cerca, con un $KF = 10$ se comporta de manera adecuada y ante un valor mayor de KF no muestra separación de la mejor selección, NeO continúa obteniendo buenos valores en tasa de error. La capacidad de ambos se aprecia en la Figura 4.6 en donde NeO muestra una capacidad cercana a la Selección Óptima. La única diferencia notoria de NeO es que obtiene una buena capacidad pero con la realización de un número menor de operaciones como se verá más adelante.

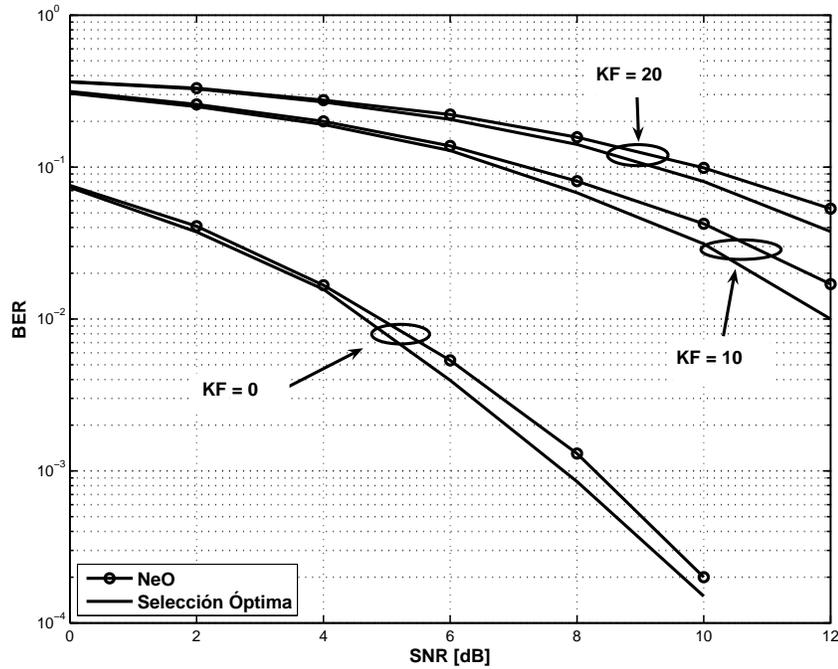


Figura 4.5: Desempeño en tasa de error por bit (BER) logrado con NeO (modelo propuesto) y la Selección Óptima bajo un canal Rician.

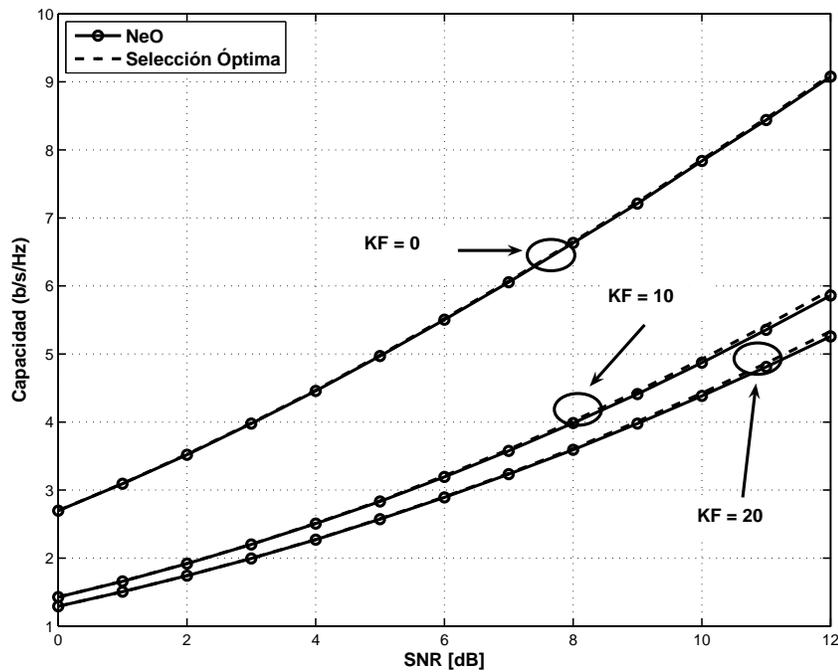


Figura 4.6: Capacidad en b/s/Hz logrado con NeO (modelo propuesto) y la Selección Óptima bajo un canal Rician.

Otro de los canales que pone a prueba las ventajas de los sistemas MIMO es el correlacionado. Dicho canal fue simulado acorde a la Sección 2.2.4, en donde también no se muestran los resultados de los sistemas Sin Selección e ICBM. El desempeño se muestra en la Figura 4.7, la Selección Óptima se mantiene a la cabeza, pero NeO una vez más le sigue, mostrándose robusto ante una gran correlación. La capacidad aparece en la Figura 4.8 en donde NeO y la Selección Óptima obtienen casi los mismos resultados. NeO una vez más arroja una capacidad y desempeño con resultados sobresalientes.

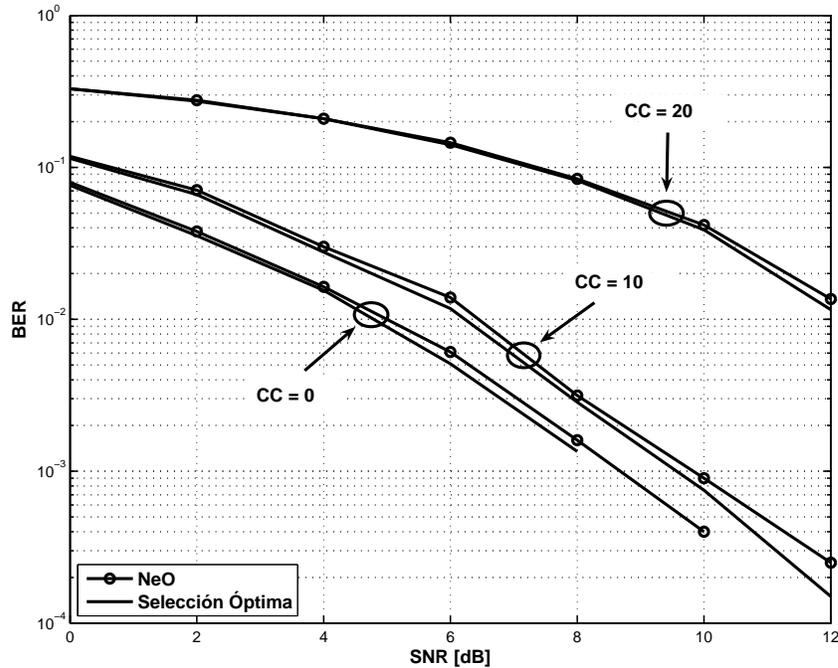


Figura 4.7: Desempeño en tasa de error por bit (BER) lograda con NeO (modelo propuesto) y la Selección Óptima bajo un canal Correlacionado.

Todos los algoritmos fueron simulados en la Figura 4.9, en donde haciendo uso de la función FLOPS de Matlab se simuló todo el proceso de comunicación de manera similar para cada método con el objetivo de apreciar la complejidad de cada uno de ellos. En ésta figura se puede apreciar el costo computacional que tiene el hacer uso de la Selección Óptima que incrementa exponencialmente al aumentar el número de antenas. CBM muestra un costo computacional adecuado para pocas antenas, pero sus ventajas desaparecen con arreglos mayores. ICBM y NeO se disputan por obtener la menor complejidad haciendo uso de selección de antenas, ambos se mantienen aumentando linealmente. Sin embargo con ellos se obtiene la mitad de FLOPS que utiliza la Selección Óptima. A pesar de que ICBM y NeO tienen resultados similares en capacidad y complejidad, NeO sobresale en desempeño, como se vio en los resultados mostrados anteriormente.

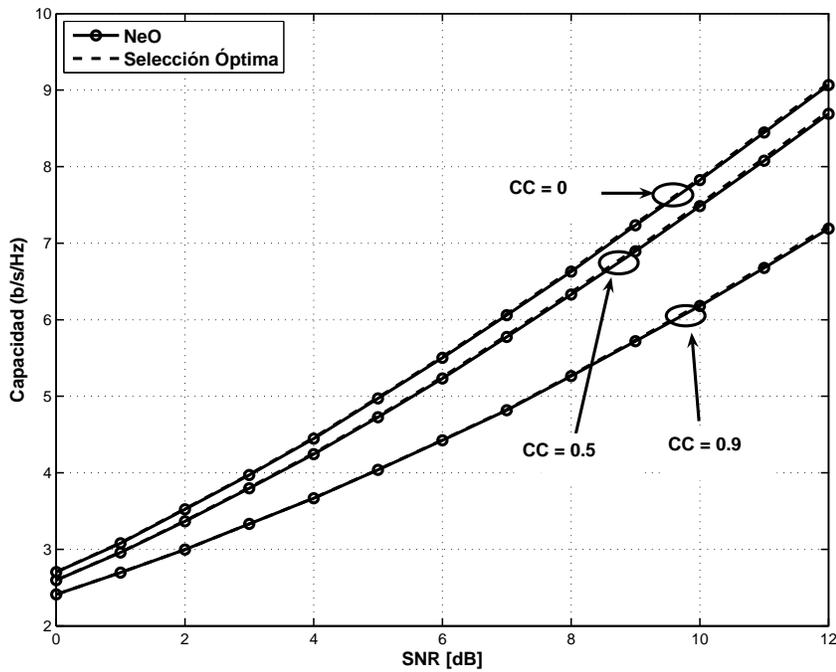


Figura 4.8: Capacidad en b/s/Hz logrado con NeO (modelo propuesto) y la Selección Óptima bajo un canal Correlacionado.

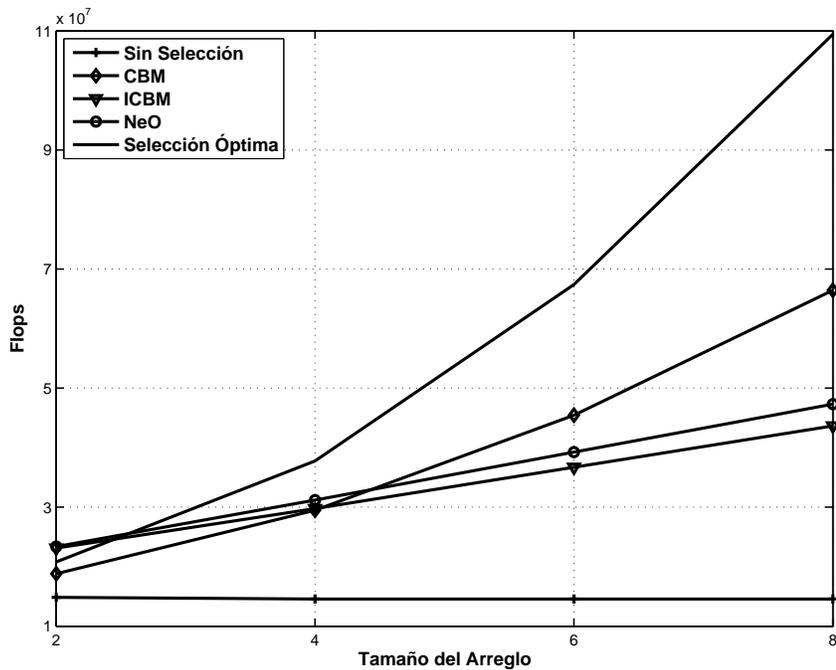


Figura 4.9: Medición de las operaciones realizadas por la función FLOPS aumentando la diversidad en el receptor lograda por un sistema Sin Selección, CBM, ICBM, NeO (modelo propuesto) y la Selección Óptima.

En la Tabla 4.1, se muestra una comparación entre algoritmos mencionados anteriormente. El sistema que fue simulado para obtener dicha comparación cuenta con un detector Zero Forcing, 100,000 muestras en el ciclo Montecarlo, con una $SNR = 10 \text{ dB}$ un canal Rayleigh a no ser que se indique lo contrario. Se tomó como referencia al 100 % a la Selección Óptima y a partir de esto se calculó el porcentaje de aproximación que tienen los demás algoritmos. En el caso de los canales hostiles, se indica el porcentaje de pérdida que tuvieron entre no presentar la perturbación y el grado máximo posible de esta.

Tabla 4.1: Resultados porcentuales de los algoritmos Selección de Antenas mencionados en este capítulo.

Algoritmo	BER	Capacidad	Complejidad	Correlacionado CC=0.9	Canal Rician KF=20
CBM	96.71 %	83.62 %	60.69 %	–	–
ICBM	99.1 %	96.3 %	42.36 %	–	–
NeO	99.83 %	99.7 %	43.98 %	73.83 %	68.70 %
Selección Óptima	100 %	100 %	100 %	73.73 %	68.80 %

4.7. Conclusiones Preliminares

A lo largo de este capítulo se hablo de las ventajas que tiene el hacer uso de la selección de antenas, para mejorar los sistemas MIMO fijos pero sin aumentar excesivamente los costos computacionales y económicos que esto representaría. Los algoritmos como CBM e ICBM son buenos, haciendo uso de ellos se pueden obtener resultados con pequeñas ventajas. Si se desean resultados similares a los producidos por la Selección Óptima pero con la mitad de la complejidad, la opción adecuada es NeO, que sigue muy de cerca a este algoritmo y que no pierde sus características en canales desfavorables para los sistemas MIMO, como lo son el canal Rician y Correlacionado.

Capítulo 5

Selección de Antenas en Redes de Sensores

En los últimos tiempos infinidad de aplicaciones de la vida cotidiana se rigen en base a sensores, los cuales se encargan de medir magnitudes físicas o químicas de la naturaleza o de algún determinado proceso. La importancia de estos dispositivos es grande, ya que por medio de ellos se puede conocer el estado de alguna variable sin monitoreo constante por parte de alguna persona. En ocasiones un sensor no es suficiente para cumplir con las demandas de cierta encomienda, por lo tanto es necesario poner varios sensores que se agrupen y formen una red para lograr cumplir con lo requerido. A lo largo de este capítulo se describirá la importancia de las redes de sensores y se resalta la propuesta de un algoritmo llamado AASI (Adaptive Antenna Selection to Information) para incrementar el uso eficiente de recursos de estas redes.

5.1. Introducción

Un conjunto de sensores puede ser la base para un proceso que requiera monitoreo constante de alguna variable física. Existen aplicaciones tales como: las militares, las del cuidado de la salud, las industriales, de protección al medio ambiente y algunas para obtener información de fenómenos climatológicos que necesitan estar midiendo parámetros de vital importancia de forma permanente y que sería riesgoso o incosteable tener a una persona a su cargo. Por medio de una red de sensores se puede adquirir infinidad de datos de manera precisa y en todo momento de casi cualquier cosa que se desee [30], [31].

A un elemento de la red de sensores se le denomina nodo. Las partes que integran un nodo sensor son [32]:

- Unidad de Sensado.
- Unidad de Procesamiento.
- Unidad de Comunicación.
- Unidad de Potencia.

La *Unidad de Sensado* consta básicamente de un sensor acorde a la variable a medir y de un convertidor análogo a digital (ADC), este último con el objetivo de adaptar la señal para que sea enviada a la *Unidad de Procesamiento*, en donde además de trabajar con la información medida se llevan a cabo todas las operaciones tales como la colaboración con otros nodos, esta unidad funciona también como memoria y otra de sus actividades primordiales es determinar los tiempos de operación del nodo para que pase de un modo activo a uno inactivo y viceversa.

La *Unidad de Comunicación* tiene por encomienda proveer de un lugar al nodo en la red así como mantener el intercambio de información. Una de las partes con mayor importancia en el nodo es la *Unidad de Potencia*, por que de ella depende el funcionamiento del nodo, ya que su ahorro de energía evita que el nodo tenga que ser reemplazado [32].

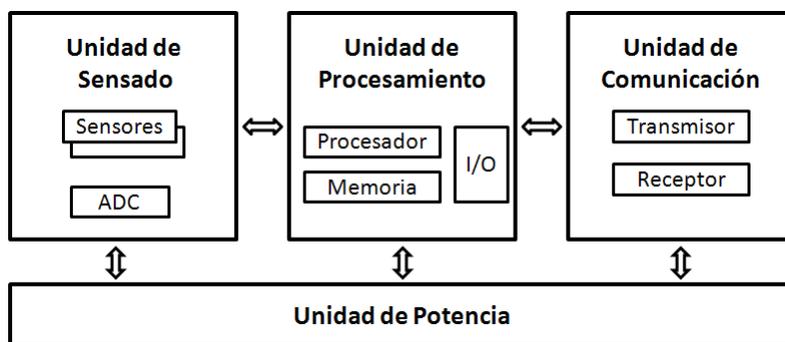


Figura 5.1: Partes básicas que integran un nodo sensor de una red inalámbrica.

Como se muestra en la Figura 5.1 todas estas unidades deben estar integradas en pequeños módulos que les permitan a los nodos ser ligeros. Sus características básicas son: consumir extremadamente baja energía, ser autónomos, ser adaptativos al entorno en que son colocados y con bajo costo de producción. El consumo de energía debe ser reducido, debido a que en gran parte de los casos la unidad de potencia es pequeña y está limitada a una corriente menor a 0.5 Ah a 1.2 V y en promedio debe proveer aproximadamente $30 \mu\text{A}$ [32]. Para extender su tiempo de vida, ya que de otra manera el nodo morirá rápidamente y dejará de ser útil. La comunicación entre sensores puede ser mediante enlaces ópticos de forma pasiva o activa o por dispositivos de RF. La comunicación por RF es más costosa y compleja debido a que el acomodo de los nodos es en su mayoría aleatorio y que en algunos entornos existen muchos obstáculos. Por otro lado y por las mismas características, se vuelve imposible la utilización de medios ópticos. Con RF se requiere de circuitos de modulación, demodulación, multiplexado y filtros entre otros. Por lo tanto, el proceso de la comunicación es donde se presenta el mayor consumo de energía. El gasto de energía en la transmisión y recepción es casi el mismo, según el estado del arte para cualquiera de estas dos etapas el consumo de potencia oscila entre 1 mW y 100 mW [32].

La arquitectura de un sistema que utiliza una red de sensores se puede apreciar en la Figura 5.2, en donde se monitorea un proceso industrial, existe un nodo sensor que tiene la función de medir ciertas variables en cada etapa, los sensores se comunican de forma individual a una puerta de enlace (Gateway) que se encarga de concentrar toda la información de la red para enviarla a una estación base, la cual a su vez hace llegar el estado del proceso a una computadora que es donde el usuario final puede apreciar los datos recabados por los sensores [31].

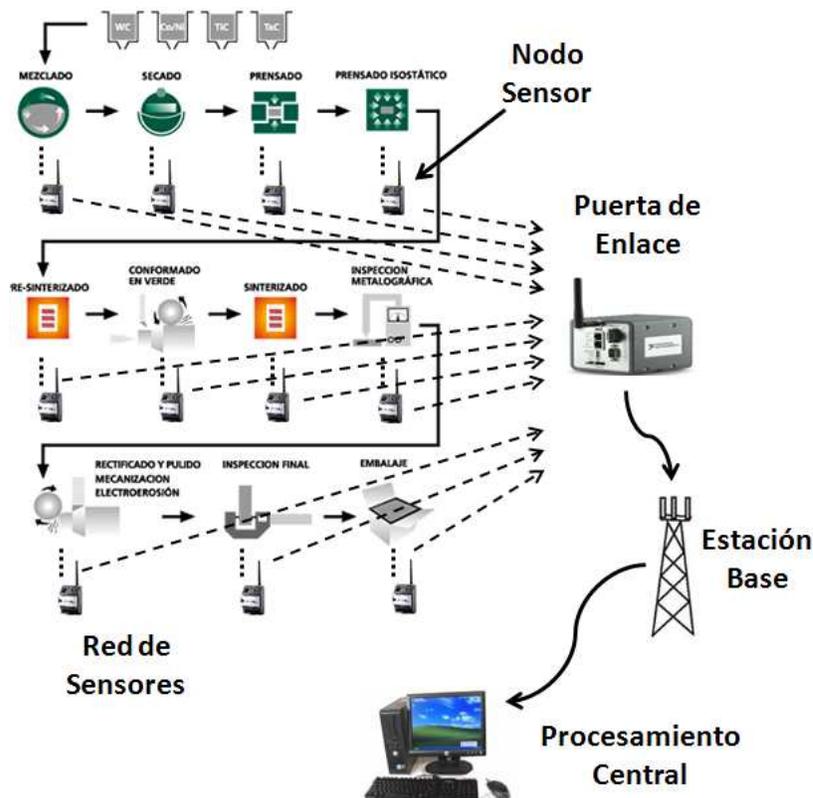


Figura 5.2: Arquitectura de Red de Sensores para un proceso industrial.

Las redes de sensores cuentan con la opción de trabajar en conjunto, es decir cooperar entre un grupo de nodos determinado y formar un clúster, a lo cual se le denomina diversidad cooperativa. Aprovechando esta variante de las redes de sensores, se puede formar una especie de sistema MIMO entre un clúster que nombra a dos nodos líderes y una puerta de enlace con diversidad espacial, esto con el objetivo de minimizar el consumo de batería debido a la comunicación ya que sólo algunos nodos rinden cuentas acerca del panorama de todos los demás, logrando que los nodos restantes establezcan comunicación directamente entre ellos y así extender la vida de la mayoría de los miembros del clúster [33], [34].

5.2. Selección de Antenas Adaptativas a la Información (AASI)

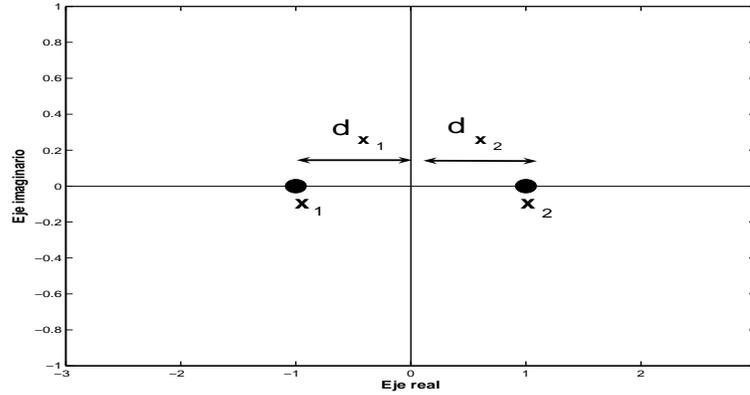
El algoritmo descrito en esta sección se titula en inglés Adaptive Antenna Selection to Information y las siglas con las que haremos referencia a esta propuesta son AASI. El modelo bajo el cual opera este algoritmo consiste en generar un clúster de sensores, en donde se seleccionen dos nodos como líderes del grupo, los que proporcionarán la diversidad en la parte receptora del sistema y que se estarán comunicando continuamente con la puerta de enlace. Los nodos líderes serán seleccionados en base al canal y de este modo el sistema aprovecha los beneficios de un sistema MIMO, ejemplo de este modelo se puede apreciar en la Figura 5.4. AASI trabaja asumiendo que el transmisor (para el caso de la Figura 5.4, modem inalámbrico con 2 antenas) conoce el canal \mathbf{H} mediante una retroalimentación y también los datos a enviar \mathbf{x} , se considera una modulación BPSK (Bit Phase Shift Keying) en donde se generan 2 posibles símbolos con una distancia fija entre ellos como se muestra en la Figura 5.3 (a), se establece un enlace punto a punto. Este algoritmo busca expandir los puntos de la constelación a partir de conocer el estado del canal. Primeramente el algoritmo procesa la matriz de canal \mathbf{H} , descomponiéndola y sumando la parte real y la imaginaria (ver Figura 5.3 (b)), como se muestra en la siguiente ecuación,

$$\mathbf{h}_{suma}(j, :) = suma(\mathbf{h}_{real}(j, :) + suma(\mathbf{h}_{ima}(j, :)) * i, \quad (5.1)$$

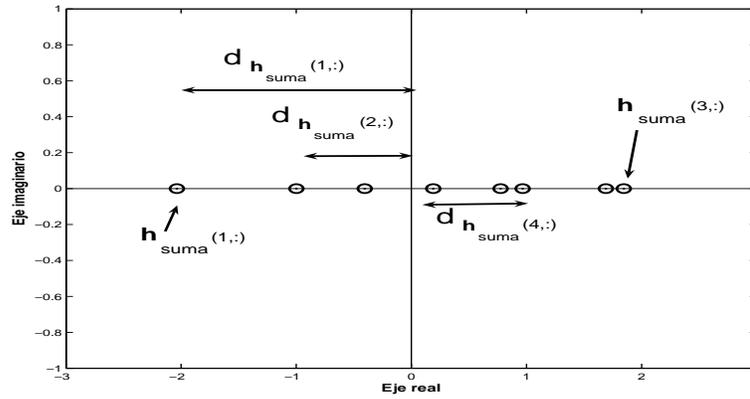
con la operación anterior se desea obtener un vector que resalte las propiedades que tiene el canal en su parte real e imaginaria. Después se busca dentro de \mathbf{h}_{suma} aquellos canales que mejor se adapten a los datos \mathbf{x} , o dicho en otras palabras, aquel canal que logre la distancia más grande entre ellos, con el principal objetivo de maximizar SNR y permitirle al receptor eliminar la etapa de detección, el resultado de esta operación se almacena en la variable \mathbf{h}_{final} , como se muestra a continuación,

$$\mathbf{h}_{final} = \arg \max (\mathbf{h}_{suma} \mathbf{x}), \quad (5.2)$$

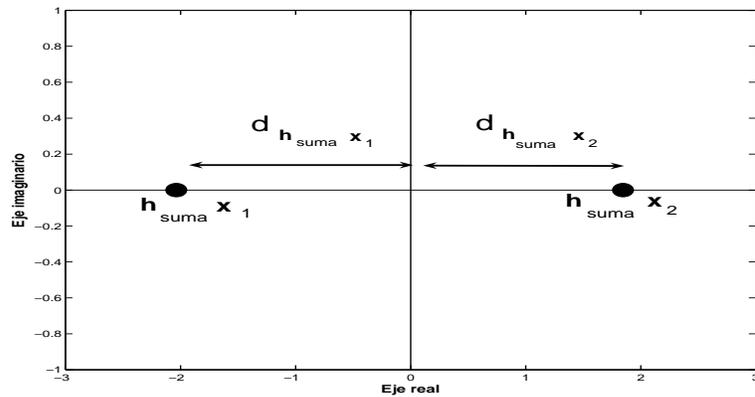
\mathbf{h}_{final} contiene aquellos dos puntos más alejados entre si (ver Figura 5.3 (c)). El receptor (nodos sensores) recibe la variable \mathbf{h}_{final} y solamente necesitará demodular para entender la información. De esta manera se ahorrará gran cantidad de operaciones lo cual representa una menor complejidad y mayor tiempo de vida útil de la batería, parte importante en redes de sensores. Realizando este proceso se obtienen todas las ventajas espaciales de la Selección de Antenas sin utilizar recursos de más en la parte de la detección. El proceso completo se describe en el Algoritmo 5.



(a) Distancia d_x entre los puntos de la constelación.



(b) Gráfica de los valores del vector \mathbf{h}_{suma} .



(c) Distancia $d_{\mathbf{h}_{suma} \mathbf{x}}$ máxima.

Figura 5.3: Explicación gráfica de AASI, en donde se muestra la distancia existente entre símbolos, la distancia proporcionada por la descomposición de \mathbf{H} en \mathbf{h}_{suma} y los resultados que se obtienen haciendo uso del algoritmo.

Algoritmo 5: AASI($\mathbf{H}, \mathbf{x}_{1,2}$)

```

for  $z \leftarrow 1$  to  $N_R$ 
  do  $\{\mathbf{h}(z) = \text{suma}(\mathbf{H}(z, :))$ 
   $\mathbf{h}_{\text{suma}} = \text{suma}(\mathbf{h}_{\text{real}}) + \text{suma}(i * \mathbf{h}_{\text{ima}}) * i$ 
  if  $x_1 < 0$   $\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{h}_{\text{select}}(1) = \arg \min(\mathbf{h}_{\text{suma}}) \\ \arg \min(\mathbf{h}_{\text{suma}}) = 0 \end{array} \right.$ 
  else  $\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{h}_{\text{select}}(1) = \arg \max(\mathbf{h}_{\text{suma}}) \\ \arg \max(\mathbf{h}_{\text{suma}}) = 0 \end{array} \right.$ 

  if  $x_2 < 0$   $\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{h}_{\text{select}}(2) = \arg \min(\mathbf{h}_{\text{suma}}) \\ \arg \min(\mathbf{h}_{\text{suma}}) = 0 \end{array} \right.$ 
  else  $\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{h}_{\text{select}}(2) = \arg \max(\mathbf{h}_{\text{suma}}) \\ \arg \max(\mathbf{h}_{\text{suma}}) = 0 \end{array} \right.$ 
  return  $(\mathbf{h}_{\text{final}})$ 

```

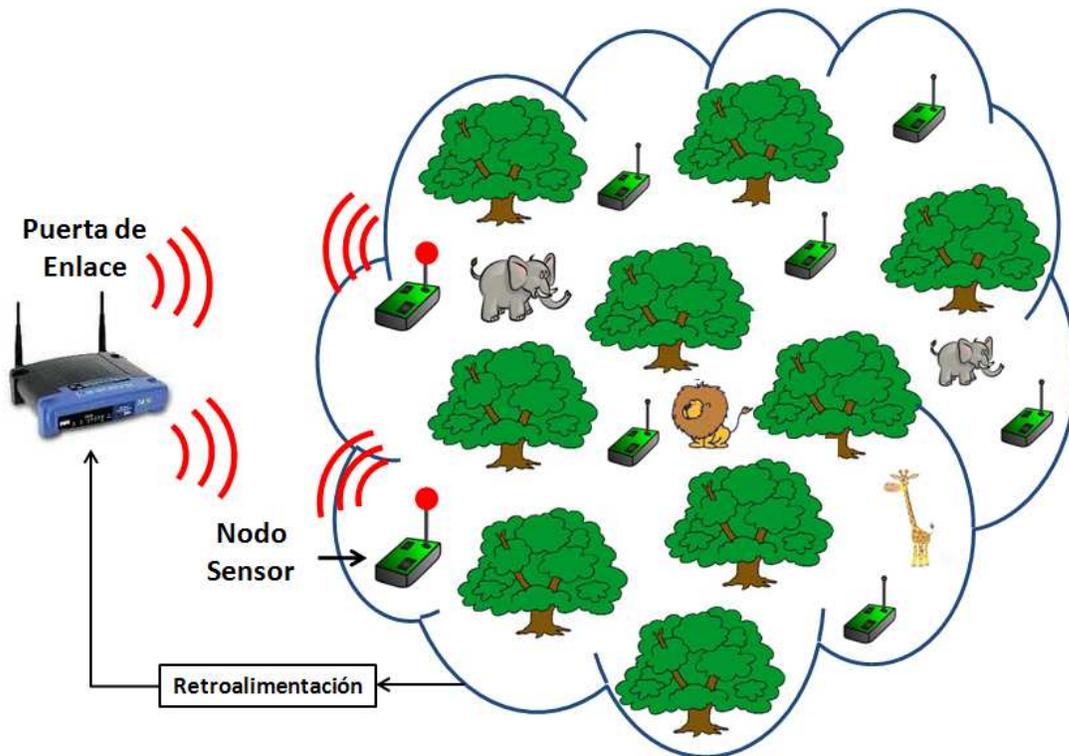


Figura 5.4: Arquitectura de Red de Sensores para detección de fuego en bosques.

5.3. Resultados

El sistema que se modeló puede ser observado en la Figura 5.4, en donde una red de sensores monitorea la detección de temperatura en un bosque con la finalidad de evitar incendios forestales. Consiste básicamente de un clúster que contiene ocho nodos que han sido distribuidos en una área de bosque determinada, los cuales proporcionan la diversidad y de dónde serán seleccionados dos que cuenten con los mejores canales. El intercambio de información se comprendió entre el clúster (R_x) y una puerta de enlace (T_x) con un sistema MIMO de 2×2 . Los algoritmos que se han simulado son: un sistema MIMO básico para fines de comparación llamado Sin Selección, la Selección Óptima, NeO y AASI.

La Figura 5.5 presenta un canal Rayleigh, que contiene el desempeño de cuatro sistemas MIMO, se puede apreciar que el caso del sistema Sin Selección no brinda mayores beneficios y es afectado severamente por el ruido. Para algoritmos que hacen uso de la selección de antenas, como NeO y la Selección Óptima, ambos muestran el mismo desempeño reduciendo el BER conforme se incrementa la potencia del sistema. AASI, obtiene mejores resultados en desempeño, pero solamente para valores reducidos de relación señal a ruido (SNR), estos valores de potencia en donde se obtienen buenos resultados llegan hasta los 2 dB , que para aplicaciones de redes de sensores resulta adecuado [35].

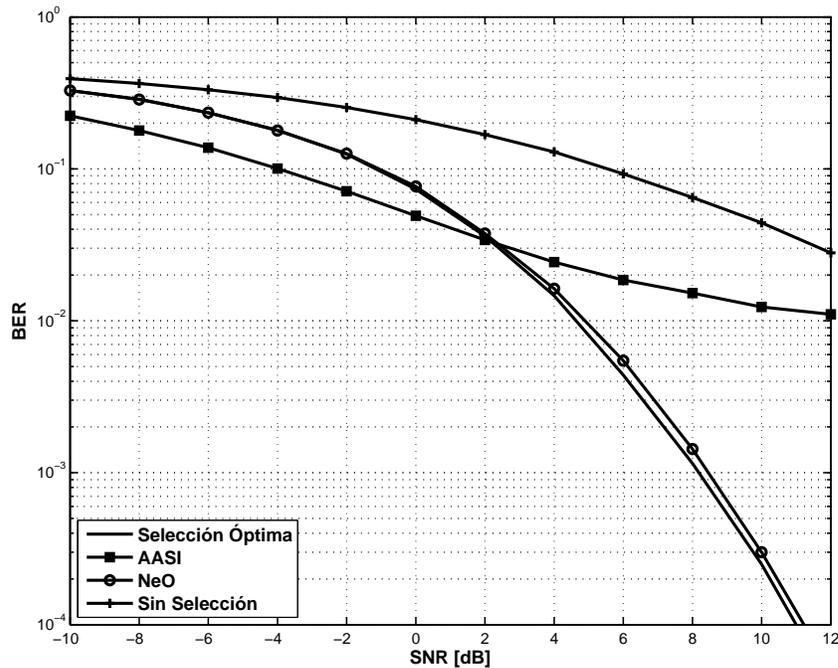


Figura 5.5: Desempeño del Bit Error Rate que se logra mediante los algoritmos de: Sin Selección, NeO, Selección Óptima y AASI bajo las condiciones de un Canal Rayleigh.

La capacidad de los cuatro sistemas MIMO se muestra en la Figura 5.6, la cual confirma los resultados previos obtenidos con NeO y la Selección Óptima, mostrados en el Capítulo 4. Ambos algoritmos muestran una mejor capacidad que AASI, pero hasta después de 2 dB, sin embargo para sistemas con menos potencia, AASI provee una mejor capacidad que los citados anteriormente, característica apropiada para redes de sensores, donde no se requiere de altas velocidades de transmisión. AASI tiene un buen desempeño y buena capacidad para el rango de -10 dB a 2 dB o en Watts de 100 mW a $1,5\text{ W}$ después de este punto pierde sus ventajas, pero dentro de estos valores es justo donde oscilan los valores de potencia de las redes de sensores [36]. Así podemos considerar que el resultado es lo suficientemente bueno ya que AASI como se verá más adelante realiza menos operaciones que los otros algoritmos debido a que no requiere de un detector, algo que lo potencializa todavía más para ser aplicado en redes de sensores.

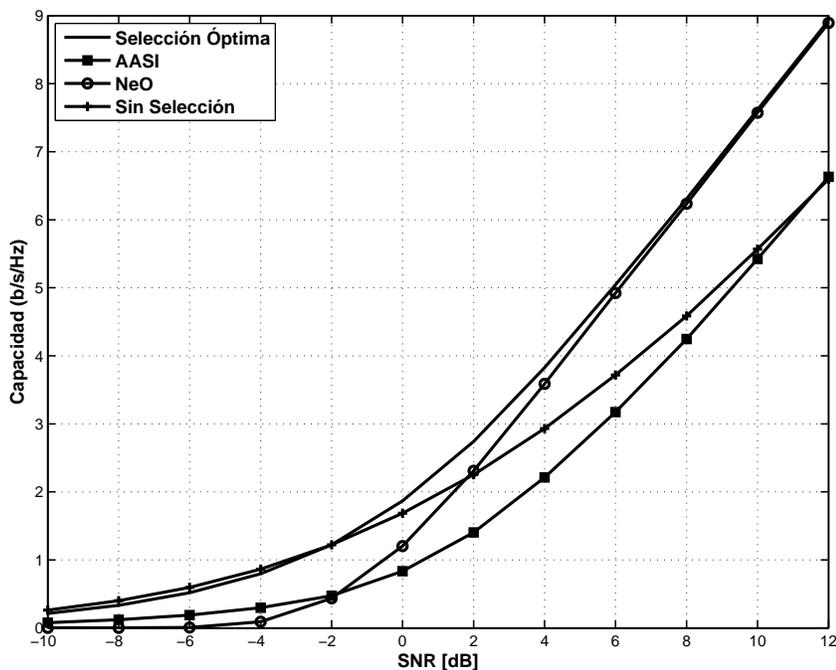


Figura 5.6: Capacidad en b/s/Hz que se logra mediante los algoritmos de: Sin Selección, NeO, Selección Óptima y AASI bajo las condiciones de un Canal Rayleigh.

Una importante restricción para sistemas MIMO es la correlación. Un canal de correlación fue simulado para la Selección Óptima y AASI, ya que el interés se centra en estos dos algoritmos. La Figura 5.7 muestra como ambos algoritmos se ven afectados por la correlación, pero AASI no presenta un cambio extremo para valores altos de correlación como cuando el Coeficiente de Correlación $CC = 0,9$, por el contrario este algoritmo mantiene buenos resultados, algo que no sucede para el caso de la Selección Óptima que obtiene una mayor tasa de error. Esto es muy importante por que muchas de las posiciones de los nodos llegan a ser aleatorias y sí los sensores quedan colocados cerca entre ellos no

sufrirán cambios drásticos en desempeño. La Figura 5.8 muestra la capacidad obtenida por la Selección Óptima y AASI, antes de 5 dB. En esencia AASI provee una mejor capacidad sin importar el valor de CC , con lo cual se minimizan los efectos del canal. AASI es una solución que sale adelante ante los efectos de los canales correlacionados, un verdadero problema para los sistemas MIMO.

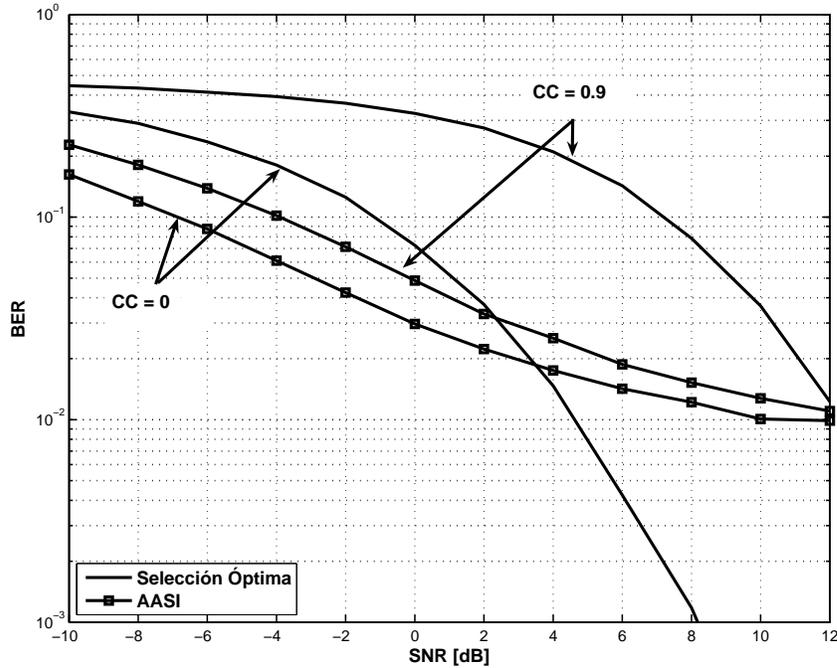


Figura 5.7: Desempeño del Bit Error Rate (BER) para AASI y Selección Óptima para un Canal con altos índices de Correlación.

La Figura 5.9 hace uso de la función FLOPS de Matlab para medir la complejidad. La Selección Óptima, Neo, AASI y Sin Selección fueron simulados en un canal Rayleigh, estos resultados de complejidad incluyen el proceso entero de la comunicación, desde la modulación, transmisión, creación del canal, recepción, hasta regresar la información a su formato original. Note que la Selección Óptima y Neo tienen diferentes costos computacionales a pesar de obtener resultados similares en desempeño y capacidad, pero AASI es menos complejo que Non Selection, pero superior en desempeño y capacidad. En concepto AASI realiza una cantidad mucho menor de operaciones que NeO y la Selección Óptima, ofreciendo un desempeño superior a bajas SNR 's.

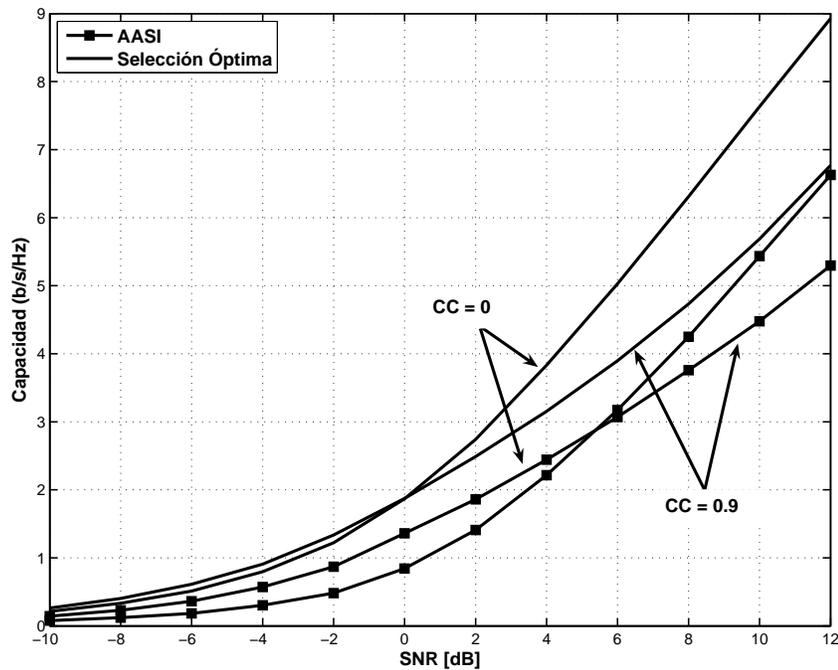


Figura 5.8: Capacidad en b/s/Hz para AASI y Selección Óptima para un Canal con altos índices de Correlación.

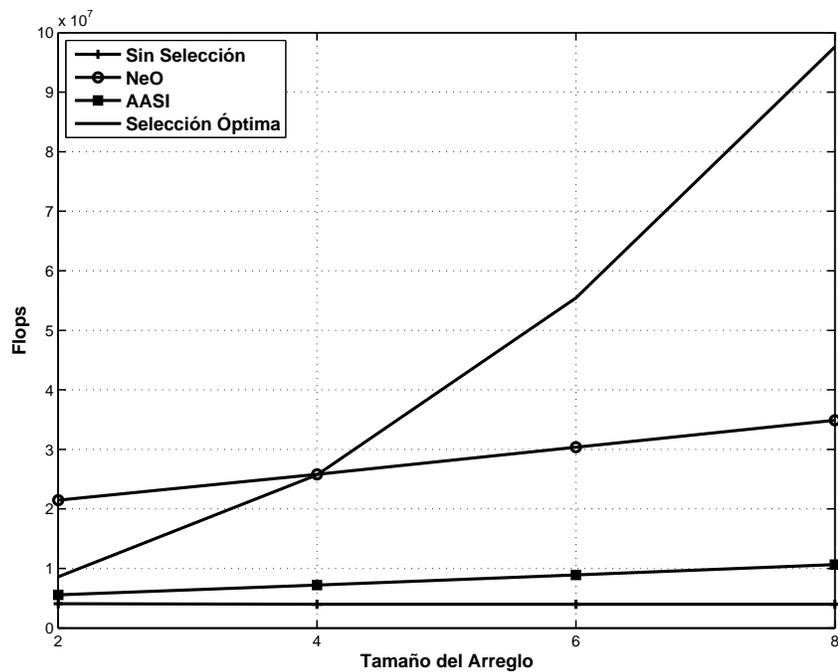


Figura 5.9: Medición de las operaciones realizadas mediante la función Flops, aumentando la diversidad en la parte receptora para los algoritmos, Sin Selección, Selección Óptima, AASI, y NeO.

En la Tabla 5.1, se muestra una comparación entre algoritmos mencionados en este capítulo. El sistema que fue simulado para obtener dicha comparación cuenta con un detector Zero Forcing, 100,000 muestras en el ciclo Montecarlo, con una $SNR = 0$ dB un canal Rayleigh a no ser que se indique lo contrario. Se tomó como referencia al 100 % a la Selección Óptima y a partir de esto se calculó el porcentaje de aproximación que tienen los demás algoritmos. En el caso de el canal correlacionado, se indica el porcentaje de pérdida que tuvieron entre no presentar la perturbación y el grado máximo posible de esta.

Tabla 5.1: Resultados porcentuales de los algoritmos Selección de Antenas con aplicación a Redes de Sensores mencionados en este capítulo.

Algoritmo	BER	Capacidad	Complejidad	Correlacionado CC=0.9
NeO	99.65 %	64.33 %	35 %	–
AASI	102.62 %	44.67 %	10 %	2 %
Selección Óptima	100 %	100 %	100 %	27.28 %

5.4. Conclusiones Preliminares

A lo largo de este capítulo se explicó una aplicación que puede dársele a la selección de antenas para un conjunto de dispositivos móviles de pequeño tamaño, que debido a el reducido espacio que los conforma no pueden tener más de una antena, como lo son algunos sensores. Una red de sensores que ha sido implementada requiere sobre todas las cosas extender al máximo la vida útil de su batería, la opción de clúster en la cual pueden operar hace viable el uso de algoritmos de selección de antenas. La propuesta que se hace mediante AASI resulta por demás interesante, ya que al brindar un algoritmo que no requiera de un detector en la recepción se elimina gran cantidad de operaciones en el procesamiento. Otra ventaja importante es que los resultados en desempeño superan a los de la Selección Óptima pero solo para los valores de potencia en los que transmiten las redes de sensores. Por lo tanto para red una de sensores en donde se requieran tener valores reducidos de tasa de error y aumentar el tiempo de vida de la batería; ASSI resulta un algoritmo que cumple con estos requisitos.

Capítulo 6

Conclusiones

En este último capítulo se incluyen las respectivas conclusiones de algunas secciones, también se habla acerca del trabajo que se puede seguir realizando en este trabajo de tesis.

6.1. MIMO

Los sistemas MIMO, son el presente y el futuro cercano de todos aquellos estándares que quieran ofrecer grandes presentaciones en términos de capacidad y desempeño. Son claras las ventajas que se obtienen al aumentar las antenas en el transmisor o receptor. La diversidad es la principal propiedad que ofrece MIMO, con lo cual gran cantidad de obstáculos y canales pueden ser pasados por alto, puesto que reducen sus efectos nocivos en la comunicación. Por lo tanto, para obtener buenas características o al menos las que ofrecen realmente algunas tecnologías se deberá hacer uso de los sistemas MIMO, mínimo en su forma más sencilla con todo y los retos que esto implica, tal y como se está haciendo en algunos de los siguientes estándares: IEEE 802.11n, IEEE 802.16 (WiMax), LTE.

6.2. Selección de Antenas

Una de las mejores opciones para tener los beneficios de un sistema MIMO con grandes arreglos de antenas, pero con las componentes y el costo de un sistema con la diversidad mínima de 2×2 , es hacer uso de la selección de antenas. Esta técnica debe ser implementada para aquellos sistemas que requieran de disminución de costo económico y computacional, pero con mejores resultados. Como se demostró en los capítulos anteriores, la mejora en los resultados depende del tipo de algoritmo que se desee trabajar.

6.3. NeO y AASI

El primer algoritmo que se propuso en esta tesis se refiere a NeO que dentro de sus principales ventajas encontramos que con él se obtienen resultados demasiado cercanos a

los de la Selección Óptima, tanto como para desempeño como para capacidad pero con aproximadamente la mitad del costo computacional. Así pues, NeO es una opción para obtener muy buenos resultados como la Selección Óptima pero que deja de ser prohibitivo en la implementación.

Como se explicó en el Capítulo 5, en un nodo sensor es muy importante cuidar su batería, por que de otra manera dejará de funcionar, el segundo algoritmo de Selección de Antenas propuesto en esta tesis tiene una aplicación especial a redes de sensores y se denomina AASI, el cual aprovecha la capacidad que tienen las redes de sensores de trabajar en conjunto y debido a sus características se enfoca a maximizar la vida útil de la batería, los resultados en desempeño y capacidad que ofrece AASI son buenos, pero solamente para el rango de potencia de transmisión con el que operan las redes de sensores, dejando la puerta abierta para mejorar este rango y ofrecer la aplicación en otro tipo de redes cooperativas.

6.4. Trabajo a Futuro

Existe una amplia brecha para seguir reduciendo la complejidad en NeO y AASI. En lo que se refiere a NeO, es importante reducir el número de operaciones pero sin disminuir los resultados en desempeño y capacidad, esto podría hacerse desarrollando algoritmos que encuentren los vectores adecuados en la matriz de selección pero sin realizar el cálculo de la capacidad. En AASI reducir la complejidad es altamente importante, pero también es importante agregar una técnica de acceso al medio con el fin de establecer de forma eficiente los nodos que pasaran a ser líderes en algún determinado momento. Resulta interesante conocer cual es el consumo de potencia práctico que se tiene con AASI, es decir tomar una red de sensores que esté implementada y aplicarle AASI. Otro factor importante a modificar es el cambio en la constelación con miras a obtener mejores capacidades y mayores velocidades de transmisión.

Bibliografía

- [1] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles Practice*. Prentice-Hall, Inc, second edition ed., 2002.
- [2] T. M. Cover and J. A. Thomas, *Elements of Information Theory*. John Wiley and Sons. Inc, 1991.
- [3] J. G. Proakis, *Digital Communications*. McGraw-Hill, fourth edition ed., 2000.
- [4] A. Gershman and N. Sidiropoulos, *Space-Time Processing for MIMO Communications*. John Wiley and Sons, Inc, 2005.
- [5] D. P. S. de Rivera, *Deducción de distribuciones: el método de Montecarlo*. Fundamentos de Estadística. Madrid: Alianza Editorial. ISBN 84-206-8696-4, 2001.
- [6] E. H. Pérez, *Comunicaciones II: comunicación digital y ruido*. Editorial Limusa S.A. de C.V., 2004.
- [7] S. Haykin, *Communication Systems*. John Wiley and Sons, Inc, fourth edition ed., 2000.
- [8] I. C. Laboratory, “Electronic references,” <http://icl.cs.utk.edu/papi/>.
- [9] I. IThe MathWorks, “Electronic references,” <http://www.mathworks.com/>.
- [10] U. Pineda Rico, *Link Optimisation for MIMO Communication Systems*. Lambert Academic Publishing, 2010.
- [11] H. Hourani, “An overview of diversity techniques in wireless communication systems.” Postgraduate Course in Radio Communications, Helsinki University of Technology, 2005.
- [12] A. H. P. J. S. R. A. V. Mansoor Shafi, Howard Huang and L. J. Cimini, “Mimo systems and applications: Field experience, practical aspects, limitations and challenges,” *IEEE Journal On Selected Areas In Communications*, vol. 26, august 2008.
- [13] B. Holter, “On the capacity of the mimo channel, a tutorial introduction,” tech. rep., 2001. Department of Telecommunications, Norwegian University of Science and Technology.

-
- [14] D. Gesbert and J. Akhtar, "Breaking the barriers of shannon's capacity, an overview of mimo wireless systems," tech. rep., august 2008. Department of Informatics, University of Oslo.
- [15] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal On Selected Areas In Communications*, vol. 66, october 1998.
- [16] M. H. M. Costa, "Writing on dirty-paper," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 29, may 1983.
- [17] B. M. H. Christian B. Peel and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-part i: channel inversion and regularization," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, january 2005.
- [18] C. B. P. Bertrand M. Hochwald and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-part ii: perturbation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, march 2005.
- [19] B. Hassibi and H. Vikalo, "On the sphere-decoding algorithm i. expected complexity," *IEEE Transactions on Signal Procesing*, vol. 53, august 2005.
- [20] R. W. H. J. C.-B. C. David Gesbert, Marios Kountouris and Thomas, "Shifting the mimo paradigm," *IEEE, Signal Processing Magazine*, vol. 24.
- [21] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2005.
- [22] M. Dohler, "Virtual antenna arrays," november 2003. A thesis submitted to the University of London for the degree of Doctor of Philosophy.
- [23] A. F. Molisch and M. Z. Win, "Mimo systems with antenna selection-an overview," *Proceedings in Radio and Wireless Conference*, vol. 4, september 2003.
- [24] S. Sanayei and A. N. S. Ratina, "Antenna selection in mimo systems," *IEEE Communications Magazine*, october 2004.
- [25] E. A. Neasmith and N. C. Beaulieu, "New results on selection diversity," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, may 1998.
- [26] J. P. Gwo-Tsuey Chyi and C. Keller, "On the symbol error probability of maximum-selection diversity reception schemes over a rayleigh fading channel," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 37, january 1989.
- [27] S. S. Lin Dai and K. B. Letaief, "Optimal antenna selection based on capacity maximization for mimo systems in correlated channels," *IEEE, Transactions On Communications*, vol. 54, march 2006.

- [28] M. Z. W. Yang-Seok Choi, Andreas F. Molisch and J. H. Winters, “Fast algorithms for antenna selection in mimo systems,” *IEEE, Vehicular Technology Conference*, vol. 3, october 2003.
- [29] R. W. H. J. C.-B. C. David Gesbert, Marios Kountouris and Thomas, “Shifting the mimo paradigm,” *IEEE, International Conference on Communications*, vol. 4, may 2005.
- [30] K. M. S. C.S. Raghavendra and T. Znati, *Wireless Sensor Networks*. Springer, first edition ed., 2004.
- [31] C. de Morais Cordeiro and D. P. Agrawal, *Ad Hoc and Sensor Networks, Theory and Applications*. World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., first edition ed., 2006.
- [32] Y. S. I.F. Akyildiz, W. Su and E. Cayirci, “A survey on sensor networks,” *IEEE, Communications Magazine*, vol. 40, august 2004.
- [33] U. S. Aitor del Coso and C. Ibars, “Cooperative distributed mimo channels in wireless sensor networks,” *IEEE, Journal On Selected Areas In Communications*, vol. 25, february 2007.
- [34] D.Ñ. C. T. J.Ñicholas Laneman and G. W. Wornell, “Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior,” *IEEE, Transactions on Information Theory*, vol. 50, november 2004.
- [35] K. W. Olaf Landsiedel and S. G., “Accurate prediction of power consumption in sensor networks,” tech. rep. Protocol Engineering and Distributed Systems Group University of T übingen, Germany.
- [36] B. C. G. W. A. Victor Shnayder, Mark Hempstead and M. Welsh, “Simulating the power consumption of largescale sensor network applications,” tech. rep., 2004. Division of Engineering and Applied Sciences, Harvard University.