

ANÁLISIS DEL FUNCIONAMIENTO Y DESEMPEÑO DEL CÓDIGO DE ALAMOUTI EN SISTEMAS MIMO



DIEGO FABIÁN DURAN DORADO
JULIÁN JHÓNATAN OLANO ZÚÑIGA

UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES
DEPARTAMENTO DE TELECOMUNICACIONES
POPAYÁN
2008

**ANÁLISIS DEL FUNCIONAMIENTO Y DESEMPEÑO DEL CÓDIGO DE ALAMOUTI EN
SISTEMAS MIMO**

**DIEGO FABIÁN DURAN DORADO
JULIÁN JHÓNATAN OLANO ZÚÑIGA**

**Trabajo de Grado presentado como requisito para obtener el título de Ingeniero en
Electrónica y Telecomunicaciones**

**Director
Ing. CLAUDIA MILENA HERNÁNDEZ**

**UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES
DEPARTAMENTO DE TELECOMUNICACIONES**

POPAYÁN

2008

A Dios y María dedico este triunfo porque sus manos me han dado fortaleza y han tomado la mía para cambiar mi vida. A mi familia que ha inculcado en mí muchos valores, entre ellos la responsabilidad y el amor. A mi princesita, que con su amor me ha dado razones para seguir adelante. A mis amigos que me quieren y caminan junto a mí en la ruta hacia Jesús.

“María, Madre mía: si yo me olvido de Ti, si yo me alejo de Ti, no me dejes por favor, no me sueltes de tu mano y no me abandones”.

Diego

A mi padre, eje determinante y principal de este trabajo, a mi madre, a mi hermano y a una persona muy especial que no está conmigo.

Julián

ACRÓNIMOS

8-PSK (8-ary Phase Shift Keying): Modulación por Conmutación de 8 Fases

AWGN (Additive White Gaussian Noise): Ruido Aditivo Blanco Gaussiano

BER (Bit Error Rate): Tasa de Errores de Bits

BPSK (Binary Phase Shift Keying): Modulación por Conmutación de Fase Binaria

FDM (Frequency Division Multiplexing): Multiplexación por división de frecuencia

FFT (Fast Fourier Transform): Transformada Rápida de Fourier

MIMO (Multiple Input Multiple Output): Múltiples Entradas-Múltiples Salidas

M-PSK (Multilevel Phase Shift Keying): Modulación por Conmutación de Fase Multinivel

MRRC (Maximum Ratio Receive Combining): Combinación de Relación Máxima en Recepción

OSTBC (Orthogonal Space –Time Block Code): Código Bloque Espacio -tiempo Ortogonal

QPSK (Quadrature Phase Shift Keying): Modulación por Conmutación de Fase Cuaternaria

SIMO (Single Input Multiple Output): Única entrada-Múltiples salidas

SISO (Simple Input Simple Output): Única entrada-Única salida

SNR (Signal Noise Ratio): Relación Señal a Ruido

STBC (Space-Time Block Codes): Códigos Bloque Espacio-Tiempo

STTC (Space-Time Trellis Code): Código Espacio-Tiempo Trellis

TDH (Total Distorsion Harmonic): Distorsión Armónica Total

TABLA DE CONTENIDO		Pág.
1.	INTRODUCCION.....	10
1.1	Contexto del trabajo	10
1.1.1	Perspectiva histórica sobre la codificación espacio – temporal.....	10
1.1.2	Motivación del trabajo de grado.....	12
1.1.3	Objetivos	12
1.1.4	Estructura del trabajo de grado	13
2.	ESTADO DEL ARTE	15
2.1	Modelos de canal con desvanecimiento	15
2.1.1	Canal con desvanecimiento Rayleigh.....	15
2.1.2	Canal con desvanecimiento Rice.....	17
2.2	Técnicas de diversidad en recepción.....	18
2.2.1	Clasificación de las técnicas de diversidad.....	19
2.3	Códigos OSTBC.....	23
2.3.1	Criterios de diseño para los códigos espacio – temporales	24
2.4	El método de Monte Carlo	25
3.	ANÁLISIS MATEMÁTICO DEL FUNCIONAMIENTO DEL CÓDIGO DE ALAMOUTI EN SISTEMAS MIMO.....	29
3.1	Sistemas MRRC.....	29
3.1.1	Selección por combinación de relación máxima (MRRC) con orden de diversidad 2.....	29
3.1.2	Selección por combinación de relación máxima (MRRC) con orden de diversidad 4.....	37
3.2	Código de Alamouti	40
3.2.1	Codificación Alamouti en un Sistema MISO 2x1	41
3.2.2	Codificación Alamouti en un sistema MIMO 2x2.....	48
3.3	Criterio del rango para la codificación Alamouti	54
3.4	Ejemplo del funcionamiento del código Alamouti en un sistema 2x1	55
4.	METODOLOGÍA PARA LA SIMULACIÓN DEL CÓDIGO DE ALAMOUTI EN UN SISTEMA MIMO.....	59
4.1	Formulación del problema y plan de estudio	59
4.1.1	Adquisición de información sobre el funcionamiento del sistema.....	59
4.1.2	Fines de la simulación	60

4.1.3	Formulación de los objetivos de la simulación	60
4.2	Recolección y procesamiento de datos	61
4.2.1	Identificación de clases y objetos	61
4.2.2	Identificación de estructuras	61
4.2.3	Definición de atributos	63
4.2.4	Definición de servicios	64
4.2.5	Notación en la carta de especificación	65
4.3	Formulación del modelo de simulación.....	70
4.3.1	Generador M-PSK.....	71
4.3.2	Codificador Alamouti	71
4.3.3	Canal MIMO con desvanecimiento Rayleigh	72
4.3.4	Generador de ruido blanco gaussiano	73
4.3.5	Decodificador Alamouti.....	73
4.4	Diseño de experimentos.....	73
4.4.1	Experimentos para el Generador M-PSK.....	74
4.4.2	Experimentos para el codificador Alamouti	74
4.4.3	Experimentos para el canal MIMO con desvanecimiento Rayleigh.....	74
4.4.4	Experimentos para el generador de ruido blanco gaussiano	75
4.4.5	Experimentos para el decodificador Alamouti	75
4.5	Elección del lenguaje de programación	75
5.	SIMULACION DE ENTORNOS DE TELECOMUNICACIONES	77
5.1	Evaluación de resultados de la simulación del entorno UNO	80
5.2	Evaluación de resultados de la simulación del entorno dos	87
6.	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	94
6.1	Conclusiones.....	94
6.2	Recomendaciones y trabajos futuros.....	96
	BIBLIOGRAFIA.....	97

LISTA DE FIGURAS	Pág.
FIGURA 1. Diagrama de bloques generalizado de la diversidad de espacio.....	20
FIGURA 2. Modelo general para la estimación de la BER	26
FIGURA 3. Esquema de un sistema de transmisión con diversidad de espacio en recepción.....	30
FIGURA 4. Esquema de un sistema con orden de diversidad 2, empleando el método de selección MRRC	36
FIGURA 5. Esquema de un sistema con orden de diversidad 4, empleando el método de selección MRRC	37
FIGURA 6. Esquema de diversidad con dos transmisores, un receptor y codificación Alamouti.....	42
FIGURA 7. Esquema de diversidad con dos transmisores, dos receptores y codificación Alamouti.....	49
FIGURA 8. Estructura whole-part aplicada al Decodificador de Alamouti.....	62
FIGURA 9. Estructura whole-part aplicada al Generador M-PSK.....	62
FIGURA 10. Notación en carta de especificación del generador M-PSK.....	66
FIGURA 11. Notación en carta de especificación del Codificador Alamouti	67
FIGURA 12. Notación en carta de especificación del Canal MIMO con desvanecimiento Rayleigh	67
FIGURA 13. Notación en carta de especificación del generador de ruido blanco gaussiano.....	68
FIGURA 14. Notación en carta de especificación del Decodificador Alamouti.....	69
FIGURA 15. Sistema básico MIMO con codificación Alamouti.....	70
FIGURA 16. Esquema de simulación del entorno Uno.....	78
FIGURA 17. Esquema de simulación del Entorno Dos	79
FIGURA 18. Comportamiento de la BER de la codificación Alamouti 2x1 y modulación BPSK sobre el canal Rayleigh.....	80
FIGURA 19. Comportamiento de la BER de la codificación Alamouti 2x1 y modulación QPSK sobre el canal Rayleigh	82
FIGURA 20. Comportamiento de la BER de la codificación Alamouti 2x1 y modulación 8-PSK sobre el canal Rayleigh	84
FIGURA 21. Comportamiento de la BER de la codificación Alamouti 2x2 y modulación BPSK sobre el canal Rayleigh.....	87

FIGURA 22. Comportamiento de la BER de la codificación Alamouti 2x2 y modulación QPSK sobre el canal Rayleigh	89
FIGURA 23. Comportamiento de la BER de la codificación Alamouti 2x2 y modulación 8-PSK sobre el canal Rayleigh	91

LISTA DE TABLAS	Pág.
TABLA 1. Secuencia de transmisión del código Alamouti	43
TABLA 2. Ejemplo de secuencia de transmisión de la codificación Alamouti	56
TABLA 3. SNR (dB) requeridas para probabilidades de error, para Alamouti 2x1, MRRC de orden 2 y sistema sin diversidad con modulación BPSK	81
TABLA 4. SNR (dB) halladas por Alamouti y requeridas para probabilidades de error, para Alamouti 2x1, MRRC de orden 2 y sistema sin diversidad con modulación BPSK	81
TABLA 5. SNR (dB) requeridas para probabilidades de error, para Alamouti 2x1, MRRC de orden 2 y sistema sin diversidad con modulación QPSK	83
TABLA 6. SNR (dB) requeridas para probabilidades de error, para Alamouti 2x1, MRRC de orden 2 y sistema sin diversidad con modulación 8-PSK.....	85
TABLA 7. Ganancias por diversidad (dB) para Alamouti 2x1 y MRRC de orden 2	86
TABLA 8. SNR (dB) requeridas para probabilidades de error, para Alamouti 2x2, MRRC de orden 4 y sistema sin diversidad con modulación BPSK	88
TABLA 9. SNR (dB) halladas por Alamouti y requeridas para probabilidades de error, para Alamouti 2x2, MRRC de orden 4 y sistema sin diversidad con modulación BPSK	88
TABLA 10. SNR (dB) requeridas para probabilidades de error, para Alamouti 2x2, MRRC de orden 4 y sistema sin diversidad con modulación QPSK	90
TABLA 11. SNR (dB) requeridas para probabilidades de error, para Alamouti 2x2, MRRC de orden 4 y sistema sin diversidad con modulación 8-PSK.....	92
TABLA 12. Ganancias por diversidad (dB) para Alamouti 2x2 y MRRC de orden 4	93

1. INTRODUCCION

1.1 CONTEXTO DEL TRABAJO

1.1.1 Perspectiva histórica sobre la codificación espacio – tiempo

El diseño e implementación de redes inalámbricas de altas prestaciones supone un reto técnico por diferentes motivos. Entre estos se incluyen los límites regulatorios sobre el espectro radioeléctrico y un entorno de propagación complejo variable con el tiempo, afectado por multitrayecto y desvanecimiento. Para satisfacer la creciente demanda de altas velocidades de transferencia y mejorar la calidad del servicio se requieren técnicas innovadoras que incrementen la eficiencia espectral y la fiabilidad del enlace de comunicaciones. Entre ellas destacan los sistemas MIMO (Multiple Input Multiple Output, Múltiples Entradas-Múltiples Salidas), que cuentan con múltiples antenas en el transmisor y el receptor. Esta tecnología promete proporcionar altas velocidades de transmisión en largas distancias sin la necesidad de aumentar el ancho de banda o la potencia transmitida.

La idea clave de los sistemas MIMO es aprovechar y utilizar la propagación multitrayecto, tradicionalmente un problema para las comunicaciones inalámbricas. Esto ha sido explotado desde hace años por los sistemas que disponen de diversidad espacial en recepción llamados sistemas SIMO (Single Input Multiple Output, Única entrada-Múltiples salidas), que se fundamentan en suministrar al receptor varias copias de la misma información transmitida sobre canales que sufran desvanecimientos independientes; de esta forma la probabilidad de que todos ellos se desvanezcan de manera simultánea se reduce exponencialmente respecto al caso de no diversidad.

Desde el punto de vista de las comunicaciones móviles, la diversidad espacial es aplicada exclusivamente en las estaciones base, pues su implementación en las unidades de usuario implica la utilización de diversas cadenas de RF (Radio Frecuencias) y circuitos de conmutación, que se refleja en el aumento de su tamaño y costo.

La utilización de diversidad espacial, cualquiera que sea el caso, requiere de un procesamiento de la señal tanto en transmisión como en recepción, hecho que dio lugar al

nacimiento de la codificación espacio-tiempo, que consiste en procesar la información previo a su transmisión por las diferentes antenas, con el fin de obtener ganancia por diversidad en la recepción.

El primer esquema con diversidad espacial fue propuesto por Wittneben para Multicast [1], basado en el esquema de codificación espacio-tiempo de diversidad por retardo o repetición propuesto por Seshadri y Winters en 1993 [2], en el cual una copia de la información transmitida por una antena se envía por una segunda antena con un retardo de tiempo. En recepción se aplica un algoritmo de estimación de secuencias de máxima verosimilitud, eliminando la distorsión multitrayecto artificialmente creada por el transmisor y obteniendo ganancia por diversidad. Este esquema simple puede verse como el empleo de un código de repetición de velocidad $1/2$ (transmisión de un solo símbolo haciendo uso de dos ranuras de tiempo) cuya salida se divide en dos flujos paralelos de datos, cada uno de los cuales es transmitido por una de las dos antenas transmisoras sin modificación del ancho de banda. Más tarde, Foschini en 1996 [3] estudió arquitecturas espacio-temporales por capas para sistemas con múltiples antenas, basados en esquemas de transmisión multicapa que permiten obtener diversidad espacio-temporal con o sin codificación. Estos sistemas presentaron un inconveniente que fue la necesidad de implementar en recepción un proceso de cancelación de interferencias introducidas en la señal debido a la no ortogonalidad entre los símbolos transmitidos.

Más adelante, Tarokh, Seshadri y Calderbank en 1998 [4] propusieron un código espacio-tiempo Trellis STTC (Space-Time Trellis Code) con la característica de disminuir la BER (Bit Error Rate, Tasa de errores de Bits) manteniendo la misma velocidad de transferencia de información para canales Rayleigh cuasiestáticos. La principal desventaja de los STTC radica en que la decodificación de máxima verosimilitud requiere el empleo de una versión vectorial del algoritmo de Viterbi, cuya complejidad aumenta de forma exponencial con el orden de diversidad necesitando alta inversión en los circuitos de decodificación en recepción. Así mismo, se establecieron criterios de diseño de códigos espacio-tiempo (criterio del rango y criterio de diversidad) que deben cumplirse para alcanzar el máximo orden de diversidad y maximizar así la ganancia por codificación.

Tratando de reducir la complejidad de los códigos Trellis, Alamouti en 1998 [5] propuso un esquema de codificación con dos antenas transmisoras, consiguiendo un orden dos de diversidad empleando en recepción un detector de máxima verosimilitud de complejidad reducida. Esto se logra codificando en transmisión, bloques de dos símbolos en una

matriz ortogonal, permitiendo el desacoplamiento de la señal en recepción por medio de un procesamiento lineal simple sin necesidad de cancelar las interferencias. La simplicidad y efectividad del esquema de Alamouti resultó tan atractiva que pronto se generalizó el esquema a un mayor número de antenas transmisoras, dando lugar a los códigos bloque espacio-Tiempo STBC (Space-Time Block Codes), gracias a los cuales pueden obtenerse mayores órdenes de diversidad cuando la utilización de múltiples antenas receptoras no resulta viable.

Desde la aparición de los STBC la investigación sobre codificación espacio – tiempo se intensificó, publicándose nuevos métodos de transmisión y detección diferencial [6], [7] y se adaptó para su empleo junto con otras tecnologías como OFDM [8], [9], [10], con supresión y cancelación de interferencias [11].

1.1.2 Motivación del trabajo de grado

Muchos autores han estudiado la codificación bloque espacio – tiempo con el fin de demostrar que con una detección de símbolos a bajo costo, el rendimiento de los sistemas es óptimo.

Últimamente se ha prestado mayor atención al estudio de los OSTBC (Orthogonal Space –Time Block Code, Código Bloque Espacio -Tiempo Ortogonal) porque con una adecuada implementación logra reducir la BER en los sistemas de telecomunicaciones. Uno de ellos es el código Alamouti cuyos estudios disponibles presentan desarrollos matemáticos que dificultan la comprensión de su funcionamiento y no dan cabida a su análisis para la búsqueda de otras implementaciones o mejoras, hecho que se presenta como el por qué de este trabajo. De igual forma, las simulaciones existentes están diseñadas para entornos fijos, como las comunicaciones submarinas, dificultando la realización de modificaciones o su reutilización en estudios referentes a nuevos OSTBC's.

1.1.3 Objetivos

En este trabajo se analiza el funcionamiento y desempeño de la codificación espacio - tiempo de Alamouti en un sistema MIMO 2x2, con canal Rayleigh y modulaciones M-PSK (Multilevel Phase Shift Keying, Modulación por Conmutación de Fase Multinivel) tomando

como base los fundamentos matemáticos propuestos a través de la historia de la codificación.

Entender cómo funcionan las cosas es el primer paso en una secuencia que finaliza en la mejora y optimización de las condiciones de vida de las personas. Es por esto que en este trabajo se quiere llevar el tratamiento matemático que describe el comportamiento de la codificación Alamouti a un nivel que permita su manipulación por parte de los estudiantes de la FIET (Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones), abriendo paso a nuevos estudios referentes a la optimización de la codificación espacio-tiempo en general.

Además se presenta la metodología sugerida en [14] para el desarrollo de la simulación de entornos MIMO que servirá para analizar el desempeño de la codificación Alamouti en comparación con los sistemas con diversidad MRRC (Maximum Ratio Receive Combining, Combinación de Relación Máxima en Recepción).

1.1.4 Estructura del trabajo de grado

En el capítulo 2 se describe el estado del arte de los principios y técnicas utilizadas en los sistemas de telecomunicaciones con diversidad de espacio. Entre ellos: los modelos del canal con especial énfasis en el Rayleigh, clasificación de las técnicas de diversidad, descripción de los OSTBC's de forma general. Además se presenta una breve descripción del método de Monte Carlo y su utilización en sistemas cuyas señales se comportan de manera aleatoria.

En el capítulo 3 se realiza un análisis del funcionamiento de la codificación Alamouti y de los sistemas con diversidad por MRRC, según principios matemáticos en los que se basan dichas técnicas.

En el capítulo 4 se presentan la metodología, tipos de señales y características de la simulación de los entornos de telecomunicaciones [14]. Además se proponen dos entornos que permitirán analizar el desempeño de la codificación Alamouti frente a los sistemas MRRC.

En el capítulo 5 se realiza un análisis de desempeño, resultado de las simulaciones realizadas en el capítulo 4. Este análisis se basa en tablas de BER y ganancias por diversidad para las modulaciones BPSK (Binary Phase Shift Keying, Modulación por

Conmutación de Fase Binaria), QPSK (Quadrature Phase Shift Keying, Modulación por Conmutación de Fase Cuaternaria) y 8-PSK (8-ary Phase Shift Keying, Modulación por Conmutación de 8 Fases).

Finalmente, en el capítulo 6 se presentan las conclusiones y las líneas futuras de este trabajo.

2. ESTADO DEL ARTE

2.1 MODELOS DE CANAL CON DESVANECIMIENTO

Las limitaciones del canal de radio están determinadas por aspectos básicos como la difracción, dispersión, reflexión y las pérdidas por espacio libre o a través de medios absorbentes. Las características físicas del canal de radio experimentan variaciones aleatorias que producen fluctuaciones por ejemplo en la intensidad de las ondas electromagnéticas que afectan la calidad de la señal en recepción.

A continuación se describen las diversas distribuciones estadísticas que rigen las variaciones del canal de radio.

2.1.1 Canal con desvanecimiento Rayleigh

La distribución Rayleigh es ampliamente aceptada como un buen modelo para describir las variaciones de la envolvente de la señal a causa de la propagación multitrayecto en un entorno urbano. En este entorno es común encontrar casos en los que no hay vista directa entre el transmisor y el receptor móvil, que con cambios aleatorios de posición produce variaciones de la suma vectorial de múltiples señales de similar potencia.

Bajo la hipótesis de que el canal presenta un desvanecimiento plano (no selectivo en frecuencia), cuasiestático y suficientemente lento como para considerar que la respuesta del canal se mantiene constante durante la duración de un símbolo, el efecto del canal sobre cada símbolo puede modelarse como una constante multiplicativa compleja $h_{i,j} = R e^{j\theta}$ llamada coeficiente complejo de la respuesta del canal entre la antena transmisora i y la antena receptora j , donde la fase θ se supone uniforme en $(-\pi, \pi)$ y el modulo R se modela como una variable aleatoria Rayleigh, cuya función de densidad de probabilidad se define por:

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

la cual depende de la varianza σ^2 . Sus momentos sucesivos están también en función de la varianza y se definen como:

$$E\{R^n\} = \int_0^{\infty} r^n f_R(r) dr = \sigma^n \Gamma(1 + n/2), \quad (2.2)$$

donde $\Gamma(x)$ es la función gamma definida por $\Gamma(x) = (x - 1)!$. El valor cuadrático medio de R es $E\{R^2\} = \sigma^2$ y su media es $E\{R\} = \sigma\sqrt{\pi/2}$. Otros valores estadísticos que caracterizan la distribución Rayleigh son la mediana, $r_m = \sigma\sqrt{\ln 2}$ y la moda $\sigma/\sqrt{2}$, valor para el cual se alcanza el máximo de $f_R(r)$.

Al momento de realizar simulaciones, se emplea una respuesta normalizada del canal, haciendo $E\{R^2\} = 1$.

Reemplazando $E\{r^2\} = 1$ en (2.2) se genera:

$$\sigma^2 \Gamma(1 + 2/2) = 1 ,$$

$$\sigma^2 (1 + 1 - 1)! = 1 ,$$

$$\sigma^2 (1)! = 1 ,$$

$$\sigma^2 = 1 ,$$

para lo que la función de densidad de probabilidad queda definida por:

$$f_R(r) = 2re^{-r^2}, r \geq 0 . \quad (2.3)$$

2.1.2 Canal con desvanecimiento Rice

A diferencia de la distribución Rayleigh, la distribución Rice depende de dos parámetros, lo que le otorga una mayor flexibilidad para describir diversas situaciones de propagación. Se utiliza esta distribución para la descripción estadística de las variaciones de intensidad de una señal constituida por una componente determinista dominante, que representa la de línea de vista directa, y múltiples componentes secundarias debidas al multitrayecto. Se puede escribir la envolvente compleja de la señal recibida de acuerdo con:

$$Re^{j\theta} = ue^{j\alpha} + ve^{j\beta} , \quad (2.4)$$

donde u tiene distribución Rayleigh, α es uniforme en $(-\pi, \pi)$, y v y β son señales determinísticas. En este modelo, R tiene distribución Rice, cuya función de probabilidad se define por:

$$f_R(r) = \frac{2r}{\sigma^2} e^{-(r^2+v^2)/\sigma^2} I_0\left(\frac{2rv}{\sigma^2}\right), \quad r \geq 0 , \quad (2.5)$$

siendo $I_0(x)$ la función de Bessel modificada de primera especie y orden cero. El parámetro v^2 se corresponde con la potencia de la componente determinística de señal, mientras que σ^2 se corresponde con la potencia de las componentes aleatorias debidas al multitrayecto sumadas de manera incoherente.

Es común reescribir la función densidad de probabilidad en función del denominado factor Rice, que es la relación entre las dos componentes de potencia, $K = v^2/\sigma^2$, modificando la expresión (2.5) se tiene:

$$f_R(r) = \frac{2r}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{r^2}{\sigma^2} + \frac{v^2}{\sigma^2}\right)} I_0\left(\frac{2r v}{\sigma \sigma}\right), \quad r \geq 0 ,$$

O:

$$f_R(r) = \frac{2r}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{r^2}{\sigma^2} + K\right)} I_0\left(\frac{2r}{\sigma} \sqrt{K}\right), \quad r \geq 0. \quad (2.6)$$

Cuando $K = 0$ (i.e., $v = 0$) la ecuación (2.6) se reduce a la función de densidad de probabilidad de una variable aleatoria Rayleigh.

El valor cuadrático medio de la variable es $E\{R^2\} = \sigma^2 + v^2$. Si se normaliza fijando el valor de $E\{R^2\} = 1$, se tiene que:

$$\sigma^2 + v^2 = 1,$$

$$v^2 = 1 - \sigma^2,$$

$$\frac{v^2}{\sigma^2} = \frac{1}{\sigma^2} - \frac{\sigma^2}{\sigma^2},$$

$$K = \frac{1}{\sigma^2} - 1,$$

$$K + 1 = \frac{1}{\sigma^2},$$

$$\sigma^2 = \frac{1}{1+K},$$

que reemplazada en (2.6) genera:

$$f_R(r) = 2r(1+K)e^{-(1+K)r^2-K} I_0\left(2r\sqrt{K(1+K)}\right), \quad r \geq 0. \quad (2.7)$$

2.2 TÉCNICAS DE DIVERSIDAD EN RECEPCIÓN

Una de las técnicas más efectivas al momento de combatir los efectos adversos producidos por el comportamiento dinámico del canal de radio, como el desvanecimiento multitrayecto y el ensanchamiento Doppler a un costo relativamente bajo, es el empleo de

diversidad que se adecúe a diferentes formas de implementación dependiendo de las condiciones del entorno y del costo que se está dispuesto a asumir.

La efectividad de la diversidad radica en que si se suministra al receptor varias copias de la misma información transmitidas sobre canales que sufren desvanecimientos independientes, la probabilidad de que todas ellas se desvanezcan de manera simultánea se reduce considerablemente. Las diferentes réplicas recibidas de la señal transmitida son combinadas en recepción y enviadas a un circuito de demodulación y detección que mediante un procesamiento de las señales ofrece al sistema una mejora de su desempeño respecto al mismo sin diversidad.

En esta sección se presenta la clasificación de las técnicas de diversidad según el extremo del sistema en el que se implemente, el tipo del procesamiento sobre la señal que se realice y el tipo del fenómeno físico utilizado para obtener las copias de la información a transmitir.

2.2.1 Clasificación de las técnicas de diversidad

La efectividad de un sistema de diversidad depende de dos factores:

1. El grado de decorrelación entre las señales que se propagan por los diferentes canales. La situación ideal es la de independencia total entre ellas, y esta será la hipótesis que se empleará en lo sucesivo.
2. La forma en que se realice el procesamiento de las señales recibidas para generar una única señal con calidad mejorada.

De acuerdo a ello se clasifican las técnicas de diversidad como sigue:

- Según el parámetro del canal que diferencia las señales de las diferentes ramas de diversidad: diversidad de espacio, diversidad de frecuencia, diversidad de tiempo, diversidad de polarización y diversidad de ángulo.
- Según la forma en que se utilizan las diferentes copias de la información: diversidad por selección, diversidad por realimentación, diversidad por MRRC.

- De acuerdo al extremo del sistema en que se implemente: diversidad en recepción y diversidad en transmisión.

Diversidad de espacio: También conocida como diversidad de antena, se crean varios caminos de propagación disponiendo generalmente en las estaciones receptoras de dos o más antenas, que deberán estar suficientemente separadas (algunas decenas de longitudes de onda) para que la señal emitida por un único transmisor se reciba por caminos que se desvanezcan de la manera más independiente posible [13]. En enlaces móviles la diversidad se aplica en la estación base con antenas separadas al menos la mitad de una longitud de onda, aunque también se puede usar en las unidades móviles o en los dos extremos.

Tiene la ventaja de no aumentar el ancho de banda y es una de las medidas más eficaces frente al desvanecimiento multitrayecto.

En la figura 1 se presenta un diagrama de bloques generalizado de la diversidad de espacio en recepción, en el que las señales recibidas por cada antena se ponen en fase por medio de un cofasador antes de ser sumadas. Finalmente se utiliza una lógica de conmutación para la separación de las señales transmitidas.

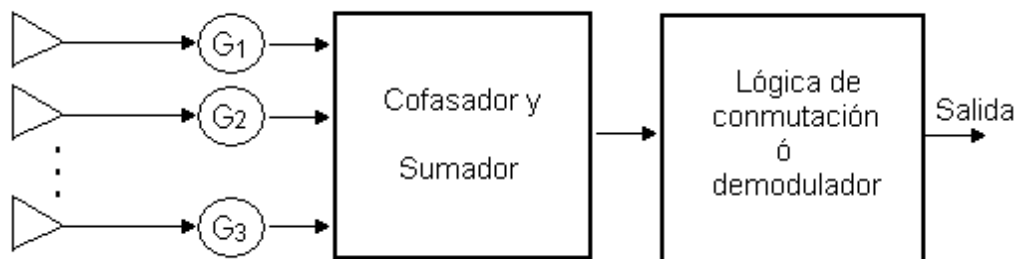


FIGURA 1. Diagrama de bloques generalizado de la diversidad de espacio

Diversidad de frecuencia: se transmite la misma información modulando a diversas portadoras con cierta separación de frecuencia necesaria para que los canales estén parcialmente o totalmente decorrelacionados y no experimenten el mismo desvanecimiento. Para obtener una buena decorrelación, la separación de frecuencias debe ser mayor que el ancho de banda de coherencia del canal, y por lo tanto, esta técnica tiene la desventaja de necesitar un ancho de banda significativamente mayor con

un número igual de receptores. La diversidad de frecuencia se emplea usualmente en enlaces por línea de vista que usan FDM (Frequency Division Multiplexing, Multiplexación por división de frecuencia) y para rutas críticas.

Diversidad de tiempo: consiste en la transmisión de la señal repetidamente en diferentes ranuras de tiempo, separadas por un intervalo mayor al tiempo de coherencia del canal para asegurar que la repetición de la señal se realice en condiciones independientes de desvanecimiento. Entre las desventajas de esta técnica se tiene que la retransmisión implica la reducción de la velocidad de transmisión efectiva y debido a la separación temporal entre transmisiones se produce una considerable latencia por lo que no se utiliza frecuentemente. Esquemas más sofisticados incluyen el entrelazado de datos junto con codificación de canal para obtener mejora por diversidad. Sin embargo, cuando el canal varía lentamente, se requiere una gran profundidad de entrelazado y esto se traduce en retardos excesivos en la decodificación.

Diversidad de polarización: se ha comprobado experimentalmente que las señales polarizadas horizontal y verticalmente presentan un significativo grado de decorrelación producto de las múltiples reflexiones entre el transmisor y receptor arrojando diferentes coeficientes de reflexión para cada tipo de polarización, lo que resulta en diferentes fases y amplitudes para cada señal y obtener así ganancia por diversidad.

Diversidad de ángulo: consiste en la utilización de diferentes direcciones para los lóbulos principales de las antenas, tanto en transmisión como en recepción, obteniendo diferentes canales con bajas correlaciones.

Diversidad por selección: si ésta técnica se aplica en la recepción de un sistema con N cadenas de RF y N ramas de diversidad, se selecciona la rama con mayor SNR (Signal Noise Ratio, Relación Señal a Ruido) definida por:

$$\gamma_c = \max(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_N) . \quad (2.8)$$

En caso de que todas las ramas tengan la misma SNR media, la amplitud de la señal de salida simplemente es la magnitud de la señal más fuerte.

Para N ramas de diversidad independientes, la indisponibilidad del sistema debida a que todos los caminos poseen una SNR menor a una de umbral γ_s en canales Rayleigh está definida por:

$$P_{fade} = (1 - e^{-\gamma_s/\Gamma})^N, \quad (2.9)$$

donde Γ representa la SNR media a la entrada de una rama y γ_s es la SNR de umbral por debajo de la cual hay indisponibilidad del sistema.

En el caso que la SNR media entre las ramas no sea la misma, la indisponibilidad se define por:

$$P_{fade} = \prod_{i=1}^N (1 - e^{-\gamma_s/\Gamma_i}). \quad (2.10)$$

La ganancia por diversidad es máxima si las N ramas presentan la misma SNR media, reduciéndose a medida que aumenta la diferencia entre dichas SNR's.

La utilización de esta técnica en transmisión requiere de la evaluación periódica de todos los canales por parte del receptor, informando al transmisor cual es el canal con la mayor envolvente.

Diversidad por conmutación: Este método es similar al de diversidad por selección excepto que en lugar de elegir la mejor de las señales, los canales son analizados según una determinada secuencia hasta encontrar uno con una envolvente por encima de un nivel umbral determinado que se mantiene hasta que se cae por debajo del umbral que es cuando el proceso se reinicia. Aunque sus probabilidades de desvanecimiento son mayores en comparación al método por selección, la diversidad por conmutación tiene la ventaja de ser sencilla y económica. El grave problema de este método es causado por el ruido de conmutación asociado al mismo y puede no ser tolerable en algunos casos.

Diversidad por MRRC: En este método se combinan en recepción las señales procedentes de las ramas de diversidad con el objetivo de obtener una SNR a la salida producto de la combinación de las SNRs individuales de de cada rama. La combinación

puede ser una suma lineal, en la que las señales recibidas se ponen en fase y se suman, o de relación máxima, en la que los símbolos se combinan linealmente con coeficientes escogidos de forma que se maximice la relación señal a ruido instantánea. Este método proporciona la mejor reducción estadística del desvanecimiento pues la SNR a la salida de la combinación es aceptable aún cuando las SNRs individuales no lo sean.

El análisis matemático del funcionamiento de este método se presenta con mayor detalle en capítulos posteriores de este trabajo.

2.3 CÓDIGOS OSTBC

Un código OSTBC es un arreglo de secuencias ortogonales que define la forma e intervalos de tiempo en que se transmiten los símbolos desde un sistema con diversidad de espacio en transmisión y/o recepción. Se define mediante una matriz \mathbf{G} de dimensiones $T \times N$, cuyo producto punto entre columnas es igual a cero y sus elementos son combinaciones lineales de los k símbolos transmitidos s_1, s_2, \dots, s_k y sus conjugados, representando N el número de antenas transmisoras y T el número de intervalos de tiempo necesarios para transmitir un bloque de código. Los datos se codifican usando la matriz \mathbf{G} y se dividen en N flujos que se transmiten simultáneamente utilizando las N antenas transmisoras.

Suponiendo que la transmisión en banda base emplea una constelación de señal A con 2^b elementos, en el intervalo temporal 1, kb bits llegan al codificador, el cual selecciona señales de la constelación s_1, s_2, \dots, s_k . Si la matriz C representa los símbolos transmitidos, sus entradas son combinaciones lineales de los s_i y sus conjugados, y por lo tanto C contiene símbolos específicos de la constelación o sus combinaciones lineales, los cuales son transmitidos desde las N antenas para cada kb bits. Sea C_i^t el elemento en la fila t -ésima y la columna i -ésima de C , las entradas C_i^t , $i = 1, 2, \dots, N$ son transmitidas simultáneamente desde las antenas transmisoras $1, 2, \dots, N$ en cada intervalo de tiempo $t = 1, 2, \dots, T$. Así, la columna i -ésima de C representa los símbolos transmitidos desde la antena i -ésima, y la fila t -ésima de C representa los símbolos transmitidos en el intervalo de tiempo t .

Dado que se utilizan T intervalos de tiempo para transmitir k símbolos, la velocidad del código es $R = k/T$. Así pues, la señal recibida en cada antena receptora es una superposición lineal de las N señales transmitidas perturbadas por ruido.

La decodificación puede hacerse mediante el criterio de máxima verosimilitud debido a la estructura ortogonal del STBC, obteniendo un algoritmo de decodificación basado únicamente en un procesamiento lineal en el receptor. Los códigos OSTBC se diseñan con el objetivo de alcanzar el máximo orden de diversidad para un número dado de antenas transmisoras y receptoras, sujetos a la condición de tener un algoritmo de decodificación sencillo.

2.3.1 Criterios de diseño para los códigos espacio – tiempo

Para el modelo de canal Rayleigh con desvanecimiento plano y cuasiestático, la probabilidad de que el receptor decida erróneamente a favor de la palabra código e cuando se ha transmitido la palabra código c es [4]:

$$P(c \rightarrow e) \leq \frac{1}{2} \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-M} \left(\varepsilon_s / 4N_o \right)^{-rM}, \quad (2.11)$$

donde $r = Rang^1 \mathbf{B}(c, e)$, $\mathbf{B}(c, e) = c - e$, $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_r$ son los autovalores no nulos de la matriz $\mathbf{A}(c, e) = \mathbf{B}(c, e)\mathbf{B}^\dagger(c, e) = (c - e)(c - e)^\dagger$, \dagger indica operación traspuesta, ε_s es la energía de símbolo, N_o es la densidad espectral de potencia de ruido y M es el número de antenas receptoras del sistema.

Del análisis de la expresión (2.11) se concluye que los criterios de diseño para códigos espacio–tiempo sobre canales Rayleigh son:

1. Criterio del rango: para conseguir el máximo orden de diversidad NxM , la matriz $\mathbf{B}(c, e) = c - e$ ha de ser de rango completo N para cualquier par de palabras código distintas c y e . Si el mínimo rango de $\mathbf{B}(c, e)$ sobre el conjunto de parejas de palabras código es r , entonces el orden de diversidad conseguido es rxM .

¹ El operador $RangB$ indica el valor del rango de la matriz B .

2. Criterio del determinante: suponiendo que el objetivo es conseguir el máximo orden de diversidad $N \times M$; para maximizar la ganancia de codificación se deberá maximizar el mínimo de los determinantes de $\mathbf{A}(c, e)$ tomado sobre todas las parejas de palabras código, correspondiendo la ganancia de codificación con la raíz p -ésima del mínimo de esos determinantes.

Además, pensando en el tamaño y costo de las unidades de recepción móviles, se puede pensar en un tercer criterio: el código bloque ha de ser detectado por un algoritmo rápido de máxima verosimilitud

2.4 EL MÉTODO DE MONTE CARLO

El método de Monte Carlo es una técnica de muestreo enfatizado cuyo primordial objetivo es la estimación de la tasa de error de algunos de los parámetros asociados al comportamiento de un sistema modelado mediante su simulación. En este caso se estimará la tasa de errores de bits en un sistema MIMO con codificación Alamouti.

Habitualmente los sistemas de comunicaciones se modelan por medio de tres objetos principales (transmisor, canal y receptor) pero en este trabajo se considera un modelo más general, compuesto por dos grandes objetos: el primero agrupa al transmisor, el canal y parte del receptor (decodificador), y el segundo bloque está formado por un detector de error como se presenta en la figura 2. En este modelo los símbolos modulados complejos S_i a la entrada del sistema son aleatorios, así como las fuentes n_i de ruido e interferencia que se modelan como perturbaciones con distribución gaussiana.

Para determinar la probabilidad de error por medio de la simulación de un sistema, cada símbolo s junto con el ruido e interferencia n se procesan de acuerdo a la función de transferencia H que modela el sistema (involucrando la respuesta del canal) y que genera una salida y (símbolos estimados por el decodificador). Esta salida es analizada por un detector de error que funciona de acuerdo a la función $1_R(y)^2$ e indica si la salida y está dentro de una región de error R .

² $1_R(y)$ es una función indicatriz definida por: $1_R(y) = \begin{cases} 1 & \text{si } y \in R \\ 0 & \text{si } y \notin R \end{cases}$

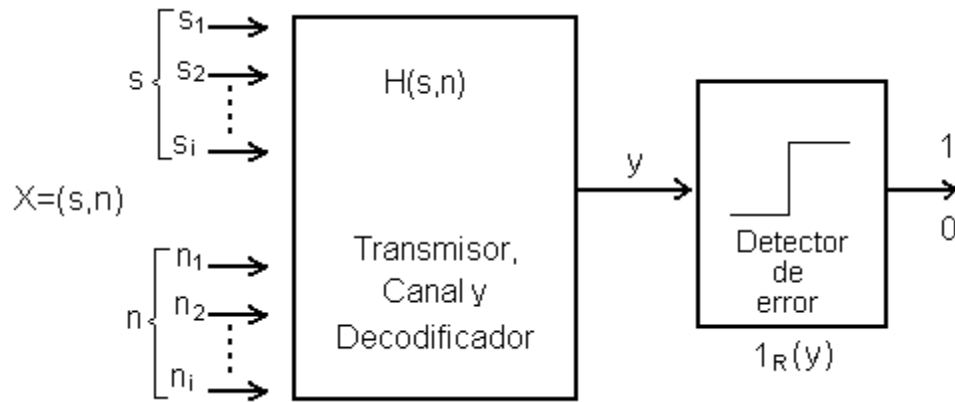


FIGURA 2. Modelo general para la estimación de la BER

El detector indicará un error siempre que dicha salida y pertenezca a una región de error R , con la probabilidad de que esto ocurra, definida por [16]:

$$p = P((y \in R)) = \int_R f_y(y) dy, \quad (2.12)$$

siendo $f_y(y)$ la función de densidad de probabilidad de y . Haciendo uso de la función $1_R(y)$ la ecuación (2.12) se puede expresar como [16]:

$$p = \int_{-\infty}^{\infty} 1_R(y) f_y(y) dy = \int_{-\infty}^{\infty} 1_R(H(x)) f_x(x) dx = E_x\{1_R(H(x))\}, \quad (2.13)$$

donde $E_x\{\cdot\}$ es el operador esperanza matemática respecto a la variable aleatoria x , cuya función de densidad de probabilidad es $f_x(x)$. El estimador natural para la esperanza matemática es la media muestral \widehat{P}_{MC} definida como [16]:

$$\widehat{P}_{MC} = \frac{1}{N_{MC}} \sum_{i=1}^{N_{MC}} 1_R(H(X_i)) = \frac{N_E}{N_{MC}}, \quad (2.14)$$

que se calcula a partir de un número N_{MC} de realizaciones $X_1, X_2, \dots, X_{N_{MC}}$ independientes de la variable aleatoria X , siendo N_E el número de errores contabilizados durante la ejecución de la simulación.

El estimador es una variable aleatoria insesgada³, es decir, que $E\{\widehat{p}_{MC}\} = p$. La varianza de \widehat{p}_{MC} se define por [16]:

$$Var\{\widehat{p}_{MC}\} = \sigma_{MC}^2 = \frac{p(1-p)}{N_{MC}} . \quad (2.15)$$

El estimador es además inconsistente, es decir, su varianza se reduce al aumentar el número de realizaciones. Más representativo de la calidad del estimador es la precisión o error relativo ε definido por [16]:

$$\varepsilon \doteq \frac{\sigma_{MC}}{p} = \sqrt{\frac{1-p}{p N_{MC}}} . \quad (2.16)$$

Para probabilidades de error bajas el número de simulaciones a realizar para conseguir una ε prefijada con el método de Monte Carlo se define por [16]:

$$N_{MC} \simeq \frac{1}{p \varepsilon^2} , \quad (2.17)$$

donde se concluye que N_{MC} varía de forma inversamente proporcional a p para una precisión dada y que varía de forma inversamente proporcional al cuadrado de ε para

³ En un sistema de variables aleatorias es conveniente buscar que el valor esperado de x representado por $E\{x\}$ sea el mismo valor x arrojado por el sistema. Una variable aleatoria x es insesgada si la diferencia $E\{x\} - x$ es cero, es decir, tiene la propiedad de exactitud.

una p dada. Además la estimación del error es más precisa cuanto más grande sea el número de realizaciones N_{MC} .

3. ANÁLISIS MATEMÁTICO DEL FUNCIONAMIENTO DEL CÓDIGO DE ALAMOUTI EN SISTEMAS MIMO

Para analizar el desempeño de la codificación Alamouti, es necesario comparar su rendimiento con otro sistema; en este trabajo se eligió MRRC de orden dos y cuatro debido a que presenta la mejor reducción estadística de la BER. En este capítulo se estudia la teoría matemática en la que se basa la codificación Alamouti (en sistemas 2x1 y 2x2) y MRRC (orden dos y cuatro); que permitirá proponer entornos de simulaciones.

3.1 SISTEMAS MRRC

Los sistemas MRRC, debido a que tienen diferentes ramas de diversidad, alcanzan bajas probabilidades de desvanecimientos profundos entre transmisor y receptor, razón por la cual recientes estudios en el mundo tienen como objetivo encontrar esquemas con mejores resultados.

En esta sección se estudian las bases matemáticas que rigen el funcionamiento de los sistemas MRRC de orden dos y cuatro.

3.1.1 Selección por combinación de relación máxima (MRRC) con orden de diversidad 2

La figura 3 presenta el esquema de un sistema empleando un orden de diversidad igual a dos (2) en recepción,

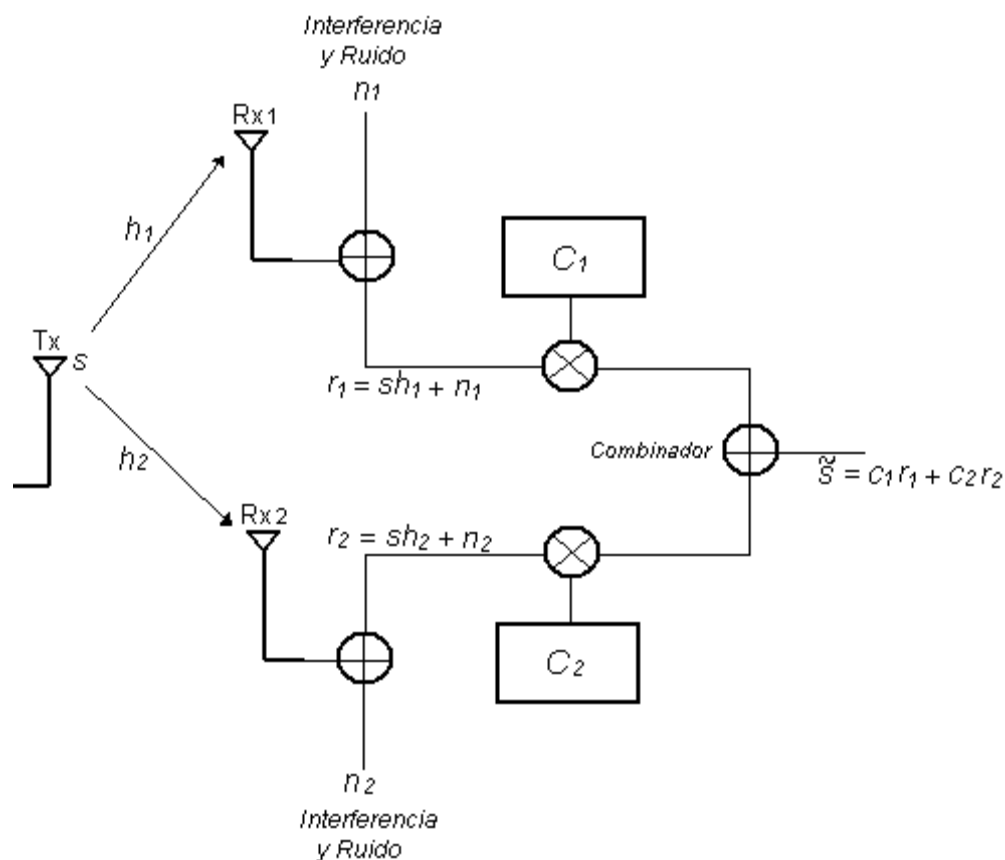


FIGURA 3. Esquema de un sistema de transmisión con diversidad de espacio en recepción

donde:

T_x = Antena transmisora,

R_{x_1} = Antena receptora 1,

R_{x_2} = Antena receptora 2,

h_1 = Coeficiente de la respuesta del canal entre T_x y R_{x_1} ,

h_2 = Coeficiente de la respuesta del canal entre T_x y R_{x_2} ,

\hat{s} = Señal construida por el combinador.

En el análisis que se desarrolla a continuación se considera que S es un símbolo perteneciente a la constelación de modulación empleada A , todos los símbolos tienen la

misma energía ε_s , los ruidos n_1 , n_2 son muestras independientes y aleatorias de ruido gaussiano que tienen la misma densidad espectral de potencia N_0 .

Asumiendo una recuperación ideal de la información en temporización y frecuencia portadora, y considerando r_1 y r_2 las señales recibidas en los receptores 1 y 2 respectivamente [5]:

$$r_1 = h_1 s + \eta_1 , \quad (3.1)$$

$$r_2 = h_2 s + \eta_2 , \quad (3.2)$$

entonces la señal construida por el combinador es [5]:

$$\tilde{S} = c_1 r_1 + c_2 r_2 , \quad (3.3)$$

donde c_1 y c_2 son coeficientes de la combinación lineal.

Reemplazando (3.1) y (3.2) en (3.3) se obtiene:

$$\begin{aligned} \tilde{S} &= c_1(h_1 s + \eta_1) + c_2(h_2 s + \eta_2) , \\ \tilde{S} &= c_1 h_1 s + c_1 \eta_1 + c_2 h_2 s + c_2 \eta_2 . \end{aligned} \quad (3.4)$$

La relación señal a ruido instantánea a la salida del combinador viene dada por:

$$y_c = \frac{\varepsilon_s}{N_0} \left[\frac{|c_1 h_1 + c_2 h_2|^2}{|c_1|^2 + |c_2|^2} \right] . \quad (3.5)$$

Por la desigualdad de Cauchy – Schwartz se sabe que:

$$|x_1 y_1^* + x_2 y_2^*|^2 \leq (|x_1|^2 + |x_2|^2)(|y_1|^2 + |y_2|^2) ,$$

para la cual se obtiene la igualdad solo si: $x_1 = K y_1$ y además $x_2 = K y_2$ siendo K cualquier constante compleja.

Aplicando la desigualdad al sistema en estudio se tiene:

$$|c_1 h_1 + c_2 h_2|^2 \leq (|c_1|^2 + |c_2|^2)(|h_1|^2 + |h_2|^2) ,$$

que en (3.5) genera:

$$y_c \leq \frac{\varepsilon_s}{N_0} \left[\frac{(|c_1|^2 + |c_2|^2)(|h_1|^2 + |h_2|^2)}{|c_1|^2 + |c_2|^2} \right] , \quad (3.6)$$

donde la igualdad se obtiene solo si:

$$c_1 = h_1^* , \quad (3.7)$$

$$c_2 = h_2^* , \quad (3.8)$$

donde (*) denota conjugado.

Los coeficientes de la combinación lineal son escogidos de tal manera que se maximice la relación señal a ruido instantánea a la salida del combinador, por tanto reemplazando (3.7) y (3.8) en (3.3), la señal construida por el combinador es:

$$\tilde{S} = r_1 h_1^* + r_2 h_2^* . \quad (3.9)$$

Ahora reemplazado (3.1) y (3.2) en (3.9), se llega a:

$$\tilde{S} = (h_1 S + \eta_1) h_1^* + (h_2 S + \eta_2) h_2^* ,$$

$$\tilde{S} = h_1 h_1^* S + h_1^* \eta_1 + h_2 h_2^* S + h_2^* \eta_2 ,$$

$$\tilde{S} = (h_1 h_1^* + h_2 h_2^*) S + h_1^* \eta_1 + h_2^* \eta_2 , \quad (3.10)$$

como:

$$|c|^2 = c^* c = c c^* , \quad (3.11)$$

entonces:

$$h_1 h_1^* = h_1^* h_1 = |h_1|^2 , \quad (3.12)$$

$$h_2 h_2^* = h_2^* h_2 = |h_2|^2 , \quad (3.13)$$

Para finalmente al reemplazar (3.12) y (3.13) en (3.10) se llega a:

$$\tilde{S} = (|h_1|^2 + |h_2|^2) S + h_1^* \eta_1 + h_2^* \eta_2 . \quad (3.14)$$

En un sistema con diversidad de espacio en recepción y método de selección MRRC, es necesaria la utilización de un estimador de canal que proporcione las variables h_1 y h_2 , además de un detector de símbolos que cumpla la regla de decisión de máxima verosimilitud o mínima distancia euclidiana. El Detector de Máxima verosimilitud o mínima distancia decidirá a favor del símbolo S_j sobre el símbolo S_k si:

$$d^2(r_1, h_1 S_j) + d^2(r_2, h_2 S_j) \leq d^2(r_1, h_1 S_K) + d^2(r_2, h_2 S_K) \quad \forall j \neq k, \quad (3.15)$$

con $S_j, S_K \in A$, donde $d^2(x, y)$ es la distancia euclidiana entre vectores complejos, que se define:

$$d^2(x, y) = (x - y)(x - y)^* = |x - y|^2. \quad (3.16)$$

Se sabe que:

$$(x - y)^* = x^* - y^*, \quad (3.17)$$

$$(xy)^* = x^* y^*, \quad (3.18)$$

por lo tanto:

$$\begin{aligned} d^2(r_1, h_1 S_j) &= (r_1 - h_1 S_j)(r_1 - h_1 S_j)^*, \\ d^2(r_1, h_1 S_j) &= (r_1 - h_1 S_j)(r_1^* - h_1^* S_j^*), \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$\begin{aligned} d^2(r_2, h_2 S_j) &= (r_2 - h_2 S_j)(r_2 - h_2 S_j)^*, \\ d^2(r_2, h_2 S_j) &= (r_2 - h_2 S_j)(r_2^* - h_2^* S_j^*), \end{aligned} \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned} d^2(r_1, h_1 S_K) &= (r_1 - h_1 S_K)(r_1 - h_1 S_K)^*, \\ d^2(r_1, h_1 S_K) &= (r_1 - h_1 S_K)(r_1^* - h_1^* S_K^*), \end{aligned} \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned} d^2(r_2, h_2 S_K) &= (r_2 - h_2 S_K)(r_2 - h_2 S_K)^*, \\ d^2(r_2, h_2 S_K) &= (r_2 - h_2 S_K)(r_2^* - h_2^* S_K^*). \end{aligned} \quad (3.22)$$

Reemplazando (3.19), (3.20), (3.21) y (3.22) en (3.15) se obtiene:

$$(r_1 - h_1 S_j)(r_1^* - h_1^* S_j^*) + (r_2 - h_2 S_j)(r_2^* - h_2^* S_j^*) \leq (r_1 - h_1 S_K)(r_1^* - h_1^* S_K^*) + (r_2 - h_2 S_K)(r_2^* - h_2^* S_K^*),$$

y realizando las operaciones a ambos lados de la desigualdad queda:

$$\begin{aligned} r_1 r_1^* - h_1^* r_1 S_j^* - h_1 r_1^* S_j + h_1^* h_1 S_j^* S_j + r_2^* r_2 - h_2^* r_2 S_j^* - h_2 r_2^* S_j + h_2^* h_2 S_j^* S_j \leq \\ r_1 r_1^* - h_1^* r_1 S_K^* - h_1 r_1^* S_K + h_1^* h_1 S_K^* S_K + r_2^* r_2 - h_2^* r_2 S_K^* - h_2 r_2^* S_K + h_2^* h_2 S_K^* S_K. \end{aligned} \quad (3.23)$$

Haciendo uso de (3.11) se tiene que:

$$r_1 r_1^* = r_1^* r_1 = |r_1|^2 , \quad (3.24)$$

$$r_2 r_2^* = r_2^* r_2 = |r_2|^2 , \quad (3.25)$$

por lo que reemplazando (3.12), (3.13), (3.24) y (3.25) en (3.23) la expresión se convierte en:

$$\begin{aligned} & |r_1|^2 - h_1^* r_1 S_j^* - h_1 r_1^* S_j + |h_1|^2 |S_j|^2 + |r_2|^2 - h_2^* r_2 S_j^* - h_2 r_2^* S_j + |h_2|^2 |S_j|^2 \leq \\ & |r_1|^2 - h_1^* r_1 S_K^* - h_1 r_1^* S_K + |h_1|^2 |S_K|^2 + |r_2|^2 - h_2^* r_2 S_K^* - h_2 r_2^* S_K + |h_2|^2 |S_K|^2 , \end{aligned}$$

en la que eliminando los términos comunes a ambos lados de la desigualdad y factorizando se llega a:

$$\begin{aligned} & (|h_1|^2 + |h_2|^2) |S_j|^2 - (h_1^* r_1 + h_2^* r_2) S_j^* - (h_1 r_1^* + h_2 r_2^*) S_j \\ & \leq (|h_1|^2 + |h_2|^2) |S_K|^2 - (h_1^* r_1 + h_2^* r_2) S_K^* - (h_1 r_1^* + h_2 r_2^*) S_K . \end{aligned} \quad (3.26)$$

Ahora reemplazando (3.9) en (3.26) se obtiene:

$$(|h_1|^2 + |h_2|^2) |S_j|^2 - \tilde{S} S_j^* - \tilde{S} S_j \leq (|h_1|^2 + |h_2|^2) |S_K|^2 - \tilde{S} S_K^* - \tilde{S} S_K , \quad (3.27)$$

haciendo uso de (3.16) se encuentra que:

$$\begin{aligned} & d^2(\tilde{S}, S_j) = (\tilde{S} - S_j)(\tilde{S}^* - S_j^*) , \\ & d^2(\tilde{S}, S_j) = \tilde{S} \tilde{S}^* - \tilde{S} S_j^* - \tilde{S}^* S_j + S_j^* S_j , \end{aligned} \quad (3.28)$$

y haciendo uso de (3.11) se tiene que:

$$\tilde{S} \tilde{S}^* = \tilde{S}^* \tilde{S} = |\tilde{S}|^2 , \quad (3.29)$$

$$S_j^* S_j = S_j S_j^* = |S_j|^2 , \quad (3.30)$$

por lo que reemplazando (3.29) y (3.30) en (3.28) se llega a:

$$d^2(\tilde{S}, S_j) = |\tilde{S}|^2 + |S_j|^2 - \tilde{S} S_j^* - \tilde{S}^* S_j ,$$

o:

$$d^2(\tilde{S}, S_j) - |\tilde{S}|^2 - |S_j|^2 = -\tilde{S} S_j^* - \tilde{S}^* S_j . \quad (3.31)$$

De manera análoga se puede deducir que:

$$d^2(\tilde{S}, S_K) - |\tilde{S}|^2 - |S_K|^2 = -\tilde{S}S_K^* - \tilde{S}^*S_K, \quad (3.32)$$

por lo que reemplazando (3.31) y (3.32) en (3.27) se obtiene:

$$\begin{aligned} & (|h_1|^2 + |h_2|^2)|S_j|^2 + d^2(\tilde{S}, S_j) - |\tilde{S}|^2 - |S_j|^2 \\ & \leq (|h_1|^2 + |h_2|^2)|S_K|^2 + d^2(\tilde{S}, S_K) - |\tilde{S}|^2 - |S_K|^2, \end{aligned}$$

en donde al eliminar los términos comunes, factorizando y reemplazando (3.16) se llega a:

$$(-1 + |h_1|^2 + |h_2|^2)|S_j|^2 + |\tilde{S} - S_j|^2 \leq (-1 + |h_1|^2 + |h_2|^2)|S_K|^2 + |\tilde{S} - S_K|^2, \quad (3.33)$$

o en forma equivalente:

$$\hat{S} = \arg \min_{S \in \mathcal{A}} \left\{ |\tilde{S} - S|^2 + (-1 + |h_1|^2 + |h_2|^2)|S|^2 \right\}, \quad (3.34)$$

donde \hat{S} representa el símbolo estimado por el detector de máxima verosimilitud.

En general para cualquier señal modulada la métrica de decisión esta dada por (3.33) ó (3.34).

Para señales M-PSK, que tienen igual energía de símbolo \mathcal{E}_S se tiene que:

$$|S_j|^2 = |S_K|^2 = \mathcal{E}_S \quad \forall j, k, \quad (3.35)$$

por lo que reemplazando (3.35) en (3.33) se obtiene que el detector de máxima verosimilitud en el receptor escogerá S_j sobre S_K si y solo si:

$$|\tilde{S} - S_j|^2 \leq |\tilde{S} - S_K|^2, \quad (3.36)$$

donde S_j y S_K son señales M-PSK. O en forma equivalente, el detector escogerá a \hat{S} si:

$$\hat{S} = \arg \min_{S \in M-PSK} \left\{ |\tilde{S} - S|^2 \right\}. \quad (3.37)$$

La expresión (3.37) indica que el detector de máxima verosimilitud compara las distancias euclidianas entre el símbolo entregado por el combinador \tilde{S} y cada símbolo S perteneciente a la modulación M-PSK empleada. Una vez realizada esta comparación el detector identifica para qué S se obtuvo la menor distancia euclidiana y lo elige como el

símbolo estimado \hat{S} . Cabe aclarar que \hat{S} es tan solo una estimación y no se asegura por tanto que sea el símbolo transmitido. En lo que sigue, este argumento es aplicable para todos los detectores.

De esta forma la figura 4 muestra el esquema de un sistema empleando diversidad de espacio en recepción (2 antenas receptoras) y utilizando el método de selección MRRC para la detección de símbolos, desde ahora nombrado como sistema MRRC de orden 2.

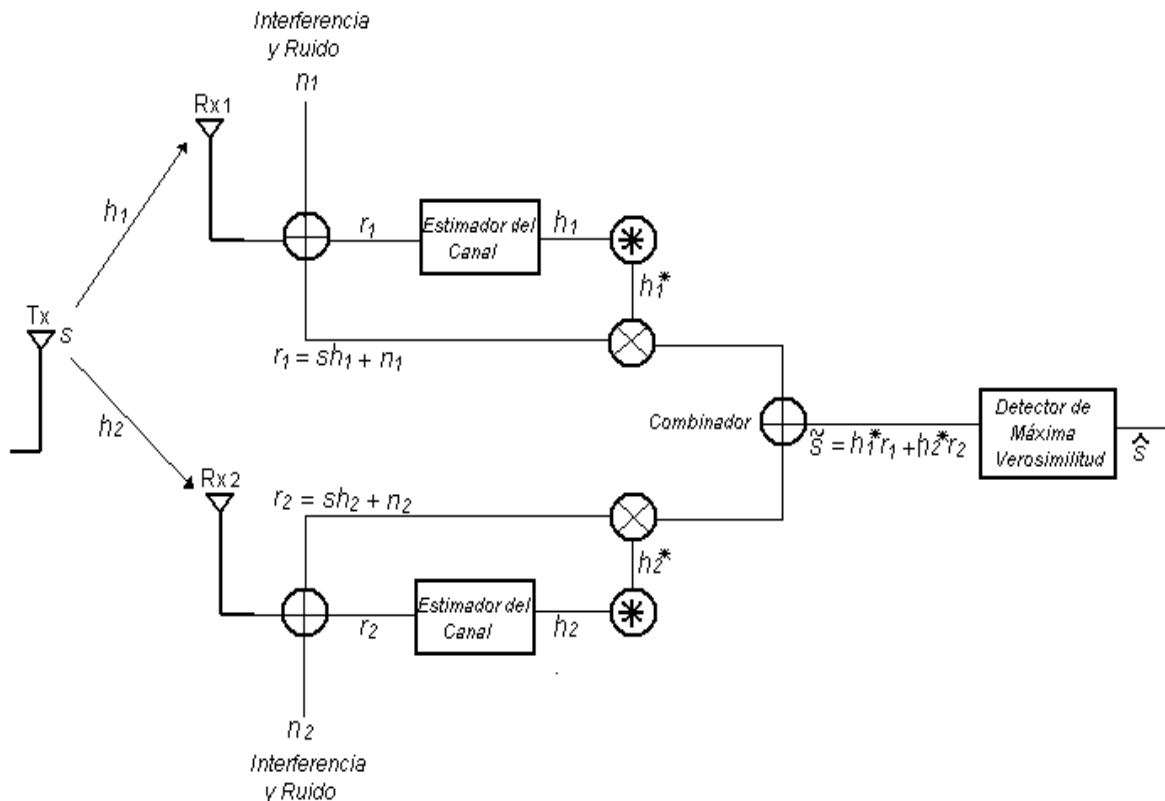


FIGURA 4 Esquema de un sistema con orden de diversidad 2, empleando el método de selección MRRC

El anterior esquema asegura que la probabilidad de que se tenga un desvanecimiento profundo y simultáneo en los caminos entre el transmisor y los receptores del sistema sea casi nulo.

3.1.2 Selección por combinación de relación máxima (MRRC) con orden de diversidad 4

La figura 5 muestra el esquema de un sistema empleando un orden de diversidad igual a cuatro (4) en recepción utilizando el método de selección MRRC para la detección de símbolos [5], desde ahora nombrado como sistema MRRC de orden 4,

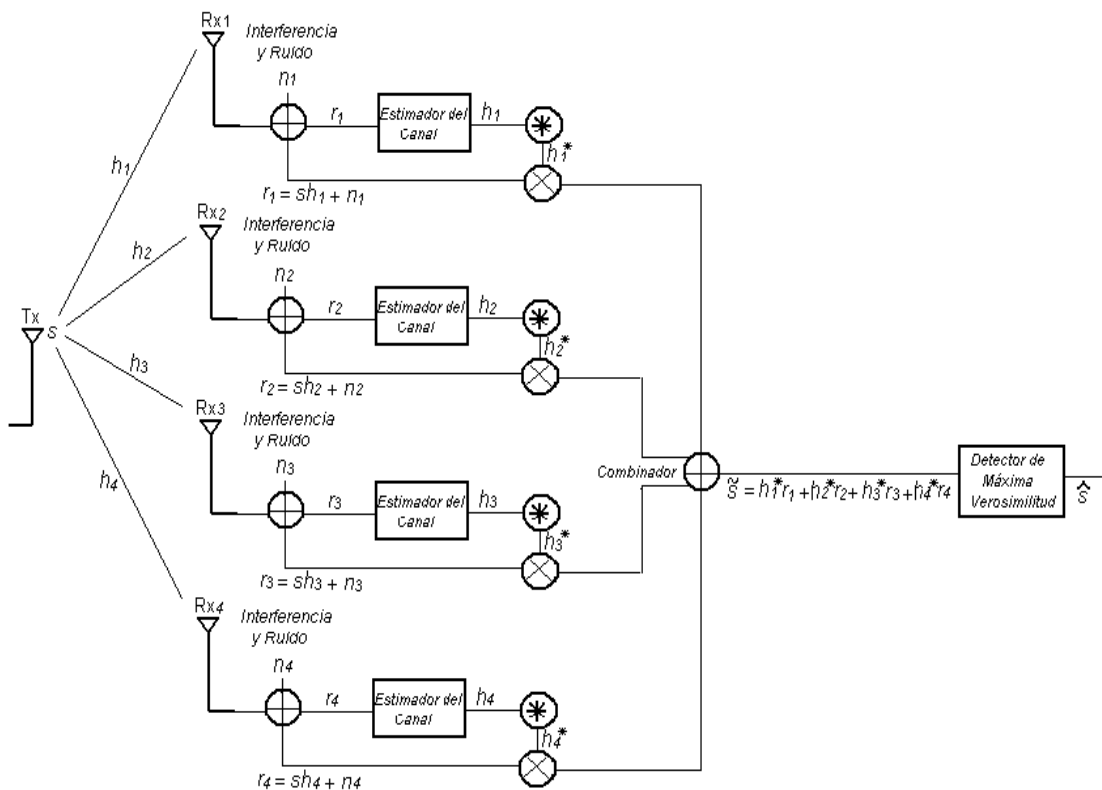


FIGURA 5. Esquema de un sistema con orden de diversidad 4, empleando el método de selección MRRC

donde:

T_x = Antena transmisora,

Rx_1 = Antena receptora 1,

Rx_2 = Antena receptora 2,

Rx_3 = Antena receptora 3,

Rx_4 = Antena receptora 4,

h_1 = Coeficiente de la respuesta del canal entre Tx y Rx_1 ,

h_2 = Coeficiente de la respuesta del canal entre Tx y Rx_2 ,

h_3 = Coeficiente de la respuesta del canal entre Tx y Rx_3 ,

h_4 = Coeficiente de la respuesta del canal entre Tx y Rx_4 ,

\tilde{s} = Señal construida por el combinador,

\hat{s} = Estimación del símbolo s hecha por el detector de máxima verosimilitud.

De igual modo que en la sección 3.1.1, S es un símbolo perteneciente a la constelación de modulación empleada A . Todos los símbolos tienen la misma energía ε_s , los ruidos n_1, n_2, n_3 y n_4 son muestras independientes y aleatorias de ruido que tienen la misma densidad espectral de potencia N_0 y distribución gaussiana.

Se sabe que:

$$r_1 = h_1s + \eta_1 , \quad (3.38)$$

$$r_2 = h_2s + \eta_2 , \quad (3.39)$$

$$r_3 = h_3s + \eta_3 , \quad (3.40)$$

$$r_4 = h_4s + \eta_4 , \quad (3.41)$$

donde r_1, r_2, r_3 y r_4 son las señales recibidas en Rx_1, Rx_2, Rx_3 y Rx_4 respectivamente.

La señal construida por el combinador es:

$$\tilde{S} = c_1r_1 + c_2r_2 + c_3r_3 + c_4r_4 , \quad (3.42)$$

donde c_1, c_2, c_3 y c_4 son los coeficientes de la combinación lineal.

La relación señal a ruido instantánea a la salida del combinador viene dada por:

$$\gamma_c = \frac{\varepsilon_s}{N_0} \left[\frac{|c_1h_1 + c_2h_2 + c_3h_3 + c_4h_4|^2}{|c_1|^2 + |c_2|^2 + |c_3|^2 + |c_4|^2} \right] . \quad (3.43)$$

Teniendo en cuenta la desigualdad de Cauchy-Schwartz:

$$|x_1 y_1^* + x_2 y_2^* + x_3 y_3^* + x_4 y_4^*|^2 \leq (|x_1|^2 + |x_2|^2 + |x_3|^2 + |x_4|^2)(|y_1|^2 + |y_2|^2 + |y_3|^2 + |y_4|^2) , \quad (3.44)$$

donde la igualdad se obtiene cuando:

$$x_1 = K y_1 ,$$

$$x_2 = K y_2 ,$$

$$x_3 = K y_3 ,$$

$$x_4 = K y_4 ,$$

siendo K una constante compleja.

Aplicando la desigualdad al sistema en estudio se tiene:

$$|c_1 h_1 + c_2 h_2 + c_3 h_3 + c_4 h_4|^2 \leq (|c_1|^2 + |c_2|^2 + |c_3|^2 + |c_4|^2)(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2) ,$$

que aplicada a (3.43) genera:

$$Y_C \leq \frac{\varepsilon_s}{N_0} \left[\frac{(|c_1|^2 + |c_2|^2 + |c_3|^2 + |c_4|^2)(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2)}{|c_1|^2 + |c_2|^2 + |c_3|^2 + |c_4|^2} \right] , \quad (3.45)$$

donde la igualdad se obtiene solo si:

$$c_1 = h_1^* , \quad (3.46)$$

$$c_2 = h_2^* , \quad (3.47)$$

$$c_3 = h_3^* , \quad (3.48)$$

$$c_4 = h_4^* , \quad (3.49)$$

lo que proporciona los coeficientes deseados que maximizan la relación señal a ruido instantánea.

Reemplazando (3.46), (3.47), (3.48) y (3.49) en (3.42) se llega a que la señal construida por el combinador es:

$$\tilde{S} = h_1^* r_1 + h_2^* r_2 + h_3^* r_3 + h_4^* r_4 . \quad (3.50)$$

Reemplazando (3.38), (3.39), (3.40) y (3.41) en (3.50) y realizando un proceso similar al hecho en la sección 3.1.1 se obtiene:

$$\tilde{S} = (|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2)S + h_1^* \eta_1 + h_2^* \eta_2 + h_3^* \eta_3 + h_4^* \eta_4 . \quad (3.51)$$

La regla de decisión de máxima verosimilitud que es equivalente a la de mínima distancia decidirá a favor del símbolo S_j sobre el símbolo de S_K si:

$$d^2(r_1, h_1 S_j) + d^2(r_2, h_2 S_j) + d^2(r_3, h_3 S_j) + d^2(r_4, h_4 S_j) \leq d^2(r_1, h_1 S_K) + d^2(r_2, h_2 S_K) + d^2(r_3, h_3 S_K) + d^2(r_4, h_4 S_K) \quad \forall j \neq k , \quad (3.52)$$

con $S_j, S_K \in A$.

Realizando el mismo procedimiento de la sección 3.1.1 se llega a que la métrica de decisión esta dada por:

$$(-1 + |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2)|S_j|^2 + |\tilde{S} - S_j|^2 \leq (-1 + |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2)|S_K|^2 + |\tilde{S} - S_K|^2 , \quad (3.53)$$

o en forma equivalente:

$$\hat{S} = \arg \min_{S \in A} \left\{ |\tilde{S} - S|^2 + (-1 + |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2)|S|^2 \right\} , \quad (3.54)$$

y para el caso de señales M-PSK

$$|\tilde{S} - S_j|^2 \leq |\tilde{S} - S_K|^2 , \quad (3.55)$$

o en forma equivalente:

$$\hat{S} = \arg \min_{S \in \text{M-PSK}} \left\{ |\tilde{S} - S|^2 \right\} . \quad (3.56)$$

3.2 CÓDIGO DE ALAMOUTI

Este código OSTBC, fue propuesto en [5] y usa dos antenas transmisoras y una antena receptora, sus características más atractivas son:

- No requiere expansión del ancho de banda y tiene una complejidad similar a la de MRRC.
- Puede combinarse con múltiples antenas receptoras para aumentar el orden de diversidad, sin afectar el extremo transmisor. De hecho si se utilizan N antenas receptoras, se consigue un orden de diversidad equivalente al de MRRC de $2 \times N$ receptores.
- Este esquema resulta atractivo porque consigue el máximo orden de diversidad posible y puede ser decodificado con un algoritmo rápido de máxima verosimilitud. Esto se realiza a través de un proceso lineal simple en los receptores.

El sistema codificación - decodificación se divide en tres bloques:

- El algoritmo de codificación y transmisión.
- El método de combinación.
- Detección de máxima verosimilitud.

El estimador del canal, que predice la respuesta del canal entre cada transmisor y receptor, se considera ideal, por lo que en este análisis se tiene un conocimiento perfecto del canal.

3.2.1 Codificación Alamouti en un Sistema MISO 2x1

La figura 6 muestra el esquema propuesto en [5] para dos transmisores y un receptor y codificación Alamouti, desde ahora nombrado sistema Alamouti 2x1,

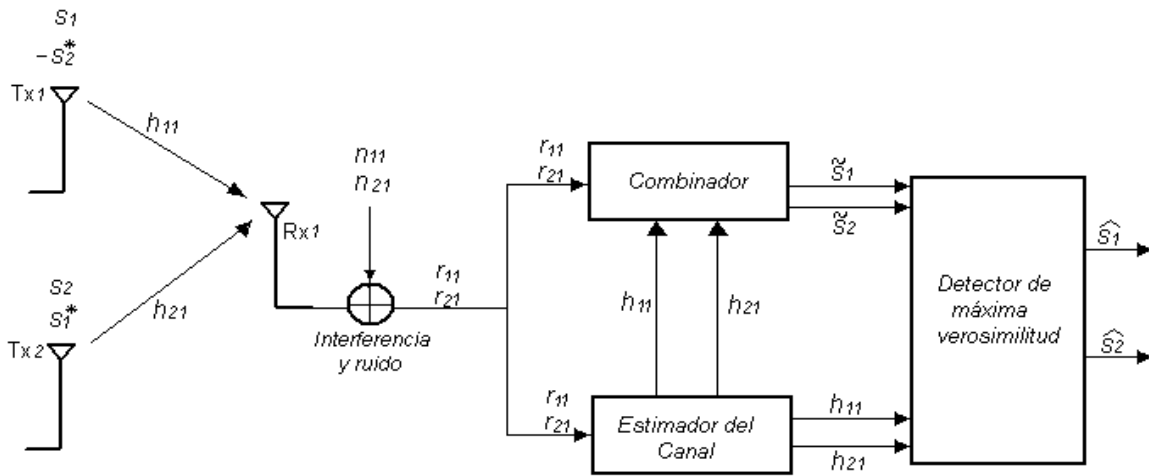


FIGURA 6. Esquema de diversidad con dos transmisores, un receptor y codificación Alamouti

donde:

Tx_1 = Antena transmisora 1,

Tx_2 = Antena transmisora 2,

Rx_1 = Antena receptora 1,

S_1 = Símbolo enviado por Tx_1 hacia Rx_1 en el instante t,

S_2 = Símbolo enviado por Tx_2 hacia Rx_1 en el instante t,

$-S_2^*$ = Símbolo enviado por Tx_1 hacia Rx_1 en el instante t+T,

S_1^* = Símbolo enviado por Tx_2 hacia Rx_1 en el instante t+T,

h_{11} = Coeficiente de la respuesta del canal entre Tx_1 y Rx_1 ,

h_{21} = Coeficiente de la respuesta del canal entre Tx_2 y Rx_1 ,

r_{11} = Señal recibida en Rx_1 en el instante t,

r_{21} = Señal recibida en Rx_1 en el instante t+T,

η_{11} = Muestra de ruido añadido por Rx_1 en el instante t,

η_{21} = Muestra de ruido añadido por Rx_1 en el instante t+T,

\tilde{S}_1 = Señal construida por el combinador en el instante t,

\widetilde{S}_2 = Señal construida por el combinador en el instante $t+T$,

\widehat{s}_1 = Estimación del símbolo s_1 hecha por el detector de máxima verosimilitud,

\widehat{s}_2 = Estimación del símbolo s_2 hecha por el detector de máxima verosimilitud.

A continuación se explica cada uno de los bloques en los que se divide el proceso de codificación-decodificación.

Codificación y transmisión

La secuencia de codificación del código de Alamouti se presenta en la tabla 1.

Instante de tiempo	Antena	
	Tx_1	Tx_2
t	S_1	S_2
t+T	$-S_2^*$	S_1^*

TABLA 1. Secuencia de transmisión del código Alamouti

A partir de la tabla 1 se define la matriz de codificación:

$$S = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ -S_2^* & S_1^* \end{bmatrix} , \quad (3.57)$$

utilizada únicamente para dos antenas transmisoras independiente de las receptoras.

En la tabla 1 se observa la utilización de dos antenas transmisoras y dos ranuras de tiempo en la codificación Alamouti, con lo que se evidencia su condición de codificación espacio-tiempo. Además, en la tabla 1 se observa la utilización de 2 intervalos de tiempo para transmitir 2 símbolos, por lo que el código Alamouti es de velocidad unitaria.

La ortogonalidad del código Alamouti se demuestra verificando que el producto punto entre la secuencia de T_{x1} y la de T_{x2} es igual a cero, es decir, debe cumplirse:

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ -S_2^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_2 \\ S_1^* \end{bmatrix} = 0 , \quad (3.58)$$

y operando sobre (3.58) se obtiene:

$$\begin{aligned}(S_1 \cdot S_2^*) + (-S_2^* \cdot S_1) &= 0, \\ (S_1 \cdot S_2^*) - (S_2^* \cdot S_1) &= 0,\end{aligned}\tag{3.59}$$

que se cumple si S_1 y S_2 pertenecen a cualquier tipo de modulación.

Se define:

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} \\ h_{21} \end{pmatrix} \text{ la matriz del canal,}\tag{3.60}$$

$$R = \begin{pmatrix} r_{11} \\ r_{21} \end{pmatrix} \text{ la matriz de la señal recibida,}\tag{3.61}$$

$$N = \begin{pmatrix} \eta_{11} \\ \eta_{21} \end{pmatrix} \text{ la matriz de ruido blanco gaussiano.}\tag{3.62}$$

En un primer periodo de símbolo, la antena 1 transmite S_1 y la antena 2 transmite S_2 . Durante el periodo de símbolo siguiente, la antena 1 transmite $-S_2^*$ y la antena 2 transmite S_1^* . Este proceso se repite en bloques de dos símbolos, de este modo si la secuencia de símbolos entregada por la fuente es $S_1, S_2, S_3, S_4, \dots$ la secuencia de símbolos transmitidos por la antena 1 será $S_1, -S_2^*, S_3, -S_4^*, \dots$ y la transmitida por la antena 2 será $S_2, S_1^*, S_4, S_3^*, \dots$. La redundancia es introducida a través de las múltiples antenas transmisoras, no en el tiempo ni en la frecuencia, por lo que no hay aumento del ancho de banda ni tampoco es necesario un análisis en frecuencia.

Se considera un sistema que transmite una señal $S_{t,n}$, $n = 1, 2, 3, \dots, N$ desde N antenas simultáneamente durante la ranura de tiempo t . Cada señal viaja sobre el canal inalámbrico y se reciben en cada una de las M antenas receptoras. Asumiendo una recuperación ideal de la información en temporización y frecuencia portadora, el resultado en el receptor es una superposición lineal de cada una de las señales que se reciben con desvanecimiento y que son perturbadas por ruido, que se representa por:

$$r_{t,m} = \sum_{n=1}^N (h_{n,m} S_{t,n} + \eta_{t,m}),\tag{3.63}$$

donde $r_{t,m}$ es la señal recibida por el receptor m en el t -ésimo estado de tiempo, y $h_{n,m}$ representa el coeficiente complejo de la respuesta del canal entre la antena transmisora n y la antena receptora m .

De esta forma la ecuación (3.63) se puede representar matricialmente como:

$$R = SH + N . \quad (3.64)$$

Reemplazando (3.57), (3.60), (3.61) y (3.62) en (3.64) se tiene:

$$\begin{pmatrix} r_{11} \\ r_{21} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ -S_2^* & S_1^* \end{bmatrix} \begin{pmatrix} h_{11} \\ h_{21} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \eta_{11} \\ \eta_{21} \end{pmatrix} ,$$

$$\begin{pmatrix} r_{11} \\ r_{21} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}S_1 + h_{21}S_2 \\ -h_{11}S_2^* + h_{21}S_1^* \end{bmatrix} + \begin{pmatrix} \eta_{11} \\ \eta_{21} \end{pmatrix} ,$$

$$\begin{pmatrix} r_{11} \\ r_{21} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}S_1 + h_{21}S_2 + \eta_{11} \\ -h_{11}S_2^* + h_{21}S_1^* + \eta_{21} \end{bmatrix} ,$$

de donde:

$$r_{11} = h_{11}S_1 + h_{21}S_2 + \eta_{11} , \quad (3.65)$$

$$r_{21} = -h_{11}S_2^* + h_{21}S_1^* + \eta_{21} . \quad (3.66)$$

Se puede encontrar r_{11}^* y r_{21}^* como sigue:

$$r_{11}^* = h_{11}^*S_1^* + h_{21}^*S_2^* + \eta_{11}^* , \quad (3.67)$$

$$r_{21}^* = -h_{11}^*S_2 + h_{21}^*S_1 + \eta_{21}^* . \quad (3.68)$$

Método de combinación

A partir de señales recibidas r_{11} y r_{21} , y con la información obtenida por el estimador de canal que se supone ideal, el combinador realiza un proceso lineal simple para separar las señales S_1 y S_2 .

Para extraer el símbolo correspondiente al instante t , la combinación es [5]:

$$\tilde{S}_1 = h_{11}^*r_{11} + h_{21}r_{21}^* . \quad (3.69)$$

Reemplazando (3.65) y (3.68) en (3.69) se encuentra:

$$\tilde{S}_1 = h_{11}^*(h_{11}S_1 + h_{21}S_2 + \eta_{11}) + h_{21}(-h_{11}^*S_2 + h_{21}^*S_1 + \eta_{21}^*) ,$$

$$\tilde{S}_1 = h_{11}^*h_{11}S_1 + h_{11}^*h_{21}S_2 + h_{11}^*\eta_{11} - h_{11}^*h_{21}S_2 + h_{21}^*h_{21}S_1 + h_{21}^*\eta_{21} ,$$

de donde eliminando los términos iguales con signo contrario queda:

$$\tilde{S}_1 = (h_{11}^* h_{11} S_1 + h_{21}^* h_{21} S_1) + h_{11}^* \eta_{11} + h_{21} \eta_{21}^* ,$$

y factorizando:

$$\tilde{S}_1 = (h_{11}^* h_{11} + h_{21}^* h_{21}) S_1 + h_{11}^* \eta_{11} + h_{21} \eta_{21}^* .$$

(3.70)

Haciendo uso de (3.11) se sabe que:

$$h_{11}^* h_{11} = h_{11} h_{11}^* = |h_{11}|^2 , \quad (3.71)$$

$$h_{21}^* h_{21} = h_{21} h_{21}^* = |h_{21}|^2 , \quad (3.72)$$

por lo que reemplazando (3.71) y (3.72) en (3.70) se establece la expresión:

$$\tilde{S}_1 = (|h_{11}|^2 + |h_{21}|^2) S_1 + h_{11}^* \eta_{11} + h_{21} \eta_{21}^* . \quad (3.73)$$

Ahora para extraer el símbolo correspondiente al instante $\mathbf{t} + \mathbf{T}$, la combinación es [5]:

$$\tilde{S}_2 = h_{21}^* r_{11} - h_{11} r_{21}^* . \quad (3.74)$$

Reemplazando (3.65) y (3.68) en (3.74) se tiene:

$$\tilde{S}_2 = h_{21}^* (h_{11} S_1 + h_{21} S_2 + \eta_{11}) - h_{11} (-h_{11}^* S_2 + h_{21}^* S_1 + \eta_{21}^*) ,$$

$$\tilde{S}_2 = h_{21}^* h_{11} S_1 + h_{21}^* h_{21} S_2 + h_{21}^* \eta_{11} + h_{11} h_{11}^* S_2 - h_{21}^* h_{11} S_1 - h_{11} \eta_{21}^* ,$$

en donde eliminando los términos iguales con signo contrario genera:

$$\tilde{S}_2 = (h_{21}^* h_{21} S_2 + h_{11}^* h_{11} S_2) + h_{21}^* \eta_{11} - h_{11} \eta_{21}^* ,$$

y factorizando queda:

$$\tilde{S}_2 = (h_{21}^* h_{21} + h_{11}^* h_{11}) S_2 + h_{21}^* \eta_{11} - h_{11} \eta_{21}^* . \quad (3.75)$$

Haciendo uso de (3.11) se sabe que:

$$|h_{21}|^2 = h_{21}^* h_{21} , \quad (3.76)$$

$$|h_{11}|^2 = h_{11}^* h_{11} \quad , \quad (3.77)$$

por lo que reemplazando (3.76) y (3.77) en (3.75) se llega a la siguiente expresión:

$$\widetilde{S}_2 = (|h_{21}|^2 + |h_{11}|^2)S_2 + h_{21}^* \eta_{11} - h_{11} \eta_{21}^* \quad . \quad (3.78)$$

En base a simples sumas y multiplicaciones el combinador ha sido capaz de eliminar en \widetilde{S}_1 la información no deseada de S_2 y en \widetilde{S}_2 la información no deseada de S_1 .

Detector de Máxima Verosimilitud

Las ecuaciones (3.73) y (3.78) son muy parecidas a la aplicada en el caso de MRRC con 2 ramas de diversidad, dada por la ecuación (3.14) y que se escribe a continuación:

$$\widetilde{S} = r_1 h_1^* + r_2 h_2^* = (|h_1|^2 + |h_2|^2)S + h_1^* \eta_1 + h_2^* \eta_2 \quad , \quad (3.79)$$

donde r_1 y r_2 denotan el número de antenas receptoras mientras que en las ecuaciones (3.69) y (3.74) representan instantes de tiempo. En cualquier caso tanto para t como para $t+T$ las señales generadas por el combinador de la figura 6 son equivalentes a la salida del combinador MRRC. La única diferencia es una rotación en los términos de ruido, lo cual no afecta a la relación señal a ruido de las señales combinadas. De este modo se concluye que:

- El orden de diversidad obtenido por el esquema de Alamouti es el mismo que se logra empleando diversidad de recepción con 2 antenas y MRRC.
- La regla de decisión que emplea el detector de la figura 6 es la misma que la empleada en MRRC, ecuación (3.34), pero teniendo en cuenta las diferencias en el esquema de combinación. Así para el instante t la regla de decisión es:

$$\widehat{S}_1 = \arg \min_{S_1} \left\{ |\widetilde{S}_1 - S_1|^2 + (-1 + |h_{11}|^2 + |h_{21}|^2) |S_1|^2 \right\} \quad , \quad (3.80)$$

con S_1 perteneciente a la constelación A .

Si A es una constelación tipo M-PSK, la ecuación (3.78) queda reducida a:

$$\widehat{S}_1 = \arg \min_{S_1 \in \text{M-PSK}} \left\{ |\widetilde{S}_1 - S_1|^2 \right\} , \quad (3.81)$$

siendo S_1 una señal M-PSK, y para el instante $\mathbf{t}+\mathbf{T}$ se tiene:

$$\widehat{S}_2 = \arg \min_{S_2} \left\{ |\widetilde{S}_2 - S_2|^2 + (-1 + |h_{11}|^2 + |h_{21}|^2) |S_2|^2 \right\} , \quad (3.82)$$

con S_2 perteneciente a la constelación A .

En el caso de M-PSK, la expresión (3.82) queda:

$$\widehat{S}_2 = \arg \min_{S_2 \in \text{M-PSK}} \left\{ |\widetilde{S}_2 - S_2|^2 \right\} , \quad (3.83)$$

Siendo S_2 una señal M-PSK.

Debido a que en recepción se debe calcular la métrica de decisión para dos símbolos, se produce un retardo de decodificación con respecto a los sistemas MRRC en los que la métrica se aplica para un símbolo a la vez.

3.2.2 Codificación Alamouti en un sistema MIMO 2x2

La figura 7 muestra el esquema de un sistema MIMO 2x2 con codificación Alamouti propuesto en [5], desde ahora nombrado sistema Alamouti 2x2,

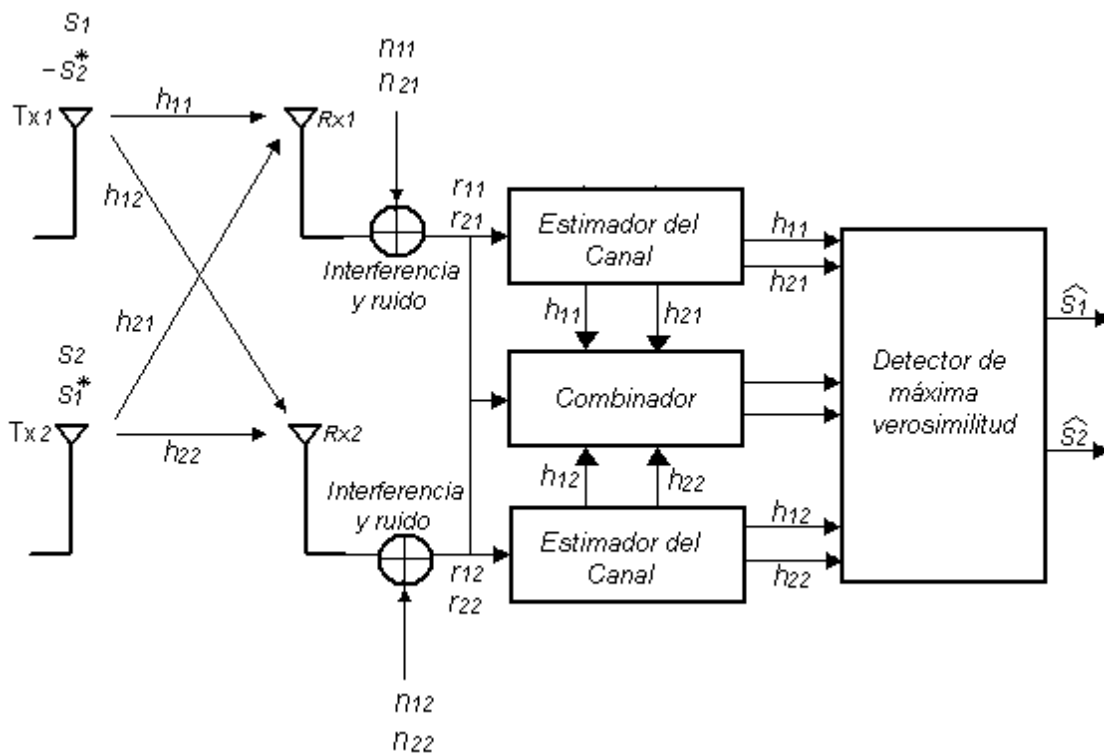


FIGURA 7. Esquema de diversidad con dos transmisores, dos receptores y codificación Alamouti

donde:

Tx_1 = Antena transmisora 1,

Tx_2 = Antena transmisora 2,

Rx_1 = Antena receptora 1,

Rx_2 = Antena receptora 2,

S_1 = Símbolo enviado por Tx_1 hacia Rx_1 y Rx_2 en el instante t,

S_2 = Símbolo enviado por Tx_2 hacia Rx_1 y Rx_2 en el instante t,

$-S_2^*$ = Símbolo enviado por Tx_1 hacia Rx_1 y Rx_2 en el instante t+T,

S_1^* = Símbolo enviado por Tx_2 hacia Rx_1 y Rx_2 en el instante t+T,

h_{11} = Coeficiente de la respuesta del canal entre la antena transmisora 1 y el receptor 1,

h_{12} = Coeficiente de la respuesta del canal entre la antena transmisora 1 y el receptor 2,

h_{21} = Coeficiente de la respuesta del canal entre la antena transmisora 2 y el receptor 1,

h_{22} = Coeficiente de la respuesta del canal entre la antena transmisora 2 y el receptor 2,

r_{11} = Señal recibida en la antena 1 en el instante t ,

r_{12} = Señal recibida en la antena 2 en el instante t ,

r_{21} = Señal recibida en la antena 1 en el instante $t+T$,

r_{22} = Señal recibida en la antena 2 en el instante $t+T$,

η_{11} = Muestra de ruido añadido por el receptor 1 en el instante t ,

η_{12} = Muestra de ruido añadido por el receptor 2 en el instante t ,

η_{21} = Muestra de ruido añadido por el receptor 1 en el instante $t+T$,

η_{22} = Muestra de ruido añadido por el receptor 2 en el instante $t+T$,

\tilde{S}_1 = Señal construida por el combinador en el instante t ,

\tilde{S}_2 = Señal construida por el combinador en el instante $t+T$,

\hat{s}_1 = Estimación del símbolo s_1 hecha por el detector de máxima verosimilitud,

\hat{s}_2 = Estimación del símbolo s_2 hecha por el detector de máxima verosimilitud.

Se define:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \text{ la matriz canal,} \quad (3.84)$$

$$R = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{bmatrix} \text{ la matriz señal recibida,} \quad (3.85)$$

$$N = \begin{bmatrix} \eta_{11} & \eta_{12} \\ \eta_{21} & \eta_{22} \end{bmatrix} \text{ la matriz ruido,} \quad (3.86)$$

$$S = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ -S_2^* & S_1^* \end{bmatrix} \text{ la matriz codificación Alamouti.} \quad (3.87)$$

Asumiendo una recuperación ideal de la información en temporización y frecuencia portadora, para esto se utiliza la ecuación (3.64) que se escribe:

$$R = SH + N . \quad (3.88)$$

Reemplazando (3.84), (3.85), (3.86) y (3.87) en (3.88) se obtiene:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ -S_2^* & S_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_{11} & \eta_{12} \\ \eta_{21} & \eta_{22} \end{bmatrix} , \\ \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_{11}S_1 + h_{21}S_2 & h_{12}S_1 + h_{22}S_2 \\ -h_{11}S_2^* + h_{21}S_1^* & -h_{12}S_2^* + h_{22}S_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_{11} & \eta_{12} \\ \eta_{21} & \eta_{22} \end{bmatrix} , \\ \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_{11}S_1 + h_{21}S_2 + \eta_{11} & h_{12}S_1 + h_{22}S_2 + \eta_{12} \\ -h_{11}S_2^* + h_{21}S_1^* + \eta_{21} & -h_{12}S_2^* + h_{22}S_1^* + \eta_{22} \end{bmatrix} , \end{aligned}$$

de donde:

$$r_{11} = h_{11}S_1 + h_{21}S_2 + \eta_{11} , \quad (3.89)$$

$$r_{12} = h_{12}S_1 + h_{22}S_2 + \eta_{12} , \quad (3.90)$$

$$r_{21} = -h_{11}S_2^* + h_{21}S_1^* + \eta_{21} , \quad (3.91)$$

$$r_{22} = -h_{12}S_2^* + h_{22}S_1^* + \eta_{22} . \quad (3.92)$$

Los conjugados de las anteriores expresiones son:

$$r_{11}^* = h_{11}^*S_1^* + h_{21}^*S_2^* + \eta_{11}^* , \quad (3.93)$$

$$r_{12}^* = h_{12}^*S_1^* + h_{22}^*S_2^* + \eta_{12}^* , \quad (3.94)$$

$$r_{21}^* = -h_{11}^*S_2 + h_{21}^*S_1 + \eta_{21}^* , \quad (3.95)$$

$$r_{22}^* = -h_{12}^*S_2 + h_{22}^*S_1 + \eta_{22}^* . \quad (3.96)$$

El combinador en el instante t utiliza la ecuación definida en [5]:

$$\tilde{S}_1 = h_{11}^*r_{11} + h_{21}r_{21}^* + h_{12}^*r_{12} + h_{22}r_{22}^* . \quad (3.97)$$

Reemplazando las expresiones halladas en (3.89), (3.90), (3.95) y (3.96) en (3.97) queda:

$$\begin{aligned} \tilde{S}_1 &= h_{11}^*(h_{11}S_1 + h_{21}S_2 + \eta_{11}) + h_{21}(-h_{11}^*S_2 + h_{21}^*S_1 + \eta_{21}^*) + h_{12}^*(h_{12}S_1 + h_{22}S_2 + \eta_{12}) \\ &\quad + h_{22}(-h_{12}^*S_2 + h_{22}^*S_1 + \eta_{22}^*) , \end{aligned}$$

$$\tilde{S}_1 = h_{11}^*h_{11}S_1 + h_{11}^*h_{21}S_2 + h_{11}^*\eta_{11} - h_{11}^*h_{21}S_2 + h_{21}^*h_{21}S_1 + h_{21}\eta_{21}^* + h_{12}^*h_{12}S_1 + h_{12}^*h_{22}S_2 +$$

$$h_{12}^* \eta_{12} - h_{12}^* h_{22} S_2 + h_{22}^* h_{22} S_1 + h_{22} \eta_{22}^* ,$$

de donde eliminando los términos iguales con signo contrario se obtiene:

$$\tilde{S}_1 = (h_{11}^* h_{11} S_1 + h_{21}^* h_{21} S_1 + h_{12}^* h_{12} S_1 + h_{22}^* h_{22} S_1) + h_{11}^* \eta_{11} + h_{21} \eta_{21}^* + h_{12}^* \eta_{12} + h_{22} \eta_{22}^* ,$$

y factorizando:

$$\tilde{S}_1 = (h_{11}^* h_{11} + h_{21}^* h_{21} + h_{12}^* h_{12} + h_{22}^* h_{22}) S_1 + h_{11}^* \eta_{11} + h_{21} \eta_{21}^* + h_{12}^* \eta_{12} + h_{22} \eta_{22}^* . \quad (3.98)$$

Haciendo uso de (3.11) se tiene que:

$$|h_{11}|^2 = h_{11}^* h_{11} , \quad (3.99)$$

$$|h_{21}|^2 = h_{21}^* h_{21} , \quad (3.100)$$

$$|h_{12}|^2 = h_{12}^* h_{12} , \quad (3.101)$$

$$|h_{22}|^2 = h_{22}^* h_{22} , \quad (3.102)$$

por lo que reemplazando (3.99), (3.100), (3.101), y (3.102) en (3.98) se llega a:

$$\tilde{S}_1 = (|h_{11}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{22}|^2) S_1 + h_{11}^* \eta_{11} + h_{21} \eta_{21}^* + h_{12}^* \eta_{12} + h_{22} \eta_{22}^* . \quad (3.103)$$

Para el instante $\mathbf{t}+\mathbf{T}$ la combinación es [5]:

$$\tilde{S}_2 = h_{21}^* r_{11} - h_{11} r_{21}^* + h_{22}^* r_{12} - h_{12} r_{22}^* . \quad (3.104)$$

Reemplazando las expresiones halladas en (3.89), (3.90), (3.95) y (3.96) en (3.104) se tiene:

$$\begin{aligned} \tilde{S}_2 = & h_{21}^* (h_{11} S_1 + h_{21} S_2 + \eta_{11}) - h_{11} (-h_{11}^* S_2 + h_{21}^* S_1 + \eta_{21}^*) + h_{22}^* (h_{12} S_1 + h_{22} S_2 + \eta_{12}) - \\ & h_{12} (-h_{12}^* S_2 + h_{22}^* S_1 + \eta_{22}^*) , \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \tilde{S}_2 = & h_{21}^* h_{11} S_1 + h_{21}^* h_{21} S_2 + h_{21}^* \eta_{11} + h_{11}^* h_{11} S_2 - h_{21}^* h_{11} S_1 - h_{11} \eta_{21}^* + h_{22}^* h_{12} S_1 + h_{22}^* h_{22} S_2 + \\ & h_{22}^* \eta_{12} + h_{12}^* h_{12} S_2 - h_{22}^* h_{12} S_1 - h_{12} \eta_{22}^* , \end{aligned}$$

donde eliminando los términos iguales con signo contrario queda:

$$\widetilde{S}_2 = (h_{21}^* h_{21} S_2 + h_{11}^* h_{11} S_2 + h_{22}^* h_{22} S_2 + h_{12}^* h_{12} S_2) + h_{21}^* \eta_{11} - h_{11} \eta_{21}^* + h_{22}^* \eta_{12} - h_{12} \eta_{22}^* ,$$

y factorizando:

$$\begin{aligned} \widetilde{S}_2 &= (h_{21}^* h_{21} + h_{11}^* h_{11} + h_{22}^* h_{22} + h_{12}^* h_{12}) S_2 + h_{21}^* \eta_{11} - h_{11} \eta_{21}^* + h_{22}^* \eta_{12} - h_{12} \eta_{22}^* , \\ \widetilde{S}_2 &= (h_{11}^* h_{11} + h_{21}^* h_{21} + h_{12}^* h_{12} + h_{22}^* h_{22}) S_2 + (h_{21}^* \eta_{11} - h_{11} \eta_{21}^*) + (h_{22}^* \eta_{12} - h_{12} \eta_{22}^*) , \end{aligned} \quad (3.105)$$

por lo que reemplazando (3.99), (3.100), (3.101) y (3.102) en (3.105) se llega a:

$$\widetilde{S}_2 = (|h_{11}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{22}|^2) S_2 + (h_{21}^* \eta_{11} - h_{11} \eta_{21}^*) + (h_{22}^* \eta_{12} - h_{12} \eta_{22}^*) . \quad (3.106)$$

De nuevo, puede comprobarse que las señales dadas por (3.103) y (3.106) son equivalentes, salvo por rotaciones en los términos de ruido, a las señales construidas por un combinador MRRC de 4 ramas, ecuación (3.51). Por tanto la regla de decisión del detector es fácilmente deducible teniendo en cuenta la de MRRC de 4 ramas.

De este modo para el instante \mathbf{t} se tiene que:

$$\hat{S}_1 = \arg \min_{S_1 \in A} \left\{ |\tilde{S}_1 - S_1|^2 + (-1 + |h_{11}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{22}|^2) |S_1|^2 \right\} , \quad (3.107)$$

con S_1 perteneciente a la constelación A .

En caso que A sea una constelación M-PSK la expresión (3.107) queda:

$$\hat{S}_1 = \arg \min_{S_1 \in \text{M-PSK}} \left\{ |\tilde{S}_1 - S_1|^2 \right\} , \quad (3.108)$$

siendo S_1 una señal M-PSK.

Para el instante $\mathbf{t} + \mathbf{T}$ se tiene que:

$$\hat{S}_2 = \arg \min_{S_2 \in A} \left\{ |\tilde{S}_2 - S_2|^2 + (-1 + |h_{11}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{22}|^2) |S_2|^2 \right\} , \quad (3.109)$$

con S_2 perteneciente a la constelación A .

Y para el caso que A sea M-PSK la expresión (3.109) queda:

$$\hat{S}_2 = \arg \min_{S_2 \in M\text{-PSK}} \left\{ |\hat{S}_2 - S_2|^2 \right\}, \quad (3.110)$$

siendo S_2 una señal M-PSK.

3.3 CRITERIO DEL RANGO PARA LA CODIFICACIÓN ALAMOUTI

Como se expuso en el capítulo dos, un buen código bloque espacio-tiempo debe ser diseñado de tal forma que cumpla los criterios del rango para obtener el máximo orden de diversidad $N \times M$ (donde N es el número de antenas transmisoras y M el de receptoras) y el de detección de máxima verosimilitud.

El criterio del rango exige que la matriz diferencia $\mathbf{B}(c, e) = \mathcal{G}(s_1, \dots, s_k) - \mathcal{G}(s'_1, \dots, s'_k)$ sea no singular para cualquier pareja de secuencias distintas $(s_1, \dots, s_k) \neq (s'_1, \dots, s'_k)$ suponiendo que el detector decida erróneamente a favor de la palabra código e cuando se ha transmitido la palabra código c . Es decir, debe cumplirse que:

$$\mathcal{G}(s_1, \dots, s_k) - \mathcal{G}(s'_1, \dots, s'_k) = \mathcal{G}(s_1 - s'_1, \dots, s_k - s'_k), \quad (3.111)$$

donde \mathcal{G} es la matriz del código cuyos elementos son combinaciones lineales de los s_i símbolos modulados con $i = 1, 2, \dots, k$ y sus conjugados. Para el código de Alamouti la matriz \mathcal{G} se define como:

$$\mathcal{G}(s_1, s_2) = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix},$$

en la cual se observa que $k = 2$.

Aplicando (3.111) y teniendo en cuenta que el detector decide por la palabra código (\hat{s}_1, \hat{s}_2) cuando realmente se ha transmitido (s_1, s_2) se obtiene:

$$\begin{aligned} \mathcal{G}(s_1, s_2) - \mathcal{G}((\hat{s}_1, \hat{s}_2)) &= \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{s}_1 & \hat{s}_2 \\ -\hat{s}_2^* & \hat{s}_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 - \hat{s}_1 & s_2 - \hat{s}_2 \\ -s_2^* + \hat{s}_2^* & s_1^* - \hat{s}_1^* \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} s_1 - \hat{s}_1 & s_2 - \hat{s}_2 \\ -(s_2^* - \hat{s}_2^*) & s_1^* - \hat{s}_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 - \hat{s}_1 & s_2 - \hat{s}_2 \\ -(s_2 - \hat{s}_2)^* & (s_1 - \hat{s}_1)^* \end{bmatrix} = \mathcal{G}(s_1 - \hat{s}_1, s_2 - \hat{s}_2), \end{aligned}$$

así entonces, la matriz diferencia $\mathbf{B}(c, e)$ es de rango completo y por lo tanto el código de Alamouti provee diversidad completa $2 \times M$.

Respecto al segundo criterio, obsérvese que la ortogonalidad de la matriz de Alamouti $G(s_1, s_2)$ permite que en el proceso de combinación se cancelen de \tilde{s}_1 y \tilde{s}_2 la información correspondiente a s_2 y s_1 respectivamente, logrando una reducción en la complejidad de la regla de decisión en el receptor.

3.4 EJEMPLO DEL FUNCIONAMIENTO DEL CÓDIGO ALAMOUTI EN UN SISTEMA 2X1

A continuación se explica el funcionamiento del código de Alamouti en un sistema 2x1 por medio de un ejemplo.

Los siguientes datos fueron arrojados por la simulación diseñada para los objetivos de este trabajo.

Modulación: BPSK,

energía promedio de símbolo $\varepsilon_s = 3.97$ Joules,

número de símbolos = 2,

varianza o potencia de AWGN (Additive White Gaussian Noise, Ruido Aditivo Blanco Gaussiano) = 0.5 Watts/Hz,

$S_1 = 1.99249 + 0i$ que representa el estado 0 (cero) y pertenece a una constelación BPSK,

$S_2 = -1.99249 + 0i$ que representa el estado 1 (uno) y pertenece a una constelación BPSK,

$$h_{11} = -1.1952 + 1.77008i,$$

$$h_{21} = 0.319277 + 0.0270178i,$$

$$\eta_{11} = 0.947039 + 0.202935i,$$

$$\eta_{21} = 0.876022 - 0.707882i.$$

Según la tabla 1, la secuencia de transmisión del código Alamouti para estos valores se presenta en la tabla 2.

Instante de tiempo	Antena	
	Tx_1	Tx_2
t	$1.99249 + 0i$	$-1.99249 + 0i$
t+T	$1.99249 + 0i$	$1.99249 - 0i$

TABLA 2. Ejemplo de secuencia de transmisión de la codificación Alamouti

Aplicando la ecuación (3.63), se obtiene:

$$r_{11} = (-1.1952 + 1.77008i)(1.99249 + 0i) + (0.319277 + 0.0270178i)(-1.99249 + 0i) + (0.947039 + 0.202935i),$$

resolviendo las operaciones, queda:

$$r_{11} = -2.07054 + 3.67595i.$$

Aplicando la ecuación (3.64), se tiene:

$$r_{21} = (-(-1.1952 + 1.77008i)(-1.99249 - 0i)) + (0.319277 + 0.0270178i)(1.99249 - 0i) + (0.876022 - 0.707882i),$$

resolviendo las operaciones, se llega a:

$$r_{21} = -0.869248 + 2.8728i.$$

Por (3.67) se tiene que:

$$\tilde{S}_1 = h_{11}^* r_{11} + h_{21}^* r_{21},$$

por lo tanto:

$$\tilde{S}_1 = (-1.1952 - 1.77008i)(-2.07054 + 3.67595i) + (0.876022 - 0.707882i)(-0.869248 - 2.8728i),$$

realizando las operaciones queda:

$$\tilde{S}_1 = 8.78152 - 1.6692i.$$

Por (3.72) se tiene que:

$$\tilde{S}_2 = h_{21}^* r_{11} - h_{11}^* r_{21},$$

por lo tanto:

$$\begin{aligned}\widetilde{S}_2 &= (0.876022 + 0.707882i)(-2.07054 + 3.67595i) - \\ &\quad (-1.1952 + 1.77008i)(-0.869248 - 2.8728i),\end{aligned}$$

realizando las operaciones se obtiene:

$$\widetilde{S}_2 = -6,68577 - 0,665356i.$$

Finalmente, el detector de máxima verosimilitud estimará \widehat{S}_1 si se cumple:

$$\widehat{S}_1 = \arg \min_{S_1 \in M-PSK} \{|\widetilde{S}_1 - S_1|^2\}.$$

Debe aclararse que el detector de máxima verosimilitud conoce \widetilde{S}_1 calculado por el combinador y sabe que en él se encuentra implícito el símbolo S_1 transmitido originalmente y que pertenece a una constelación BPSK, pero no conoce su valor exacto. Por esto la ecuación (3.79) indica que el detector deberá hallar la distancia euclidiana $|\widetilde{S}_1 - S_1|^2$, siendo S_1 cada uno de los símbolos que componen la constelación M-PSK. En el caso de BPSK, S_1 puede ser:

- $S_1 = \sqrt{\varepsilon_s} + 0i = 1.99249 + 0i$ que representa el estado 0 (cero).
- $S_1 = -\sqrt{\varepsilon_s} + 0i = -1.99249 + 0i$ que representa el estado 1 (uno).

En este ejemplo, la estimación de S_1 se hace reemplazando en (3.81):

$$\begin{aligned}\widehat{S}_1 &= \arg \min_{S_1} \{|\widetilde{S}_1 - S_1|^2\}, \\ \widehat{S}_1 &= \arg \min_{S_1} \{ |(8.78152 - 1.6692i) - (1.99249 + 0i)|^2, |(8.78152 - 1.6692i) - \\ &\quad (-1.99249 + 0i)|^2 \}, \\ \widehat{S}_1 &= \arg \min_{S_1} \{ |6.78903 - 1.6692i|^2, |10.77401 - 1.6692i|^2 \}, \\ \widehat{S}_1 &= \arg \min_{S_1} \{ 48.87715, 118.86552 \}.\end{aligned}$$

Como 48.87715 es menor distancia euclidiana que 118.86552, el detector estimará que se transmitió:

$$\widehat{S}_1 = 1.99249 + 0i \text{ que representa el estado 0 (cero) de la constelación BPSK.}$$

Análogamente para estimar S_2 debe cumplirse (3.83) de donde se obtiene:

$$\hat{S}_2 = \arg \min_{S_2 \in M-PSK} \{|\widetilde{S}_2 - S_2|^2\},$$

$$\hat{S}_2 = \arg \min_{S_2} \{ |(-6,68577 - 0,665356i) - (1.99249 + 0i)|^2, |(-6,68577 - 0,665356i) - (-1.99249 + 0i)|^2 \},$$

$$\hat{S}_2 = \arg \min_{S_2} \{ |-8.67826 - 0.665356i|^2, |-4.69328 - 0.665356i|^2 \},$$

$$\hat{S}_2 = \arg \min_{S_2} \{ 75.75489, 22.46957 \}.$$

Como 22.46957 es menor distancia euclidiana que 75.75489, el detector estimará que se transmitió:

$\hat{S}_2 = -1.99249 + 0i$ que representa el estado 1 (uno) de la constelación BPSK.

Se observa como conclusión que los símbolos estimados por el decodificador Alamouti corresponden a los símbolos transmitidos originalmente.

4. METODOLOGÍA PARA LA SIMULACIÓN DEL CÓDIGO DE ALAMOUTI EN UN SISTEMA MIMO

En este capítulo se aplica la metodología expuesta en [14] para desarrollar la simulación del código de Alamouti en un sistema MIMO 2x2.

El análisis matemático acerca del tratamiento de señales se desarrolla y define con mayor profundidad en textos especializados en teoría de las telecomunicaciones [17], [18].

4.1 FORMULACIÓN DEL PROBLEMA Y PLAN DE ESTUDIO

A continuación se especifican los aspectos relacionados con el análisis de información acerca del funcionamiento del sistema, los fines de la simulación y la formulación de los objetivos.

4.1.1 Adquisición de información sobre el funcionamiento del sistema

El sistema MIMO procesará secuencias de datos modulados digitalmente de los tipos BPSK, QPSK, 8-PSK que se obtendrán aleatoriamente a partir de un bloque generador de señales M-PSK. Estas señales serán codificadas, transmitidas, y decodificadas para obtener finalmente la señal modulada original.

Para lograr un adecuado tratamiento de señales, el sistema debe cumplir los pasos que se describen a continuación.

a. Generación de secuencias de datos modulados BPSK, QPSK y 8-PSK

Estas secuencias se obtienen a partir de un bloque generador aleatorio sobre el cual el usuario puede ajustar el tipo de modulación M-PSK, el número de símbolos a transmitir y la energía promedio de símbolo.

b. Codificación de las señales moduladas BPSK, QPSK y 8-PSK

En este paso, la señal se somete a la codificación Alamouti, para producir a partir de las secuencias moduladas de datos unas secuencias codificadas de salida listas para ser transmitidas por dos antenas.

c. Obtención de las secuencias codificadas después de ser sometidas al canal MIMO con desvanecimiento Rayleigh y al ruido blanco gaussiano en los receptores.

En este paso se toma la secuencia codificada de datos, se procesa para una o dos antenas receptoras y se le adiciona ruido blanco gaussiano. La varianza de ruido es determinada por el usuario.

d. Obtención de las secuencias moduladas de datos que se transmitieron originalmente

En este paso la señal se decodifica según el esquema de Alamouti para obtener finalmente las secuencias de datos modulados que se generaron originalmente.

4.1.2 Fines de la simulación

El propósito de la simulación es crear un modelo de un sistema MIMO con codificación Alamouti, que permita analizar su desempeño utilizando los tipos de modulación BPSK, QPSK y 8-PSK variando factores como el tipo de modulación, el número de símbolos a transmitir, la energía promedio de símbolo, el tipo de codificación y la varianza de ruido blanco gaussiano en el canal. Además cada bloque componente del modelo de simulación podrá ser utilizado por separado dependiendo de los fines de cada usuario.

4.1.3 Formulación de los objetivos de la simulación

- Diseñar e implementar submódulos software en LabVIEW que permitan visualizar las señales involucradas en una transmisión de datos en un sistema MIMO utilizando el código espacio-tiempo de Alamouti y que además puedan ser utilizados individualmente para otros propósitos.
- Generar gráficas de BER del sistema para los tipos de modulación BPSK, QPSK y 8-PSK sujetas a cambios en parámetros propios de las telecomunicaciones utilizando la codificación Alamouti.

4.2 RECOLECCIÓN Y PROCESAMIENTO DE DATOS

Para realizar la recolección y análisis de los datos se seguirán los pasos sugeridos en la metodología para la simulación de equipos de telecomunicaciones [14]:

- Identificación de clases y objetos
- Identificación de estructuras
- Definición de atributos
- Definición de servicios
- Notación en la carta de especificación

4.2.1 Identificación de clases y objetos

El sistema MIMO a simular, cuenta con las siguientes partes: Generador M-PSK, Codificador Alamouti, Canal MIMO con desvanecimiento Rayleigh, Generador de ruido blanco gaussiano y Decodificador Alamouti. Estos bloques pueden ser considerados independientes y por lo tanto ser utilizados individualmente o como componentes de sistemas cuya configuración sea diferente a la propuesta en este trabajo.

Para realizar el análisis del funcionamiento del código de Alamouti, el sistema MIMO debe constar de cinco (5) objetos que corresponden a las partes básicas anteriormente mencionadas.

4.2.2 Identificación de estructuras

Teniendo en cuenta las características del sistema MIMO a modelar, la estructura *whole-part* (Parte-Todo) [14] es la que permite un mejor análisis del mismo.

Se ha considerado que el Decodificador Alamouti puede dividirse en dos componentes básicos: Un combinador y un detector de máxima verosimilitud. Estos objetos pueden representarse como se presenta en la figura 8.

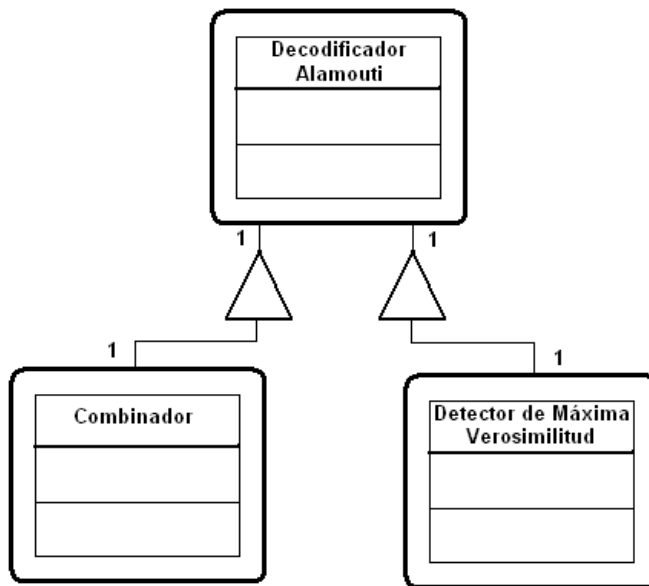


FIGURA 8. Estructura whole-part aplicada al Decodificador de Alamouti

De igual manera, el generador M-PSK puede dividirse en tres (3) componentes básicos: un generador BPSK, un generador QPSK y un generador 8-PSK. Estos objetos se representan en la figura 9.

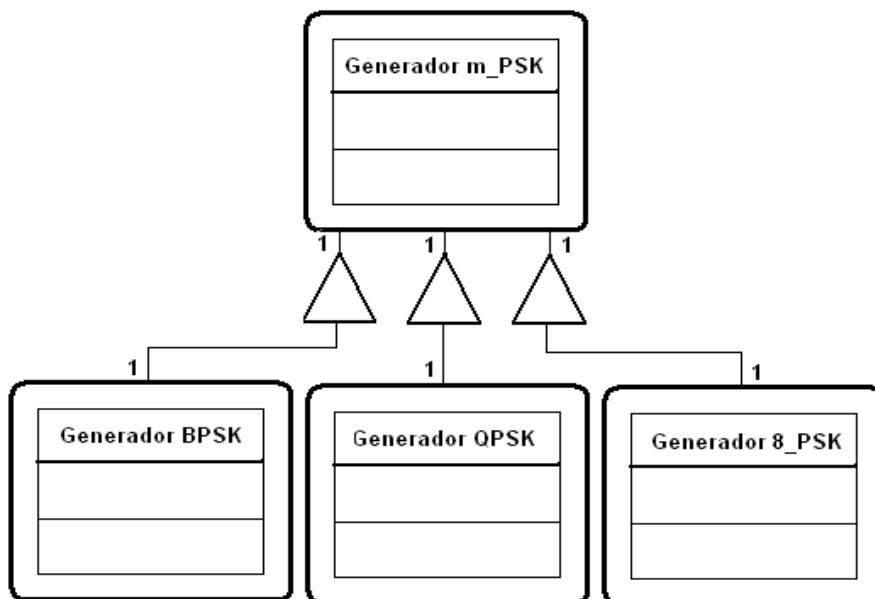


FIGURA 9. Estructura whole-part aplicada al Generador M-PSK

4.2.3 Definición de atributos

A continuación se presentan los atributos correspondientes a cada objeto:

a. Atributos del Generador M-PSK

Nombre 1: *Tipo de modulación*

Descripción: Representa el tipo de secuencias de datos modulados que puede ser BPSK, QPSK, 8-PSK.

Nombre 2: *Energía promedio de símbolo*

Descripción: Representa la energía promedio de símbolo de las secuencias moduladas.

Nombre 3: *Número de símbolos*

Descripción: Representa el número de símbolos M-PSK de las secuencias de datos modulados de salida.

b. Atributos del Generador de ruido blanco gaussiano

Nombre 1: *Varianza de ruido o Potencia de ruido*

Descripción: Representa la varianza del ruido blanco Gaussiano que distorsiona la secuencia de datos de entrada.

Nombre 2: *Número de muestras a generar*

Descripción: Representa el número de muestras aleatorias que obedecen a la distribución Gaussiana.

c. Atributos del decodificador Alamouti

Nombre 1: *Tipo de modulación M-PSK*

Descripción: Representa el tipo de modulación de las secuencias de datos generadas.

Nombre 2: *Canal estimado*

Descripción: Representa el modelo del canal estimado.

4.2.4 Definición de servicios

A continuación se presentan los servicios correspondientes a cada objeto:

a. Servicios del generador M-PSK**Nombre 1:** *Seleccionar tipo de modulación*

Descripción: Permite seleccionar el tipo de modulación de las secuencias de datos que puede ser BPSK, QPSK ó 8-PSK.

Nombre 2: *Fijar energía promedio de símbolo*

Descripción: Permite fijar el valor de la energía promedio de símbolo.

Nombre 3: *Fijar número de símbolos*

Descripción: Permite fijar el número de símbolos modulados que debe generar este objeto.

b. Servicios del Generador de ruido blanco gaussiano**Nombre 1:** *Fijar varianza o Potencia de ruido*

Descripción: Permite fijar la varianza de ruido blanco gaussiano que modela el comportamiento del AWGN en la señal de datos en el canal MIMO.

Nombre 2: *Fijar número de muestras a generar*

Descripción: Permite fijar el número de muestras de tipo complejo que se deben generar y que obedecen a una distribución gaussiana.

c. Servicios del decodificador Alamouti**Nombre 1:** *Fijar tipo de modulación M-PSK*

Descripción: Permite fijar el tipo de modulación con que fueron generadas las secuencias de datos de entrada.

Nombre 2: Establecer el canal estimado

Descripción: Permite fijar el modelo del canal MIMO estimado.

El codificador Alamouti no presenta atributos pues la señal modulada es procesada según el código del mismo nombre para dos (2) antenas transmisoras y no maneja valores propios que se puedan manipular por medio de servicios. Un atributo que podría ser implementado en el futuro es el de un número de antenas transmisoras variable.

4.2.5 Notación en la carta de especificación

En las siguientes páginas se muestra la notación en carta de especificación de: Generador M-PSK, Codificador Alamouti, Canal MIMO con desvanecimiento Rayleigh, Generador de ruido blanco gaussiano y Decodificador Alamouti.

Para ello se consideran los objetos de forma independiente.

La figura 10 presenta la notación en carta de especificación del generador M-PSK

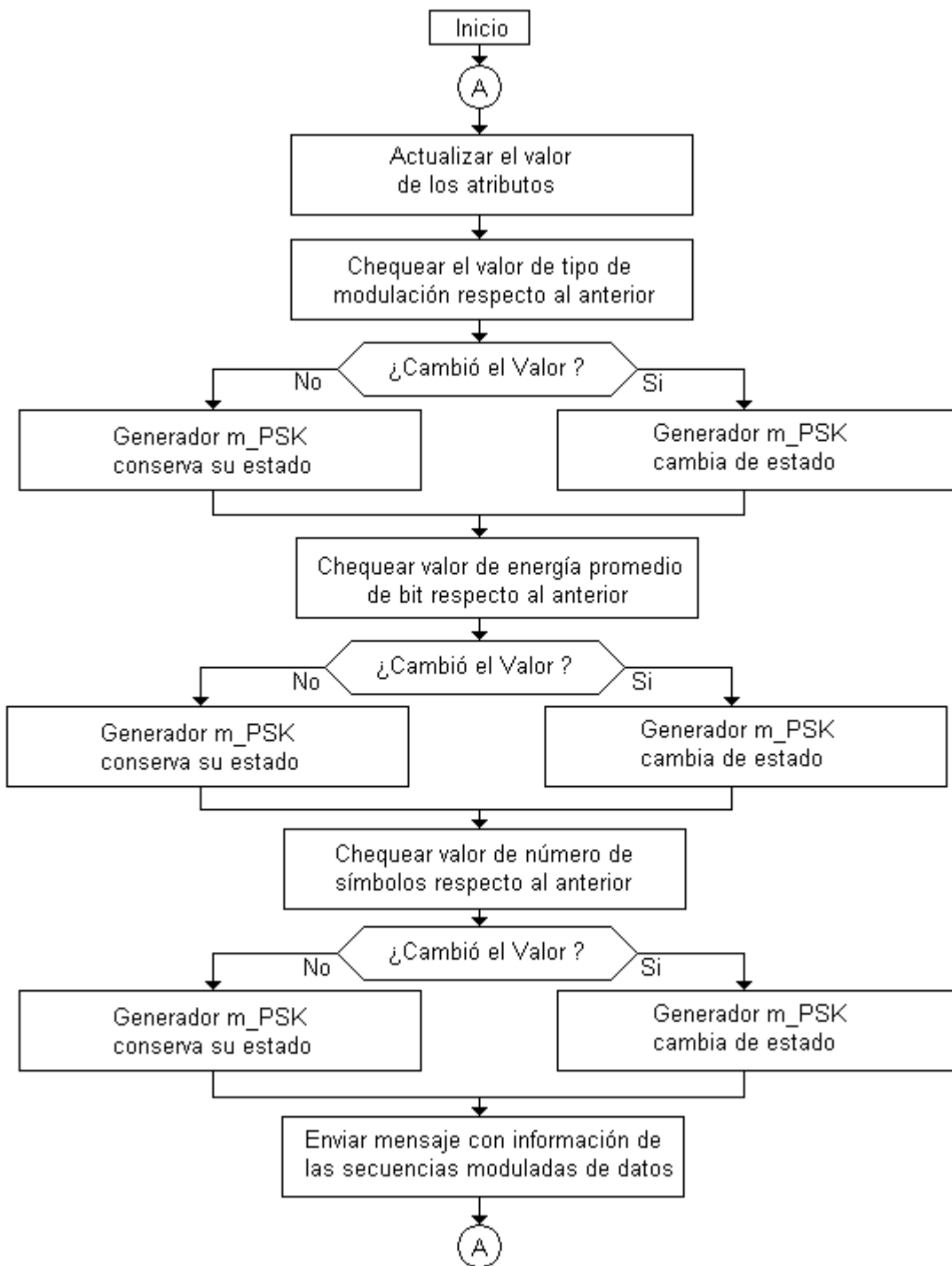


FIGURA 10. Notación en carta de especificación del generador M-PSK

La figura 11 presenta la notación en carta de especificación del Codificador de Alamouti.

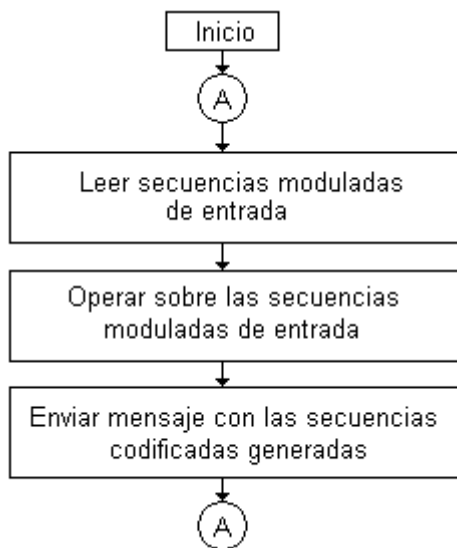


FIGURA 11. Notación en carta de especificación del Codificador Alamouti

La figura 12 presenta la notación en carta de especificación del Canal MIMO con desvanecimiento Rayleigh.

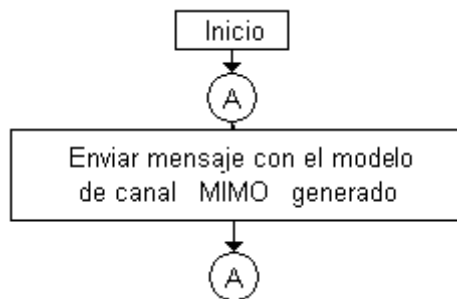


FIGURA 12. Notación en carta de especificación del Canal MIMO con desvanecimiento Rayleigh

La figura 13 presenta la notación en carta de especificación del Generador de ruido blanco gaussiano.

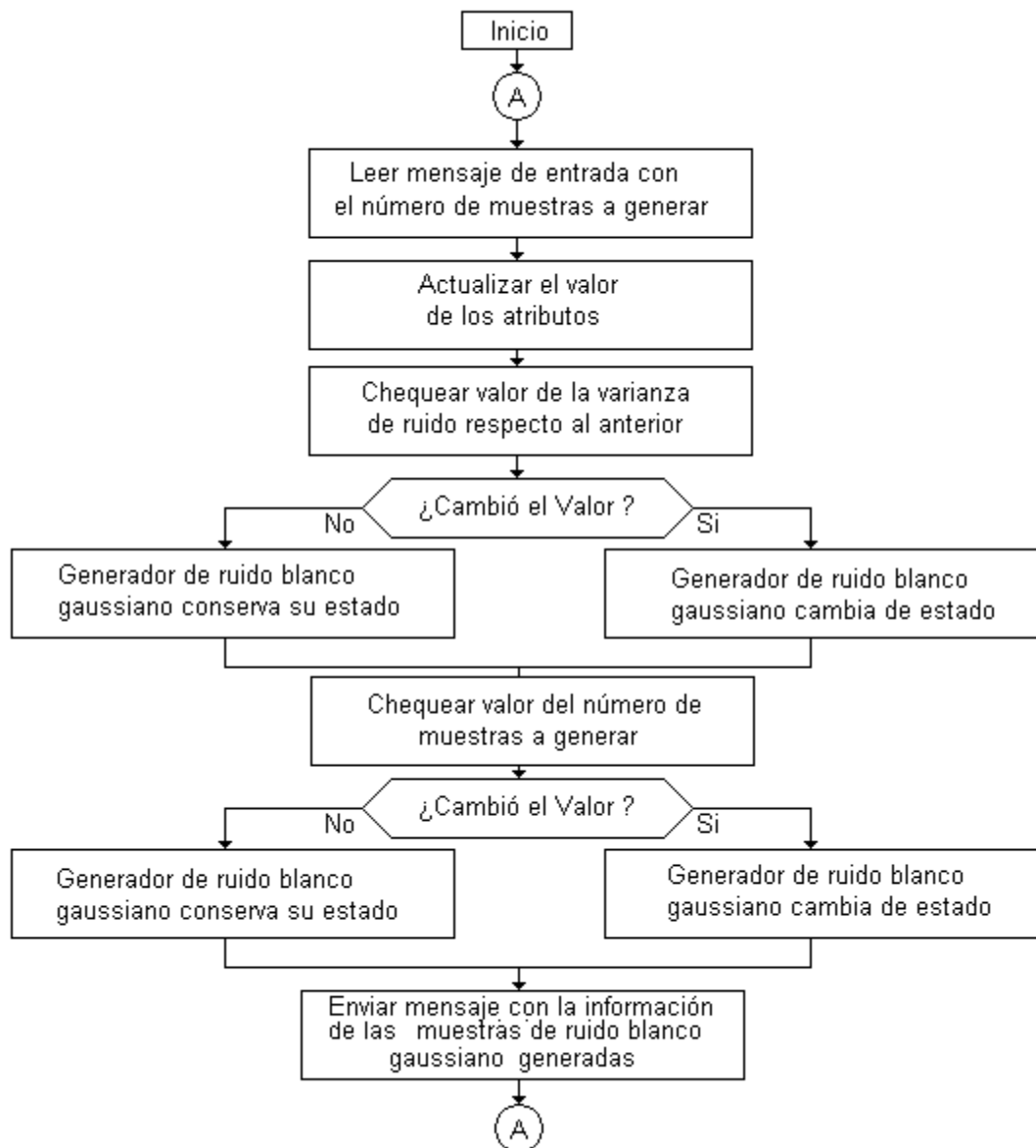


FIGURA 13. Notación en carta de especificación del generador de ruido blanco gaussiano

La figura 14 presenta la notación en carta de especificación del Decodificador de Alamouti.

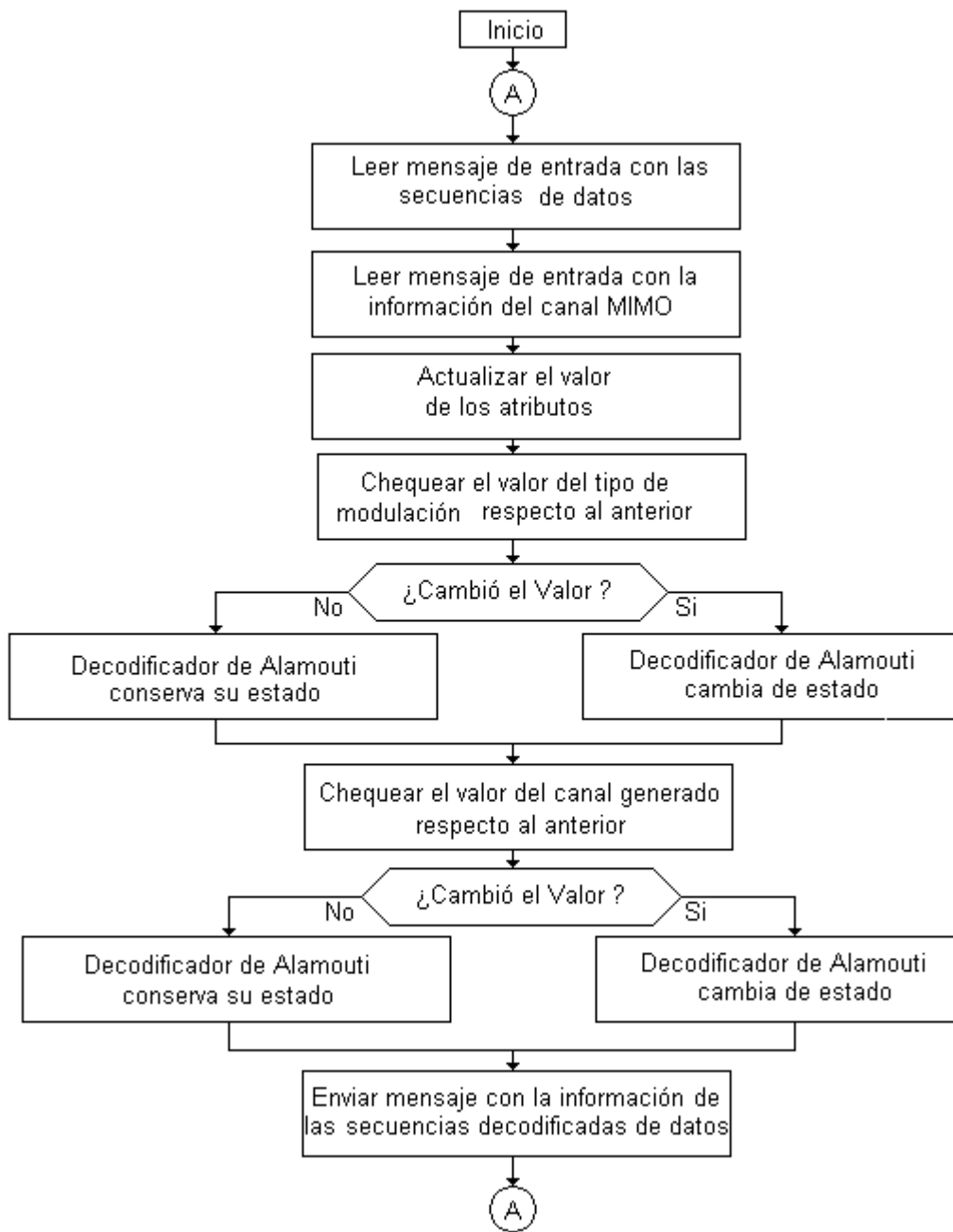


FIGURA 14. Notación en carta de especificación del Decodificador Alamouti

4.3 FORMULACIÓN DEL MODELO DE SIMULACIÓN

A continuación se presentan los objetos ya descritos que componen el sistema MIMO. Las relaciones matemáticas que aparecen en los capítulos 2 y 3 describen su comportamiento, tomando como base principal la información obtenida en las fuentes bibliográficas.

El análisis del comportamiento del código de Alamouti en un sistema MIMO 2x2, así como el monitoreo de las señales implícitas y procesadas, se realizará con base en la simulación cuyos objetos se presentan en la figura 15.

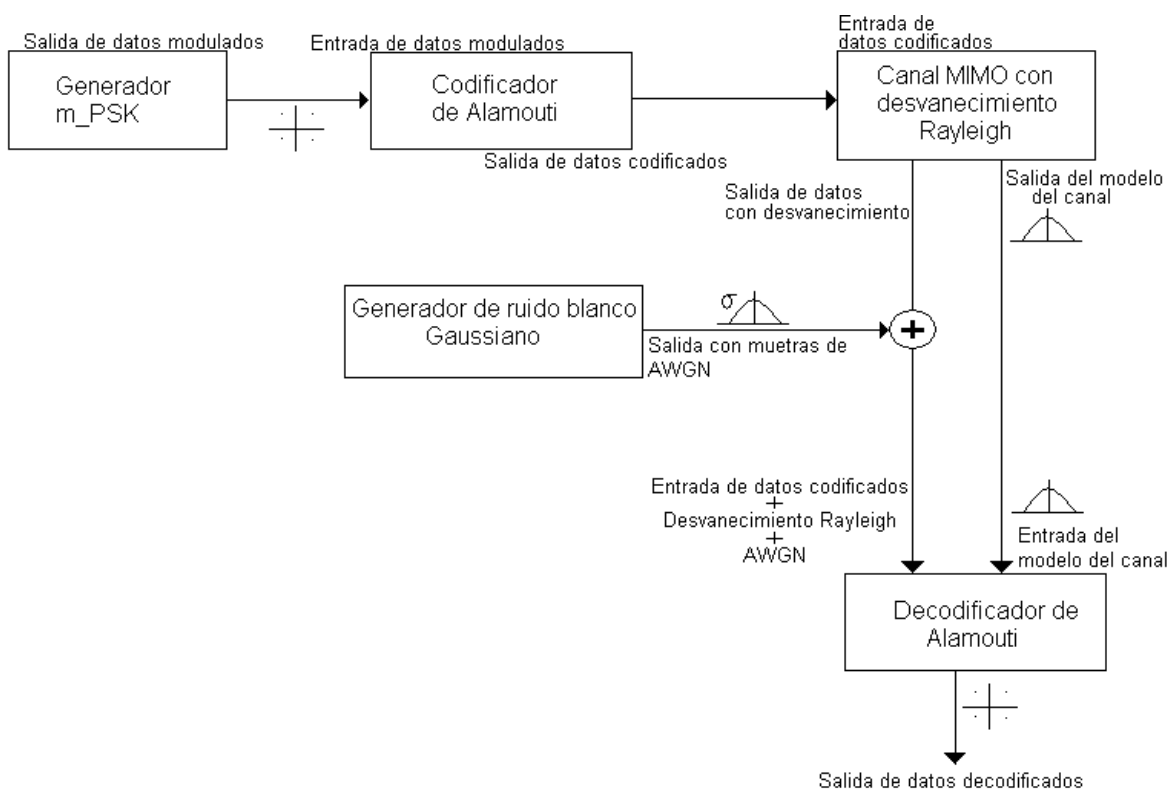


FIGURA 15. Sistema básico MIMO con codificación Alamouti

A continuación se presenta una descripción de las características de cada uno de los bloques (objetos) del sistema. Para ello se determinaron los siguientes bloques (objetos) imprescindibles en el modelo de simulación:

- Generador M-PSK
- Codificador de Alamouti
- Canal MIMO con desvanecimiento Rayleigh
- Decodificador de Alamouti

4.3.1 Generador M-PSK

Señales de entrada: Ninguna.

Señales de salida: Se dispone de tres (3) tipos posibles de señales de salida de acuerdo a su modulación que pueden ser BPSK, QPSK y 8-PSK.

Variables de entrada: Corresponden a la caracterización de la señal a generar, estas son:

- Tipo de modulación (BPSK, QPSK, 8-PSK).
- Energía promedio de símbolo (entre 0 y 1 Joules).
- Número de símbolos (indefinido).

Variables y señales propias de procesos internos: Ninguna.

4.3.2 Codificador Alamouti

Señales de entrada: Secuencias moduladas de datos (BPSK, QPSK, 8-PSK).

Señales de salida: una es la matriz con secuencias codificadas de datos para dos antenas transmisoras y otra es la matriz traspuesta. El usuario podrá escoger uno de los tipos según sea conveniente.

Variables de entrada: Ninguna.

Variables y señales propias de procesos internos: Ninguna.

Descripción matemática: La descripción matemática del código de Alamouti puede ser estudiada con detalle en el capítulo 3 del presente trabajo.

4.3.3 Canal MIMO con desvanecimiento Rayleigh

Señales de entrada: Secuencias de datos codificados.

Señales de salida: corresponde a la matriz de tipo complejo con el modelo del canal Rayleigh generado.

VARIABLES DE ENTRADA: Ninguna.

VARIABLES Y SEÑALES PROPIAS DE PROCESOS INTERNOS: Ninguna.

Generación de secuencias Rayleigh: La mayoría de lenguajes de programación o entornos de desarrollo proporcionan instrucciones para generar números aleatorios que siguen una distribución uniforme o gaussiana, pero no para generarlas con distribución Rayleigh.

En [12] se demuestra que una variable aleatoria Rayleigh R de la forma $R = X + jY$ con $E\{R^2\} = 1$ puede obtenerse a partir de secuencias independientes X e Y de números aleatorios que sigan distribuciones gaussianas de media nula y varianza $1/2$ ó desviación estándar $1/\sqrt{2}$. La variable aleatoria Rayleigh R se define en la ecuación (4.1).

$$R = |Z| \Rightarrow Z = X + jY \begin{cases} X \sim \mathcal{N}\left(0, \frac{1}{\sqrt{2}}\right) \\ Y \sim \mathcal{N}\left(0, \frac{1}{\sqrt{2}}\right) \end{cases} \quad (4.1)$$

La herramienta LabVIEW tiene la opción en sus librerías de utilizar la función “*Gaussian White Noise*” cuyas particularidades son una media $E\{R\} = \mu = 0$ y desviación estándar variable, que para fines de distribución Rayleigh debe ser $\sigma = 1/\sqrt{2}$.

La hipótesis de que el canal presenta un desvanecimiento cuasiestático supone que los coeficientes complejos del canal se mantienen constantes durante una trama de longitud

ℓ , y varían de forma independiente de trama en trama, por lo que no es necesaria la utilización de un índice temporal en $h_{i,j}$.

El modelo de canal Rayleigh cuasiestático será utilizado en este trabajo, salvo que se especifique lo contrario.

4.3.4 Generador de ruido blanco gaussiano

Señales de entrada: Ninguna.

Señales de salida: Matriz con muestras de tipo complejo que corresponden a una distribución gaussiana.

Variables de entrada: Varianza o potencia de ruido de ruido en Watts/Hz.

4.3.5 Decodificador Alamouti

Señales de entrada: Se requieren dos, una que corresponde a la matriz con secuencias codificadas de datos bajo el efecto del desvanecimiento y deterioradas por el canal y otra que corresponde a la información con el modelo del canal generado.

Señales de salida: Secuencias codificadas transmitidas.

Variables de entrada: Ninguna.

Variables y señales propias de procesos internos: Ninguna.

4.4 DISEÑO DE EXPERIMENTOS

Debido a que los submódulos deben ofrecer la capacidad de ser utilizados según el entorno de telecomunicaciones o los fines de cada usuario, se propone a continuación un diseño de experimentos que permita validarlos por separado.

4.4.1 Experimentos para el Generador M-PSK

El generador M-PSK debe ser capaz de cambiar su tipo de modulación (BPSK, QPSK, 8-PSK) cuando el usuario lo requiera.

El número de símbolos de la secuencia de datos de salida debe corresponder al especificado por el usuario.

Los cambios en el valor de la energía promedio de símbolo tienen repercusiones en la constelación de símbolos modulados.

Las secuencias moduladas generadas deben corresponder al tipo de modulación especificado, número de símbolos fijados y energía promedio de símbolo.

Las señales generadas, además de las procesadas dentro del objeto, deben poder visualizarse en gráficos que permitan un fácil análisis.

4.4.2 Experimentos para el codificador Alamouti

Las secuencias codificadas de datos deben ser producidas por el codificador de Alamouti organizadas en una matriz que se ajuste al desarrollo matemático expuesto en el capítulo 3 del presente trabajo.

Este objeto puede ser utilizado por separado introduciendo una señal modulada en el caso que se requiera estudiar el comportamiento del código de Alamouti.

Al introducir una secuencia de datos modulados, este objeto debe producir su codificación de acuerdo al desarrollo matemático propuesto en el código de Alamouti.

4.4.3 Experimentos para el canal MIMO con desvanecimiento Rayleigh

Este objeto debe producir y permitir la visualización de una matriz con elementos de tipo complejo que representa un modelo aleatorio de canal con distribución Rayleigh cuyo número de filas corresponde al número de antenas receptoras, y el de columnas corresponde al de filas de la matriz codificada de entrada. Para el sistema MIMO de 2x2 se obtiene un modelo de canal de dos (2) filas por dos (2) columnas.

Este objeto debe permitir visualizar las variaciones en los datos codificados por causa del desvanecimiento Rayleigh y el AWGN.

4.4.4 Experimentos para el generador de ruido blanco gaussiano

Este objeto debe generar y permitir la visualización de una matriz con elementos aleatorios de tipo complejo que obedecen a una distribución gaussiana con media cero cuyo número de filas corresponde al de antenas receptoras, mientras que el número de columnas corresponde al de símbolos transmitidos.

Este objeto debe permitir visualizar las variaciones en los datos codificados por causa del AWGN.

4.4.5 Experimentos para el decodificador Alamouti

De acuerdo al esquema desarrollado por Alamouti, este objeto debe obtener una aproximación o recuperar las señales moduladas que se originaron en el generador M-PSK.

Debe aclararse que los datos obtenidos a la salida de este objeto, se producen con la suposición de que el tratamiento de la señal ha sido determinado por una modulación del tipo M-PSK y codificación Alamouti. Por ello es recomendable utilizar los objetos componentes del sistema MIMO que se especifican en este trabajo de grado para tener unos resultados que se ajusten al procesamiento de señales consignado en la teoría de las telecomunicaciones.

4.5 ELECCIÓN DEL LENGUAJE DE PROGRAMACIÓN

Para este trabajo se decidió desarrollar la simulación en la herramienta LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Workbench) porque dispone de una interfaz gráfica que permite plasmar fácilmente los diagramas de bloques propios de la ingeniería de las telecomunicaciones. Específicamente, esta herramienta permite un manejo simple de la

estructura matricial que se presenta en el funcionamiento matemático de la codificación Alamouti expuesto en el capítulo 3.

LabVIEW tiene su mayor aplicación en sistemas de medición, como monitoreo de procesos y aplicaciones de control, un ejemplo de esto pueden ser sistemas de monitoreo en transportación, laboratorios para clases en universidades, procesos de control industrial. Es muy utilizado en procesamiento digital de señales como wavelets, FFT (Fast Fourier Transform, Transformada Rápida de Fourier), TDH (Total Distorsion Harmonic, Distorsión Armónica Total), además de procesamiento en tiempo real de aplicaciones biomédicas, manipulación de imágenes y audio, automatización, diseño de filtros digitales y generación de señales.

Por su aplicación en procesos industriales y su fácil integración con otras aplicaciones como Matlab, LabVIEW es estudiada y difundida en entidades como el SENA (Servicio Nacional de Aprendizaje) y en las carreras de Ingeniería Automática Industrial e Ingeniería Física en la Universidad del Cauca.

5. SIMULACION DE ENTORNOS DE TELECOMUNICACIONES

Con los submódulos diseñados e implementados, a continuación se proponen esquemas de simulación que permiten analizar el funcionamiento y desempeño del código de Alamouti frente a un sistema con diversidad de espacio en recepción MRRC, asegurando que los parámetros y características descritas para cada objeto, permanezcan invariantes e idénticas para los sistemas.

En los esquemas aparece un bloque llamado estimador de error que realizará una comparación entre las secuencias moduladas de datos originales del generador M-PSK y las obtenidas al final del decodificador de Alamouti para hacer una estimación del error que se presenta como un dato imprescindible para la construcción de las gráficas de BER.

Las hipótesis y parámetros elegidos en las simulaciones son los siguientes:

- a. El tamaño de la trama se ha fijado en 130 símbolos de información que corresponde con el estándar IS-54.
- b. El número de tramas de símbolos es 260.000 para garantizar que la precisión de las gráficas de BER obtenidas sea óptima.
- c. Las gráficas de BER se construyen desde una SNR de cero dB hasta una de 44 dB utilizando el método de Montecarlo descrito en el capítulo 2.
- d. La varianza o potencia de ruido blanco gaussiano es de 0,8. Este valor fue encontrado por medio de pruebas de ensayo y error hasta que se obtuvieron unos resultados idénticos a los que aparecen en [5].
- e. El receptor tienen un conocimiento perfecto del canal, es decir, conoce los coeficientes de la respuesta del canal entre cada una de las antenas transmisoras y receptoras.
- f. Los coeficientes de la respuesta del canal tienen distribución Rayleigh y son independientes entre cada antena transmisora y receptora.
- g. El canal presenta un desvanecimiento lento, por lo que los coeficientes de la respuesta del canal permanecen invariantes durante la duración de cada trama de símbolos.

h. La potencia total transmitida por cada sistema es la misma que la transmitida en el sistema MRRC, es decir, si la codificación Alamouti implica dos antenas transmisoras entonces cada una de ellas debe transmitir la mitad de la potencia de la única antena del sistema MRRC para obtener una comparación justa.

A continuación se proponen dos entornos de telecomunicaciones que permitirán obtener los objetivos propuestos:

1. Entorno uno: Sistema MISO 2x1 con codificación Alamouti, sistema MRRC con orden de diversidad 2 y sistema sin diversidad (Figura 16).

2. Entorno dos: Sistema MIMO 2x2 con codificación Alamouti, sistema MRRC con orden de diversidad 4 y sistema sin diversidad (Figura 17).

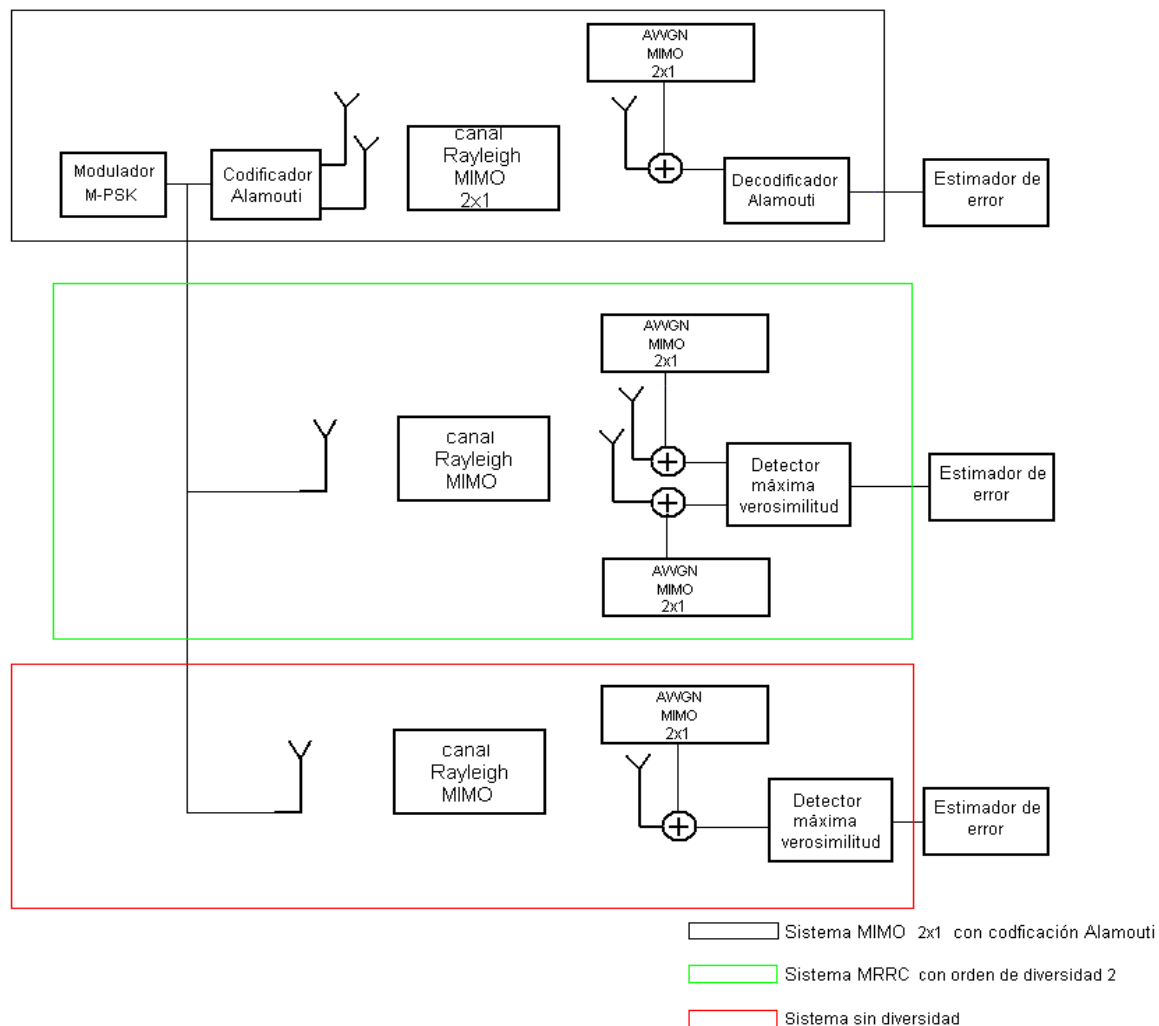


FIGURA 16. Esquema de simulación del entorno Uno

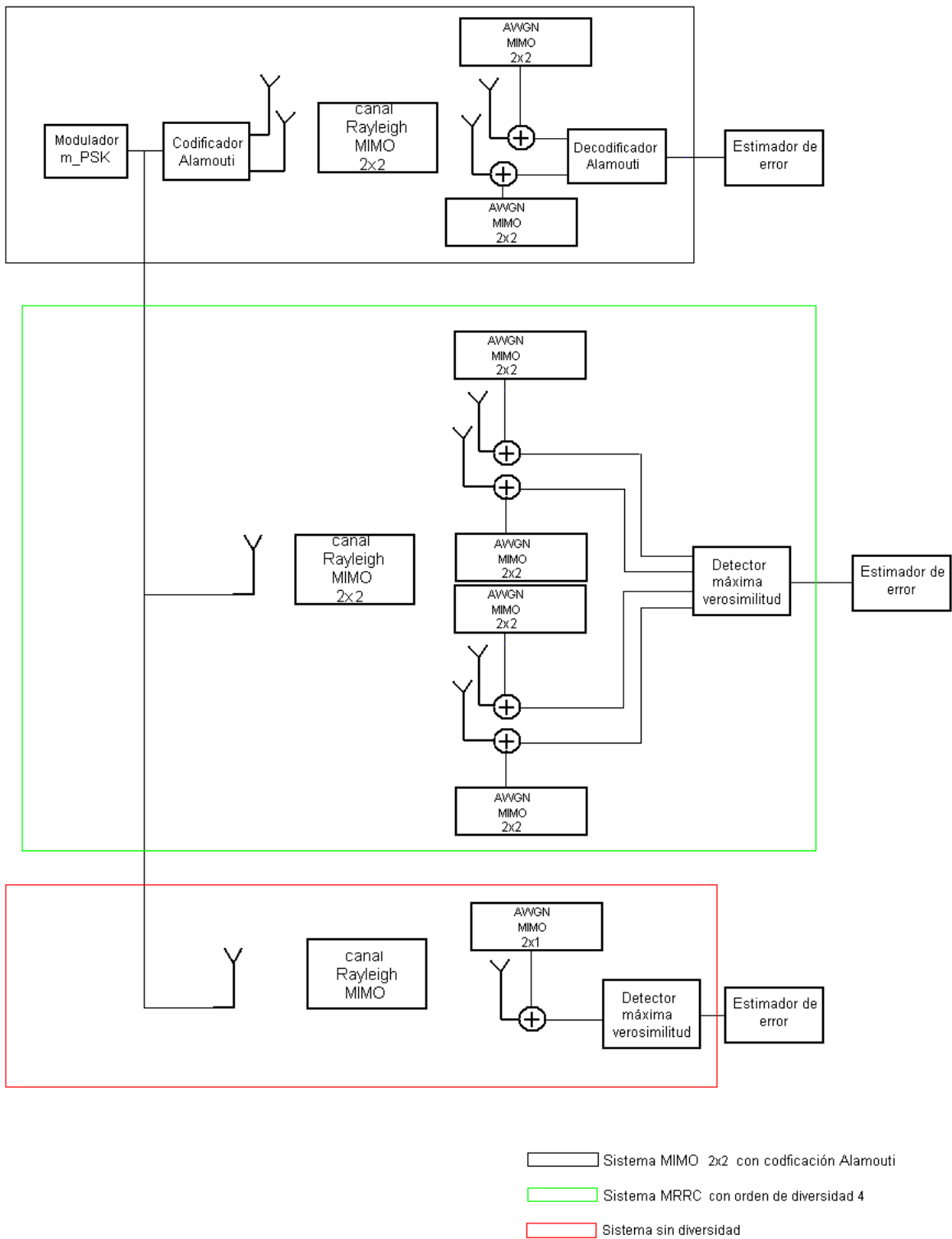


FIGURA 17. Esquema de simulación del Entorno Dos

5.1 EVALUACIÓN DE RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN DEL ENTORNO UNO

La figura 18 presenta la BER de un sistema MISO 2x1 con codificación Alamouti, la de un sistema MRRC con orden de diversidad dos en recepción y la de un sistema sin diversidad para modulación BPSK y una velocidad total de transmisión de 1 b/s/Hz.

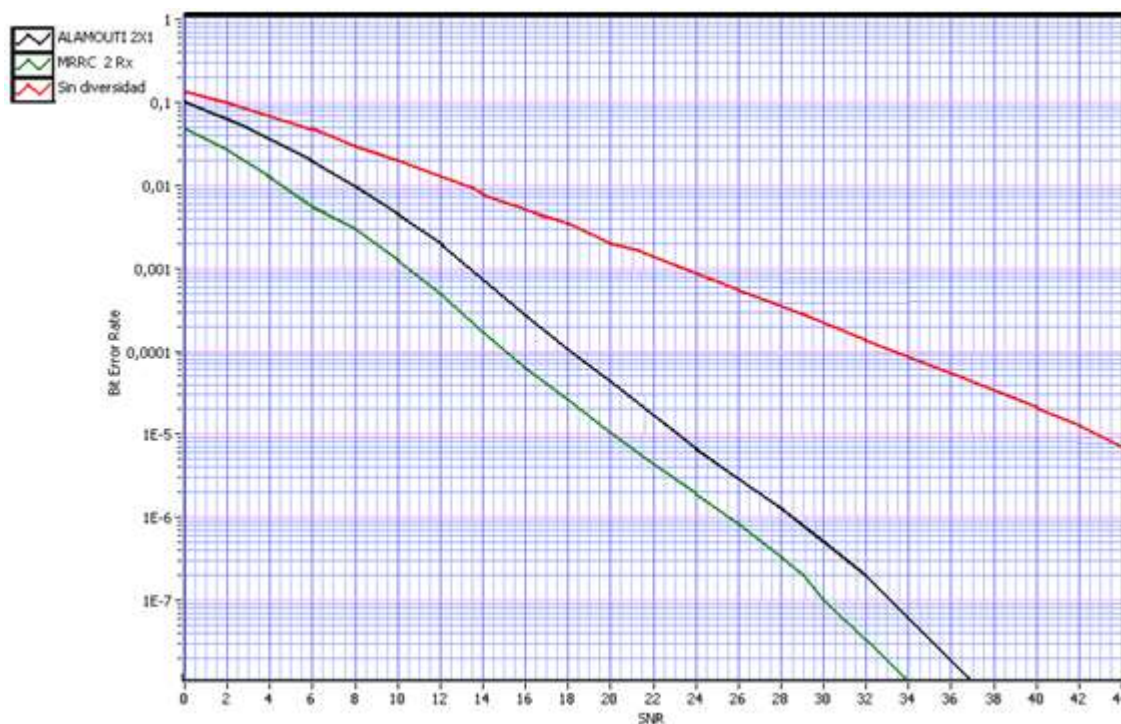


FIGURA 18. Comportamiento de la BER de la codificación Alamouti 2x1 y modulación BPSK sobre el canal Rayleigh

En la figura 18 se observa que las curvas correspondientes al sistema Alamouti 2x1 y al sistema MRRC de orden 2 presentan la misma pendiente especialmente a medida que el valor de BER (aproximadamente a partir de 10^{-2}) se hace más pequeño, lo que significa que el código de Alamouti en un sistema 2x1 tiene un orden de diversidad 2 equivalente al de un sistema con un transmisor y dos receptores para una modulación BPSK y valores bajos de BER. Asimismo para valores altos de BER (alrededor de 10^{-1}) la curva de Alamouti se acerca a la del sistema sin diversidad con una diferencia de 1,8 dB. Se observa además que las curvas tienden a ser lineales (pendiente constante) para valores de BER menores que 10^{-2} .

Se observa que para alcanzar una BER de 10^{-2} , el sistema sin diversidad requiere una SNR de 13 dB, el sistema MRRC de orden dos requiere 4,6 dB y el sistema 2x1 con codificación Alamouti requiere 7,8 dB.

La tabla 3 presenta las SNR's requeridas para alcanzar determinados valores de BER en cada uno de los sistemas.

BER	SNR (dB)		
	Alamouti 2x1	MRRC orden 2	Sistema sin diversidad
10^{-1}	0	-	1,75
10^{-2}	7,8	4,6	13
10^{-3}	13,5	10,5	23,5
10^{-4}	18,3	15,5	33,5
10^{-5}	23,2	20,2	42,75
10^{-6}	28,5	25,5	-
10^{-7}	33	30	-

TABLA 3. SNR (dB) requeridas para probabilidades de error, para Alamouti 2x1, MRRC de orden 2 y sistema sin diversidad con modulación BPSK

Para corroborar que los datos consignados en la tabla 3 sean válidos, en la tabla 4 aparecen los datos obtenidos por Siavash Alamouti en [5].

BER	SNR (dB)		
	Alamouti 2x1	MRRC orden 2	Sistema sin diversidad
10^{-1}	0	-	2
10^{-2}	8	5,3	14
10^{-3}	14,3	11,3	24
10^{-4}	19	16,5	34
10^{-5}	24	21	44
10^{-6}	29	26	-

TABLA 4. SNR (dB) halladas por Alamouti y requeridas para probabilidades de error, para Alamouti 2x1, MRRC de orden 2 y sistema sin diversidad con modulación BPSK

Los datos de las tablas 3 y 4 son casi idénticos por lo que los resultados obtenidos en esta sección son en gran medida confiables y se analizarán a continuación.

En la tabla 3 se observa que para valores de BER menores o iguales a 10^{-2} , la SNR de Alamouti 2x1 está 3 dB por encima de MRRC de orden 2. Este valor es equivalente a una relación de 2 veces entre la potencia transmitida por la única antena en MRRC y la transmitida por cada una de las 2 antenas del código Alamouti. Entre una BER de 10^{-i} y una de $10^{-(i+1)}$ hay una diferencia en el valor de SNR aproximadamente de 5 dB tanto para el código de Alamouti como para MRRC, valor que además de permitir una predicción de BER para valores de SNR mayores a 44 dB, indica que para disminuir la probabilidad de error de 10^{-i} a $10^{-(i+1)}$ del sistema Alamouti 2x1, se debe hacer un incremento en la SNR de 5 dB.

La figura 19 presenta la BER de un sistema MISO 2x1 con codificación Alamouti, la de un sistema MRRC con orden de diversidad dos en recepción y la de un sistema sin diversidad para modulación QPSK y una velocidad total de transmisión de 2 b/s/Hz.

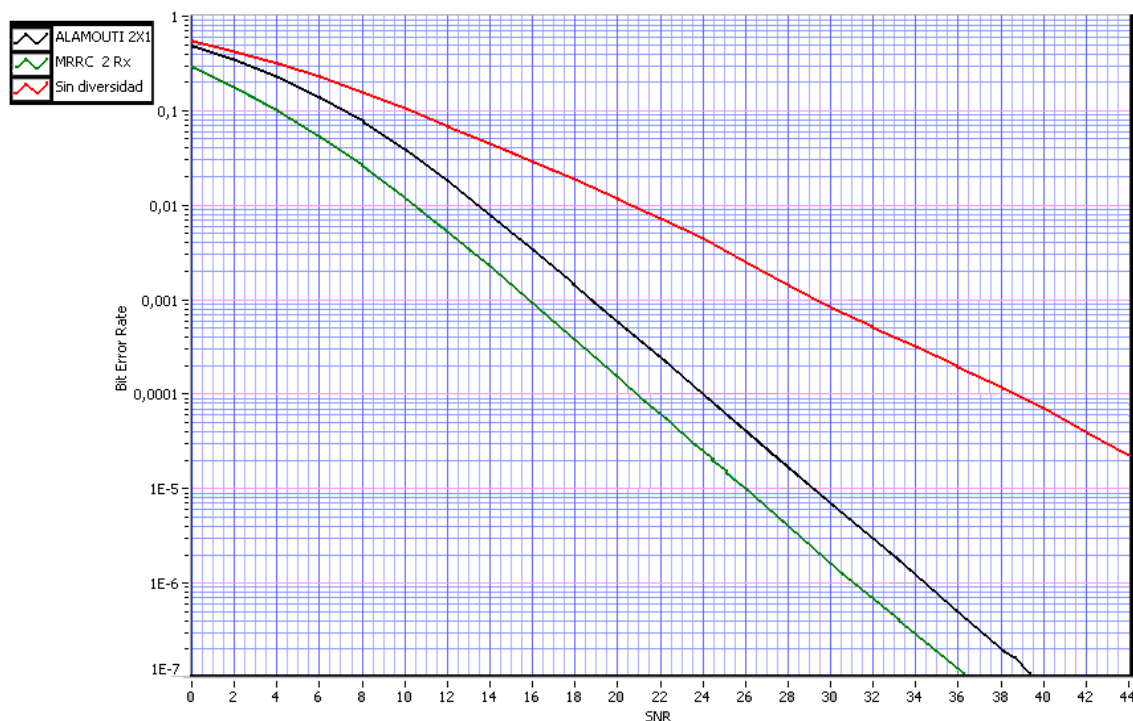


FIGURA 19. Comportamiento de la BER de la codificación Alamouti 2x1 y modulación QPSK sobre el canal Rayleigh

En la figura 19 se observa que para la modulación QPSK, las curvas del sistema Alamouti 2x1 y del sistema MRRC de orden 2 presentan de nuevo la misma pendiente y tienden a ser lineales (pendiente constante) para valores de BER menores a 10^{-1} . Asimismo para valores altos de BER (alrededor de 4×10^{-1}) la curva de Alamouti se acerca a la del sistema sin diversidad con una diferencia de 1 dB.

La figura 19 muestra que para alcanzar una BER de 10^{-2} , el sistema sin diversidad requiere una SNR de 20,5 dB, el sistema MRRC de orden dos requiere 10,5 dB y el sistema 2x1 con codificación Alamouti requiere 13,5 dB.

La tabla 5 presenta las SNR's requeridas para alcanzar determinados valores de BER para cada uno de los sistemas.

BER	SNR (dB)		
	Alamouti 2x1	MRRC orden 2	Sistema sin diversidad
10^{-1}	7,1	4,1	10,1
10^{-2}	13,5	10,5	20,5
10^{-3}	18,8	15,9	29
10^{-4}	24	21	38,8
10^{-5}	29,1	26	48
10^{-6}	34,4	31,1	-

TABLA 5. SNR (dB) requeridas para probabilidades de error, para Alamouti 2x1, MRRC de orden 2 y sistema sin diversidad con modulación QPSK

En la tabla 5 se observa que para la modulación QPSK, la SNR de Alamouti 2x1 sigue estando 3dB por encima de la SNR del sistema MRRC de orden 2.

La diferencia de 5 dB entre las SNR's correspondientes a una BER de 10^{-i} y una de $10^{-(i+1)}$ indica que se debe hacer un incremento de 5 dB para disminuir la probabilidad de error de $10^{-(i+1)}$ a 10^{-i} en el sistema Alamouti 2x1.

La figura 20 presenta la BER de un sistema MISO 2x1 con codificación Alamouti, la de un sistema MRRC con orden de diversidad dos en recepción y la de un sistema sin diversidad para modulación 8-PSK y una velocidad total de transmisión de 3 b/s/Hz.

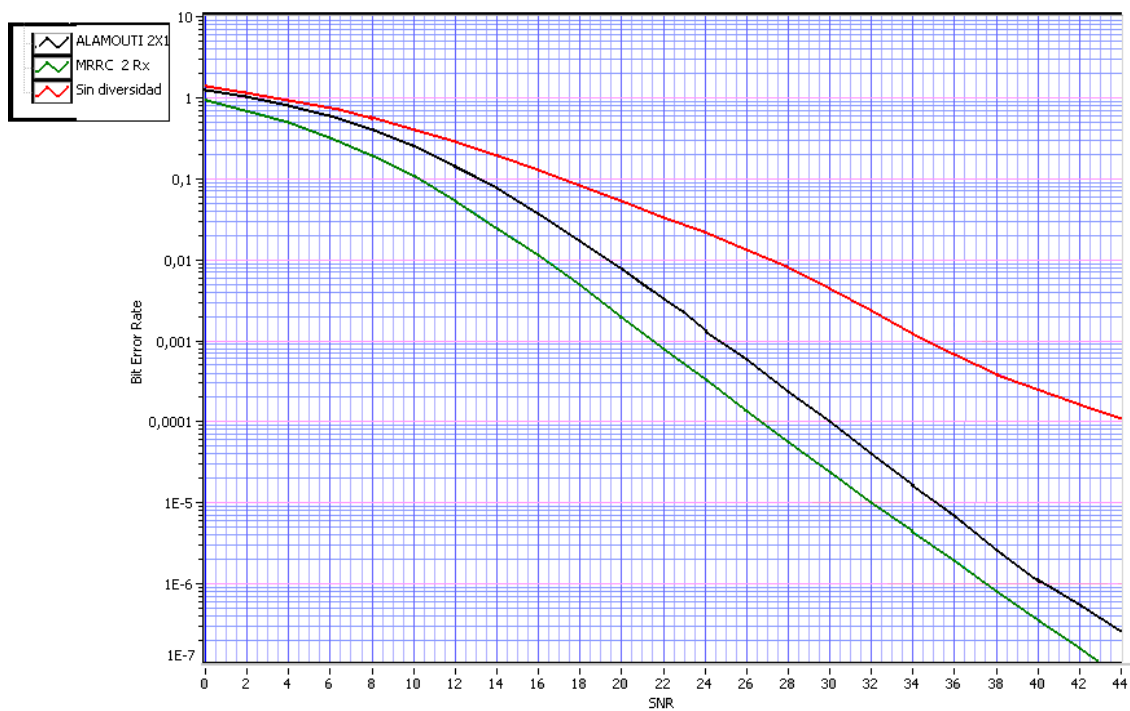


FIGURA 20. Comportamiento de la BER de la codificación Alamouti 2x1 y modulación 8-PSK sobre el canal Rayleigh

En la figura 20 se observa que las curvas correspondientes al sistema Alamouti 2x1 y al sistema MRRC de orden 2 presentan la misma pendiente y tienden a ser lineales especialmente a medida que el valor de BER (aproximadamente a partir de 10^{-1}) se hace más pequeño, por lo que se concluye que tienen el mismo orden de diversidad. Asimismo para valores altos de BER (alrededor de 1) la curva de Alamouti 2x1 se acerca a la del sistema sin diversidad con una diferencia de 1 dB.

En la figura 20 se observa que para alcanzar una BER de 10^{-1} , el sistema sin diversidad requiere una SNR de 17,1 dB, el sistema MRRC de orden dos requiere 10,1 dB y el sistema 2x1 con codificación Alamouti requiere 13,1 dB.

La tabla 6 presenta las SNR's requeridas para alcanzar determinados valores de BER para cada uno de los sistemas.

BER	SNR (dB)		
	Alamouti 2x1	MRRC orden 2	Sistema sin diversidad
1	2,1	-	3,1
10^{-1}	13,1	10,1	17,1
10^{-2}	19,3	16,4	27,2
10^{-3}	24,6	21,5	34,7
10^{-4}	30	26,8	44,5
10^{-5}	35	32	-
10^{-6}	40,2	37,5	-

TABLA 6. SNR (dB) requeridas para probabilidades de error, para Alamouti 2x1, MRRC de orden 2 y sistema sin diversidad con modulación 8-PSK

En la tabla 6 se observa que para valores de BER menores o iguales a 10^{-1} , la SNR de Alamouti 2x1 está 3 dB por encima de MRRC de orden 2.

Entre una BER de 10^{-i} y una de $10^{-(i+1)}$ hay una diferencia en el valor de SNR aproximadamente de 5 dB tanto para el código de Alamouti como para MRRC, lo que indica que la disminución de la probabilidad de error de 10^{-i} a $10^{-(i+1)}$ del sistema Alamouti 2 x1, se logra con un incremento de 5 dB en su SNR.

Comparando valores de SNR del código Alamouti y MRRC con las del sistema sin diversidad de las tablas 3, 5 y 6 se pueden obtener las ganancias de diversidad consignadas en la tabla 7 que permiten concluir acerca del rendimiento de cada uno de estos sistemas. Por ejemplo, para una BER de 10^{-4} , el código Alamouti en un sistema 2x1 presenta una ganancia por diversidad igual a 15,2 dB con modulación BPSK, mientras que para un sistema MRRC de orden 2, la ganancia es igual a 18 dB.

BER	MODULACIÓN					
	BPSK		QPSK		8-PSK	
	Alamouti 2x1	MRRC orden 2	Alamouti 2x1	MRRC orden 2	Alamouti 2x1	MRRC orden 2
1	-	-	-	-	1	-
10^{-1}	1,75	-	3	6	4	7
10^{-2}	5,2	8,4	7	10	7,9	10,8
10^{-3}	10	13	10,2	13	10,1	13,2
10^{-4}	15,2	18	14,8	17,8	14,5	17,7
10^{-5}	19,55	22,55	18,9	22	-	-

TABLA 7. Ganancias por diversidad (dB) para Alamouti 2x1 y MRRC de orden 2

Las ganancias por diversidad indican la ganancia en la SNR de un sistema que tiene diversidad de espacio en relación a un sistema SISO (Simple Input Simple Output, Única Entrada-Única Salida) sin diversidad.

En la tabla 7 se observa que el rendimiento del código Alamouti con un receptor está 3 dB por debajo del sistema MRRC de orden 2 debido a que en el sistema Alamouti 2x1 se transmite por cada antena la mitad de la potencia total de transmisión. Para una BER de 10^{-3} , el sistema Alamouti 2x1 presenta ganancias de diversidad de 10dB, 10,2dB y 10,1dB para las modulaciones BPSK, QPSK y 8-PSK respectivamente. En general, para valores bajos de BER, las ganancias por diversidad de la codificación Alamouti no se alteran a causa del tipo de modulación.

La tabla 7 indica que el sistema MRRC de orden 2 presenta mejor desempeño que el sistema Alamouti 2x1, pero se debe tener en cuenta que Alamouti 2x1 utiliza la mitad de la potencia en cada antena transmisora y que su diversidad en transmisión es propicia para comunicaciones móviles.

5.2 EVALUACIÓN DE RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN DEL ENTORNO DOS

La figura 21 presenta la BER de un sistema MIMO 2x2 con codificación Alamouti, la de un sistema MRRC con orden de diversidad cuatro en recepción y la de un sistema sin diversidad para modulación BPSK y una velocidad total de transmisión de 1 b/s/Hz.

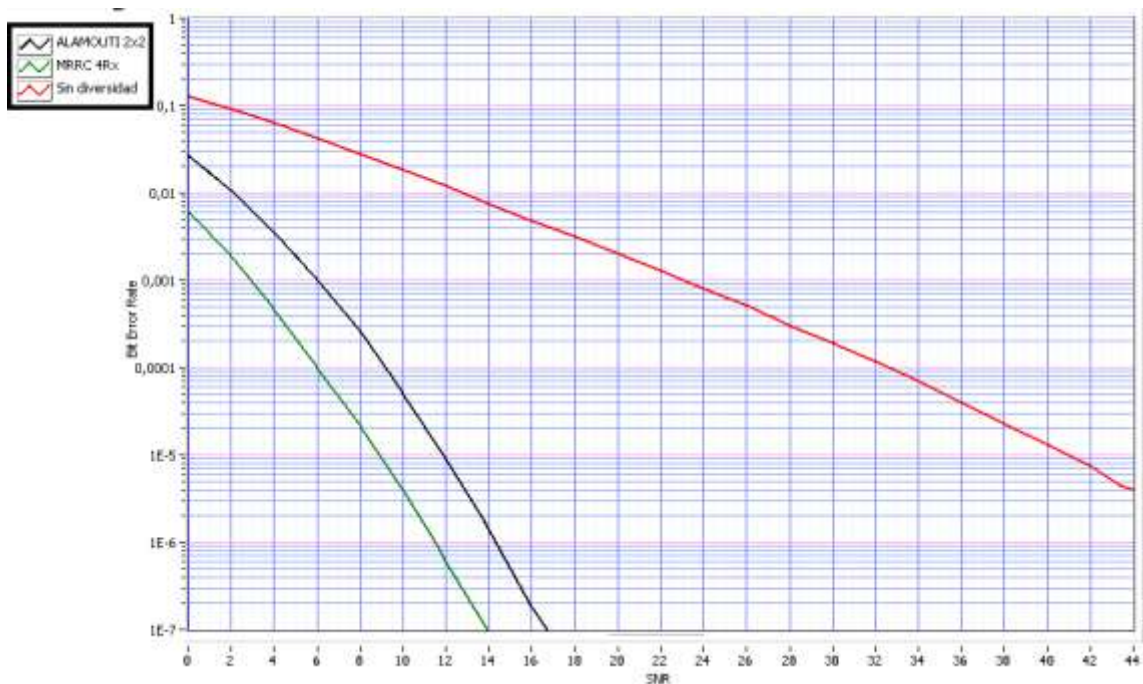


FIGURA 21. Comportamiento de la BER de la codificación Alamouti 2x2 y modulación BPSK sobre el canal Rayleigh

En la figura 21 se observa que las curvas correspondientes al sistema Alamouti 2x2 y al sistema MRRC de orden 4 presentan la misma pendiente, lo que significa que un sistema 2x2 con codificación Alamouti presenta un orden de diversidad 4 equivalente al de un sistema de un transmisor y cuatro receptores para una modulación BPSK. A diferencia de la gráfica 18, en la gráfica 21 la curva de Alamouti 2x2 se mantiene alejada de la del sistema sin diversidad, existiendo una diferencia de 11 dB para una BER de 10^{-2} .

En la figura 21 se observa que para alcanzar una BER de 10^{-3} , el sistema sin diversidad requiere una SNR de 23 dB, el sistema MRRC de orden cuatro requiere 3 dB y el sistema 2x2 con codificación Alamouti requiere 6 dB.

La tabla 7 presenta las SNR's requeridas para alcanzar determinados valores de BER en cada uno de los sistemas.

BER	SNR (dB)		
	Alamouti 2x2	MRRC orden 4	Sistema sin diversidad
10^{-1}	-	-	1,5
10^{-2}	2,1	-	12,75
10^{-3}	6	3	23
10^{-4}	9,1	6	32,75
10^{-5}	11,8	8,8	41
10^{-6}	14,2	11,5	50
10^{-7}	16,7	14	-

TABLA 8. SNR (dB) requeridas para probabilidades de error, para Alamouti 2x2, MRRC de orden 4 y sistema sin diversidad con modulación BPSK

Para corroborar que los datos consignados en la tabla 8 sean válidos, en la tabla 9 aparecen los datos obtenidos por Siavash Alamouti en [5].

BER	SNR (dB)		
	Alamouti 2x2	MRRC orden 4	Sistema sin diversidad
10^{-1}	-	-	2
10^{-2}	2,5	-	14
10^{-3}	7	3,5	24
10^{-4}	11	7	34
10^{-5}	13	10	44
10^{-6}	16	13	-

TABLA 9. SNR (dB) halladas por Alamouti y requeridas para probabilidades de error, para Alamouti 2x2, MRRC de orden 4 y sistema sin diversidad con modulación BPSK

Los datos de las tablas 8 y 9 son casi idénticos por lo que los resultados obtenidos en esta sección son en gran medida confiables y se analizarán a continuación.

En la tabla 8 se observa que para valores de BER menores o iguales a 10^{-3} la SNR de Alamouti 2x2 está 3 dB por encima de MRRC de orden 4. Este valor es

equivalente a una relación de 2 veces entre la potencia transmitida por la única antena en MRRC y la transmitida por cada una de las 2 antenas del código Alamouti. Entre una BER de 10^{-i} y una de $10^{-(i+1)}$ hay una diferencia en el valor de SNR aproximadamente de 2,9dB tanto para el código de Alamouti como para MRRC, valor que además de permitir una predicción de BER para valores de SNR mayores a 44 dB, indica que para disminuir la probabilidad de error de 10^{-i} a $10^{-(i+1)}$ del sistema Alamouti 2x2, se debe hacer un incremento en la SNR de 2,9 dB.

La figura 22 presenta la BER de un sistema MIMO 2x2 con codificación Alamouti, la de un sistema MRRC con orden de diversidad cuatro en recepción y la de un sistema sin diversidad para modulación QPSK y una velocidad total de transmisión de 2 b/s/Hz.

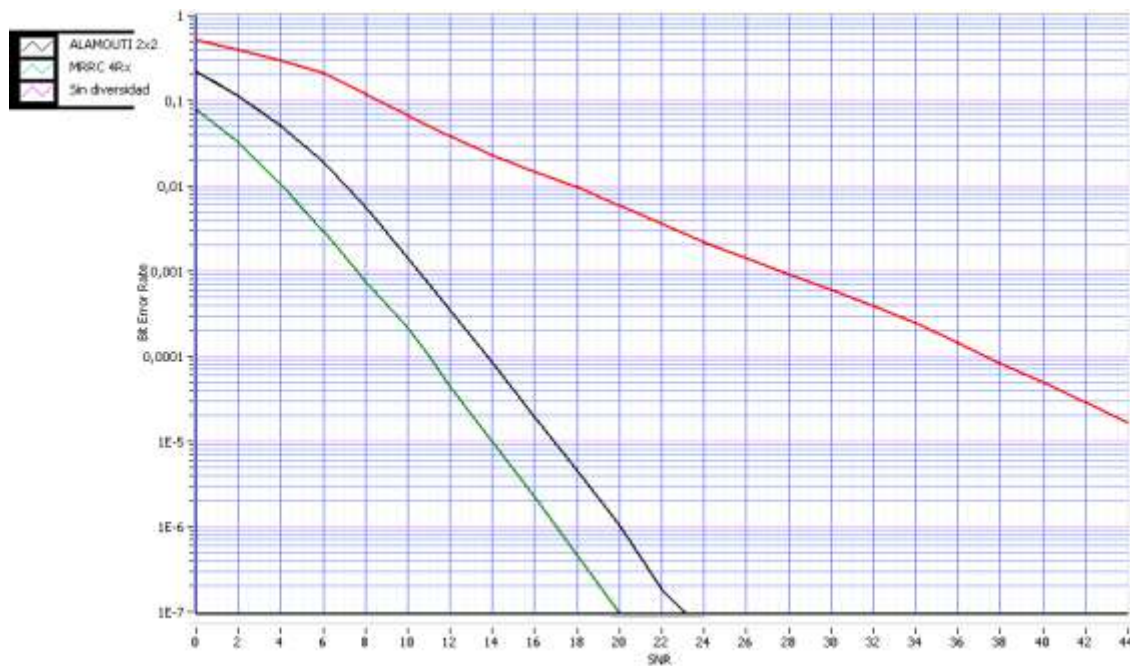


FIGURA 22. Comportamiento de la BER de la codificación Alamouti 2x2 y modulación QPSK sobre el canal Rayleigh

En la figura 22 se observa que para la modulación QPSK, las curvas del sistema Alamouti 2x2 y del sistema MRRC de orden 4 presentan de nuevo la misma pendiente y tienden a ser lineales (pendiente constante) para valores de BER menores a 10^{-2} .

La curva de Alamouti 2x2 se mantiene alejada de la del sistema sin diversidad, aunque en esta ocasión la diferencia se ha reducido a 10 dB para una BER de 10^{-2} .

En la figura 22 se observa que para alcanzar una BER de 10^{-3} , el sistema sin diversidad requiere una SNR de 27.5 dB, el sistema MRRC de orden cuatro requiere 7,6 dB y el sistema 2x2 con codificación Alamouti requiere 10,5 dB.

La tabla 10 presenta las SNR's requeridas para alcanzar determinados valores de BER en cada uno de los sistemas.

BER	SNR (dB)		
	Alamouti 2x2	MRRC orden 4	Sistema sin diversidad
10^{-1}	2.4	-	8.6
10^{-2}	7.2	4.2	17.8
10^{-3}	10.5	7.6	27.5
10^{-4}	13.8	11	37.4
10^{-5}	17	14	47.2
10^{-6}	20	17	-
10^{-7}	23	20	-

TABLA 10. SNR (dB) requeridas para probabilidades de error, para Alamouti 2x2, MRRC de orden 4 y sistema sin diversidad con modulación QPSK

En la tabla 10 se observa que para la modulación QPSK, la SNR de Alamouti 2x2 sigue estando 3dB por encima de la SNR del sistema MRRC de orden 4.

La diferencia de 3 dB entre las SNR's correspondientes a una BER de 10^{-i} y una de $10^{-(i+1)}$ indica que se debe hacer un incremento de 5 dB para disminuir la probabilidad de error de $10^{-(i+1)}$ a $10^{-(i+1)}$ en el sistema Alamouti 2x2.

La figura 23 presenta la BER de un sistema MIMO 2x2 con codificación Alamouti , la de un sistema MRRC con orden de diversidad cuatro en recepción y la de un sistema sin diversidad para modulación 8-PSK y una velocidad total de transmisión de 3 b/s/Hz.

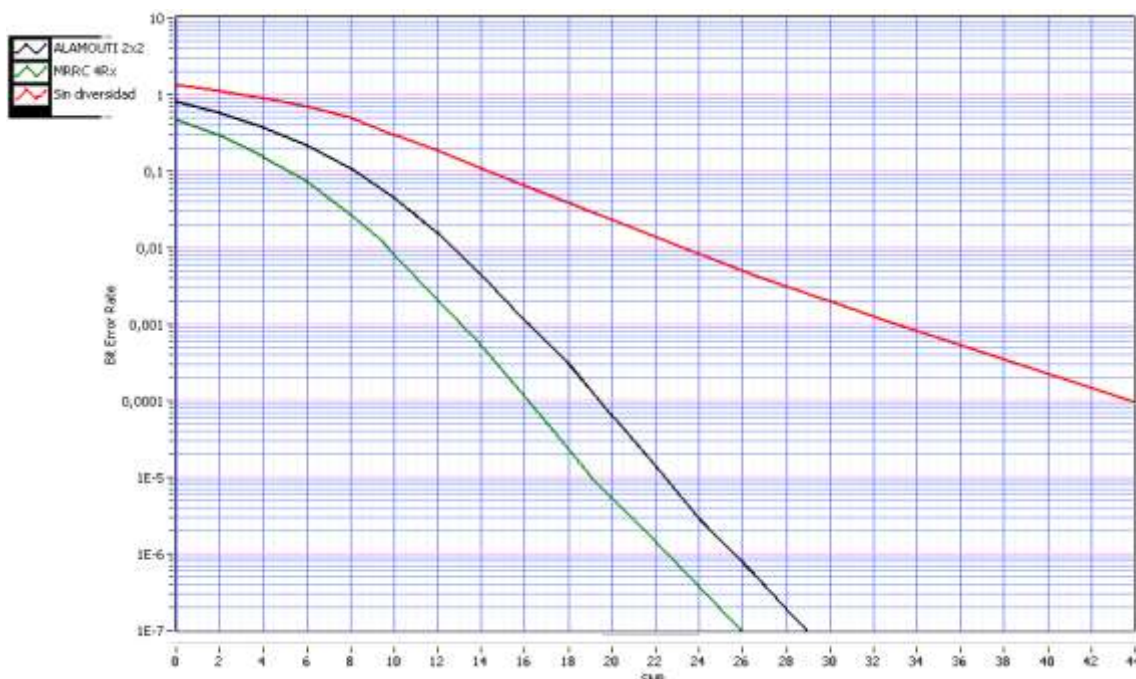


FIGURA 23. Comportamiento de la BER de la codificación Alamouti 2x2 y modulación 8-PSK sobre el canal Rayleigh

En la figura 23 se observa que las curvas correspondientes al sistema Alamouti 2x2 y al sistema MRRC de orden 4 presentan la misma pendiente y tienden a ser lineales especialmente a medida que el valor de BER (aproximadamente a partir de 10⁻²) se hace más pequeño, por lo que se concluye que tienen el mismo orden de diversidad. Asimismo para valores altos de BER (alrededor de 1) la curva de Alamouti 2x2 se mantiene alejada de la del sistema sin diversidad con una diferencia de 10 dB.

En la figura 23 se observa que para alcanzar una BER de 10⁻³, el sistema sin diversidad requiere una SNR de 33 dB, el sistema MRRC de orden cuatro requiere 13 dB y el sistema 2x2 con codificación Alamouti requiere 16.2 dB.

La tabla 11 presenta las SNR's requeridas para alcanzar determinados valores de BER en cada uno de los sistemas.

BER	SNR (dB)		
	Alamouti 2x2	MRRC orden 4	Sistema sin diversidad
1	-	-	3
10^{-1}	8	5	14.2
10^{-2}	12.6	9.6	23.2
10^{-3}	16.2	13	33
10^{-4}	19.4	16.2	43.8
10^{-5}	22.2	19	53.2
10^{-6}	25.6	22.2	-
10^{-7}	29	26	-

TABLA 11. SNR (dB) requeridas para probabilidades de error, para Alamouti 2x2, MRRC de orden 4 y sistema sin diversidad con modulación 8-PSK

En la tabla 11 se observa que para valores de BER menores o iguales a 10^{-1} , la SNR de Alamouti 2x2 está 3 dB por encima de MRRC de orden 4.

Entre una BER de 10^{-i} y una de $10^{-(i+1)}$ hay una diferencia en el valor de SNR aproximadamente de 3 dB tanto para el código de Alamouti como para MRRC, lo que indica que la disminución de la probabilidad de error de 10^{-i} a $10^{-(i+1)}$ del sistema Alamouti 2 x2, se logra con un incremento de 3 dB en su SNR.

Comparando valores de SNR del código Alamouti y MRRC con las del sistema sin diversidad de las tablas 8, 10 y 11 se pueden obtener las ganancias de diversidad consignadas en la tabla 12 que permiten concluir acerca del rendimiento de cada uno de estos sistemas. Por ejemplo, para una BER de 10^{-4} , el código Alamouti en un sistema 2x1 presenta una ganancia por diversidad igual a 23,65 dB con modulación BPSK, mientras que para un sistema MRRC de orden 4, la ganancia es igual a 26,75 dB.

BER	MODULACIÓN					
	BPSK		QPSK		8-PSK	
	Alamouti 2x2	MRRC orden 4	Alamouti 2x2	MRRC orden 4	Alamouti 2x2	MRRC orden 4
10^{-1}	-	-	6.2	-	6.2	9.2
10^{-2}	10.65	-	10.6	13.6	10.6	13.6
10^{-3}	17	20	17	19.9	16.8	20
10^{-4}	23.65	26.75	23.6	26.4	24.4	27.6
10^{-5}	29.2	32.2	30.2	33.2	31	34.2

TABLA 12. Ganancias por diversidad (dB) para Alamouti 2x2 y MRRC de orden 4

En la tabla 12 se observa que el rendimiento del código Alamouti con un receptor está 3 dB por debajo del sistema MRRC de orden 2 debido a que en el sistema Alamouti 2x2 se transmite por cada antena la mitad de la potencia total de transmisión. Para una BER de 10^{-3} , el sistema Alamouti 2x2 presenta ganancias de diversidad de 17dB, 17 dB y 16,8 dB para las modulaciones BPSK, QPSK y 8-PSK respectivamente. En general, para valores bajos de BER, las ganancias por diversidad y el rendimiento de la codificación Alamouti no se alteran a causa del tipo de modulación.

La tabla 12 indica en términos de desempeño, que el sistema MRRC de orden 4 es mejor que el sistema Alamouti 2x2, aunque la utilización de cuatro antenas en recepción hace que el campo de aplicación de los sistemas MRRC sea reducido y no viable en las comunicaciones móviles.

6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

6.1 CONCLUSIONES

- El desarrollo detallado del modelo matemático de la codificación Alamouti demostró que su funcionamiento se basa en los mismos principios (combinación de señales y detección de máxima verosimilitud en recepción) de los sistemas MRRC y que su proceso de codificación-decodificación de símbolos es amplio pero de mediana complejidad debido a que está basado en sumas y multiplicaciones, sin la necesidad de realizar un análisis en frecuencia. La correcta explicación matemática del funcionamiento de la codificación Alamouti, de la modulación BPSK, del canal Rayleigh y del ruido blanco gaussiano permitió desarrollar una simulación de resultados confiables, que puede ser utilizada y modificada por los estudiantes de la FIET en estudios posteriores referentes a las telecomunicaciones.
- Debido que las gráficas de BER de la codificación Alamouti en sistemas 2x1 y 2x2, poseen la misma pendiente que las de MRRC de orden 2 y 4 respectivamente, se concluye que para alcanzar un orden de diversidad Q (par), un sistema MRRC necesita igual número antenas en recepción, mientras que la codificación Alamouti requiere de $Q/2$ antenas en recepción. Aunque la codificación Alamouti utiliza 2 transmisores, la diferencia del número de antenas utilizadas entre los dos sistemas es más grande a medida que se requiera un orden de diversidad más alto, evidenciando la reducción de costos que ofrece la codificación Alamouti.
- En todas las gráficas de BER, independiente del orden de diversidad y del tipo de modulación, el desempeño de la codificación Alamouti presenta una disminución de 3 dB respecto a los sistemas MRRC. Esta diferencia, aparentemente negativa, puede compensarse, a nivel técnico transmitiendo por cada antena la misma potencia que por la única antena de MRRC si no existen problemas regulatorios, o a nivel de costo utilizando amplificadores más pequeños y económicos. Aunque a simple vista el desempeño de los sistemas MRRC es superior al de la codificación

Alamouti, no es una solución viable desde el punto de vista de las comunicaciones móviles a causa de sus múltiples antenas en recepción y a los altos valores de potencia que maneja su única antena transmisora.

- Para cada tipo de modulación, la codificación Alamouti y los sistemas MRRC presentan aproximadamente la misma ganancia por diversidad para cada valor de BER. Esto indica que el tipo de modulación no otorga ventajas para ninguna de las tecnologías en cuanto a desempeño y que su utilización dependerá de los fines de velocidad de transmisión y de la longitud de los enlaces.
- El diseño de nuevos códigos espacio-tiempo apunta al manejo del criterio de máxima verosimilitud como método de detección en la recepción, por lo que diseñar por separado el combinador y el detector de máxima verosimilitud como componentes del decodificador Alamouti contribuye a que puedan ser utilizados o modificados en estudios posteriores referentes a los OSTBC. En general, el diseño de la simulación ayudó a la familiarización con las variantes propias de las telecomunicaciones y la aplicación de lo aprendido durante la carrera.
- La herramienta LabVIEW, gracias a su entorno gráfico y funcionamiento basado en diagramas de flujo, permitió el seguimiento detallado de las señales tratadas en las simulaciones. Este software presenta librerías exclusivas para el tratamiento de señales, por lo que su utilización elevó la confiabilidad en los resultados, además que facilitó la implementación y aplicación de los módulos diseñados. La simulación desarrollada en este trabajo, servirá de soporte a los estudiantes de la FIET para cualquier proyecto referente a la codificación espacio-tiempo en general o para el estudio de procesos propios de las telecomunicaciones como la modulación PSK o la influencia del canal Rayleigh y el ruido blanco gaussiano sobre las señales.

6.2 RECOMENDACIONES Y TRABAJOS FUTUROS

- Un sistema que involucra el procesamiento de señales está soportado por estudios teórico-matemáticos que modelan su comportamiento. Es recomendable que los estudiantes de la FIET realicen una investigación profunda acerca de dichos estudios porque, además de permitir la buena comprensión de los procesos involucrados, facilitan la determinación de sus variables, señales y módulos funcionales que deben componer su esquema de simulación para que presente resultados confiables.
- Las nuevas técnicas de codificación espacio-tiempo tienen como origen técnicas anteriores que han presentado buenos resultados de desempeño. Se recomienda que al estudiar nuevos procesos se realice primero una investigación de sus antecesores porque es probable que compartan las mismas bases matemáticas, lo que facilitaría la delimitación de los objetivos permitiendo una visión clara de cómo llegar a ellos.
- El presente trabajo se desarrolló bajo la suposición de un conocimiento perfecto del canal por parte del receptor. Un trabajo opcional consiste en el estudio del rendimiento de la codificación Alamouti cuando en recepción se ha reducido el efecto de su ortogonalidad a causa de una estimación no ideal del canal.
- Los estudios referentes a la codificación espacio-tiempo están en pleno auge y actualmente se analiza la utilización de más de dos antenas en transmisión que obliga a la modificación de la matriz de transmisión. Un trabajo alternativo consiste en el estudio del rendimiento de los códigos de velocidad $1/2$ y $3/4$ para un número de transmisores mayor a dos.
- Actualmente se investiga la adaptación de la codificación espacio-tiempo con técnicas de multiplexación. Un trabajo a desarrollar es el estudio del rendimiento de la codificación Alamouti con OFDM, enfatizando en cómo se afecta la ortogonalidad de la matriz de transmisión.

BIBLIOGRAFIA

- [1] A. Wittneben, “*Base station modulation diversity for digital SIMULCAST*”, in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC)*, May 1991, pp. 505–511.
- [2] N. Seshadri and J. H. Winters, “*Two signaling schemes for improving the error performance of frequency-division-duplex (FDD) transmission systems using transmitter antenna diversity*”, in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference*, May 1993, pp. 508–511.
- [3] G. Foschini, “*Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas*”, *Bell Labs Technical Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 41–59, 1996.
- [4] V. Tarokh, N. Seshadri, et Al, “*Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction*”, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744–765, Mar. 1998.
- [5] S. M. Alamouti, “*A simple transmit diversity technique for wireless communications*”, *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [6] H. Jafarkhani and V. Tarokh, “*Multiple transmit antenna differential detection from generalized orthogonal designs*”, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 47, no. 6, pp. 2626–2631, Sept. 2001.
- [7] V. Tarokh and H. Jafarkhani, “*A differential detection scheme for transmit diversity*”, *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 18, no. 7, pp. 1169–1174, July 2000.
- [8] D. Agrawal, V. Tarokh, A. Naguib, et Al, “*Space-time coded OFDM for high data-rate wireless communication over wideband channels*”, in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 3, May 1998, pp. 2232–2236.
- [9] S. N. Diggavi, N. Al-Dhahir, A. Stamoulis, et Al, “*Differential space-time coding for frequency-selective channels*”, *IEEE Commun. Lett.*, vol. 6, no. 6, pp. 253–255, June 2002.
- [10] T. H. Liew and L. Hanzo, “*Space-time codes and concatenated channel codes for wireless communications*”, *Proc. IEEE*, vol. 90, pp. 187–219, Feb. 2002.
- [11] V. Tarokh, A. Naguib, A. R. Calderbank, “*Combined array processing and space-time coding*”, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no. 4, pp. 1121–1128, May 1999.

- [12] P. Z. Peebles, Probability, "*Random Variables and Random Signal Principles*", 3rd ed. Mc Graw Hill International, 1997.
- [13] D. G. Brennan, "*Linear diversity combining techniques*", Proc. IEEE, vol. 91, no. 2, pp. 331–356, Feb. 2003, reprint: orig. published in Proc. IRE, Jun. 1959.
- [14] Muñoz, C. L., Muñoz, J. R., "*Metodología para la simulación de equipos de telecomunicaciones*", Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones, Universidad del Cauca, 1995.
- [15] H. A. Roncancio, H. Cifuentes, "Tutorial de LabVIEW", Universidad Distrital Francisco José de Caldas, 2001
- [16] D. Mavares, "*Estimación de canal y selección adaptativa de código espacio-tiempo en sistemas de diversidad en transmisión*", Departamento de Ingeniería de comunicaciones, Universidad de Cantabria, Julio de 2006.
- [17] A. Bateman, "*Comunicaciones digitales*", ed. Marcombo, 2007.
- [18] F. Ramos, "*Radiocomunicaciones*", ed. Marcombo, 2008.