



UNIVERSIDAD DE QUINTANA ROO  
DIVISIÓN DE CIENCIAS E INGENIERÍA

---

**IMPLEMENTACIÓN DE UN MODELO DE  
CANAL GEOMÉTRICO PARA  
COMUNICACIONES V2V**

---

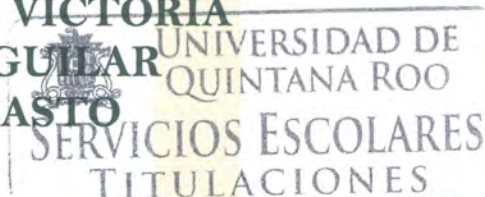
TESIS  
PARA OBTENER EL GRADO DE  
INGENIERA EN REDES

PRESENTA  
**BENIGNA IRENE CHI**

DIRECTOR DE TESIS  
**DR. JAVIER VÁZQUEZ CASTILLO**

ASESORES

**ING. ROBERTO CARRASCO ÁLVAREZ**  
**MTI. VLADIMIR VENIAMIN CABAÑAS VICTORIA**  
**DR. JAIME SILVERIO ORTEGÓN AGUILAR**  
**L.I. LORENZO ALBERTO CHAN BASTO**





**UNIVERSIDAD DE QUINTANA ROO**  
**DIVISIÓN DE CIENCIAS E INGENIERÍA**

**TRABAJO DE TESIS ELABORADO BAJO SUPERVISIÓN DEL  
COMITÉ DE ASESORÍA Y APROBADO COMO REQUISITO  
PARCIAL PARA OBTENER EL GRADO DE:**

**INGENIERA EN REDES**

**COMITÉ DE TESIS**

**DIRECTOR:**

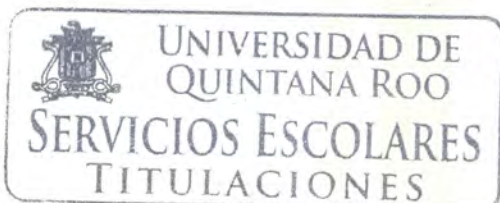
**DR. JAVIER VÁZQUEZ CASTILLO**

**ASESOR:**

**ING. ROBERTO CARRASCO ÁLVAREZ**

**ASESOR:**

**MTI. VLADIMIR VENIAMIN CABAÑAS VCTOR**



## Dedicatoria

A:

Dios, con todo mi amor y cariño, por darme la oportunidad de vivir y por estar conmigo en cada paso que doy, por fortalecer mi corazón e iluminar mi mente y por haber puesto en mi camino a aquellas personas que han sido mi soporte y compañía durante mi carrera.

Mi Padre, Ramón Chi, aunque no estés aquí conmigo sé que desde el cielo has estado cuidando de mí y acompañándome en este viaje de mi vida profesional.

Mi madre, mi flaquita y Gude por su apoyo incondicional, las quiero con todo mi corazón.

Mis hermanos que siempre han estado allí para mí, animándome y porque creyeron en mi capacidad, los quiero mucho.

Ceci por ser una amiga y compañera incondicional, no solo me has acompañado durante mi carrera profesional sino también en diversas aventuras, pero sobre todo porque has sido un gran apoyo en los momentos difíciles de mi vida.

Mis maestros que, en este andar por la vida, influyeron con sus lecciones y experiencias en formarme como una persona de bien y preparada para los retos que nos pone la vida.

Todos mis amigos por estar conmigo en todo este tiempo donde he vivido momentos felices y tristes, siempre los llevare en mi corazón.

*“La felicidad es interior, no exterior; por lo tanto, no depende de lo que tenemos, sino de lo que somos”*

-Pablo Neruda

## Agradecimientos

A Dios por haberme acompañado y guiado a lo largo de mi carrera, por ser mi fortaleza en los momentos de debilidad y por brindarme una vida llena de bendiciones, aprendizajes, experiencias y sobre todo felicidad.

Esta tesis corresponde a los estudios realizados con una beca de excelencia otorgada por el Gobierno de México, a través de la Secretaria de Relaciones Exteriores. Agradezco infinitamente a esta prestigiosa institución mexicana por haberme brindado la oportunidad de desarrollo académico y personal, sin el cual no hubiera sido posible realizar el presente trabajo.

Agradezco el apoyo otorgado al ser integrado en el proyecto “Conceptualización, modelado e implementación en hardware de canales selectivos en tiempo, frecuencia y espacio para sistemas de comunicación móvil” de CONACyT-Ciencia básica con # 241272, en los cuales tuve la oportunidad de aportar con el desarrollo de mi trabajo de tesis.

A la Universidad de Quintana Roo por haberme permitido ser parte de una maravillosa institución, así como a todos los profesores de mi carrera por ayudar a forjarme como profesional.

También mi más sincero agradecimiento a mi director de tesis, Dr. Javier Vázquez Castillo por su esfuerzo y dedicación; quien, con sus conocimientos, su experiencia, su paciencia y su motivación ha logrado en mí que pueda terminar mis estudios con éxito.

Así mismo, agradezco a todos mis amigos que me acompañaron durante la carrea, en cada uno de ustedes hay una persona muy especial. Principalmente a Ceci que ha sido una gran motivación y apoyo en mi vida personal y profesional.

A toda mi familia, especialmente a mi Mamá y mi flaquita, por estar siempre conmigo y apoyarme en los momentos difíciles de mi vida, gracias por su confianza y cariño. Tiempos prósperos vendrán seguramente.

## Resumen

La creciente complejidad de los sistemas de comunicaciones actuales y las áreas de aplicación críticas, han hecho más difícil controlar la posible existencia de fallas drásticas en dichos sistemas. Debido a esto, realizar pruebas de confiabilidad y desempeño en los sistemas de comunicaciones se ha convertido en una parte muy importante en el desarrollo de los mismos, buscando minimizar el riesgo de la introducción de errores así como también para garantizar la calidad y fiabilidad del sistema. Para diseñar un sistema de comunicación inalámbrica se debe probar y verificar que el sistema de implementación sea la correcta.

El presente trabajo está enfocado en la implementación de un modelo de canal de simulación con herramientas de software, en la cual se propone un modelo de canal geométrico para comunicaciones vehiculares (V2V, vehicle-to-vehicle).

Este modelo geométrico se implementará a través de un sistema reflejando el efecto Doppler de un canal de comunicaciones con desvanecimiento Rayleigh para comunicaciones V2V basado en un modelo geométrico de doble anillo. El modelo geométrico de doble anillo describe un entorno de V2V generalizado ya que considera ampliamente una distribución uniforme del ángulo de arribo (AOA) y el ángulo de salida (AOD), arrojando así una buena aproximación a las propiedades deseadas del modelo de referencia. El modelo de implementación está basado en un código generado en Matlab mediante un sistema de comunicaciones BPSK, la cual generará el ruido multiplicativo asociado con el canal de comunicaciones para obtener el desempeño del sistema mediante las curvas de BER teóricas y de simulación. Posteriormente, mediante este modelo de canal, el sistema de comunicaciones se verificará y probará con el generador de ruido multiplicativo obteniendo una tasa de error BER de simulación igual a la de la curva BER teórica, la cual nos demostrará que el sistema implementado converge con los resultados teóricos.

# Contenido

---

<b>CAPÍTULO I Introducción .....</b>	<b>1</b>
<b>1.1 Evolución de las telecomunicaciones inalámbricas .....</b>	<b>1</b>
<b>1.2 Importancia de probar sistemas.....</b>	<b>3</b>
<b>1.3 Modelos de canal .....</b>	<b>5</b>
1.3.1 Modelos de propagación inalámbrica .....	7
1.3.2 Efectos de propagación inalámbrica .....	10
1.3.3 Efectos de la propagación de una señal inalámbrica con desvanecimiento .....	13
1.3.4 El canal de desvanecimiento.....	18
<b>1.4 Esquemas de modulación .....</b>	<b>20</b>
1.4.1 Amplitud modulada (AM) .....	20
1.4.2 Amplitud Modulada en Cuadratura (QAM) .....	25
<b>1.5 Justificación.....</b>	<b>27</b>
<b>1.6 Objetivos .....</b>	<b>27</b>
Objetivo General .....	27
Objetivo Especifico.....	28
<b>1.7 Alcance.....</b>	<b>28</b>
<b>CAPÍTULO II Metodología e implementación de modelos de canal de comunicaciones .</b>	<b>28</b>
<b>2.1 Análisis y arquitecturas de los modelos de canal por propagación .....</b>	<b>28</b>
2.1.1 Sistemas de comunicaciones .....	29
2.1.2 Sistema de comunicación con ruido.....	32
2.1.3 Ruido aditivo blanco Gaussiano (AWGN).....	33
2.1.4 Ruido multiplicativo.....	34
<b>2.2 Canales selectivos en tiempo y frecuencia .....</b>	<b>36</b>
2.2.1 El efecto Doppler sobre la señal transmitida.....	37



<b>2.2.2</b> Efecto multitrayectoria sobre la señal transmitida. ....	38
<b>2.2.3</b> Efectos del desvanecimiento (fading) .....	38
<b>2.2.4</b> Canal selectivo en tiempo: efecto Doppler .....	39
<b>2.2.5</b> Canal selectivo en frecuencia: efecto multitrayectoria .....	41
<b>2.2.6</b> Canal selectivo en tiempo y frecuencia.....	42
<b>3.1</b> Modelo de canal selectivo en tiempo para comunicaciones V2V .....	45
<b>3.1.1</b> Modelo de referencia .....	47
<b>4.1</b> Técnicas de Implementación de canales selectivos en tiempo y frecuencia para comunicaciones F2M y V2V.....	48
<b>4.1.1</b> Método de Filtrado .....	49
<b>4.1.2</b> Método de Sumas de Senoides .....	52
<b>CAPÍTULO III Resultados de Implementación</b> .....	55
<b>5.1</b> Implementación para canales V2V .....	55
<b>5.1.1</b> Desempeño de un sistema comunicación con un canal AWGN .....	55
<b>5.1.2</b> Curvas de bit error rate (BER) para diferentes degradaciones .....	58
<b>5.1.3</b> Constelación de un sistema QAM con diferentes valores de SNR.....	59
<b>5.1.4</b> Implementación de la curva BER teórica y la simulación en QAM. ....	62
<b>5.1.5</b> Implementación de un sistema QAM con ruido Gaussiano en Matlab. ....	64
<b>5.1.6</b> Implementación de un sistema QAM y curva BER en Matlab.....	65
<b>5.1.7</b> Desempeño de un sistema BPSK con desvanecimiento Rayleigh.....	66
<b>5.1.8</b> Desempeño de un sistema de comunicaciones V2V .....	77
<b>Capitulo IV Conclusión</b> .....	91
<b>Capítulo VI Referencias</b> .....	92

## Lista de figuras

---

FIGURA 1 DIAGRAMA DE BLOQUE DE UN SISTEMA INALÁMBRICO TÍPICO Y MEDICIÓN BER.....	5
FIGURA 2 CANAL CON DESVANECIMIENTO MULTITRAYECTORIA TÍPICO.....	7
FIGURA 3 PROPAGACIÓN DE ONDA EN LA SUPERFICIE.....	8
FIGURA 4 PROPAGACIÓN DE LA ONDA EN EL ESPACIO.....	9
FIGURA 5 PROPAGACIÓN POR LÍNEA DE VISTA.....	9
FIGURA 6 CLASIFICACIÓN DE CANALES CON DESVANECIMIENTO.....	14
FIGURA 7 PÉRDIDA POR TRAYECTORIA, ENSOMBRECIMIENTOS, MULTITRAYECTORIA VS. DISTANCIA.....	15
FIGURA 8 SKETCH DE TRES MECANISMOS DE PROPAGACIÓN:.....	16
FIGURA 9 DOS PULSOS E N TIEMPO VARIANTE CON MULTITRAYECTORIA.....	17
FIGURA 10 TASA DE BER TEORÉTICO PARA VARIAS CONDICIONES DE DESVANECIMIENTO.....	19
FIGURA 11 (A) ESPECTRO DE LA SEÑAL MODULADORA $x(t)$ , Y (B) ESPECTRO DE LA SEÑAL MODULADA $y(t)$ .....	22
FIGURA 12 ESPECTRO DE $R(j\Omega)$ DE $r(t)$ .....	23
FIGURA 13 (A) ESQUEMA DE MODULACIÓN, Y (B) ESQUEMA DE DEMODULACIÓN.....	24
FIGURA 14 (A) SEÑAL SINUSOIDAL MODULADORA CON FRECUENCIA DE 20HZ (B) PORTADORA MODULADORA CON UNA FRECUENCIA DE 400HZ BASADO EN UNA MODULACIÓN DSB.....	24
FIGURA 15 ESQUEMA DE MODULACIÓN DE BANDA LATERAL ÚNICA EMPLEANDO UN TRANSFORMADOR HILBERT.....	25
FIGURA 16 DOS SEÑALES DE BAJA FRECUENCIA CON ANCHO DE BANDA $\Omega_M$ .....	26
FIGURA 17 REPRESENTACIÓN ESQUEMÁTICA DE UN DIAGRAMA DE BLOQUES DEL ESQUEMA DE MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN DE QAM: (A) MODULADOR (B) DEMODULADOR.....	27
FIGURA 18 DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN SISTEMA DE COMUNICACIONES DIGITALES.....	29
FIGURA 19 COMPONENTES DEL TRANSMISOR Y RECEPTOR.....	31
FIGURA 20 ARQUITECTURA DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN GENÉRICO.....	32
FIGURA 21 DOS TIPOS DE RUIDO EN UN CANAL DE COMUNICACIÓN INALÁMBRICA.....	33
FIGURA 22 (A) INCORPORACIÓN DE RUIDO ADITIVO A UNA SEÑAL ARBITRARIA $x(t)$ . (B) RUIDO ADITIVO CON FUNCIÓN DE DENSIDAD DE PROBABILIDAD GAUSSIANA.....	34
FIGURA 23 CONTRIBUCIONES AL RUIDO EN UN CANAL INALÁMBRICO.....	35
FIGURA 24 ESCALAS DE VARIACIÓN DE NIVEL EN UNA SEÑAL CON RECEPTOR MÓVIL.....	36
FIGURA 25 ILUSTRACIÓN DEL EFECTO DOPPLER.....	37
FIGURA 26 ILUSTRACIÓN DEL EFECTO MULTITRAYECTORIA.....	38
FIGURA 27 CANAL DE AWGN (SIN DESVANECIMIENTOS) FRENTE A CANALES CON DESVANECIMIENTOS.....	39
FIGURA 28 DESVANECIMIENTOS A CORTO PLAZO EN UNA SEÑAL TRANSMITIDA A 900 MHz Y RECIBIDA POR UN VEHÍCULO DESPLAZÁNDOSE A 60 Km/h.....	40
FIGURA 29 IMPACTO DE UN CANAL CON MULTITRAYECTORIA (SELECTIVO EN FRECUENCIA).....	41



FIGURA 30 IMPLEMENTACIÓN DE UN CANAL SELECTIVO EN FRECUENCIA MEDIANTE FILTRO FIR.....	42
FIGURA 31 CANAL SELECTIVO EN TIEMPO Y FRECUENCIA.....	44
FIGURA 32 EMULADOR DE CANAL DE BANDA BASE CON DESVANECIMIENTO RAYLEIGH CON MULTITRAYECTORIA.....	45
FIGURA 33 ENTORNO DE DISPERSIÓN V2V.....	48
FIGURA 34 GENERADOR DE RUIDO CORRELACIONADO.....	49
FIGURA 35 CANAL ISOTRÓPICO CON RAYOS UNIFORMEMENTE DISTRIBUIDOS.....	50
FIGURA 36 REPRESENTACIÓN DE UN CANAL DE COMUNICACIÓN CON AMBIENTE DEL CENTRO DE LA CIUDAD.....	50
FIGURA 37 REPRESENTACIÓN CANAL DE COMUNICACIÓN CON ALTA VELOCIDAD V2V.....	51
FIGURA 38 FILTRO FIR CORRELADOR PARA GENERAR $H(N)$ .....	51
FIGURA 39 ANTENA ISOTRÓPICA CON SCATTERS.....	53
FIGURA 40 EJEMPLO DE CANAL CON FRECUENCIA MÁXIMA DOPPLER DE -100 A 100 Hz.....	54
FIGURA 41 SISTEMA DE TRANSMISIÓN/RECEPCIÓN BPSK CON AWGN Y SNR=1dB.....	56
FIGURA 42 SISTEMA DE TRANSMISIÓN/RECEPCIÓN BPSK CON AWGN Y SNR=10DBS.....	57
FIGURA 43 SISTEMA DE TRANSMISIÓN/RECEPCIÓN BPSK CON AWGN Y SNR=20DBS.....	57
FIGURA 44 SISTEMA DE TRANSMISIÓN/RECEPCIÓN BPSK CON AWGN Y SNR=40DBS.....	58
FIGURA 45 CURVA BER TEÓRICO PARA 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM, Y 64-QAM.....	59
FIGURA 46 CONSTELACIÓN DE UN SISTEMA QAM CON SNR DE 30 Y 40 DBS RESPECTIVAMENTE.....	60
FIGURA 47 CONSTELACIÓN DE UN SISTEMA QAM CON SNR DE 10 DBS.....	61
FIGURA 48 CONSTELACIÓN DE UN SISTEMA QAM CON SNR DE 4 DBS.....	61
FIGURA 49 CONSTELACIÓN DE 8-QAM CON SNR DE 10 DBS.....	62
FIGURA 50 COMPARATIVA DE LA BER TEÓRICA Y EL RESULTADO DE SIMULACIÓN.....	63
FIGURA 51 SISTEMA DE COMUNICACIÓN BPSK CON RUIDO MULTIPLICATIVO DOPPLER, $f_{DM} = 1\text{Hz}$ .....	68
FIGURA 52 CONSTELACIÓN DEL SISTEMA CON RUIDO MULTIPLICATIVO DOPPLER, $f_{DM} = 1\text{Hz}$ .....	68
FIGURA 53 SISTEMA DE COMUNICACIÓN BPSK CON RUIDO MULTIPLICATIVO DOPPLER, $f_{DM} = 10\text{Hz}$ .....	69
FIGURA 54 CONSTELACIÓN DEL SISTEMA CON RUIDO MULTIPLICATIVO DOPPLER, $f_{DM} = 10\text{Hz}$ .....	69
FIGURA 55 SISTEMA DE COMUNICACIÓN BPSK CON RUIDO MULTIPLICATIVO DOPPLER, $f_{DM} = 100\text{Hz}$ .....	70
FIGURA 56 CONSTELACIÓN DEL SISTEMA CON RUIDO MULTIPLICATIVO DOPPLER, $f_{DM} = 100\text{Hz}$ .....	70
FIGURA 57 SISTEMA DE COMUNICACIÓN BPSK CON RUIDO MULTIPLICATIVO DOPPLER, $f_{DM} = 1\text{Hz}$ .....	72
FIGURA 58 CONSTELACIÓN DEL SISTEMA CON RUIDO MULTIPLICATIVO DOPPLER, $f_{DM} = 1\text{Hz}$ Y SNR DE 0 A 10.....	73
FIGURA 59 CONSTELACIÓN DEL SISTEMA CON RUIDO MULTIPLICATIVO DOPPLER, $f_{DM} = 1\text{Hz}$ Y SNR DE 0 A 40.....	73
FIGURA 60 SISTEMA DE COMUNICACIÓN BPSK CON RUIDO MULTIPLICATIVO DOPPLER, $f_{DM} = 10\text{Hz}$ .....	74
FIGURA 61 CONSTELACIÓN DEL SISTEMA CON RUIDO MULTIPLICATIVO DOPPLER, $f_{DM} = 10\text{Hz}$ Y SNR DE 0 A 10.....	74
FIGURA 62 CONSTELACIÓN DEL SISTEMA CON RUIDO MULTIPLICATIVO DOPPLER, $f_{DM} = 10\text{Hz}$ Y SNR DE 0 A 40.....	75
FIGURA 63 SISTEMA DE TRANSMISIÓN/RECEPCIÓN BPSK CON RUIDO MULTIPLICATIVO DOPPLER, $f_{DM} = 100\text{Hz}$ .....	75
FIGURA 64 CONSTELACIÓN DEL SISTEMA CON RUIDO MULTIPLICATIVO DOPPLER, $f_{DM} = 100\text{Hz}$ Y SNR DE 0 A 10.....	76

FIGURA 65 CONSTELACIÓN DEL SISTEMA CON RUIDO MULTIPLICATIVO DOPPLER, $f_{DM} = 100\text{Hz}$ Y SNR DE 0 A 40.....	76
FIGURA 66 DESEMPEÑO DEL CANAL V2V: TRANSMISOR Y RECEPTOR CON DESFASE = $0^\circ$ Y $f_{DM} = 1\text{ Hz}$ .....	78
FIGURA 67 CONSTELACIÓN DEL CANAL V2V: TRANSMISOR Y RECEPTOR CON $f_{DM} = 1\text{Hz}$ .....	78
FIGURA 68 DESVANECIMIENTO DEL CANAL V2V: TRANSMISOR Y RECEPTOR CON $f_{DM} = 1\text{Hz}$ .....	79
FIGURA 69 DESEMPEÑO DEL CANAL V2V: TRANSMISOR CON DESFASE = $180^\circ$ Y $f_{DM} = 50\text{ Hz}$ ; RECEPTOR CON DESFASE DE $0^\circ$ Y $f_{DM} = 1000\text{Hz}$ .....	80
FIGURA 70 CONSTELACIÓN DEL CANAL V2V: TRANSMISOR Y RECEPTOR CON $f_{DM} = 50\text{Hz}$ Y $1000\text{ Hz}$ RESPECTIVAMENTE. .....	80
FIGURA 71 DESVANECIMIENTO DEL CANAL V2V: TRANSMISOR Y RECEPTOR CON $f_{DM} = 50\text{Hz}$ Y $1000\text{ Hz}$ , RESPECTIVAMENTE. .....	81
FIGURA 72 DESEMPEÑO DEL CANAL V2V: TRANSMISOR CON DESFASE = $0^\circ$ Y $f_{DM} = 1000\text{ Hz}$ ; RECEPTOR CON DESFASE DE $180^\circ$ Y $f_{DM} = 1000\text{Hz}$ .....	82
FIGURA 73 CONSTELACIÓN DEL CANAL V2V: TRANSMISOR Y RECEPTOR CON $f_{DM} = 1000\text{Hz}$ .....	82
FIGURA 74 DESVANECIMIENTO DEL CANAL V2V: TRANSMISOR Y RECEPTOR CON $f_{DM} = 1000\text{Hz}$ .....	83
FIGURA 75 DESEMPEÑO DEL CANAL V2V: TRANSMISOR CON DESFASE = $45^\circ$ Y $f_{DM} = 1000\text{ Hz}$ ; RECEPTOR CON DESFASE DE $45^\circ$ Y $f_{DM} = 500\text{Hz}$ .....	84
FIGURA 76 CONSTELACIÓN DEL CANAL V2V: TRANSMISOR Y RECEPTOR CON $f_{DM} = 1000\text{Hz}$ Y $500\text{ Hz}$ RESPECTIVAMENTE. .....	84
FIGURA 77 DESVANECIMIENTO DEL CANAL V2V: TRANSMISOR Y RECEPTOR CON $f_{DM} = 1000\text{Hz}$ Y $500\text{ Hz}$ , RESPECTIVAMENTE.....	85
FIGURA 78 DESEMPEÑO DEL CANAL V2V: TRANSMISOR CON DESFASE = $45^\circ$ Y $f_{DM} = 1000\text{ Hz}$ ; RECEPTOR CON DESFASE DE $135^\circ$ Y $f_{DM} = 1000\text{Hz}$ .....	86
FIGURA 79 CONSTELACIÓN DEL CANAL V2V: TRANSMISOR Y RECEPTOR CON $f_{DM} = 1000\text{Hz}$ .....	86
FIGURA 80 DESVANECIMIENTO DEL CANAL V2V: TRANSMISOR Y RECEPTOR CON $f_{DM} = 1000\text{Hz}$ .....	87

# CAPÍTULO I Introducción

## 1.1 Evolución de las telecomunicaciones inalámbricas

Existen diversos acontecimientos substanciales en la evolución de las telecomunicaciones inalámbricas. En 1873, el escocés Graham Bell trabajaba en lo que él llamaba el “telégrafo armónico”. Él pensaba que al poder enviar varios mensajes simultáneamente por un mismo cable traería inmediatas ventajas para las empresas telegráficas, ya que les permitiría incrementar su capacidad de envío de mensajes, sin necesidad de tender nuevos cables, concepto conocido actualmente como multiplexación. Bell creía que sería posible enviar varios mensajes sobre un mismo cable, si pudiera enviar “sonidos” de distintos tonos en forma eléctrica [1]. Casi 30 años después del invento del telégrafo por parte de Morse, en 1866, un personaje poco conocido realiza la primera comunicación telegráfica inalámbrica. Se trata de un dentista nacido en 1862, Mahlon Loomies, que tiempo después comenzó a interesarse en la electricidad. Existe una documentación del propio Loomies que asegura la realización del telégrafo inalámbrico, la cual consistía en remontar 2 cometas alejadas algunos kilómetros, cuyas cuerdas contenían conductores eléctricos. Loomies creía que la atmósfera tenía capas conductoras, y no lograba explicar por qué había días en los que la comunicación era posible, y otros en los que no [2]. En 1895, mientras la telefonía sobre cables telegráficos crecía, los intentos de realizar comunicaciones inalámbricas comenzaban. Treinta años después de las cometas de Loomis, Guglielmo Marconi logra realizar la primera transmisión telegráfica inalámbrica utilizando ondas de radio. En 1897 fundó la “Marconi's Wireless Telegraph Company, Ltd”. En 1899 estableció la primera comunicación telegráfica inalámbrica entre Francia e Inglaterra, a través del Canal de la Mancha. En 1901, Marconi establece el primer enlace inalámbrico a través del Océano Atlántico. Desde Poldhu, en Inglaterra, el profesor John Ambrose Fleming realizó la primera transmisión, que fue recibida por Marconi en St. Johns, Newfoundland. La primera transmisión consistió únicamente en la letra “S”, correspondiente a tres puntos (escuchados como “clics”) en el código Morse. En esa época aún no se disponían de amplificadores, por lo que la señal recibida era sumamente débil, y posiblemente era fácil de confundir con interferencias debido a tormentas o problemas atmosféricos. El 19 de junio de 1934, mediante una resolución del Congreso de

Estados Unidos, es creada la FCC (Federal Communications Comision) con el fin de regular el creciente caos existente en las bandas de frecuencias, cada vez con más servicios inalámbricos. En [3] nos explican que la FCC sería la encargada de regular los negocios de comunicaciones, tanto alámbricos como inalámbricos, incluyendo la regulación y asignación de frecuencias del espectro radioeléctrico. El 17 de junio de 1946, en St. Louis, Missouri, AT&T presenta al mercado el primer sistema comercial de telefonía móvil vehicular para el público. El sistema funcionaba en la frecuencia de 150 MHz, utilizando 6 canales espaciados en 60 kHz. En julio de 1948 Claude E. Shannon trabajaba en los laboratorios Bell, en una asociación muy fructífera con muchos matemáticos y científicos de primera línea como Harry Nyquist, Brattain, Bardeen y Shockley, entre otros. En Julio de 1948, un desarrollo publicado bajo el nombre de "Una Teoría Matemática de la Comunicación", sentaría las bases teóricas que permiten calcular la capacidad de información que se puede transmitir por un canal. El contenido de su artículo es conocido habitualmente como "Teorema de Shannon" o "Teorema de la información" [4]. Posteriormente, en 1958, Rusia logró poner en órbita el primer satélite artificial en la historia de la humanidad, el Sputnik 1. El Sputnik llevaba a bordo un radiofaro el cual emitía una señal en las frecuencias de 20 y 40 MHz, la que podía ser recibida por simples receptores en tierra. En [5] podemos encontrar más información relacionada con el Sputnik 1. A comienzos de la década de 1960, AT&T diseñó el primer MODEM, al que llamó "Dataphone". Este dispositivo convertía datos en señales acústicas que podían ser transportadas por la red telefónica. El Dataphone estaba basado en los trabajos de A.W. Morten y H.E. Vaughan de 1955 [6]. Sin embargo, no fue hasta 1966 que tuvo aplicación práctica, gracias a los trabajos de John Van Geen, del Stanford Research Institute, que permitieron detectar correctamente la información, aun en líneas con ruidos [7]. Estos módems trabajaban a 300 y 1200 bps, con modulación FSK. Sobre fines de la década de 1960, aparecieron módems de 4800 bps, utilizando modulación PSK, y de 9600 bps usando QAM con constelaciones de 16 puntos [8]. En 1998 las compañías Ericsson, Nokia, IBM, Toshiba e Intel formaron un "Grupo de Interés Especial" (SIG = Special Interest Group) para desarrollar una tecnología de conectividad inalámbrica entre dispositivos móviles de uso personal, que utilizara la banda no licenciada de frecuencias (ISM). Fue el nacimiento de Bluetooth [9]. En junio de 2003, es aprobada la recomendación IEEE 802.11g, como evolución tecnológica de la serie de recomendaciones

802.11, de redes LAN inalámbricas, todo esto gracias a la “Wi-Fi Alliance” una organización internacional formada en 1999 para certificar la interoperabilidad de dispositivos de redes inalámbrica. A partir de marzo de 2000 la Wi-Fi comenzó a extender certificados de interoperabilidad. En 2004, se han certificado más de 1000 productos, de más de 200 compañías miembros de Wi-Fi.

## 1.2 Importancia de probar sistemas

Tomando de [10] podemos decir que, a lo largo de la historia, la sociedad ha creado sistemas cada vez más complejos que ponen a sí mismos y a su entorno en riesgo. Los primeros diseñadores aprendieron fácilmente de los errores, lo cual condujo a importantes avances en diferentes áreas como el transporte, la arquitectura y la producción de energía. Desafortunadamente, la creciente complejidad de los sistemas actuales y las áreas de aplicaciones críticas en las que se utilizan han hecho más difícil evitar la introducción de la posibilidad de fallas catastróficas. El concepto de pruebas, definido en [11] como el proceso de comprobar que un sistema posee una serie de propiedades y el comportamiento deseado, se ha convertido en una parte integral de la innovación, la producción y el funcionamiento de los sistemas con el fin de reducir el riesgo de fallas y garantizar la calidad y fiabilidad del sistema utilizado. La actividad de probar sistemas es ya un área prospera con la participación activa de una amplia comunidad de investigadores y expertos. Por lo tanto, hay un alto nivel de conciencia de la importancia y el impacto para la futura implementación y uso de software y sistemas. También hay una conciencia de una creciente necesidad de automatizar la actividad de pruebas en todos los ámbitos de aplicación. Debido a la vulnerabilidad ante fallas en los equipos (por ejemplo, medios de transporte, entre otros), los sistemas tienen que ser altamente probados con el fin de cumplir con los requisitos de calidad muy exigentes y en constante crecimiento. Hoy en día es muy importante el tema relacionado con probar sistemas ya que, debido a los avances en las técnicas de comunicación, se ha visto el incremento significativo del número de posibles configuraciones en la que los productos deben operar y ser verificados. Por ejemplo, un sistema inalámbrico debe funcionar de forma fiable en diversos entornos de propagación de radio (ej.

interior, urbano, suburbano y rural) como también debe ser capaz de adaptarse a las condiciones del canal impredecibles cambiando su esquema de transmisión (ej. diferente de modulación y/o velocidades de código) y elegir técnicas de detección alternativas. Por lo tanto, el rendimiento de los sistemas inalámbricos debe ser evaluado bajo un gran número de configuraciones y opciones. Como el número de configuraciones posibles aumenta en los estándares emergentes, por ejemplo, más de 300 modulaciones y esquemas de codificación están presentes en el estándar WLAN IEEE 802.11n, la verificación basada en software de sistemas de comunicación de banda ancha emergentes se ha convertido en el cuello de botella para el diseño oportuno y su verificación [12]. Los efectos de propagación electromagnética y la naturaleza variante en tiempo del ambiente de propagación son factores que afectan el canal de radio. Estas degradaciones tienen un fuerte impacto en el rendimiento de los sistemas de comunicaciones inalámbricas. Probar los sistemas es parte de la solución adecuada para resolver ésta y otras deficiencias que pudieran tener los sistemas de comunicaciones bajo desarrollo. Teniendo en cuenta el tiempo reducido para el desarrollo de nuevos productos inalámbricos y las muy estrechas limitaciones de tiempo de salida al mercado de un producto de comunicaciones, los diseñadores deben diseñar y verificar algoritmos de procesamiento de señales cada vez más complejos en ciclos de diseño muy cortos. La aceleración de la verificación de los nuevos sistemas inalámbricos, a pesar de que las normas cambian con frecuencia, también plantea importantes retos para los proveedores de equipos de prueba. La simulación basada en software de las capas PHY o físicas, cada vez más complejas sobre una variación continua de canales de radio puede llevar semanas o incluso meses para estimar correctamente el BER (Bit Error Rate, tasa de error de bit) sobre el rango de SNR (Signal to Noise Ratio, relación señal a ruido) de interés. Un enfoque más práctico para medir el rendimiento de BER en la capa PHY es utilizar un sistema de prueba basado en hardware. Verificadores BER basados en hardware (BERTs, BER Testers) pueden acelerar dramáticamente la medición del desempeño en la capa PHY en comparación con los simuladores basados en software, lo que reduce significativamente el tiempo de verificación. El rendimiento de los sistemas de comunicación puede ser evaluado mediante cálculos basados en fórmulas, simulación de nivel de forma de onda, o por medio de la creación de prototipos de hardware y mediciones. [13]



### 1.3 Modelos de canal

Un canal de comunicación es el conjunto de elementos de un sistema de comunicación o red de comunicación que permiten el establecimiento de una trayectoria lógica para el intercambio o transmisión de información entre dos entidades, fuente y destino, esto incluye, pero sin limitarse a, el transmisor, el receptor y el medio de transmisión. [14]

La Figura 1 muestra un diagrama de bloques de un sistema inalámbrico típico y medición de la tasa de error, BER . A continuación, una breve explicación de los procesos que se lleva a cabo en los bloques del sistema de comunicación digital [12]. En el transmisor (TX), los datos de entrada (fuente) se pasan a través de diversas capas superiores y son procesados por uno o más procesadores antes de ser enviados a la capa física, o PHY. La capa PHY es principalmente responsable de la transmisión y recepción de números binarios en un medio de comunicación ruidosa tan fiable como sea posible. El BER es una métrica ampliamente utilizado para caracterizar el rendimiento, o desempeño, del dispositivo receptor bajo prueba (DUT). La banda base en la capa PHY del transmisor realiza diversas funciones de procesamiento de señales, incluyendo la codificación de canal para que el receptor (RX) sea capaz de corregir la mayor parte de las señales que se recibieron dañadas; luego, la señal es modulada y convertida a una señal de frecuencia de radio (RF), que se amplifica posteriormente, para la transmisión desde la antena TX.

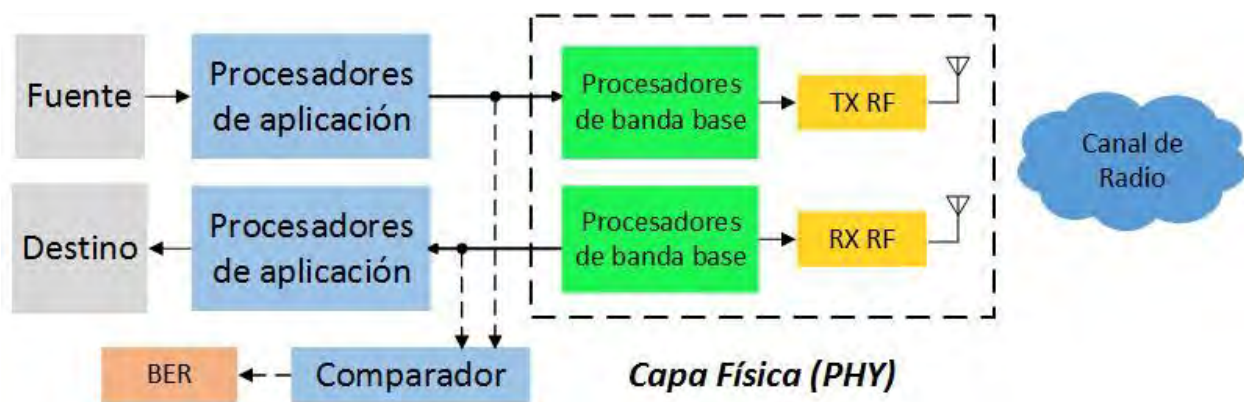


Figura 1 Diagrama de bloque de un sistema inalámbrico típico y medición BER.

El canal de radio es el medio de comunicación entre el TX y el RX que lleva la información procedente de las capas superiores, así como señales de control para la sincronización del sistema y la estimación de canal. En el receptor (RX), la señal recibida es amplificada, convertida a una frecuencia inferior y luego demodulada para recuperar la señal digital para su posterior procesamiento por la sección de banda base. En la banda base del lado receptor (RX), se recupera los datos transmitidos utilizando varias etapas de procesamiento de señales, como la estimación de canal, la detección de la señal y la decodificación de canal.

En el extremo frontal de RF se introduce una variedad de distorsiones incluyendo:

1. Fase y distorsión de amplitud del amplificador de potencia no lineal y
2. La fase de ruido de los osciladores locales.

De igual manera la banda base y la RF extremo posterior de la capa PHY están sujetas a varios impedimentos. Un impedimento muy importante es la implementación de punto fijo de algoritmos de procesamiento de señal que introducen un error de cuantificación.

El medio entre la antena transmisora y la antena receptora se denomina generalmente como canal. En la transmisión inalámbrica, las características de la señal cambian a medida que viaja desde el transmisor al receptor. Estas características variantes de la señal afectan el canal de comunicaciones, y se depende del entorno en la que se encuentre un usuario y a diferentes fenómenos de degradación (ej. reflexión, dispersión, difracción, entre otros), ver Figura 2. Una explicación detallada de estos fenómenos se encuentra en la subsección 3.2. Si se logra modelar el canal con precisión, entonces es posible obtener la señal del transmisor. Sin embargo, es muy difícil de modelar el canal en un entorno real. Los científicos e ingenieros han estudiado diversos entornos y nos proporcionan una manera de modelar los distintos medios que aproximan al entorno con la vida real. Por ejemplo, si consideramos un canal con respuesta de impulso  $h(t)$  entre el transmisor y la antena receptora, además de la respuesta al impulso de canal, la señal transmitida  $x(t)$  también estará corrompida por la componente de ruido aditivo  $n(t)$ . La señal recibida  $y(t)$  se obtiene por la convolución de  $h(t)$  y  $x(t)$  que se añade al componente de ruido  $n(t)$ , degradando así severamente el canal de comunicaciones. Más adelante se estará explicando la degradación de un canal de comunicaciones a detalle para una mejor comprensión.

$y(t) = x(t) * h(t) + n(t)$  ecuación de una señal transmitida con ruido aditivo gaussiano.

Puede observarse a través de Figura 2 como en el receptor en movimiento se reciben múltiples copias de la señal transmitidas debido a los fenómenos físicos propios del canal de comunicaciones.

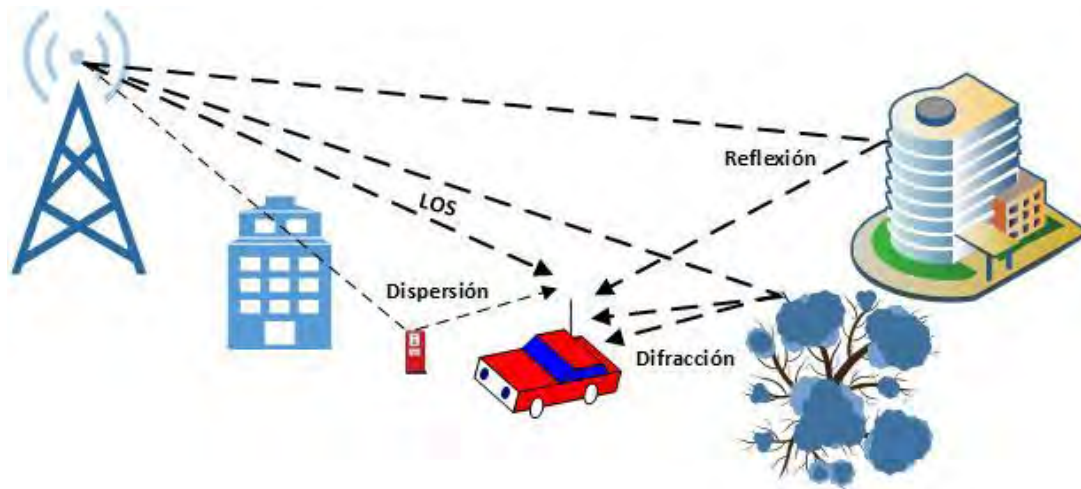


Figura 2 Canal con desvanecimiento multitrajectoria típico.

A continuación, se describe de manera general algunos de los esquemas de propagación de una señal arbitraria considerados en la práctica:

### 1.3.1 Modelos de propagación inalámbrica

Cuando se pretende estimar las localizaciones óptimas de las estaciones base para conseguir altas tasas de transmisión y mayor área de cobertura, el conocimiento acerca de las características de propagación es muy esencial, especialmente en la etapa de diseño de sistemas de comunicaciones inalámbricas. En [15] nos explican que una señal radiada por una antena viaja a lo largo una de estas tres rutas:

1. **Por onda de superficie:** más o menos sigue el contorno de la tierra y se pueden propagar en distancias considerables. Este efecto se encuentra en las frecuencias de hasta aproximadamente 2 MHz. Esto sucede porque la onda electromagnética induce una corriente en la superficie de la tierra, reduciendo la velocidad del frente de onda cerca de la tierra, haciendo que el frente de onda se incline hacia abajo y por lo tanto sigue la curvatura de la tierra (ver Figura 3). Las ondas electromagnéticas en este rango de frecuencia son dispersadas por la atmósfera de tal manera que no penetran la atmósfera superior. El ejemplo más conocido de la comunicación por onda superficie es la radio AM.



Figura 3 Propagación de onda en la superficie.

2. **Por onda ionosférica:** la señal de una antena terrestre es reflejada desde la capa ionizada de la atmósfera superior (ionósfera) y de regreso a la tierra; efecto causado por la refracción. El termino refracción significa una señal de la onda ionosférica puede viajar a través de un número de saltos, rebotando entre la ionosfera y la superficie de la tierra. En este modo de propagación, ilustrado en la Figura 4, una señal puede ser recibido a miles de kilómetros con un transmisor que se encuentra en las frecuencias de 2 a 30 MHz.

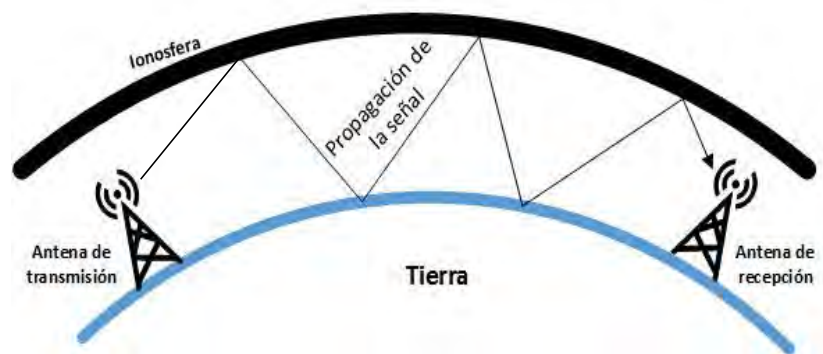


Figura 4 Propagación de la onda en el espacio.

3. **Por línea de vista (LOS):** Por encima de 30 MHz, la comunicación debe ser por línea de vista (
4. Figura 5). Para la comunicación vía satélite, una señal arriba de 30 MHz no es reflejada por la ionosfera y por lo tanto puede ser transmitida entre una estación base y un satélite que no está más allá del horizonte.



Figura 5 Propagación por línea de vista.

### 1.3.2 Efectos de propagación inalámbrica

En las comunicaciones inalámbricas, la propagación de radio se refiere al comportamiento de las ondas de radio cuando se propagan del transmisor al receptor. Durante el transcurso de la propagación, las ondas de radio se ven afectados por diferentes fenómenos. En breve, se explicará los fenómenos principales que degradan el canal de comunicaciones. [16]

#### ***Transmisión en línea de vista (LOS)***

En cualquier sistema de comunicación, la señal que es recibida será diferente de la señal que se transmite, debido a diversas degradaciones que sufre la señal durante la transmisión. El concepto de línea de vista se refiere a un camino limpio, sin obstrucciones, entre las antenas transmisoras y receptoras. En este sentido, cuando se instala un sistema inalámbrico, se debe buscar transmitir sobre escenarios con la menor cantidad de obstrucciones posibles y así obtener una mejor señal en el receptor.

#### ***Atenuación:***

La fuerza de una señal disminuye en función de la distancia a través de cualquier medio de transmisión. Con la finalidad de contrarrestar la atenuación de la señal en el lado receptor, la señal transmitida debe tener la suficiente potencia desde que es generada y así poder recibir o detectar de manera inteligible. La atenuación es mayor en altas frecuencias lo que causa distorsión.

#### ***Pérdida por espacio libre***

Una señal transmitida se atenúa con la distancia debido a que la señal se está extendiendo sobre un área cada vez más grande. Esta forma de atenuación se conoce como pérdida de espacio libre, que puede ser expresada en términos de la relación de la potencia radiada  $P_t$  a la potencia  $P_r$ ,



recibida por la antena  $O$ , en decibelios, mediante la adopción de 10 veces el logaritmo de dicha relación. Para una antena isotrópica ideal, la pérdida de espacio libre es:

$$\frac{P_t}{P_r} = \frac{(4\pi d)^2}{\lambda^2} = \frac{(4\pi f d)^2}{c^2}$$

Donde,

$P_t$  = potencia de la señal en la antena transmisora.

$P_r$  = potencia de la señal en la antena receptora.

$\lambda$  = longitud de onda portadora.

$f$  = frecuencia de la portadora.

$d$  = distancia de propagación entre antenas.

$c$  = velocidad de la luz ( $3 \times 10^8$  m/s).

en la cual  $d$  y  $\lambda$  están en la misma unidad (ej. metros).

### **Ruido**

Una señal recibida consiste en la señal transmitida y modificada por diversas distorsiones impuestas por el sistema de transmisión, además de señales no deseadas que se suman en algún lugar entre la transmisión y la recepción. Estas señales no deseadas se conocen como ruido. El ruido puede ser dividida en cuatro categorías:

1. Ruido térmico: El ruido térmico está presente en todos los dispositivos electrónicos y los medios de transmisión. A este tipo de ruido se le refiere como ruido blanco, ya que se distribuye uniformemente a través del espectro de frecuencia y no se puede eliminar.
2. Ruido de intermodulación: sucede cuando dos señales (o más) con diferentes frecuencias comparten el mismo medio de transmisión produciendo señales a una frecuencia que es la suma o diferencia de las dos frecuencias originales. Este tipo de ruido es causado por

un mal funcionamiento del componente, el uso excesivo de la fuerza de la señal, o simplemente por la naturaleza de los amplificadores utilizados.

3. *Diafonía (Crosstalk)*: Este tipo de ruido se ha experimentado por cualquier persona, que mientras usaba el teléfono, fuera capaz de escuchar otra conversación; esto sucede cuando las señales de un circuito aparecen en otro.
  
4. *Ruido impulsivo*: Consta de pulsos irregulares o picos de ruido de corta duración y de amplitud relativamente alta. Se produce por las perturbaciones externas electromagnéticas, como los rayos y fallas en un sistema de comunicación.

***Reflexión***: se produce cuando una onda electromagnética incide sobre la propagación de un objeto con dimensiones muy grandes en comparación con la longitud de onda, por ejemplo, la superficie de la tierra o un edificio. Esto obliga a la potencia de la señal del transmisor se refleje de regreso a su origen en lugar de pasar de ir hacia el receptor.

***Difracción***: se produce cuando la trayectoria de radio entre el transmisor y receptor es obstruida por una superficie (obstáculo) o cuando pasa por pequeñas aberturas. La difracción aparece como una curvatura de las ondas de radio alrededor de pequeños obstáculos y como la dispersión de ondas al pasar pequeñas aberturas.

### ***Absorción***

Una pérdida adicional entre las antenas transmisora y receptora es la absorción atmosférica. El vapor de agua y oxígeno es lo que más contribuye a este tipo de atenuación. La lluvia y la niebla causan dispersión de las ondas de radio y también resulta en atenuación y por ende en la pérdida de la señal. Es por eso que, en áreas de precipitación significativa, la longitud de las trayectorias de los enlaces debe mantenerse corta o deben utilizarse bandas de frecuencias bajas.

### ***Multitrayectoria***

En algunos casos, como en la telefonía móvil, diversos obstáculos pueden interferir la señal; objetos como árboles, vehículos, edificios, y cosas que se encuentran en el entorno como se ilustra en la Figura 2. La señal puede ser reflejada por obstáculos resultando en la recepción de varias copias de la señal con diferentes retrasos.

### ***Refracción***

Las ondas de radio se refractan (o doblan) cuando se propagan a través de la atmósfera. La refracción es causada por cambios en la velocidad de la señal por la altitud o por otros cambios en las condiciones atmosféricas.

### ***Dispersión***

La dispersión es el fenómeno físico que obliga a la radiación de una onda electromagnética a desviarse de un camino recto debido a uno o más obstáculos locales, con pequeñas dimensiones en comparación con la longitud de onda. Algunos de los obstáculos que inducen la dispersión son hojas de árboles, señales urbanas y postes de luz, se les conoce como dispersas.

En otras palabras, la propagación de una onda de radio es un proceso complicado y menos predecible que se rige por reflexión, difracción y dispersión, cuya intensidad varía con diferentes ambientes en diferentes casos.

### ***Ensombrecimiento (Shadowing)***

El ensombrecimiento es causado por obstáculos existentes entre el transmisor y el receptor que absorben la potencia de la señal transmitida.

## **1.3.3 Efectos de la propagación de una señal inalámbrica con desvanecimiento**

El desvanecimiento en un entorno móvil, es uno de los problemas más desafiante en los sistemas de comunicación. El desvanecimiento se refiere a la variación en el tiempo de la potencia de la

señal recibida, causada por cambios en el medio de transmisión o trayectoria. En un entorno invariable, el desvanecimiento se ve afectado por los cambios en las condiciones atmosféricas, como la lluvia. Pero en un entorno móvil, donde una de las dos antenas se está moviendo con respecto al otro, la ubicación relativa de los diversos obstáculos cambia con el tiempo, creando efectos de transmisión complejas. [17]

### ***Desvanecimiento de la señal***

El desvanecimiento de una señal puede ser debido a la propagación por múltiples trayectos (multitrayectoria) o por las sombras de obstáculos (ensombrecimiento), que afectan la propagación de una onda de radio. El fenómeno de desvanecimiento se puede clasificar en dos tipos diferentes: desvanecimiento a gran escala (large-scale fading) o desvanecimiento en pequeña escala (small-scale fading). El desvanecimiento a gran escala ocurre conforme un móvil se desplaza a través de un origen a un destino. Es causada por la pérdida en espacio libre de la señal como una función de la distancia y el ensombrecimiento debido a los objetos grandes tal como edificios. El ensombrecimiento es un proceso de desvanecimiento lento (slow fading) caracterizado por la variación de la pérdida de trayectoria media entre el transmisor y receptor en ubicaciones fijas. Por otra parte, el desvanecimiento en pequeña escala se refiere a la rápida variación de niveles de señal debido a la interferencia constructiva y destructiva de múltiples trayectorias de señal cuando la estación móvil se mueve a distancias cortas. La Figura 6 clasifica los tipos de canales de desvanecimiento.

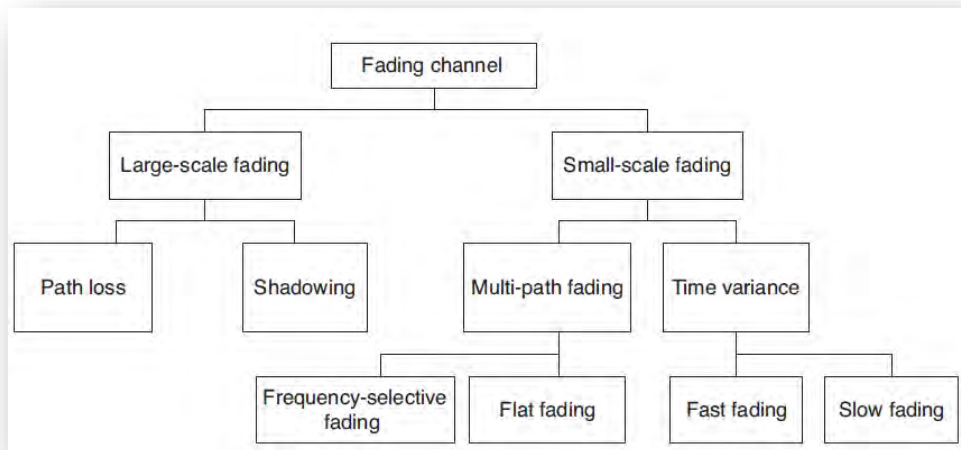


Figura 6 Clasificación de canales con desvanecimiento.

La

Figura 7 muestra los principales efectos que impactan, de manera negativa, en la transmisión de una señal inalámbrica. También podemos observar que nuestra señal se degrada drásticamente cuando se tiene varios factores sumadas como la multitrayectoria, ensombrecimiento y la pérdida por trayectoria.

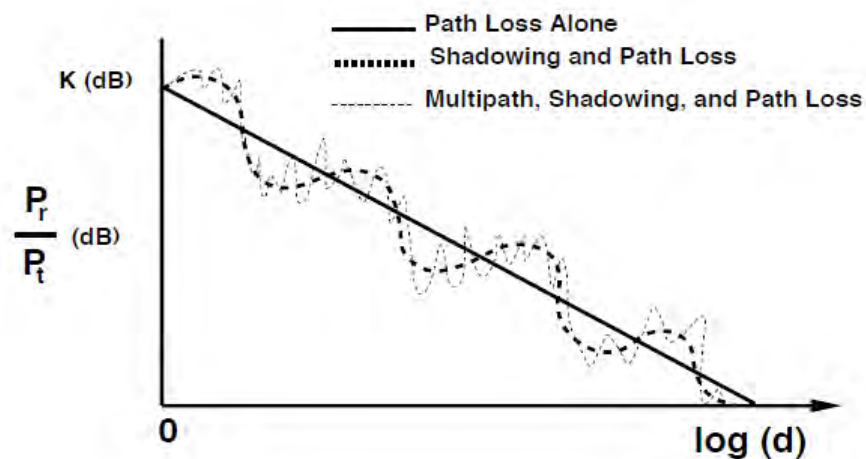


Figura 7 Pérdida por trayectoria, ensombrecimiento, multitrayectoria vs. distancia.

## ***Propagación por multitrayectoria***

En una propagación por multitrayectoria ocurre cuando la señal choca con un objeto que su longitud de onda es menor con respecto a la de la señal. La señal se refleja como una señal de potencia menor. Tres mecanismos de propagación, ilustrados en la Figura 8, tienen un factor importante. La reflexión sucede cuando, por ejemplo, se recibe una onda de superficie reflejada cerca de la unidad móvil. Debido a que la onda de superficie reflejada tiene un desplazamiento de fase de  $180^\circ$  después de la reflexión, la onda de superficie y línea de vista puede tender a cancelarse, lo que resulta en una pérdida de señal alta. Además, debido a que la antena móvil es más baja que la mayoría de las estructuras hechas por el hombre en la zona, se produce la interferencia por multitrayectoria. Estas ondas reflejadas pueden interferir constructiva o destructiva en el receptor. [18]

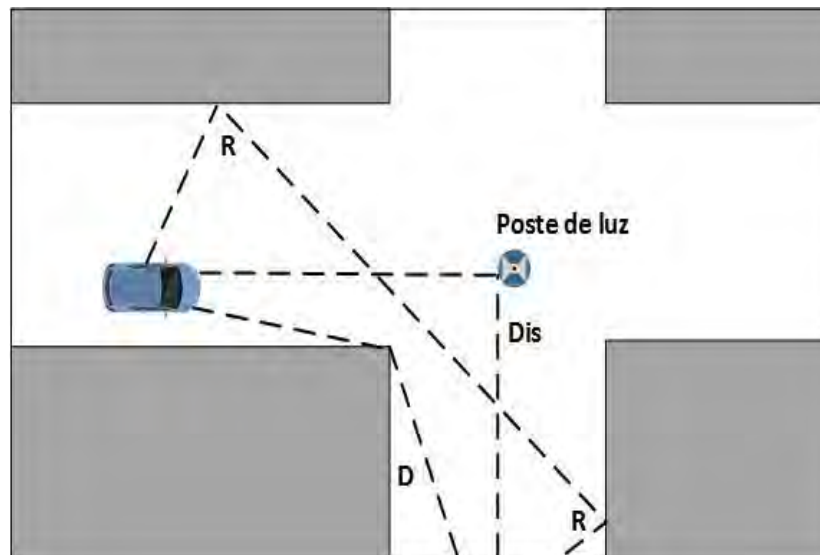


Figura 8 Sketch de Tres Mecanismos de Propagación:  
Reflexión (R), Difracción (D), Dispersión (Dis).

## ***Los efectos de la propagación por multitrayectoria***



Como se mencionó en la subsección anterior, un efecto no deseado de la propagación por multitrayectoria es que múltiples copias de una señal pueden llegar en diferentes fases y sumarse. Al sumarse, el nivel de señal con respecto al ruido disminuye haciendo que la detección de la señal en el receptor sea más difícil.

Otro fenómeno de igual importancia en la transmisión digital, es la interferencia entre símbolos (ISI, Inter Symbol Interference). Consideremos que estamos enviando un pulso estrecho a una frecuencia dada a través de un vínculo entre una antena fija y una unidad móvil. En la

**Figura 9** se muestra lo que el canal puede entregar al receptor si el impulso se envía en dos momentos diferentes. La línea superior muestra los pulsos en el momento de transmisión. La línea inferior, muestra los pulsos resultantes en el receptor.

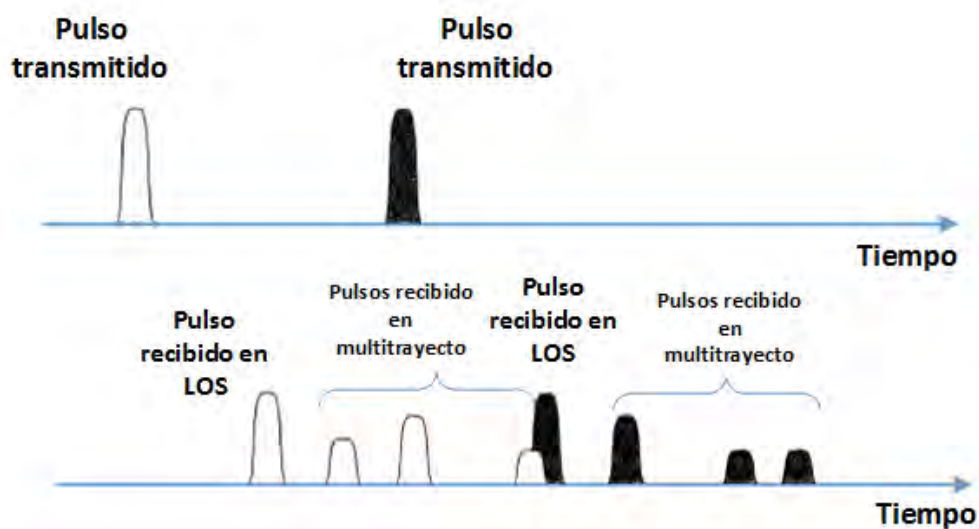


Figura 9 Dos pulsos en tiempo variante con multitrayectoria.

En cada caso, el primer impulso recibido es la señal de línea de vista deseada. La magnitud de ese pulso puede cambiar debido a cambios en la atenuación atmosférica. Además, como la unidad móvil se mueve más lejos de la antena fija, la cantidad de atenuación de línea de vista aumenta. Aparte de este pulso primario, puede haber múltiples pulsos secundarios debido a la reflexión, difracción y dispersión. Mientras la antena móvil se mueve, la ubicación de los diversos obstáculos cambia; por lo tanto, el número, la magnitud y el tiempo del pulso secundario cambian. Esto hace más difícil diseñar técnicas de procesamiento de señal para filtrar los efectos de multitrayectoria de forma que la señal intencionada se recupera con fidelidad. Como podemos apreciar en la figura anterior, al momento de que los pulsos llegan habrá pulsos primarios que enciman a pulsos secundarios, causando así una atenuación de la señal denominado como eco.

### ***Efecto Doppler***

Cuando se produce degradación en el canal de comunicaciones, aparte de la multitrayectoria ocurre lo que se conoce como, el efecto Doppler. El efecto Doppler se produce cuando un usuario (o reflectores en su entorno) está en movimiento, la velocidad del usuario provoca un cambio en la frecuencia de la señal transmitida a lo largo de cada ruta de la señal. En temas posteriores se explicará más a profundo el tema del efecto Doppler.

### **1.3.4 El canal de desvanecimiento**

Hay que enfatizar que, al diseñar un sistema de comunicaciones, se debe estimar los efectos del desvanecimiento de la multitrayectoria y el ruido en el canal móvil. Existen modelos de canal que ayudan a definir este problema. Se discutirán brevemente 3 modelos de canal: el modelo de canal con Ruido Aditivo Blanco Gaussiano (Additive White Gaussian Noise, AWGN), el modelo de canal con desvanecimiento Rayleigh, y el modelo de canal con desvanecimiento Rician.

## **Modelo de canal con Ruido Gaussiano Blanco Aditivo (AWGN)**

El modelo de canal más simple, desde el punto de vista de análisis, es el canal de Ruido Aditivo Blanco Gaussiano. En este modelo de canal, la señal deseada se degrada por el ruido térmico asociado con el propio canal físico, así como la electrónica en el transmisor y receptor o cualquier amplificador o repetidor intermediario.

## **Modelo de canal con desvanecimiento Rayleigh**

El canal con desvanecimiento Rayleigh ocurre cuando hay varias rutas indirectas entre el transmisor y receptor y no existe un camino dominante distinto, como una ruta de LOS. Esto representa el peor escenario. Afortunadamente, los desvanecimientos Rayleigh puede abordarse analíticamente, proporcionando conocimientos sobre las características de rendimiento que se pueden utilizar en entornos difíciles, como los entornos urbanos.

## **Rician**

Este modelo de canal caracteriza una situación en la que hay un camino de línea directa LOS además de un número de señales de trayectos múltiples indirectos. El modelo de Rician es aplicable en un ambiente interior mientras que el modelo de Rayleigh caracteriza escenarios al aire libre. El modelo de Rician también se vuelve más aplicable en células más pequeñas o en ambientes al aire libre más abiertos. Los canales se pueden caracterizar por un parámetro  $K$ , definido como sigue:

$$K = \frac{\text{Power in the dominant path}}{\text{Power in the scattered paths}}$$

Cuando  $K = 0$  el canal es Rayleigh (ej. Numerador es 0) y cuando  $K = \infty$ , el canal es AWGN (ej. Denominador es 0). La Figura 10, basado en [19] y [16], muestra el rendimiento de un sistema en la presencia de ruido. Aquí la tasa de error de bit es trazada como una función de la relación  $E_b/N_0$ . Podemos ver como la relación aumenta mientras que la tasa de error de bit decae.

También podemos observar que, con una señal bastante fuerte, con relación al ruido, un canal AWGN ofrece bastante desempeño, al igual que los canales Rician con mayores valores de  $K$ , que corresponde aproximadamente a micro celdas o un entorno de campo abierto.

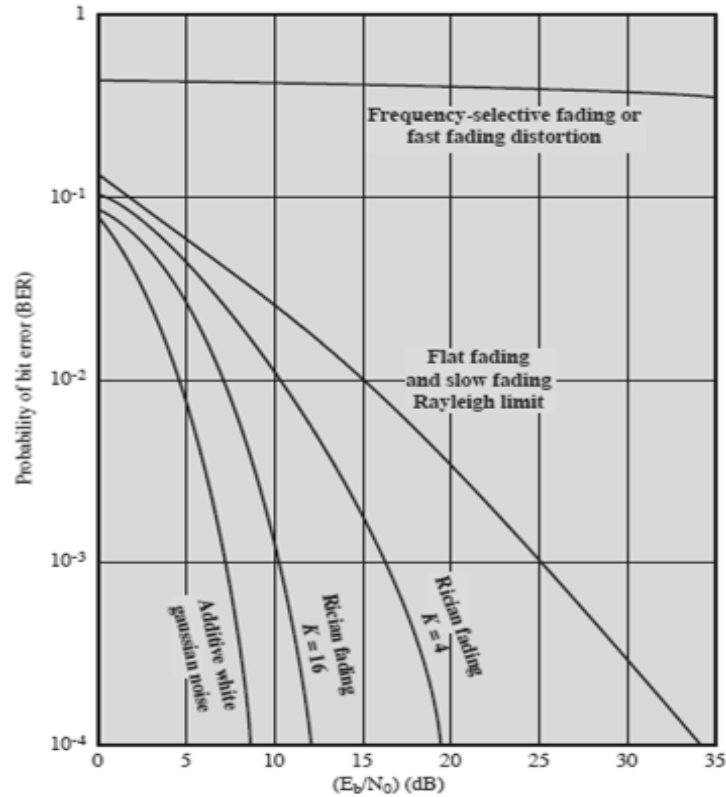


Figura 10 Tasa de BER teórico para varias condiciones de desvanecimiento.

El rendimiento sería adecuado para una aplicación de voz digitalizada, pero para la transferencia de datos digitales se necesitaría un intento de compensación. El canal Rayleigh ofrece relativamente un bajo desempeño; se ve mucho en el desvanecimiento plano y lento. En estos casos, mecanismos de compensación de error se vuelven más oportunos. Los esfuerzos para compensar estos errores y distorsiones caen bajo tres categorías generales: corrección de errores hacia delante, ecualización adaptiva, y técnicas de diversidad. En un ambiente inalámbrico móvil típico, las técnicas de las tres categorías se combinan para combatir las tasas de error presentes en el esquema de comunicaciones.

## 1.4 Esquemas de modulación

La modulación se refiere a un proceso que conmueve la señal de mensaje (señal banda base) en una banda de frecuencia (RF) específica que es dictada por el canal físico (módems). Para una transmisión eficiente de una señal de baja frecuencia sobre un canal, es necesario convertir la señal a una señal de alta frecuencia mediante una operación de modulación. Así mismo, en el lado receptor, la señal modulada de alta frecuencia es demodulada (el proceso de recuperación de la señal modulada) para extraer la señal de baja frecuencia deseada. Existen 4 tipos principales de esquemas de modulación de señales analógicas: Amplitud Modulada (AM), Frecuencia Modulada (FM), Modulación de Fase (PM), Pulso de Amplitud Modulada (PAM). De estos esquemas, nos enfocaremos en el esquema de modulación AM. [20]

### 1.4.1 Amplitud modulada (AM)

Históricamente, AM fue el primer método de modulación utilizado en los inicios de la radio, a principios del siglo XX y continúa utilizándose extensamente en todo el mundo, principalmente para servicios de radiodifusión sonora en las bandas de ondas medias (540 a 1600 KHz) y de ondas cortas (2 a 30 MHz). A pesar de ser un sistema de modulación poco eficiente, tanto desde el punto de vista espectral como de consumo de energía en el transmisor, una razón para seguir empleándolo es la simplicidad del receptor, lo que permite la fabricación de receptores sencillos y de bajo costo. Desde el punto de vista de la cobertura de estos servicios, las condiciones de propagación en esas bandas permiten dar cobertura a grandes extensiones sin necesidad de retransmisores, como es el caso de la radiodifusión en frecuencia modulada (FM).

En el esquema de AM, la amplitud de una señal sinusoidal de alta frecuencia  $A \cos(\Omega_0 t)$ , la señal portadora, es variado por la señal de baja frecuencia  $x(t)$ , la señal moduladora. Este proceso genera una señal de alta frecuencia, llamado señal modulada,  $y(t)$  dado por:

$$y(t) = Ax(t) \cos(\Omega_0 t)$$

Así, la amplitud modulada puede implementarse mediante el producto de la señal moduladora y la señal portadora. Para demostrar la propiedad de translación de frecuencia, tenemos que

$$x(t) = \cos(\Omega_1 t)$$

Donde,

$$\Omega_1 \ll \Omega_0$$

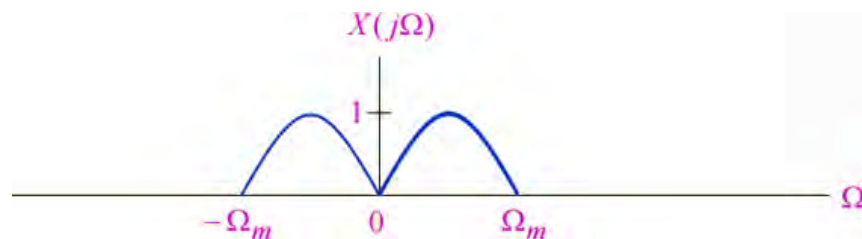
Entonces,

$$\begin{aligned} y(t) &= A \cos(\Omega_1 t) \cdot \cos(\Omega_0 t) \\ &= \frac{A}{2} \cos((\Omega_0 + \Omega_1)t) \frac{A}{2} \cos((\Omega_0 - \Omega_1)t) \end{aligned}$$

De las propiedades de la Transformada de Fourier en Tiempo Continuo (CTFT) vemos que el espectro  $Y(j\Omega)$  de  $y(t)$  es dada por

$$Y(j\Omega) = \frac{A}{2} X(j(\Omega - \Omega_0)) + \frac{A}{2} X(j(\Omega + \Omega_0))$$

Donde  $X(j\Omega)$  es el espectro de la señal moduladora  $x(t)$ . El espectro de la señal moduladora  $x(t)$  y de la señal modulada  $y(t)$  se muestran en la **Error! Reference source not found.** :



(a)



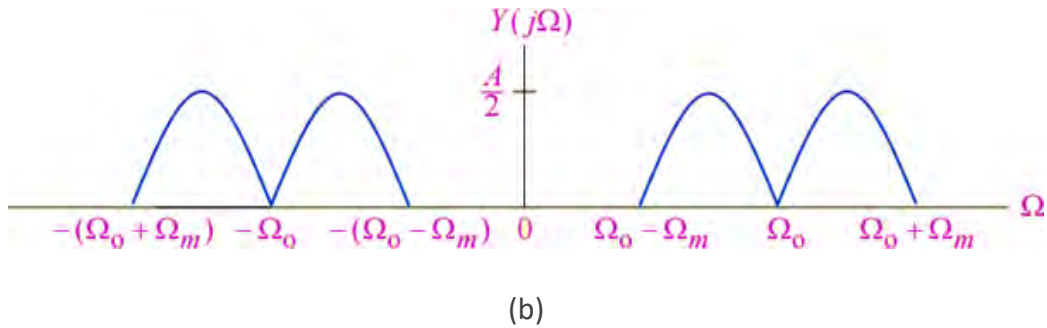


Figura 11 (a) Espectro de la señal moduladora  $x(t)$ , y (b) Espectro de la señal modulada  $y(t)$ .

Como pudimos observar de la figura anterior,  $y(t)$  es una señal de alta frecuencia de banda limitada con un ancho de banda de  $2\Omega_m$  centrado en  $\Omega_0$ . La porción de la señal modulada en amplitud entre  $\Omega_0$  y  $\Omega_0 + \Omega_m$  es conocido como banda lateral superior, mientras que la porción de la señal modulada en amplitud entre  $\Omega_0$  y  $\Omega_0 - \Omega_m$  es la banda lateral inferior.

Debido a la generación de dos bandas laterales y la ausencia del componente de portadora en la señal modulada, el proceso se denomina modulación de doble banda lateral con portadora suprimida (DSB-SC). La demodulación de  $y(t)$  para recuperar  $x(t)$  se lleva a cabo en dos etapas:

1. Primero,  $y(t)$  es multiplicado por una señal sinusoidal de la misma frecuencia que la portadora:

$$\begin{aligned} r(t) &= y(t) \cos \Omega_0 t = Ax(t) \cos^2 \Omega_0 t \\ &= \frac{A}{2} x(t) + \frac{A}{2} x(t) \cos(2\Omega_0 t) \end{aligned}$$

2. El resultado indica que  $r(t)$  está compuesto de  $x(t)$  escalado por un factor  $\frac{1}{2}$  y una señal de amplitud modulada con una frecuencia de portadora  $2\Omega_0$ .

En la Figura 12 podemos observar el espectro  $R(j\Omega)$  de  $r(t)$ . Así  $x(t)$  puede recuperarse de  $r(t)$  pasándolo mediante un filtro pasa bajas con una frecuencia acotada en  $\Omega_c$  satisfaciendo la siguiente relación:  $\Omega_m < \Omega_c < 2\Omega_0 - \Omega_m$ . La salida del filtro es ahora una réplica a escala de la señal moduladora.

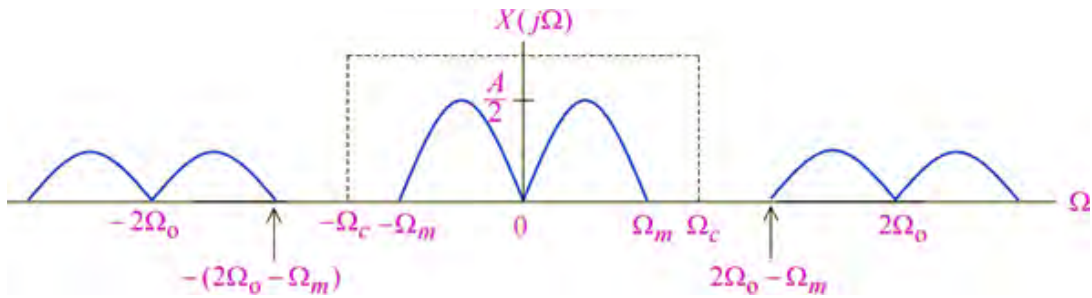


Figura 12 Espectro de  $R(j\Omega)$  de  $r(t)$ .

Veamos ahora en la Figura 13, el esquema de amplitud de modulación y demodulación. La suposición subyacente en el proceso de demodulación descrito anteriormente es que una señal sinusoidal idéntica a la portadora puede ser generada en el extremo receptor.

En general, es difícil asegurar que la señal sinusoidal demoduladora tiene una frecuencia idéntica a la de la portadora. Para solucionar el problema anterior, el proceso de modulación debe modificarse de tal manera que la señal transmitida incluya la señal portadora.

Esto puede lograrse mediante la redefinición de la operación de la modulación de amplitud de la siguiente manera:

$$y(t) = A[1 + mx(t)] \cos(\Omega_0 t)$$

Donde  $m$  es un número elegido para asegurar que  $[1 + mx(t)]$  sea positivo para todo  $t$ . Como la portadora está presente en la señal modulada, el proceso es denominado modulación de doble banda lateral.

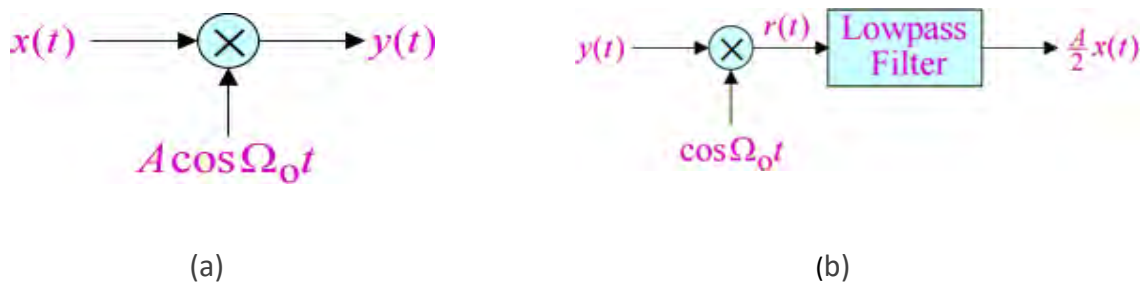
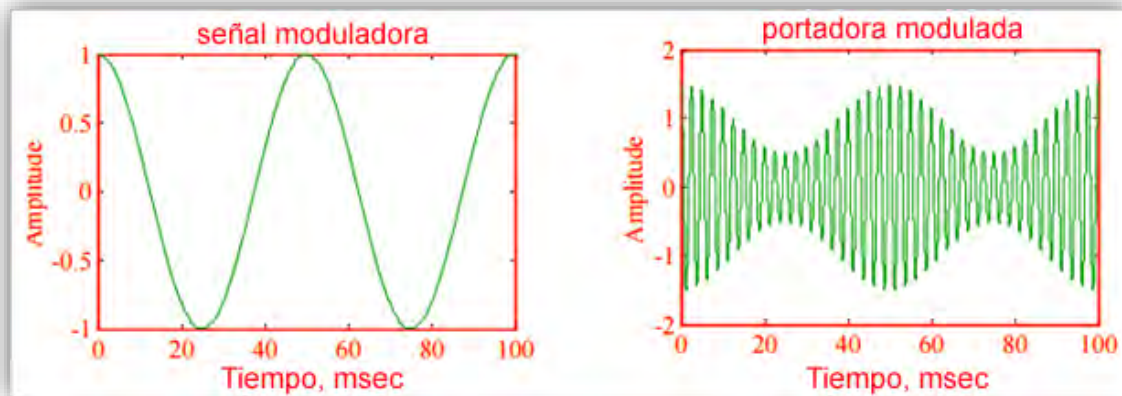


Figura 13 (a) Esquema de modulación, y (b) Esquema de demodulación.

La Figura 14 muestra las formas de onda de una señal sinusoidal moduladora de una frecuencia de 20Hz y la portadora de amplitud modulada con una frecuencia de portadora de 400 Hz obtenido usando un esquema de modulación DSB y  $m = 0.5$



(a)

(b)

Figura 14 (a) señal sinusoidal moduladora con frecuencia de 20Hz (b) portadora moduladora con una frecuencia de 400Hz basado en una modulación DSB.

En el caso del esquema de modulación de amplitud DSB convencional, como se observó en la figura anterior, la señal modulada tiene un ancho de banda de  $2\Omega_m$ , mientras que el ancho de banda de la señal moduladora es  $\Omega_m$ . Para aumentar la capacidad del medio de trasmisión, una forma modificada de la modulación de amplitud se emplea a menudo en la que se transmite ya sea la banda lateral superior o la banda lateral inferior de la señal modulada. El procedimiento correspondiente se denomina modulación de banda lateral única, una posible implementación del cual se ilustra en la

Figura 15:

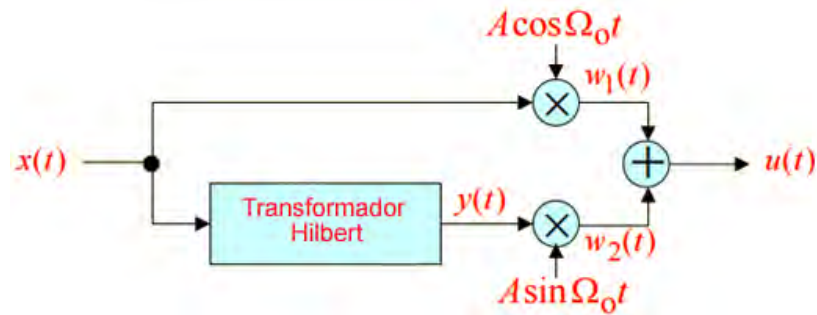


Figura 15 Esquema de modulación de banda lateral única empleando un transformador Hilbert.

### 1.4.2 Amplitud Modulada en Cuadratura (QAM)

Observamos anteriormente que la amplitud modulada DSB (Double Side-banded) tiene la mitad de eficiencia que la amplitud modulada SSB (Single Side-banded) con respecto a la utilización del espectro. El método de amplitud modulada en cuadratura utiliza la modulación DSB para modular dos señales diferentes de tal manera que ambos ocupen el mismo ancho de banda. Por consiguiente, QAM toma tanto ancho de banda como el método de SSB.

Para entender un poco más acerca del enfoque de QAM, considere  $x_1(t)$  y  $x_2(t)$  dos señales de baja frecuencia con banda limitada con un ancho de banda de  $\Omega_m$  como lo muestra la Figura 16. Las dos señales de modulación se modulan individualmente por las dos señales portadoras  $A \cos(\Omega_0 t)$  y  $A \sin(\Omega_0 t)$ , respectivamente, y son sumados, resultando en una señal compuesta  $y(t)$ :

$$y(t) = A x_1(t) \cos(\Omega_0 t) + A x_2(t) \sin(\Omega_0 t)$$

Las dos señales portadoras tienen la misma frecuencia de portadora  $\Omega_0$  pero tienen una diferencia de fase de  $90^\circ$ . La portadora  $A \cos(\Omega_0 t)$  es denominada componente en fase y la portadora  $A \sin(\Omega_0 t)$  es el componente de cuadratura.

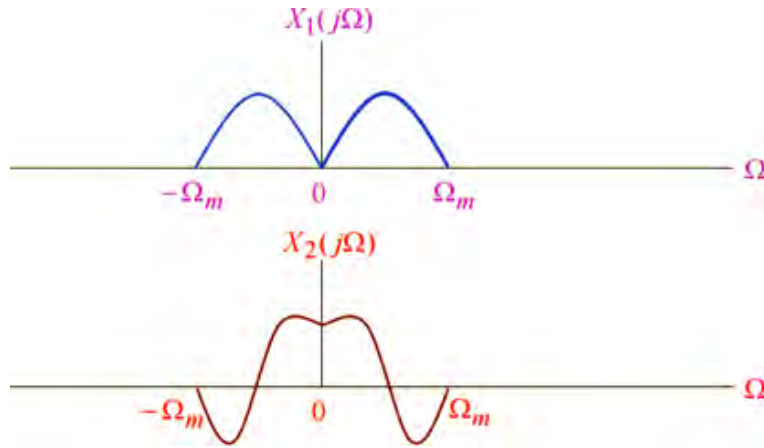


Figura 16 Dos señales de baja frecuencia con ancho de banda  $\Omega_m$ .

El espectro  $Y(j\Omega)$  de la señal compuesta  $y(t)$  es dado por:

$$Y(j\Omega) = \frac{A}{2} \{X_1(j(\Omega - \Omega_0) + X_1(j(\Omega + \Omega_0))\} + \frac{A}{2j} \{X_2(j(\Omega - \Omega_0) - X_2(j(\Omega + \Omega_0))\}$$

Es visto que  $y(t)$  ocupa el mismo ancho de banda que el de la señal modulada obtenido por una modulación DSB. Para recuperar  $x_1(t)$  y  $x_2(t)$ ,  $y(t)$  es multiplicado por ambos componentes en fase y en cuadratura de la portadora separados, dando un resultado de:

$$r_1(t) = y(t) \cos(\Omega_0 t)$$

$$r_2(t) = y(t) \sin(\Omega_0 t)$$

Sustituyendo la expresión para  $y(t)$  en ambas de las dos últimas ecuaciones, obtenemos:

$$r_1(t) = \frac{A}{2} x_1(t) + \frac{A}{2} x_1(t) \cos(2\Omega_0 t) + \frac{A}{2} x_2(t) \sin(2\Omega_0 t)$$

$$r_2(t) = \frac{A}{2} x_2(t) + \frac{A}{2} x_1(t) \sin(2\Omega_0 t) - \frac{A}{2} x_2(t) \cos(2\Omega_0 t)$$

El filtrado pasa bajas de  $r_1(t)$  y  $r_2(t)$  por filtros con un recorte (cutoff) en  $\Omega_m$  produce las dos señales moduladoras,  $x_1(t)$  y  $x_2(t)$ . La Figura 17 muestra una representación de un diagrama de bloques del esquema de modulación y demodulación de QAM.

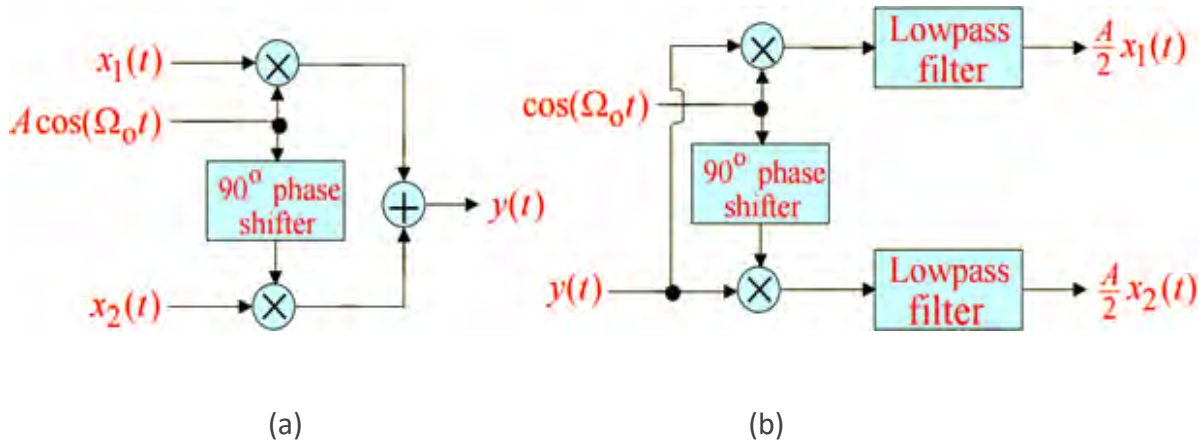


Figura 17 Representación esquemática de un diagrama de bloques del esquema de modulación y demodulación de QAM: (a) modulador (b) demodulador.

## 1.5 Justificación

Al diseñar un sistema de comunicación inalámbrica se puede generar tasas de errores que deben ser sometidos a diversas pruebas para verificar si el sistema está implementado correctamente. Para esto es necesario contar con generadores de ruido para probar el sistema de comunicación. Ya que, debido a la vulnerabilidad ante fallas en los sistemas de comunicación inalámbrica, estos sistemas deben ser altamente probados con el fin de cumplir con los requisitos de calidad muy exigentes y en constante crecimiento.

## 1.6 Objetivos

### Objetivo General

Se implementará un simulador de canal utilizando un modelo geométrico, el cual refleje el efecto Doppler de un canal de comunicaciones con desvanecimiento de Raleigh para comunicaciones V2V (vehicle-to-vehicle). Mediante este modelo de canal, el sistema de comunicaciones se verificará y probará con el generador de ruido multiplicativo implementado para obtener una tasa de error determinada bajo ciertas condiciones de degradación del canal inalámbrico.

## Objetivo Especifico

- Conocer los principales tipos de ruidos que afectan el canal de comunicaciones.
- Conocer los modelos de canal existentes para generar el ruido del canal de comunicaciones.
- Seleccionar un modelo de canal inalámbrico para simular/probar el modelo de comunicaciones.
- Implementar el modelo de canal.
- Pruebas del canal de comunicación.

## 1.7 Alcance

Los alcances están relacionados a proponer una serie de códigos los cuales implementen el modelo de canal geométrico para comunicaciones V2V.

# CAPÍTULO II Metodología e implementación de modelos de canal de comunicaciones

## 2.1 Análisis y arquitecturas de los modelos de canal por propagación

Un sistema de comunicación contempla la transmisión de señales de tal forma que ésta sea eficaz y segura. En esta sección veremos los elementos fundamentales de un sistema de comunicación, así como las principales características y modelos de propagación del canal inalámbrico (en general móvil) con desvanecimientos (efecto Doppler y multitrayectoria).



## 2.1.1 Sistemas de comunicaciones

La

**Figura 18**, ilustra un diagrama de bloques de un sistema de comunicación digital. La fuente de información puede ser analógica o digital. La señal captada por un micrófono o cámara e información captada por un servidor web son ejemplos de estas fuentes, respectivamente. El bloque de codificación de fuente tiene como tarea representar la información de entrada con la menor cantidad de bits posible. Para llevar a cabo esta tarea, el bloque de codificación de fuente, elimina parte de la redundancia presente en la señal introducida por la fuente, ofreciendo a la vez una compresión en el código. [21]



Figura 18 Diagrama de bloques de un sistema de comunicaciones digitales.

El bloque denominado codificación de canal resguarda los bits a consecuencia de la compresión contra errores producidos en el canal. Es importante tomar en cuenta que si se recibe muchos bits erróneos y redundantes sus efectos se propagaran cuando se descomprima la señal recibida. Este bloque cumple su tarea añadiendo redundancia. Cierto, nos puede parecer un tanto

confuso: hemos eliminado redundancia y ahora volvemos a introducirla. Sin embargo, hay que pensar que se trata de otro tipo de redundancia, destinada a evitar que se produzcan errores en el canal. Una forma simple, aunque poco eficiente, de código de canal consiste en repetir cada bit un número impar  $n$  de veces y en el decodificador de canal decidir por mayoría: si en los  $n$  bits recibidos hay más 1s que 0s, se decide que se transmitió un 1; en caso contrario un 0. La secuencia de bits que sale del codificador de canal debe ser ahora transformada en formas de onda que se adapten a las características del canal. Por otra parte, el bloque del modulador tiene como tarea hacer corresponder las formas de onda de un conjunto finito y discreto con los bits que se tienen a su entrada. Un caso muy sencillo, haciendo referencia al apartado anterior, la transmisión de un bit de valor 1 que corresponda con una forma de onda rectangular de un determinado nivel de voltaje, mientras que el 0 se corresponde con otro nivel distinto. Pero se pueden crear esquemas más eficientes considerando un número mayor de niveles mayores posibles, haciendo la correspondencia entre varios bits y una forma de onda. Por ejemplo, los bits de entrada al modulador se pueden agrupar de tres en tres para transmitir un pulso rectangular que pueda tomar uno de entre  $2^3 = 8$  niveles posibles. La clave de un buen diseño está en elegir adecuadamente las formas de onda para que su número sea la mayor posible para así enviar más bits por cada forma de onda transmitida y sean lo suficientemente distintas como para que al ser deterioradas en el canal se puedan seguir distinguiendo en el receptor. El canal que corresponde con el medio físico sobre el que transmitimos la señal que sale del modulador. Por ejemplo, el canal puede ser el cable de pares de línea telefónica, o el espacio libre en el caso de señales de radio como se ha mencionado en secciones previas (canal con ruido Gaussiano, con multitrayectoria, con efecto Doppler, etc.). Lamentablemente, todos los medios físicos deterioran la señal transmitida al menos de dos maneras: por un lado, distorsionan la forma de onda y por otro corrompen la señal incorporando ruido. Los bloques denominados demodulador, decodificador de canal y decodificador de fuente simplemente realizan las funciones inversas del modulador, codificador de canal y codificador de fuente, respectivamente. Por ejemplo, el demodulador debe convertir la forma de onda recibida en un grupo de bits, para lo que suele buscar aquella forma de onda transmitida que más se parece a la recibida. Por lo que respecta al bloque denominado destino de la información implica la vuelta al mundo analógico en aquellos

casos en que la señal a transmitir sea de esta naturaleza, y la presentación o almacenamiento en aquellos casos en que la fuente es digital. Por ejemplo, en el caso de una señal de voz, el bloque destino de información convierte los bits de entrada en una señal audible.

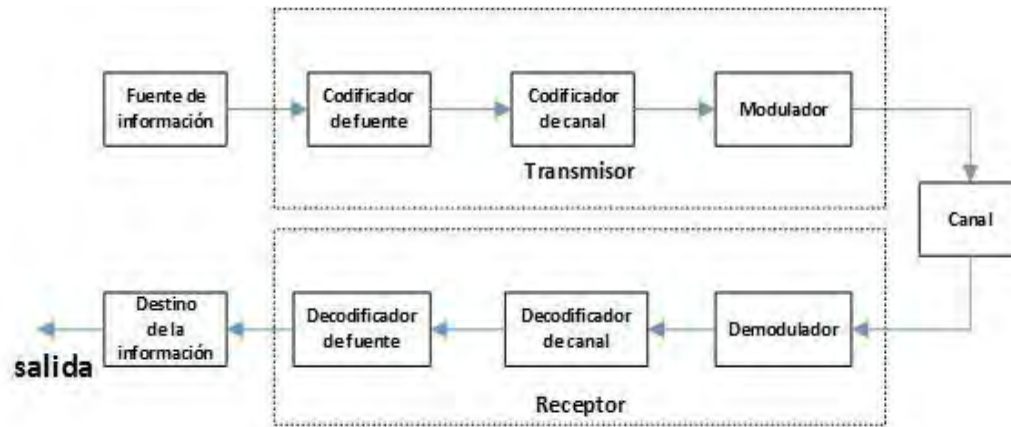


Figura 19 Componentes del Transmisor y receptor.

Cabe mencionar que los bloques de codificador de fuente, codificador de canal y modulador digital componen el transmisor, mientras que el demodulador, el decodificador de canal y el decodificador de fuente componen el receptor como se ilustra en la

**Figura 19.** En aplicaciones en que es necesario mantener una comunicación bidireccional, es frecuente encapsular el transmisor y receptor en un único equipo que se conoce como modem, término que procede de la combinación de las palabras “modulador” y “demodulador”. El ejemplo más conocido es el modem telefónico, empleado para comunicar información digital sobre el cable de pares telefónico.

## ***Canal de comunicación***

La existencia de un canal es la razón que justifica la existencia de un sistema de comunicación, y la forma en que un canal degrada la señal que ponemos a su entrada es la guía para el diseño del sistema de comunicaciones. Por esta razón, conviene mencionar que los tipos de canales más importantes son los canales mediante cables (medio físico) y los canales de radio (inalámbricos). En este trabajo se estará utilizando el medio de transmisión inalámbrico como canal de comunicaciones.

### **2.1.2 Sistema de comunicación con ruido.**

El ruido es todo aquello en una señal que no es de interés, la degrada o distorsiona e impide o limita el uso de tal información. Puede existir ruido antes, después o estar en el sensor con los que interacciona la señal, o en el medio que la genera, amplifica, envía, transmite o recibe. Puede haber ruido en su codificación y hasta en su interpretación. Esto no sólo incluye fluctuaciones desde suaves (bajas frecuencias), hasta aquellas abruptas (altas frecuencias), sino que comprende señales coherentes pero cuya información no es relevante al estudio y debe ser separada o filtrada. En general, el ruido no se puede eliminar totalmente, sino que se atenúa, pero en muchas aplicaciones la atenuación puede ser tan elevada que parece no existir. La comprensión del canal inalámbrico es una parte esencial para el conocimiento de la operación, diseño y análisis de cualquier sistema de comunicaciones inalámbrico. La arquitectura de un sistema de comunicación genérico se ilustra en la Figura 20. Fue descrito originalmente por Claude Shannon de los Laboratorios Bell en su clásico papel de 1948 'A Mathematical Theory of Communication'. [22]

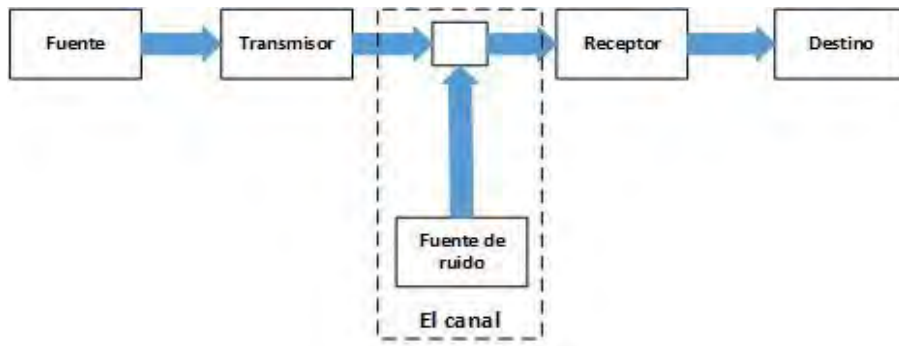


Figura 20 Arquitectura de un sistema de comunicación genérico.

Enfatizando lo mencionado en el tema anterior, el funcionamiento de un sistema de comunicación empieza cuando la fuente de información intenta enviar información a un destino. Los datos se convierten en una señal adecuada para el envío por el transmisor y después se envía a través del canal. El propio canal modifica la señal de manera que pueden ser más o menos impredecibles al receptor, por lo que el receptor debe estar diseñado para superar estas modificaciones y por lo tanto debe poder entregar la información a su destino final con el menor número de errores o distorsiones como sea posible. Esta representación se aplica a todos los tipos de sistemas de comunicación, ya sea inalámbrica o de otro modo. En el canal inalámbrico específicamente, las fuentes de ruido pueden subdividirse en efectos aditivos y multiplicativos, como se muestra en la Figura 21.

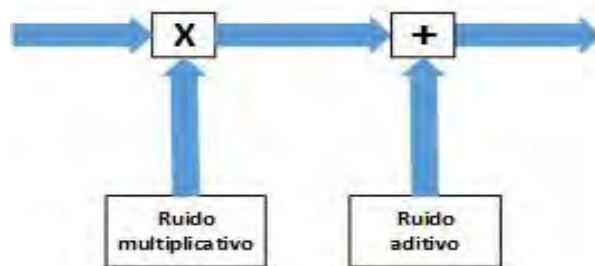


Figura 21 Dos tipos de ruido en un canal de comunicación inalámbrica.

### 2.1.3 Ruido aditivo blanco Gaussiano (AWGN)

El ruido AWGN surge del ruido generado dentro del propio receptor, tales como el ruido térmico y un disparo en componentes pasivo y activos, así como de fuentes externas, como los efectos atmosféricos, la radiación cósmica y la interferencia de otros transmisores y aparatos eléctricos. Algunas de estas interferencias pueden introducirse intencionalmente, pero se deben controlar cuidadosamente, por ejemplo, cuando los canales se vuelven a utilizar con el fin de maximizar la capacidad del radio celular. Supongamos que envío una señal  $x(t) = x(t) + n(t)$ , la distribución o la PDF (Función de densidad de probabilidad) es Gaussiana. Si se genera números aleatorios hay una mayor concentración con base a la media como podemos observar en la Figura 22. Es muy importante mencionar que el ruido aditivo gaussiano siempre está presente en los canales de comunicaciones y no se puede eliminar totalmente. Sin embargo, este tipo de ruido se puede controlar para que no afecte el canal drásticamente.

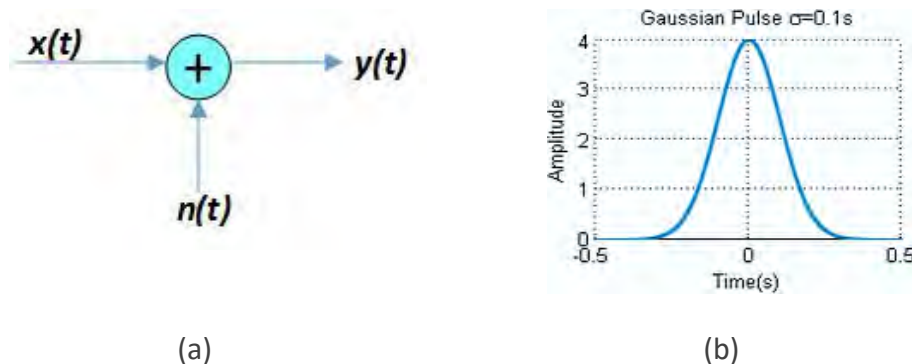


Figura 22 (a) Incorporación de ruido aditivo a una señal arbitraria  $x(t)$ . (b) Ruido aditivo con función de densidad de probabilidad Gaussiana.

### 2.1.4 Ruido multiplicativo

El ruido multiplicativo surge de los diversos procesos encontrados por ondas transmitidas en el camino, desde la antena del transmisor hasta la antena del receptor. Las distorsiones generadas sobre la señal transmitida ya han sido presentadas en secciones anteriores. Sin embargo, las más importantes y de manera resumida son:

1. Reflexión (de las superficies lisas de las paredes y colinas).
2. Absorción (por muros, árboles y por la atmosfera).
3. Dispersión (de superficies ásperas como el mar, terreno áspero y las hojas y ramas de árboles).
4. Difracción (de bordes, tales como techos de los edificios y de las cumbres).
5. Refracción (debido a las capas atmosféricas y materiales clasificadas).

Es convencional subdividir aún más los procesos multiplicativos en el canal en tres tipos de desvanecimiento: pérdida de trayectoria, desvanecimiento lento y desvanecimiento rápido, las cuales aparecen como procesos variables en el tiempo entre antenas, como se muestra en la Figura 23. Todos estos procesos varían conforme las posiciones relativas del transmisor y receptor cambian y como cualquier objetos o materiales que contribuye entre antenas se muevan.



Figura 23 Contribuciones al ruido en un canal inalámbrico.

Un ejemplo de los tres procesos de desvanecimiento se ilustra en la Figura 24, la cual muestra una señal simulada, pero no obstante realístico, recibida por un receptor móvil que se desplaza de una estación base transmisora. La pérdida de trayectoria conduce a una disminución general de la intensidad de la señal conforme la distancia entre el transmisor y el receptor aumenta. Los procesos físicos que lo causan son la propagación de las ondas hacia el exterior desde la antena de transmisión y los efectos de obstrucción de árboles, edificios y colinas. Un sistema típico puede

implicar variaciones en la pérdida de trayecto de alrededor de unos 150 dB sobre su área de cobertura diseñada. Superpuesta a la pérdida de propagación está el ensombrecimiento, el cual cambia más rápidamente, con variaciones significativas a distancias de cientos de metros y, generalmente implican variaciones de hasta alrededor de 20 dB. El ensombrecimiento surge debido a la naturaleza variable de los obstáculos particulares entre la base y el móvil, particularmente, los edificios altos o bosques densos. Desvanecimiento rápido implica variaciones en escala de media longitud de onda (50 cm a 300 MHz, 17 cm a 900 MHz) y con frecuencia introduce variaciones tan grandes como 35-40 dB. Es el resultado de la interferencia constructiva y destructiva entre copias múltiples de las señales que llegan al móvil desde la estación base.

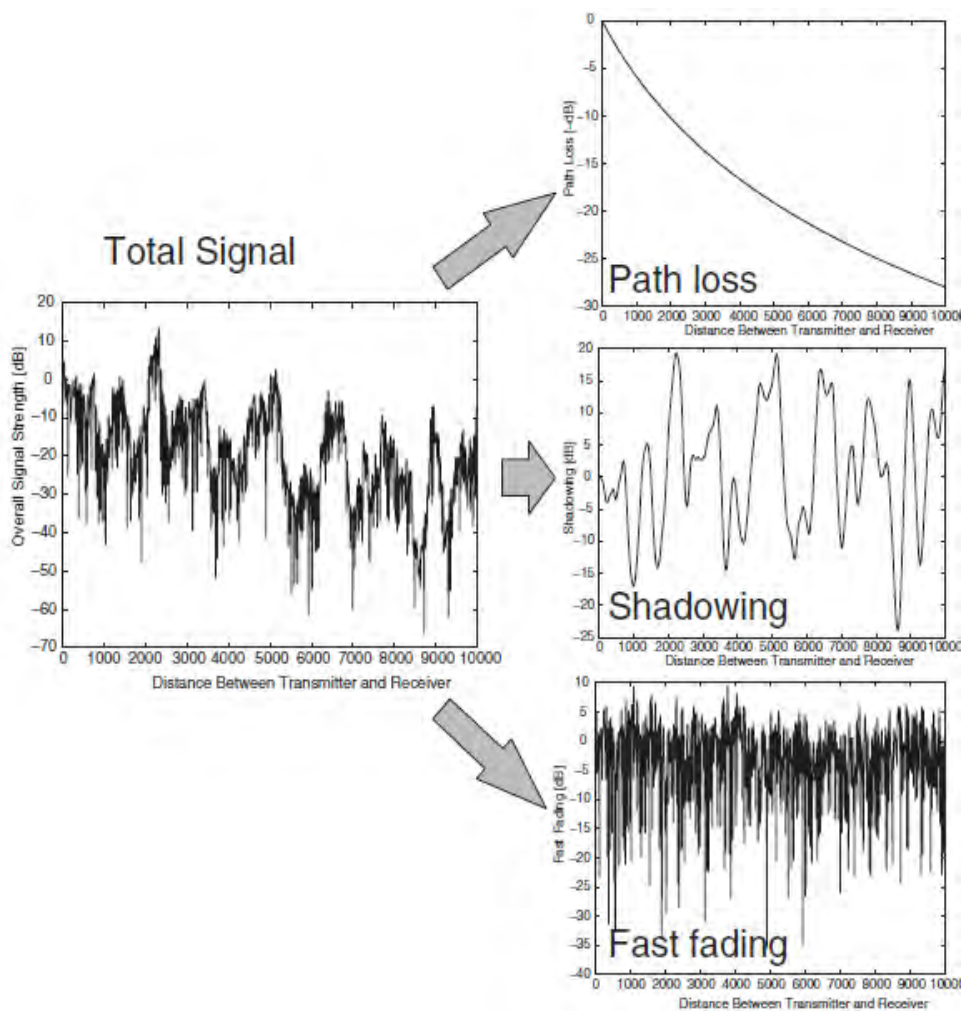




Figura 24 Escalas de variación de nivel en una señal con receptor móvil.

## 2.2 Canales selectivos en tiempo y frecuencia

La intensidad de la onda electromagnética emitida por el transmisor se atenúa con la distancia elevada a un factor que oscila entre 2 para el medio libre y 4 – 6 en entornos urbanos o interiores. A este hecho, ha de añadirse la posibilidad de que la comunicación no se encuentre en línea directa de visión. En estos casos, la frecuencia a la que se está transmitiendo tiene un papel fundamental para definir índices de penetración, reflexiones o sombras electromagnéticas sobre los obstáculos. En este sentido, los efectos más perjudiciales para la propagación inalámbrica son la difracción, reflexión y dispersión de la señal. Como resultado se producen importantes desvanecimientos aleatorios de la señal en el receptor: el denominado multitrayecto provoca diversidad en la respuesta en frecuencia del canal y una respuesta al impulso dispersiva. Además, si hay diferencia de velocidad entre el transmisor y receptor, como en el caso de los canales inalámbricos móviles, el efecto Doppler provoca que la respuesta al impulso y la respuesta en frecuencia sean variables con el tiempo. [23]

### 2.2.1 El efecto Doppler sobre la señal transmitida

El efecto Doppler no es simplemente funcional o aplicativo al sonido, sino también a otros tipos de ondas, aunque nosotros solo podemos ver reflejado el efecto realmente cuando se trata de ondas de sonido. Este efecto es el aparente cambio de frecuencia de una onda producida por el movimiento relativo de la fuente en relación a su observador. Para un claro entendimiento, seguramente más de una vez hemos escuchado la sirena de un coche policía o de una ambulancia pasar frente a nosotros. Cuando el sonido se encuentra a mucha distancia y comienza a acercarse es sumamente agudo hasta que llega a nosotros. Cuando se encuentra muy cerca el sonido se hace distinto, lo escuchamos como si el coche estuviera parado. Luego cuando continua su viaje se va alejando por lo que escuchamos un sonido más grave. En el efecto Doppler se supone que

los terminales o el medio están en movimiento y la señal recibida también varía en frecuencia a lo largo del tiempo.



Figura 25 Ilustración del efecto Doppler.

### 2.2.2 Efecto multitrayectoria sobre la señal transmitida.

Una definición más detallada del efecto denominado multitrayectoria es cuando en el receptor se obtienen versiones de la señal que han llegado a través de distintos trayectos, con o sin línea de visión directa. Como resultado, a la componente principal de la señal (la correspondiente, en caso de que exista, al rayo directo) se superponen versiones retrasadas de la misma señal causando interferencia entre símbolos o inter-symbol Interference (ISI), un efecto mencionado en temas anteriores. Además, las señales pueden llegar simultáneamente y pueden deferir en amplitud, fase o frecuencia, provocando sumas constructivas o destructivas que atenúan o amplifican aleatoriamente la señal resultante en el receptor.

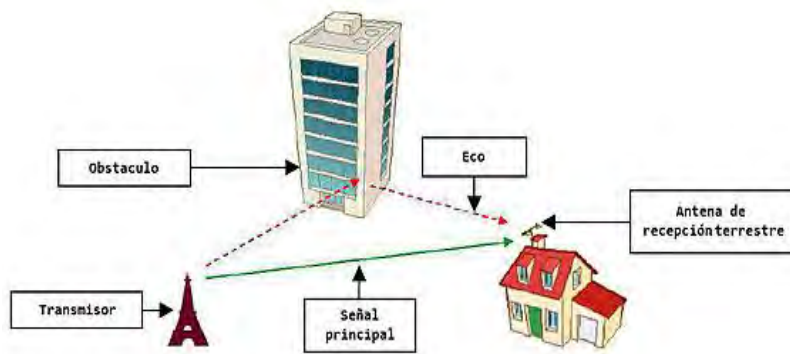


Figura 26 Ilustración del efecto multitrayectoria.

### 2.2.3 Efectos del desvanecimiento (fading)

Los desvanecimientos aleatorios, en inglés Fading, del medio son una de las mayores diferencias de la transmisión inalámbrica con respecto a la transmisión por cable. En general, los efectos de desvanecimiento del canal, referenciado en [23], se clasifican en tres tipos: (i) variaciones a gran escala: (ii) variaciones a media escala modeladas como distribuciones log-normales y (iii) variaciones en pequeña escala, desvanecimiento rápido, con distribuciones estadísticas Rice (suponiendo rayo directo), Rayleigh (suponiendo la ausencia de rayo directo) o en general, Nakagami-m (que engloba las anteriores como casos particulares).

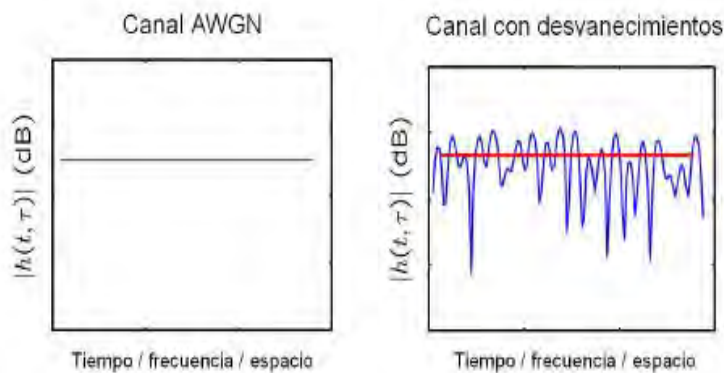


Figura 27 Canal de AWGN (sin desvanecimientos) frente a canales con desvanecimientos.

Mientras que los efectos (i) y (ii) pueden mitigarse mediante el re-diseño del sistema a largo-mediano plazo, éste no es el caso para los desvanecimientos rápidos en (iii). Los parámetros básicos que caracterizan la transmisión inalámbrica sobre entornos con variaciones a pequeña escala son la coherencia y la selectividad. La coherencia describe la longitud del intervalo (espacial, temporal o frecuencial) en el que el valor del canal se puede considerar aproximadamente constante. La selectividad, por otro lado, mide la variabilidad del canal. La Figura 27 muestra un canal sin desvanecimientos con ruido (AWGN) y otro selectivo en tiempo, frecuencia o espacio, respectivamente. El eje vertical representa la amplitud de la respuesta al

impulso del canal  $h(t; \tau)$  en escala logarítmica. A continuación se repasan los parámetros que caracterizan  $h(t; \tau)$  : la dispersión temporal que provoca selectividad en frecuencias (Multitrayectoria) y la selectividad en el tiempo provocada por el efecto Doppler.

## 2.2.4 Canal selectivo en tiempo: efecto Doppler

Un canal selectivo en tiempo tiene la propiedad de que la respuesta al impulso es variable en el tiempo. Con fase y amplitud aproximadamente constante solo pueden ser observados durante un intervalo de tiempo suficientemente pequeño. El desvanecimiento que se produce en alguna frecuencia será muy cerca de la misma, es decir, altamente correlacionados, durante tiempos muy próximos entre sí, y esencialmente independiente de tiempo lo suficientemente separadas. La falta de correlación en desvanecimiento de una frecuencia dada en intervalos de tiempo es lo que se denomina desvanecimiento selectivo en tiempo. [24]

El efecto de la variación rápida del nivel de potencia de la señal recibida en el dominio del tiempo se explica desde el punto de vista de la frecuencia, al producirse el efecto Doppler, cuando el transmisor y/o receptor están en movimiento produciendo degradaciones en la señal como se puede apreciar en la Figura 28. El efecto Doppler consiste en el desplazamiento del espectro de una señal recibida debido a la diferencia de velocidades entre transmisor y receptor. Este efecto se mide mediante una magnitud conocida como desplazamiento Doppler que viene dada por:

$$v = v_{max} \cos \alpha = \frac{V}{V_{prop}} f_0 \cos \alpha$$

Donde  $\alpha$  es el ángulo entre la dirección de la señal recibida y la dirección de movimiento del receptor que se define en el intervalo  $[0, \pi]$ ,  $v_{max}$  es el desplazamiento Doppler (se produce cuando  $\alpha = 0$  ó  $\pi$ ),  $v$  es la diferencia de velocidades entre el transmisor y receptor,  $f_0$  la frecuencia de portadora y  $V_{prop}$  es la velocidad de propagación de la onda electromagnética por el medio de transmisión, que suele tomarse como  $c$ , suponiendo que el medio es el vacío.

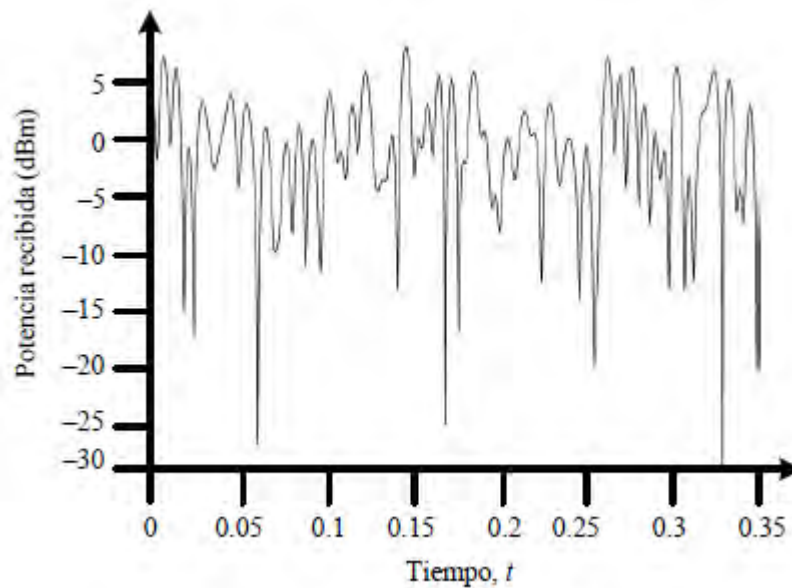


Figura 28 Desvanecimientos a corto plazo en una señal transmitida a 900 MHz y recibida por un vehículo desplazándose a 60 Km/h.

### 2.2.5 Canal selectivo en frecuencia: efecto multitrayectoria

En sistemas de comunicaciones inalámbricas, la señal transmitida se propaga normalmente a través de varios caminos diferentes desde el transmisor al receptor, esto puede hacer que exista un retraso de propagación mayor que el periodo del símbolo y se produzca el llamado desvanecimiento selectivo en frecuencia. Esto puede deberse a las reflexiones de las ondas de radio de los edificios u otros obstáculos, y causan la propagación por trayectos múltiples. Cada uno de los componentes de estas trayectorias múltiples tienen generalmente diferentes retardos de propagación relativos y atenuaciones que, cuando se suman en el receptor, resultan en un tipo de efecto de filtrado sobre la señal recibida en donde las diferentes frecuencias de la forma de onda modulada están experimentando diferentes atenuaciones y/o cambios de fase. [25]

Esto normalmente se denomina desvanecimiento selectivo en frecuencia. Lo anterior se encuentra ejemplificado de manera gráfica en la Figura 29. Si enviamos un pulso, al viajar en el espacio al receptor por dos o más caminos diferentes, y generalmente uno de estos es más corto o largo, lo que ocasiona que la señal sea atenuada, retrasada en el tiempo y distorsionada. Esta señal debió encontrar muchos obstáculos durante el viaje y como resultado hacer que lleguen múltiples copias con retardos. Al llegar la señal, se recibió tres múltiples copias o ecos con valores 0.8, 0.15, 0.05 debido a la dispersión y pérdida de trayectoria dada por la movilidad.

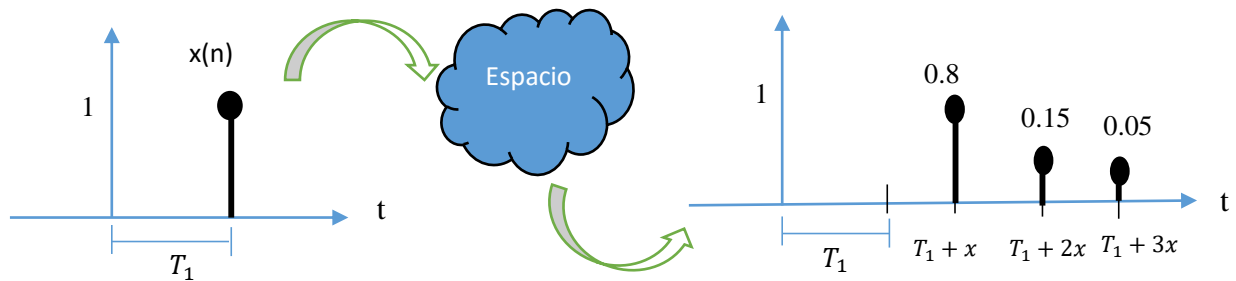


Figura 29 Impacto de un canal con multitrayectoria (selectivo en frecuencia).

Al sumar los retardos nos dan la unidad completa:

$$y(n) = x(n) * \mathbf{0.8} + x(n - 1) * \mathbf{0.15} + x(n - 2) * \mathbf{0.05}$$

Si queremos implementar un canal selectivo en frecuencia es necesario tener un filtro FIR (Finite response impulse) para simular los retardos de la señal. La arquitectura para implementar el filtro FIR y representar el canal selectivo en frecuencia se muestra en la Figura 30.

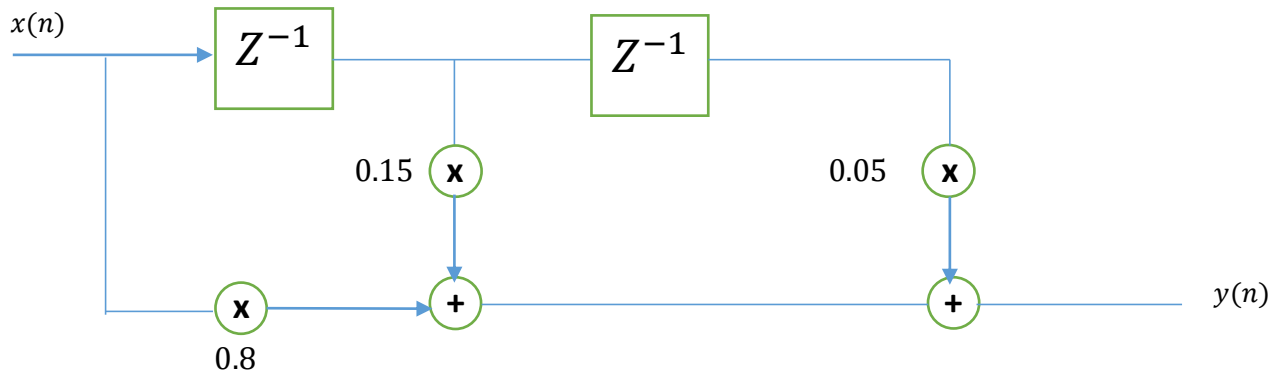


Figura 30 Implementación de un canal selectivo en frecuencia mediante filtro FIR.

## 2.2.6 Canal selectivo en tiempo y frecuencia

Supongamos que el canal inalámbrico tiene una respuesta al impulso no dispersiva pero variante en el tiempo  $h(t; \tau) = h(t)$ . Esta variabilidad viene normalmente provocada por el efecto Doppler. Este tipo de canales se denominan multiplicativos, pues la señal en el receptor es la misma señal de entrada multiplicada por el canal  $h(t)$  para cada uno de los instantes de tiempo. Si se introduce un impulso en frecuencia, este canal esparce esta frecuencia a lo largo de múltiples copias con una máxima dispersión dictada por la frecuencia Doppler [23]. Definiendo  $BW_d$  como una medida de esta dispersión máxima, el tiempo de coherencia  $T_c$  está inversamente relacionado con  $BW_d$  o lo que es lo mismo

$$T_c = \frac{1}{BW_d}$$

Pudiendo interpretarse este resultado como el dual del obtenido para los canales dispersivos en el tiempo. Sea  $h(t; \tau)$  la respuesta al impulso del canal. En un canal dispersivo en tiempo y frecuencia,  $h(t; \tau)$  es la superposición retardada de múltiples rayos:

$$h(t; \tau) = \sum_p h_p(t) \delta(\tau - \tau_p(t)),$$

en donde  $h_p(t)$  es igualmente a la suma de múltiples sub-rayos con un mismo retardo  $\tau_p$ . El  $m$ -ésimo sub-rayo dentro del  $p$ -ésimo rayo tiene una amplitud  $a_{p,m}(t)$ , fase  $\phi_{p,m}(t)$  y desplazamiento en frecuencia  $f_{p,m}(t)$  debido al efecto Doppler y tiene la forma

$$h_p(t) = \sum_m a_{p,m}(t) e^{j\phi_{p,m}(t)} e^{j2\pi f_{p,m}(t)}$$

En donde,  $f_{p,m}(t)$  son los desplazamientos en frecuencias Doppler, que se calculan en base a una formula o método y dependen de la velocidad como fue explicado en la sección 6.4.

$$f_{p,m} = \frac{v f}{c}$$

donde  $v =$  velocidad,  $f =$  frecuencia y  $c =$  velocidad de la luz ( $3 \times 10^8$  m/s)

Es necesario especificar que  $h_p(t)$  es un modelo de canal para comunicaciones de Fijo-Móvil (Fixed to Mobil, F2M) selectivo en tiempo y que representa ya sea al transmisor o receptor. Para comunicaciones V2V se necesitan de otra ecuación que represente el transmisor y receptor; esto se puede hacer mediante el uso de dos exponenciales. Más adelante se explicará más a detalle acerca de esta ecuación. Si queremos implementar un canal selectivo en tiempo y frecuencia podemos representarlo mediante el siguiente filtro ilustrado en la Figura 31. La implementación de este canal mediante el filtro es representada por la sumatoria:

$$y(n) = h_1(n) + h_2(n) + h_3(n) + n(n)$$

Donde  $h_1, h_2, h_3$  son generados con la formula anterior. Entonces si queremos generar un canal multirayectoria que represente esta ecuación tenemos que utilizar varios de estos en paralelo.



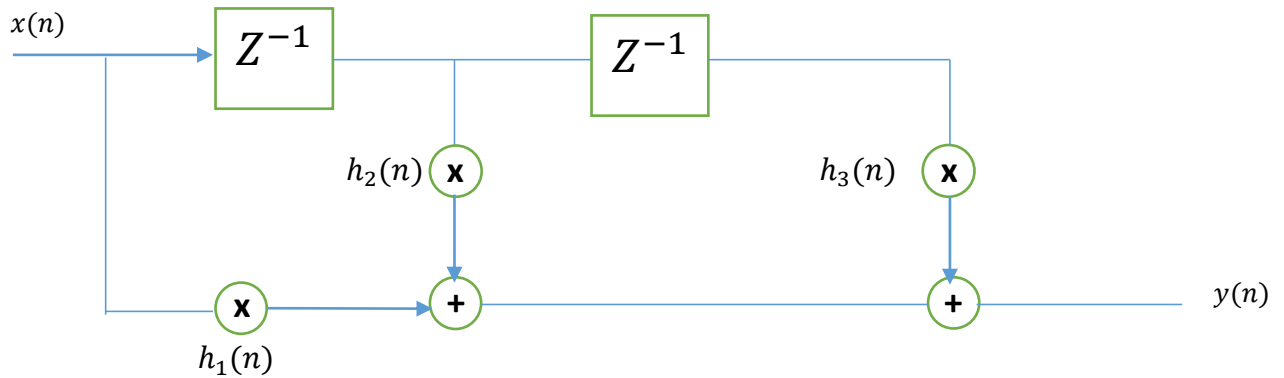


Figura 31 Canal selectivo en tiempo y frecuencia.

La figura anterior es un canal selectivo en tiempo porque los coeficientes de  $h$  son variables y pueden tomar valores diferentes en determinados periodos de tiempo. En un instante de tiempo  $h_1, h_2, h_3$  podría tomar valores de, por ejemplo, 0.8, 0.1, 0.1 pero en otro instante de tiempo podría tomar valores de .7, .15, .15 y así sucesivamente. También es un canal selectivo en frecuencia porque como podemos observar en el filtro, tenemos dos retardos. El canal puede tener cuantos retardos se requieran. Sin embargo, existen estándares que nos ayudan a definir estos retardos. Hay que observar de igual manera, que el ruido aditivo se añade también.

La Figura 32 ilustra un ejemplo de emulador de canal en banda base con desvanecimiento Multitrayectoria Rayleigh en banda base de tres caminos. La señal de transmisión  $x[n]$  con dos versiones retardadas diferentes pasan a través de tres emuladores de canales con desvanecimiento plano Rayleigh independientes seguido por un combinador antes de inyectar ruido aditivo. Cada emulador de canal con desvanecimiento plano independiente debe tener una ganancia de retardo de entrada y salida diferente dependiendo del perfil de retardo de potencia del canal objetivo.

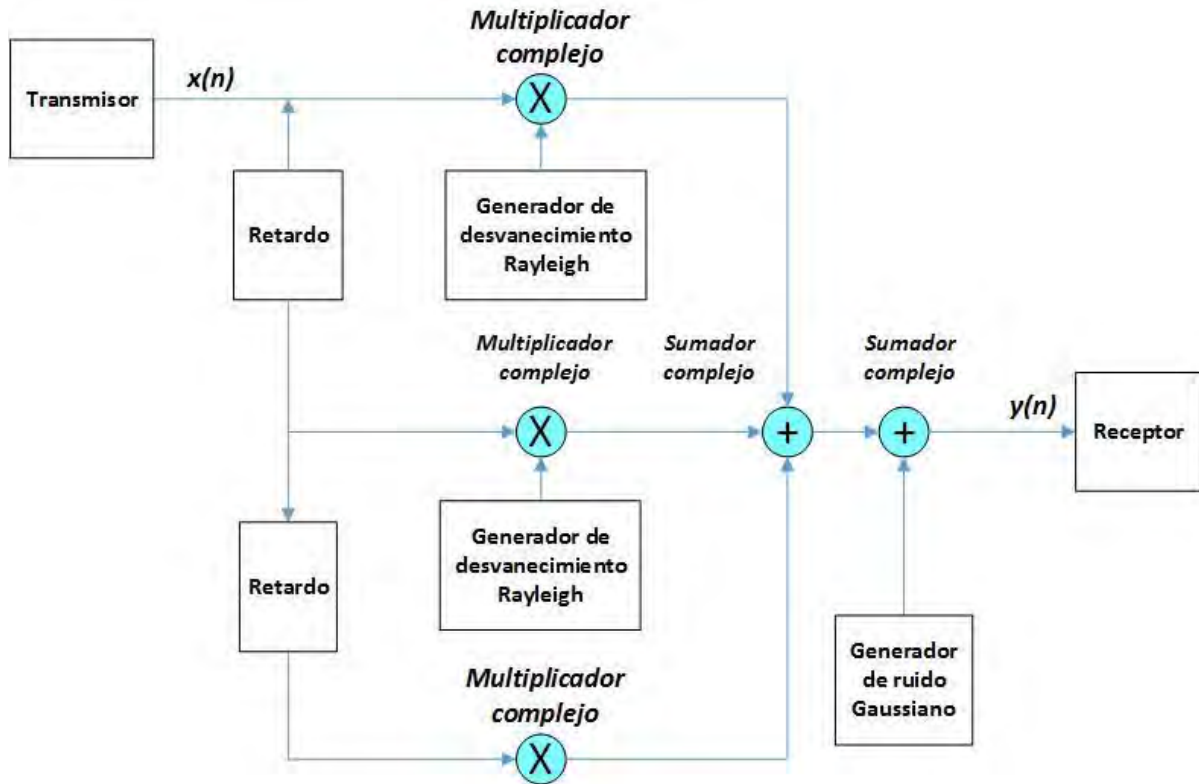


Figura 32 Emulador de canal de banda base con desvanecimiento Rayleigh con multitrayectoria.

### 3.1 Modelo de canal selectivo en tiempo para comunicaciones V2V

Como se ha mencionado en temas anteriores, la práctica de simulación y evaluación del rendimiento de un sistema de comunicación V2V (vehicle-to-vehicle) para escenarios más realistas, es deseable desarrollar modelos de canal precisos. En este trabajo, se usa el concepto de “modelado geométrico de doble anillo” para describir un entorno de V2V generalizado, el modelo utilizado considera ampliamente las distribuciones del ángulo de arribo (AoA, angle of arrival) y el ángulo de salida (AOD, angle of departure), y por lo tanto proporcionan una buena aproximación a las propiedades estadísticas deseadas del modelo de referencia. En los últimos años, la comunicación vehículo a vehículo (V2V) ha recibido una atención creciente debido a

algunas nuevas aplicaciones, tales como las redes ad hoc móviles inalámbricas [26], y comunicaciones dedicadas de corto alcance para los sistemas de transporte inteligente (IEEE 802.11p) [27]. Tales sistemas V2V consideran que tanto el transmisor (Tx) y el receptor (Rx) están en movimiento y están equipados con antenas de baja elevación. Para analizar y diseñar dichos sistemas V2V exitosamente, es necesario disponer de modelos de referencia matemáticos adecuados para los canales de propagación subyacentes. Aparte del modelado de un canal V2V y la investigación de sus propiedades estadísticas, el desarrollo de modelos de simulación de canal V2V precisos, también juega un rol muy importante en la práctica de simulación y evaluación de rendimiento de los sistemas V2V. Sin embargo, en la literatura, la mayoría de los modelos de simulación de canal para las comunicaciones inalámbricas fueron desarrollados para sistemas convencionales de radio celulares fijas a móvil (F2M, Fixed to Mobil). [28]

Como se ha mencionado en la referencia [29], los modelos de simulación para canal F2M no se puede utilizar fácilmente para simular un canal V2V debido a las diferencias de sus propiedades estadísticas. Wang y Cox [30] fueron los primeros en proponer un modelo de simulación de canal V2V de desvanecimiento Rayleigh con dispersión isotrópica utilizando el método de filtrado del espectro de línea. Debido a la aplicación de filtrado del espectro de línea, el modelo tiene una alta complejidad y deficiencias de rendimiento severas como se señaló en la referencia. Por lo tanto, el método de suma de senoides (SoS) se utilizó en la referencia [29] para desarrollar mejores modelos de simulación V2V con desvanecimiento Rayleigh y dispersión isotrópica. En términos generales, el método SoS nos permite aproximar los procesos de desvanecimiento aleatorio subyacentes mediante la superposición de un número finito de funciones armónicas adecuadamente ponderadas. Un modelo de simulación basado en SoS podría ser determinístico o estocástico en términos de parámetros subyacentes (ganancias, frecuencias, y fases). Para un modelo determinista, todos los parámetros son fijos para todas las pruebas de simulación. Por el contrario, un modelo estocástico tiene al menos un parámetro (ganancia y/o frecuencias) como variable aleatoria que varía para cada prueba de simulación. Por lo tanto, las propiedades estadísticas relevantes de un modelo estocástico varían para cada prueba de simulación, pero convergen adecuadamente cuando es promediado sobre un número suficiente de pruebas. En la referencia [29], los autores utilizaron el concepto de “double-ring” para derivar dos modelos de

simulación basados en SoS (modelos determinísticos y estocásticos) para canales V2V con dispersión isotrópico.

### 3.1.1 Modelo de referencia

Utilizando el modelo matemático de Akki y Haber [32] y considerando las direcciones del movimiento de Tx y Rx, podemos expresar la envolvente con desvanecimiento de **nuestro modelo de referencia a implementar** bajo una suposición de desvanecimiento V2V Rayleigh con dispersión no isotrópica de banda estrecha, como

$$h(t) = h_i(t) + jh_q(t) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N e^{j\psi_n} e^{j[2\pi f_{T_{max}} t \cos(\phi_T^n - \gamma_T) + 2\pi f_{R_{max}} t \cos(\phi_R^n - \gamma_R)]}$$

$$h(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N e^{j\psi_n} e^{j2\pi f_{T_{max}} \cos(\phi_T^n - \gamma_T) t} \cdot e^{j2\pi f_{R_{max}} \cos(\phi_R^n - \gamma_R) t}$$

Donde,  $h_i(t)$  y  $h_q(t)$  son los componentes de fase y cuadratura de la envolvente desvanecida compleja  $h(t)$ , respectivamente,  $j = \sqrt{-1}$ ,  $N$  es el número de funciones armónicas representando trayectorias de propagación (dispersión efectiva),  $f_{T_{max}}$  y  $f_{R_{max}}$  son la frecuencia Doppler máxima debido al movimiento de Tx y Rx, respectivamente. Tx y Rx se mueven en direcciones determinados por el movimiento del ángulo  $\gamma_T$  y  $\gamma_R$ , respectivamente. Los AoA y AoD aleatorios de la  $n$ -ésima trayectoria es expresado por  $\phi_T^n$  y  $\phi_R^n$ , respectivamente, y  $\psi_n$  es la fase aleatoria uniformemente distribuida en  $[-\pi, \pi)$ . Se asume que  $\phi_T^n$ ,  $\phi_R^n$  y  $\psi_n$  son variables aleatorias mutuamente independientes. Este modelo es un modelo clásico de modelado geométrico como podemos apreciar en la Figura 33 ya que para representar un entorno de simulación V2V existe, entre el transmisor y receptor, una geometría física. Ahora como podemos ver en la fórmula de este modelo geométrico, resulta que tenemos dos exponenciales en lugar de una, como habíamos viniendo explicando anteriormente, esto se debe a que necesitamos corrimientos de frecuencias en el transmisor y receptor.

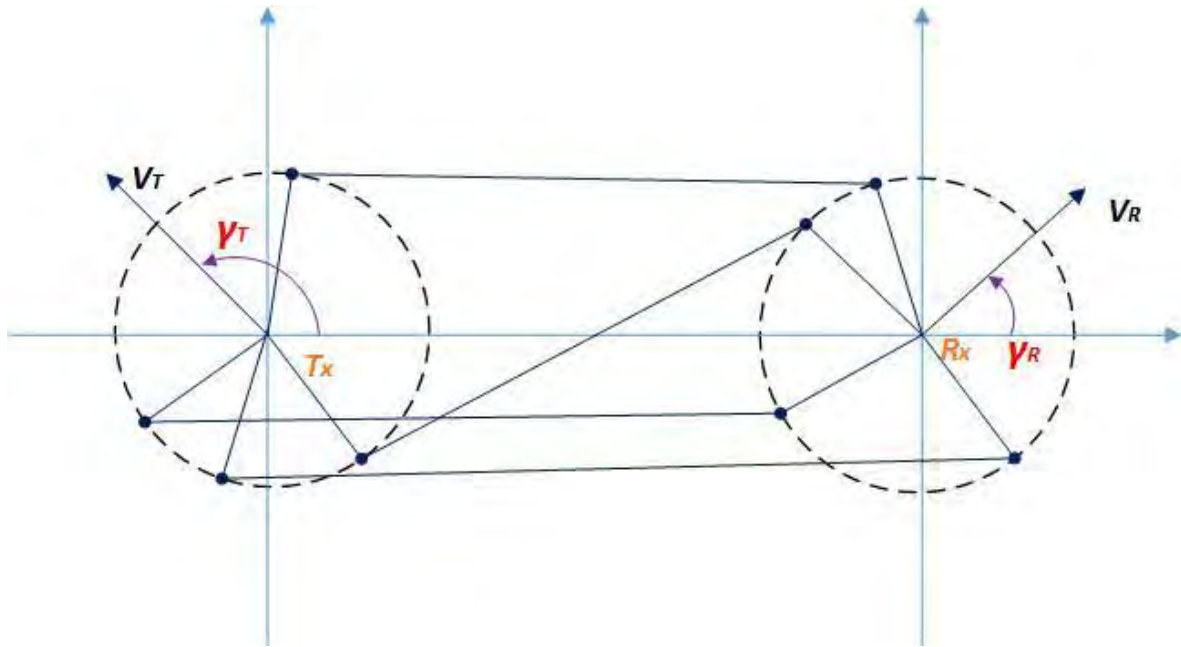


Figura 33 Entorno de dispersión V2V.

## 4.1 Técnicas de Implementación de canales selectivos en tiempo y frecuencia para comunicaciones F2M y V2V

En el tema anterior, se mencionó que, en el canal selectivo en tiempo, los coeficientes son variables en el tiempo. Mayormente, son modelos de canal donde hay movilidad (que ambos transmisor y receptor se encuentran en movimiento). Estos coeficientes son generados por un método/técnica de generación de ruido. Existen diversos métodos/técnicas que se pueden utilizar para generar esos coeficientes variantes: el método de filtrado, sumas de senoides, modelo geométrico, entre otros. En esta investigación nos concentraremos en el método de filtrado y el método de suma de senoides. Generalmente, el método de filtrado tiene como tarea moldear al espectro de potencia de un proceso de ruido Gaussiano mediante un filtro. El filtro tiene una función de transferencia que es la raíz cuadrada del PDS (Process Delay Spectrum) del proceso aleatorio deseado. Por otra parte, el método de suma de senoides aproxima un proceso complejo mediante la superposición de un número finito de funciones. La técnica en la cual

dichas funciones son senoides se denomina método de suma de senoides (sum of sinusoids, SOS) en la cual las amplitudes, frecuencias y fases de cada senoide son calculadas adecuadamente para cumplir con las características del canal que se desea reproducir. La técnica de generación de canal basada en SOS es utilizada en los estándares COST-259, COST-273 e IST-Winner , mientras que el método de filtrado es aplicado para simular canales TGn en el estándar 802.11n. [33]

### 4.1.1 Método de Filtrado

El método de filtrado consiste en pasar muestras gaussianas en un filtro cuya respuesta en frecuencia equivale al escenario que queremos simular. Los coeficientes variables mencionados en la introducción de este tema, pueden ser generados por un generador de ruido, como lo es el método de filtrado.

$$y(n) = x(n) * h(n) + g(n)$$

Esta generación de ruido mediante el método de filtrado puede ser realizado en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia. Estos valores, cuando viene de un filtro, se generan mediante esta técnica de la siguiente manera:

Tenemos el filtro  $hh(n)$ , como podemos observar en la Figura 34, que tiene como objetivo generar muestras gaussianas +  $(g(n))$ .

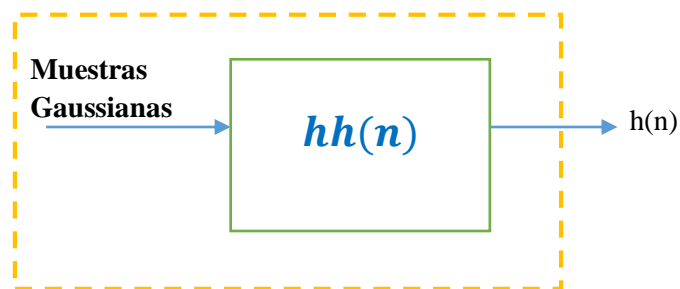


Figura 34 Generador de Ruido Correlacionado.

Una característica que tiene el ruido gaussiano es que si le sacamos su transformada de Fourier  $\mathcal{F}\{g(n)\}$ , el ruido contiene todas las frecuencias, es decir, es un ancho de banda  $\infty$ . Lo que hace el filtro es darle forma al ruido gaussiano para convertirlo en algo similar como podemos observar en la

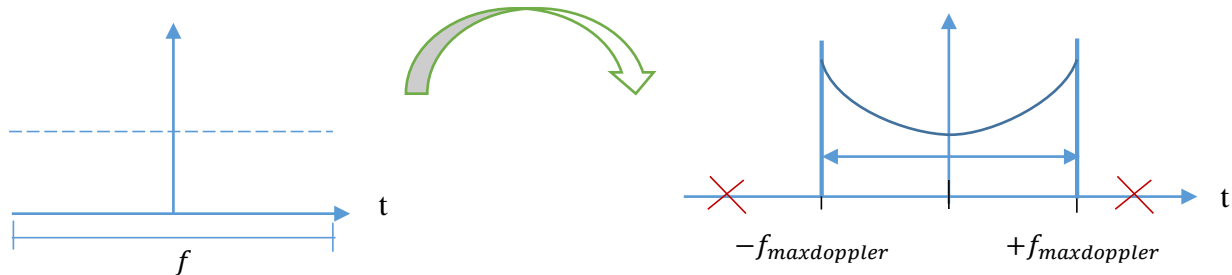


Figura 35. De esta manera, elimina las partes extremas de ambos lados moldeándolo, es por eso que a estos tipos de filtro se les denomina Shaping Filters.

Figura 35 Canal isotrópico con rayos uniformemente distribuidos.

Es similar a un filtro pasabajas, ya que en la parte superior de  $f_{maxdoppler}$  va a eliminar los componentes y los que están a dentro del ancho de banda los conservara pero también les modificara la magnitud. Algunos componentes los modificara dejándolos más grandes y hay probabilidad de que tomen las siguientes formas dependiendo del ambiente de propagación:

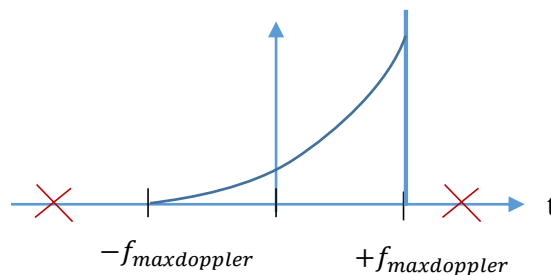


Figura 36 Representación de un canal de comunicación con ambiente del centro de la ciudad.

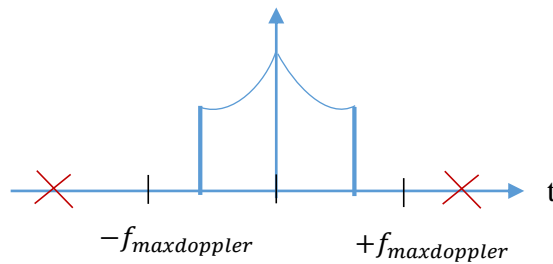


Figura 37 Representación canal de comunicación con alta velocidad V2V.

Así que dependiendo del canal que queremos simular, necesitamos crear un filtro que tenga la forma y mediante algún método, Matlab por ejemplo, se diseñan los coeficientes y se implementa añadiendo muestra gaussiana y va a salir  $h(n)$ , y será esta  $h(n)$  que se va a inyectar al generador. La Figura 38 es un filtro FIR correlador que estará sumando muestras de ruido pasadas con muestras de ruido actual haciéndolo dependiente. La forma del filtro depende de escenario/ambiente de propagación.

$$h(n) = g(n) + a_1g(n - 1) + a_2g(n - 2) + \dots a_n g(n)$$

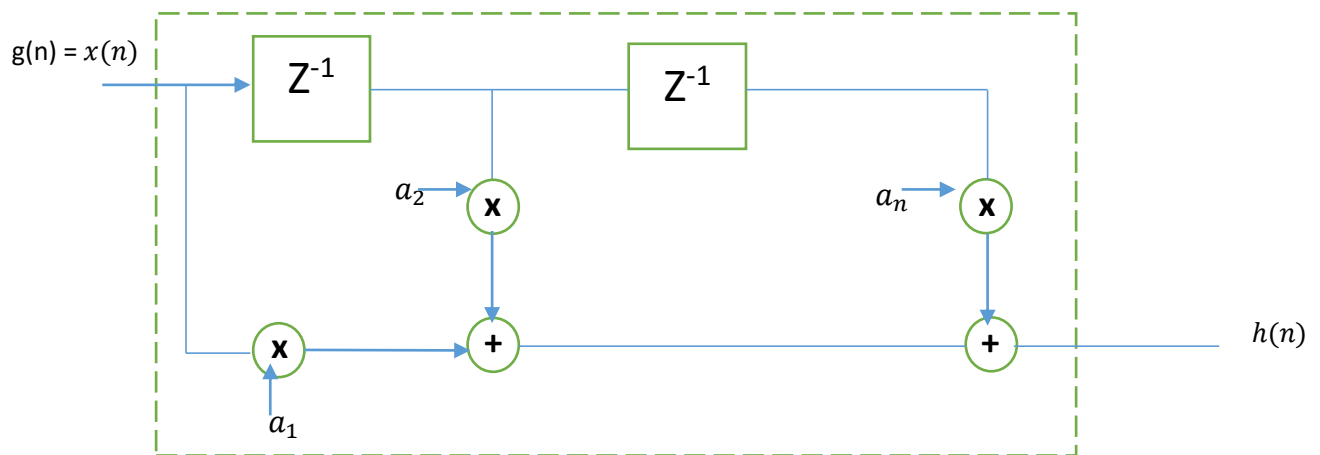


Figura 38 Filtro FIR Correlador para generar  $h(n)$



## 4.1.2 Método de Sumas de Senoides

Por otro lado, el método de suma de senoides aproxima un proceso complejo mediante la superposición de un número finito de funciones, en la cual, las amplitudes, frecuencias y fase de cada senoide son calculadas adecuadamente para cumplir con el canal que se desea simular.

En SOS, el proceso  $h(n)$  está conformado por una sumatoria:

$$h(n) = \sum_{n=1}^N C_n e^{j(2\pi f_n n)}$$

donde,

$C_n$  = una variable escalar

$e^{j0}$  = la exponencial

$f_n$  = el desplazamiento de fase.

Se debe encontrar las  $C_n$  y las frecuencias de las cuales se conforman, utilizando algún método (por ejemplo Matlab). Las senoides son realmente exponenciales complejas que se conforman de al menos un seno y un coseno.

Ahora,  $h(n)$  será igual a:

$$h(n) = \sum_{n=1}^N C_n e^{j(2\pi f_{max} n T \cos(\phi_m - \theta_n))}$$

donde,

$f_{max}$  es la frecuencia Doppler máxima,

$\phi_m$  es el ángulo de arribo (ángulos de los scatters), y

$\theta_n$  es el desfase (desplazamiento).

Por ejemplo, en la Figura 39 tenemos una antena, y decimos que le llegan 10 rayos o scatters (distribuciones o ángulos de arriba):

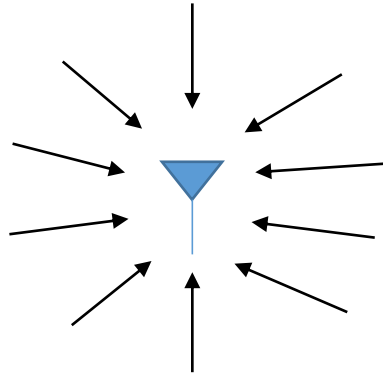


Figura 39 Antena Isotrópica con scatters.

Entonces asumiendo que los scatters están uniformemente distribuidos, podemos calcular el ángulo de cada scatter. Sabemos que el ángulo circular es de  $360^\circ$  y el número de scatters es 10, así que para calcular el ángulo hacemos,

$$\frac{360^\circ}{10} = 36^\circ$$

Ahora para calcular cada ángulo se debe ir sumando por el valor del ángulo resultante, quedando de la siguiente manera:

$$\varphi_1 = 36^\circ$$

$$\varphi_2 = 36^\circ + 36^\circ = 72^\circ$$

$$\varphi_3 = 72^\circ + 36^\circ = 108^\circ$$

$$\varphi_4 = 108^\circ + 36^\circ = 144^\circ$$

$$\varphi_5 = 144^\circ + 36^\circ = 180^\circ$$

$$\varphi_6 = 180^\circ + 36^\circ = 216^\circ$$

$$\varphi_7 = 216^\circ + 36^\circ = 252^\circ$$

$$\varphi_8 = 252^\circ + 36^\circ = 288^\circ$$

$$\varphi_9 = 288^\circ + 36^\circ = 324^\circ$$

$$\varphi_{10} = 324^\circ + 36^\circ = 360^\circ$$

Como podemos observar en los resultados, los ángulos de arriba son uniformemente distribuidos conforme van llegando a la antena. Si decimos que  $f_{max} = 100 \text{ Hz}$ , lo que conseguimos es definir el ancho de banda, lo que significa que la frecuencia de la portadora se va a mover -100 a 100 Hz como podemos observar en la Figura 40.

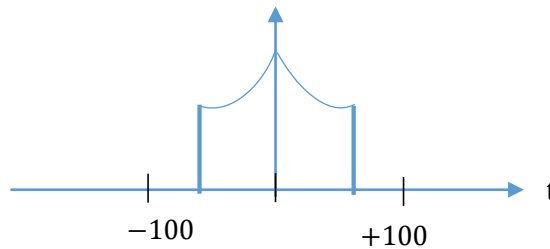


Figura 40 Ejemplo de canal con frecuencia máxima Doppler de -100 a 100 Hz

Asimismo, para hacer el cálculo de la sumatoria de senoides hay que sustituir los valores correspondientes de la fórmula de  $h(n)$ . En la siguiente calculo, estaremos calculando para el primer valor correspondiente:

$$h(0) = \sum_{n=1}^{N=10} C_1 e^{j(2\pi(100)(0T) \cos(0-\theta_n))} + C_2 e^{j(2\pi(100)(0T) \cos(0-\theta_n))} + \dots$$

Así sucesivamente, hay que seguir haciendo las sumas de los 10 desfases. Pero como podemos ver con esto solo logramos conseguir  $h(0)$ . Sin embargo, tendremos que hacer lo mismo con las 10 muestras repitiendo el mismo proceso. Después de completar las 10 muestras habremos terminado de sumar los 10 senoides. Como podemos observar, es un proceso muy complejo, es por esto que, se utilizan métodos/herramientas, como Matlab, para hacer el cálculo de una manera más fácil y rápida. Además, por ser un proceso complejo se aplica solo para ciertos ambientes. Sin embargo, para ambientes de V2V es aún más complejo porque es el producto de todas las senoides del transmisor y receptor. En otras palabras, todo el proceso que se calculó para los 10 senoides serían solo para el transmisor, hay que hacer otro proceso similar también para el lado receptor. El resultado del transmisor se multiplica por el resultado del receptor quedando el modelo de referencia V2V como sigue:

$$h(n) = \sum_{n=1}^N C_n e^{j(2\pi f_{max} n T \cos(\phi_m - \theta_n))} * e^{j(2\pi f_{max} n T \cos(\phi_m - \theta_n))}$$

El primer exponencial complejo sería para hacer el cálculo del transmisor, mientras que la segunda sería para el cálculo del receptor. Se prefiere utilizar el modelo geométrico porque si tenemos una exponencial ( $\cos(\theta) + j \operatorname{sen}(\theta)$ ) que viaja en el espacio, entonces sufrirá un desfase por el simple hecho de estar viajando en el espacio. Entonces el modelado geométrico trata de representar estos desfases ( $\cos(\phi_m - \theta_n)$ ), y lo correcto es que esta  $\theta_n$  dependa de la distancia, porque si viaja más lejos habrá un desfase, lo que significa que la señal no solo se degradará sino sufrirá un desfase mayor.

## CAPÍTULO III Resultados de Implementación

### 5.1 Implementación para canales V2V

Recordando el objetivo de este trabajo de tesis, que es la implementación de un simulador de canal utilizando un modelo geométrico que pueda simular escenarios de propagación para comunicaciones vehiculares V2V. En este sentido en esta sección se presenta la implementación de simuladores de canal para probar sistemas de comunicación de datos bajo diversas configuraciones hasta llegar a un caso de estudio de implementación de un canal para escenarios V2V. Los simuladores de canal han sido implementados con la herramienta de software Matlab por lo que se presenta una descripción de cómo es su implementación para garantizar su reproducibilidad.

#### 5.1.1 Desempeño de un sistema comunicación con un canal AWGN

El desempeño de un sistema de comunicación es definido por su gráfica de bit error rate (BER). En Matlab, antes de hacer las primeras pruebas de cálculo de la gráfica de BER, se simuló un

sistema de transmisión/recepción BPSK, con varios niveles de señal a ruido (SNR) para explicar el desempeño de un sistema de comunicaciones con ruido aditivo Gaussiano (AWGN).

De las Figura 41 - Figura 44 se aprecia el impacto del valor de SNR en la constelación elegida (BPSK para este caso) sobre el sistema de comunicaciones. Es decir, a bajas magnitudes de SNR (próximas a cero) las señales recibidas se dispersan más teniendo una distribución Gaussiana sobre el punto de la constelación (-1,1). Constelaciones de mayor grado, el impacto es aún más severo debido a que el receptor no logra distinguir a los bits enviados de los recibidos como será visto en la subsección 5.1.3. Sin embargo, si solo se cuenta con ruido Gaussiano, la degradación del canal podemos decir que es mínimo a diferencia de tener los efectos Doppler y multitrayectoria en el canal de comunicaciones. De la Figura 43 se puede observar que con una SNR de 20 dB los bits recibidos son completamente inteligibles. Cualquier señal recibida con un componente de fase mayor a cero será interpretada como un uno, de lo contrario será interpretado como un cero.

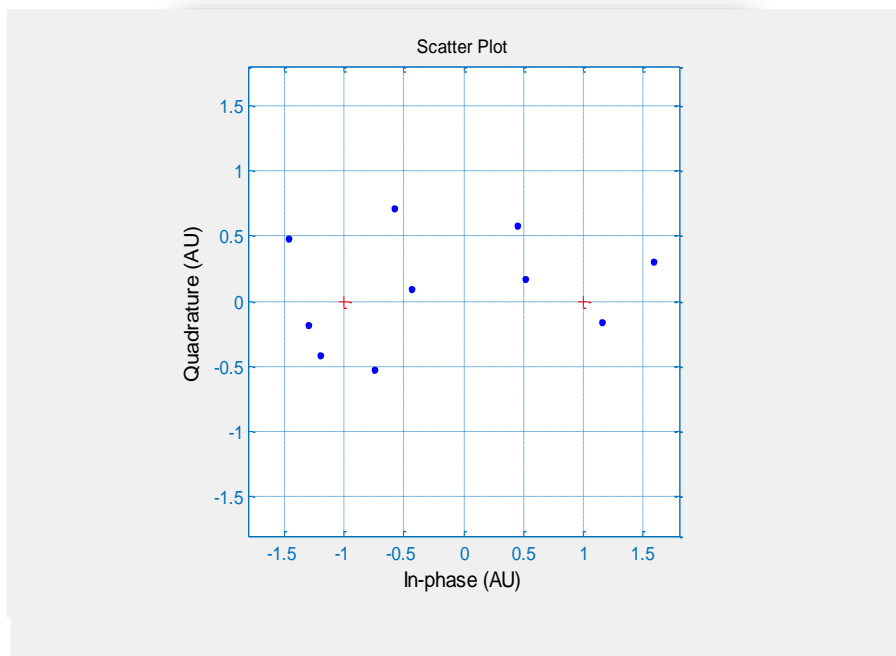
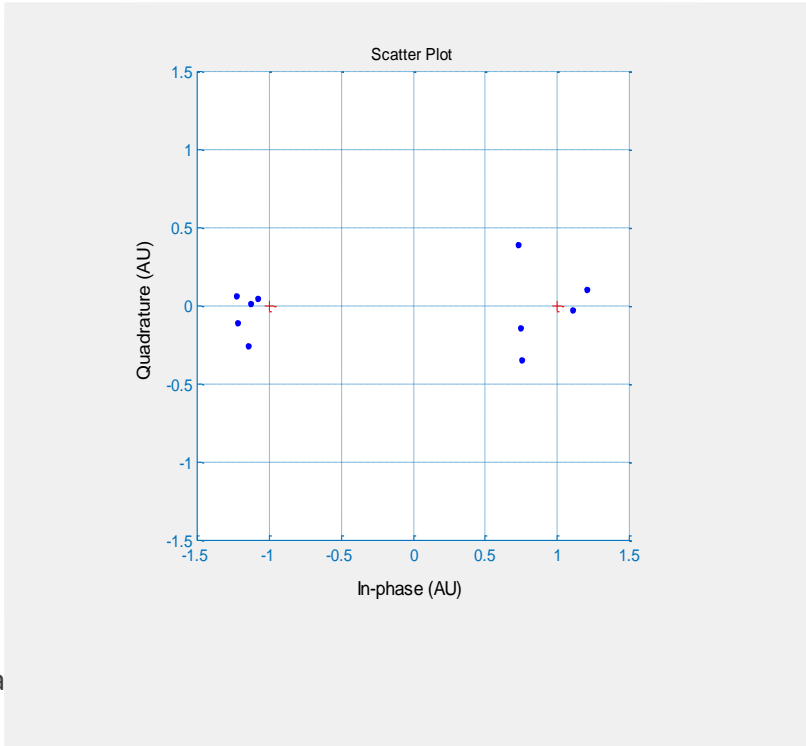


Figura 41 Sistema de transmisión/recepción BPSK con AWGN y SNR=1dB.



Figura

=10dBs.

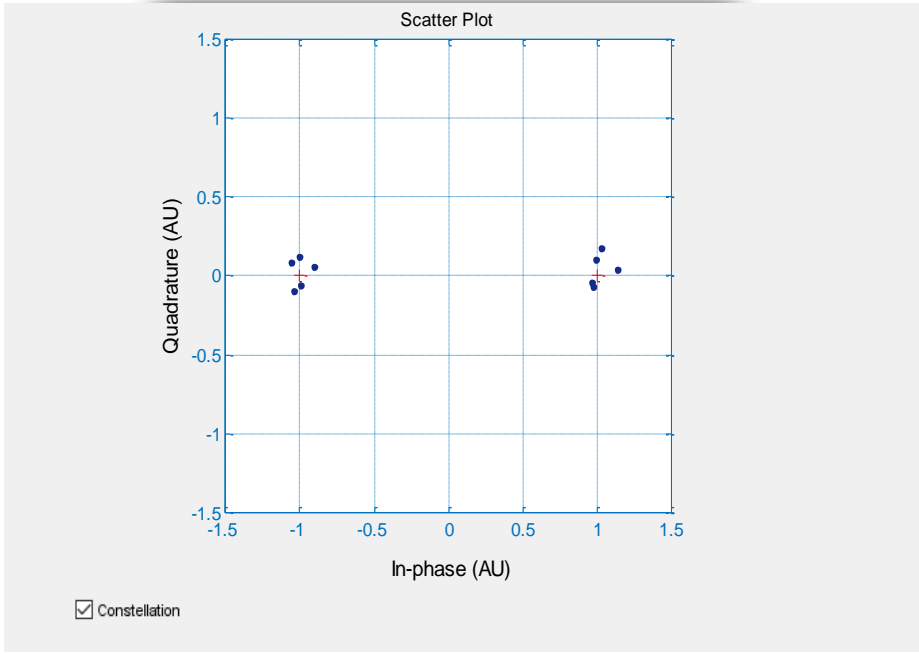


Figura 43 Sistema de transmisión/recepción BPSK con AWGN y SNR=20dBs.

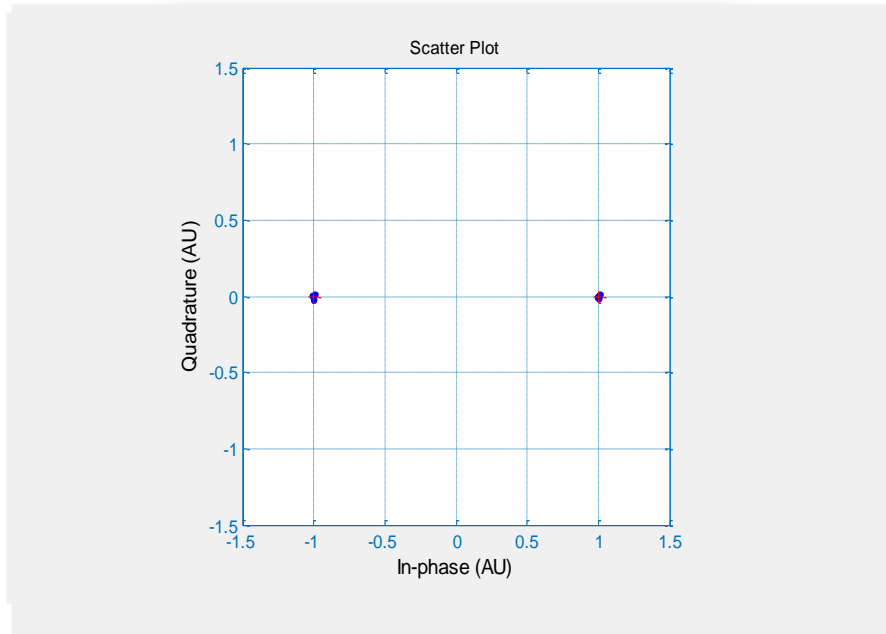


Figura 44 Sistema de transmisión/recepción BPSK con AWGN y SNR=40dBs.

### 5.1.2 Curvas de bit error rate (BER) para diferentes degradaciones

Como se mencionó previamente, incrementar la SNR en el sistema de comunicaciones tiene impactos positivos para el lado receptor del sistema de comunicaciones. Sin embargo, también se comentó que a medida que se incrementa el tamaño de la constelación ésta se hace más reducida aumentando la cantidad de errores interpretados en el lado receptor. La Figura 45 muestra el BER teórico para diferentes constelaciones utilizando QAM en el sistema de comunicaciones. Por ejemplo, en un esquema QAM para una SNR de 7 dBs nos indica que se tendrá 1 error por cada 1,000 bits a diferencia de un esquema 8-QAM donde se tiene en el lado receptor 1 error por cada 100 bits transmitidos. Analizando estas dos curvas, podemos comentar que la decisión de que esquema a utilizar dependerá de la SNR existente en el canal de comunicaciones dado que la capacidad del canal (tasa máxima de transmisión de datos) de comunicaciones depende del esquema elegido. A medida que se aumente la constelación,

podremos transmitir más bits con una sola señal a costa de recibir más bits erróneos en el lado receptor del sistema de comunicaciones.

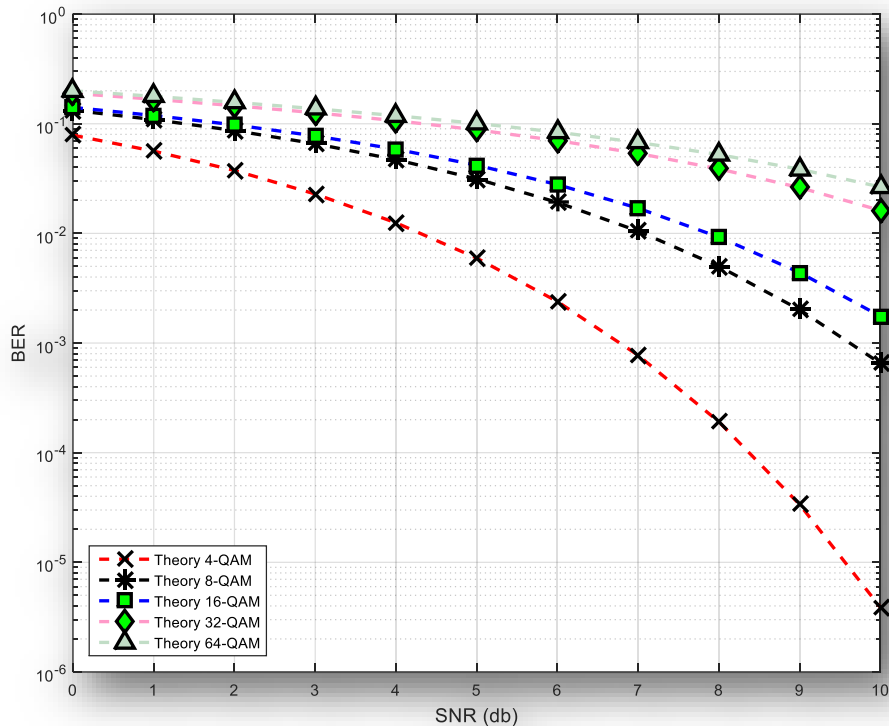


Figura 45 Curva BER teórico para 4-QAM, 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM, y 64-QAM.

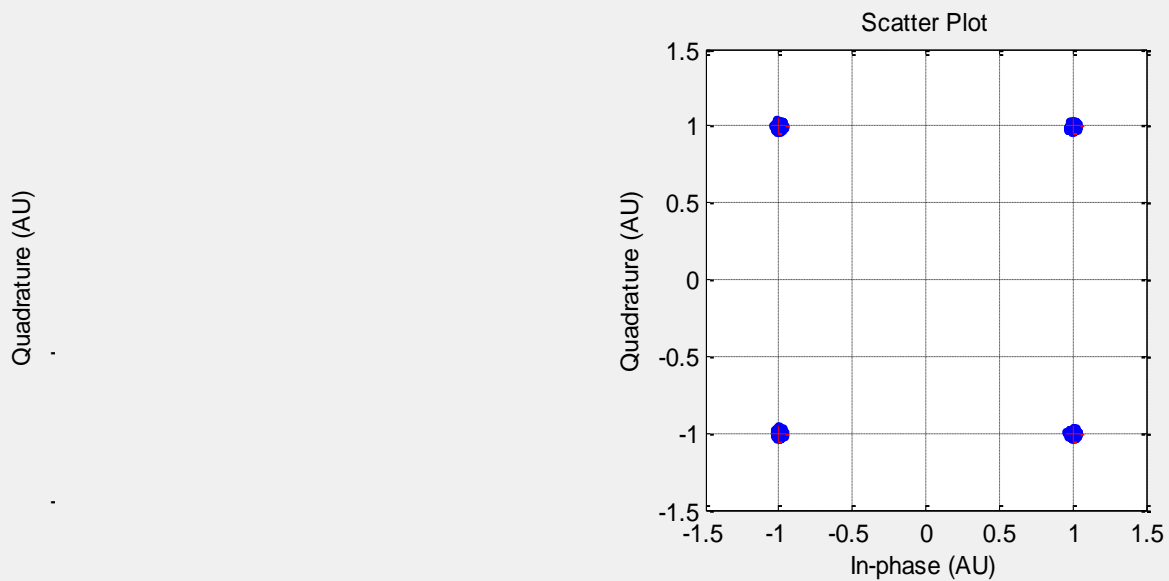
### 5.1.3 Constelación de un sistema QAM con diferentes valores de SNR.

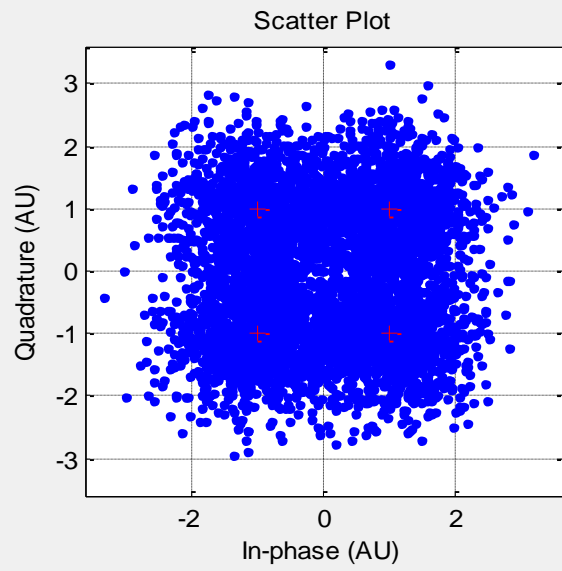
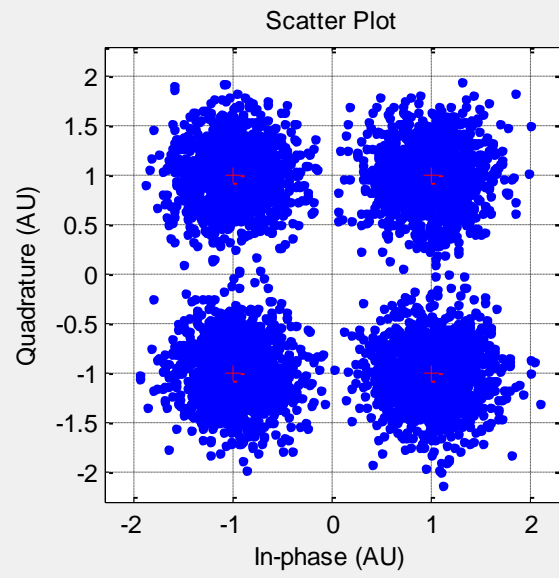
En las Figura 46 - Figura 49 se muestra la constelación de los datos recibidos en un sistema de comunicaciones QAM con diferentes degradaciones de ruido aditivo Gaussiano. La Figura 46 muestra que con una SNR igual a 30-40 dBs respectivamente, la señal es completamente distinguible en el lado receptor, por lo que la cantidad de errores en el lado receptor tenderá a casi cero. Sin embargo, los datos recibidos en el mismo esquema con una SNR igual a 10 dBs (ver Figura 47), no serán completamente identificados por lo que se tendrán algunos errores (muy pocos). Este promedio de errores será de aproximadamente igual a 1 error por cada  $1e5$  bits



transmitidos. Por otra parte, si se tiene una SNR igual a 4 dBs, como podemos observar en la Figura 48, la cantidad de errores en el lado receptor será significativamente mayor a razón de 1 error por cada 100 bits transmitidos.

Finalmente, para un esquema de 8-QAM, el desempeño del sistema de comunicaciones decae debido a que los símbolos en la constelación se encuentran más pegados por lo que hay más probabilidad de que se encimen y el receptor no los pueda identificar de manera correcta. Para la constelación de la Figura 49 correspondiente a una SNR de 10 dBs, se tendrá una tasa de errores de  $1e-3$ , lo que significa 1 error por cada  $1e3$  bits transmitidos.





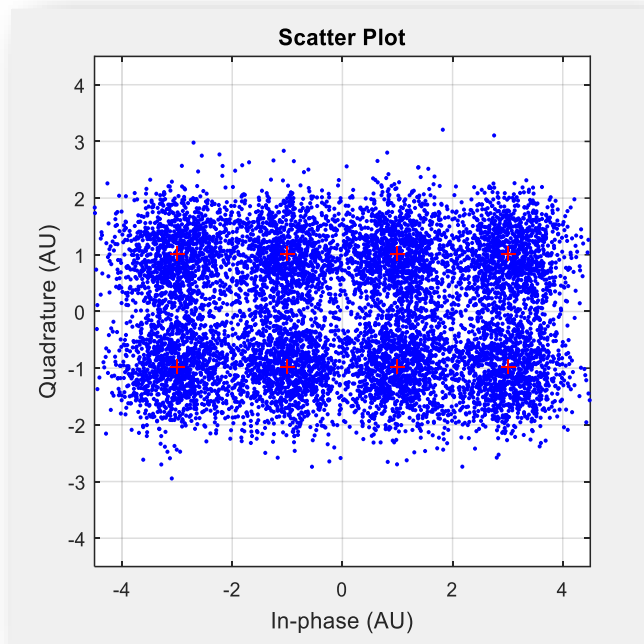


Figura 49 Constelación de 8-QAM con SNR de 10 dBs.

#### 5.1.4 Implementación de la curva BER teórica y la simulación en QAM.

Al implementar la curva de BER teórica y compararlo con el resultado de simulación, mediante un código de algoritmo en Matlab, podemos comprobar la convergencia con el sistema de comunicaciones. La Figura 50 nos describe el promedio de errores de los bits transmitidos. Lo que significa que por cierta cantidad de bits enviados se encuentra un determinado número de errores dependiendo de la SNR considerada. Por ejemplo, si nos enfocamos en el valor de SNR igual a 4, podemos ver que por cada 100 bits transmitidos recibimos un error. Entonces, para poder obtener este promedio de BER es necesario enviar muchos bits y así corroborar que el sistema de comunicaciones esté operando de manera correcta (es decir que la tasa de errores medida coincida con la degradación que se le está introduciendo al canal durante la simulación). Si la curva de BER que se está generando no coincide con la curva teórica, significará que el canal

está introduciendo distorsiones no deseadas las cuales se deben a una mala implementación del modelo de simulación. Para sacar la tasa de error de bit, se utilizó un algoritmo con valores de SNR entre 0 y 10 dBs. Para lograr lo anterior, se generaron  $10^7$  bits con una constelación 4-QAM. En el lado receptor, se contaron los bits y se promediaron para así poder generar la gráfica presentada. Conforme la potencia de la señal aumenta su valor, el número de errores decae. Ejemplificando, si tenemos un valor de SNR igual a 10 significa que se tiene una tasa de error de  $10^{-6}$  bits; es decir, un error por cada  $10^6$  bits transmitidos, un número significativo de bits recibidos sin error durante la transmisión del sistema de comunicaciones.

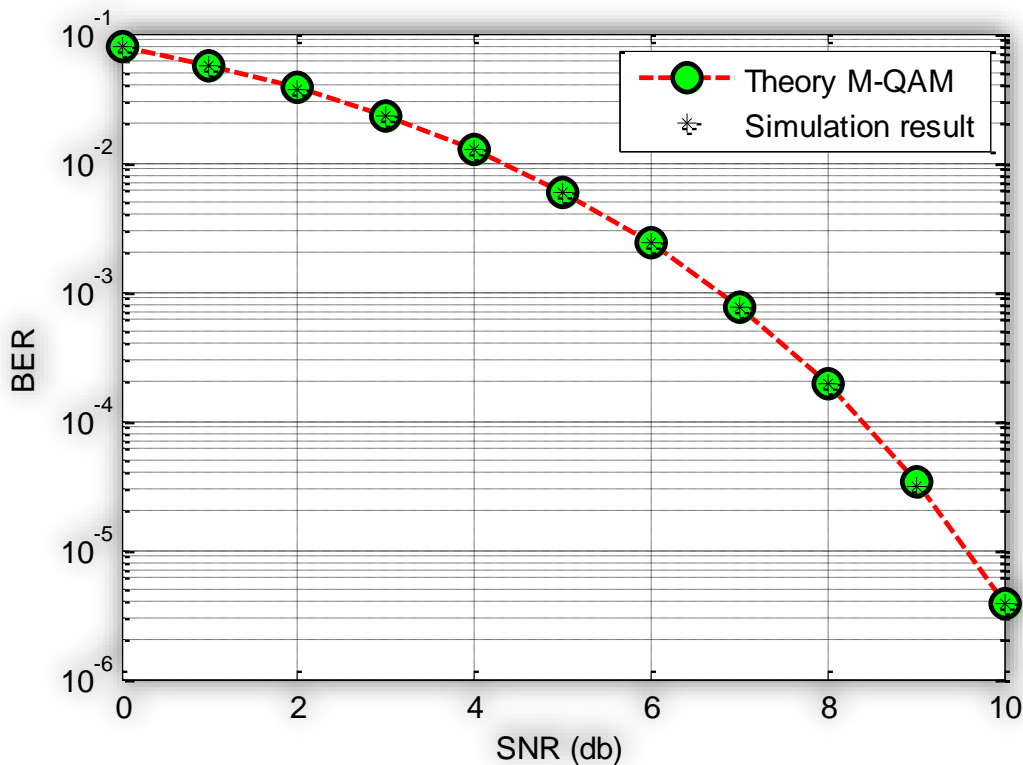


Figura 50 Comparativa de la BER teórica y el resultado de simulación.

### 5.1.5 Implementación de un sistema QAM con ruido Gaussiano en Matlab.

El siguiente código genera ruido Gaussiano y genera gráficas de la constelación utilizando un esquema de modulación QAM. Esto se lleva a cabo mediante la creación de un algoritmo en Matlab. El algoritmo primero crea un mensaje digital aleatorio con 10 símbolos y una constelación de M igual a 2. Los datos a transmitir se modulan y se les agrega ruido Gaussiano. Al llegar al receptor, el mensaje es demodulado, y se compara con los datos enviados para saber la cantidad de errores ocurridos durante la transmisión.

```
% Se crea un mensaje digital aleatorio.
M = 2;
SYMBOLS = 10;
x = randi([0 M-1],SYMBOLS,1);

% Se utiliza una modulación de 16-QAM.
hMod = modem.qammod(M);
hDemod = modem.qamdemod(hMod);

% Se crea la gráfica de dispersión y se muestra la constelación.
scatterPlot = commscope.ScatterPlot('SamplesPerSymbol',1,...
    'Constellation',hMod.Constellation);
scatterPlot.PlotSettings.Constellation = 'on';

% Se modula la señal transmitida.
y = modulate(hMod,x);
% Se transmite la señal mediante un canal AWGN.
ynoisyy = awgn(y,1);
update(scatterPlot,ynoisyy);
% Aquí se demodula la señal para recuperar el mensaje.
z=demodulate(hDemod,ynoisyy);
% Con este comando se comparan los símbolos enviados-recibidos.
[num,rt] = symerr(x,z);
```

## 5.1.6 Implementación de un sistema QAM y curva BER en Matlab.

El siguiente código genera ruido Gaussiano y grafica el Bit Error Rate (BER). Para implementar el sistema de transmisión de datos y poder corroborar las curvas de BER, se implementó un sistema mediante Matlab. En él se transmitieron números aleatorios y se enviaron  $1e7$  símbolos con una constelación de  $M = 4$  (QAM). Se definieron SNRs de 0 a 10 dBs. También se modularon y se le agregó ruido Gaussiano a través de las funciones “modulate” y “awgn” respectivamente. Los datos transmitidos se demodularon, se contaron los errores y se promediaron. La Figura 50 muestra una comparativa de los resultados de simulación con la de la curva BER teórica por lo que se demuestra el comportamiento teórico de un sistema de comunicaciones y se comprobó que el sistema de comunicaciones converge con el BER correspondiente al ruido Gaussiano.

```
% Crear un mensaje digital aleatorio.
M = 4;           % tamaño de constelación.
SYMBOLS = 1e7; % símbolos.

% Utilización de modulación de 16-QAM.
hMod = modem.qammod(M);
hDemod = modem.qamdemod(hMod);

%Niveles de SNR (en dBs)
SNR_levels = 0:1:10;

% cálculo para el tamaño de constelación.
for k = 1: length(SNR_levels)

sprintf('Iteracion numero: %d, Calculado BER para SNR de %d
dBs.', k, SNR_levels(k))
    % creación del mensaje digital aleatorio.
    x = randi([0 M-1],SYMBOLS,1);
    % modular el mensaje
    y = modulate(hMod,x);
    % Transmitir la señal mediante un canal AWGN.
    ynoisy = awgn(y,SNR_levels(k));
    % Demodular la señal ynoisy para recuperar el mensaje.
    z=demodulate(hDemod,ynoisy);
    % Verificar la tasa de error de símbolo (SER).
    [num,rt] = symerr(x,z);
    % Errores de bit ocurridos.
    [bnum,brate] = biterr(x,z);
```

```

        % Numero de error de bit por nivel de SNR.
        BER(k) = bnum/(SYMBOLS*log2(M));
end
%% Gráfica del resultado del Sistema de comunicaciones y BER.
figure (1);
bertheory = berawgn(SNR_levels, 'qam', M);
semilogy(SNR_levels, bertheory, '--ro', 'LineWidth', 2, ...)
         'MarkerEdgeColor', 'k', ...
         'MarkerFaceColor', 'g', ...
         'MarkerSize', 10)
hold on;
semilogy(SNR_levels, BER, 'k*');
xlabel('SNR (db)'); ylabel('BER');
legend('Theory M-QAM', 'Simulation result');
grid;

```

### 5.1.7 Desempeño de un sistema BPSK con desvanecimiento Rayleigh.

Como habíamos mencionado anteriormente, uno de los tipos de ruido que afectan nuestro canal de comunicación es el ruido multiplicativo. En esta subsección vamos a simular un canal de comunicación selectivo en tiempo con desvanecimiento Rayleigh utilizando un esquema de modulación BPSK para comprender qué tan drástico es la degradación con ruido multiplicativo (efecto Doppler) en comparación con solo ruido AWGN y así poder comprobar la teoría.

### Desempeño de un sistema BPSK con ruido multiplicativo Doppler.

En el subtema anterior tuvimos la oportunidad de analizar la implementación de nuestro sistema solamente con ruido AWGN. Con lo que respecta a este tema, estaremos implementando el mismo sistema, pero ahora solo con ruido multiplicativo Doppler. Es decir, cuando el vehículo (transmisor o receptor) se encuentre en movimiento se debe apreciar una degradación elevada y más aún cuando aumente su velocidad y pase por ambientes diferentes. Esto sucede porque conforme aumenta la velocidad, la frecuencia Doppler del canal aumenta también y es más difícil para el receptor recuperar la señal transmitida.

En la Figura 51 muestra el resultado de simulación de nuestro sistema BPSK con valores de SNR de 0 a 10 dBs y con frecuencia máxima Doppler de 1 Hz ( $f_{DM}$  = frecuencia máxima Doppler). El ruido que se le agregó es ruido multiplicativo Doppler, por lo que la figura muestra un resultado de degradación drásticamente elevada; disparando así una tasa de error de  $10e-1$ , o lo que es igual a tener un error por cada 10 bits transmitidos. En comparación con el sistema con ruido AWGN, la cual generó una tasa de error de  $10e-5$  (es decir, por cada 10,000 bits transmitidos solamente existe un error). El resultado de la constelación (ver Figura 52) de nuestro sistema con ruido multiplicativo Doppler también nos muestra que el ruido aumentó, haciendo así que el receptor no pueda identificar los datos enviados de los recibidos. Se obtuvo un resultado similar al implementar el sistema a una frecuencia de 10 Hz (Figura 53). Hubo un cambio casi nulo en la tasa de error (pues no hay mucha diferencia de 1Hz a 10 Hz), sin embargo, el cambio se vio reflejado en la constelación (Figura 54). Aquí podemos observar que el canal contiene más ruido. Por último, en la Figura 55 tenemos los resultados de la tasa de error del sistema, pero ahora con una frecuencia de 100 Hz; ya nuestro transmisor se encuentra moviéndose más rápido. El resultado que se obtuvo fue de una tasa de error de menos de  $10e-1$ , lo que significa que por menos de 10 bits transmitidos tenemos un error. En el resultado de la constelación de la Figura 56, podemos ver que nuestro canal está distorsionado con mucho ruido, pues el ruido rodea todo el cuadrante, haciendo que la señal sea indistinguible.



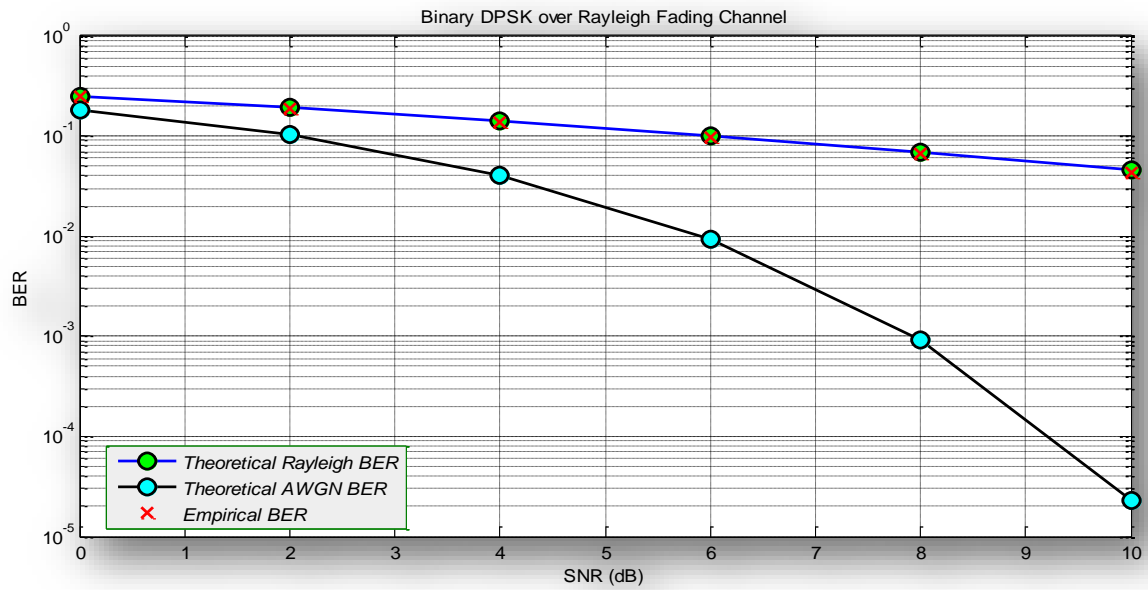


Figura 51 Sistema de comunicación BPSK con ruido multiplicativo Doppler,  $f_{DM} = 1\text{Hz}$ .

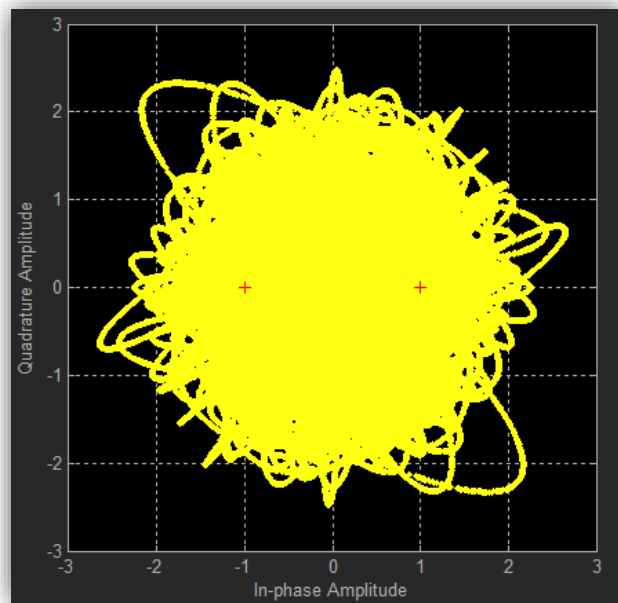


Figura 52 Constelación del sistema con ruido multiplicativo Doppler,  $f_{DM} = 1\text{Hz}$ .

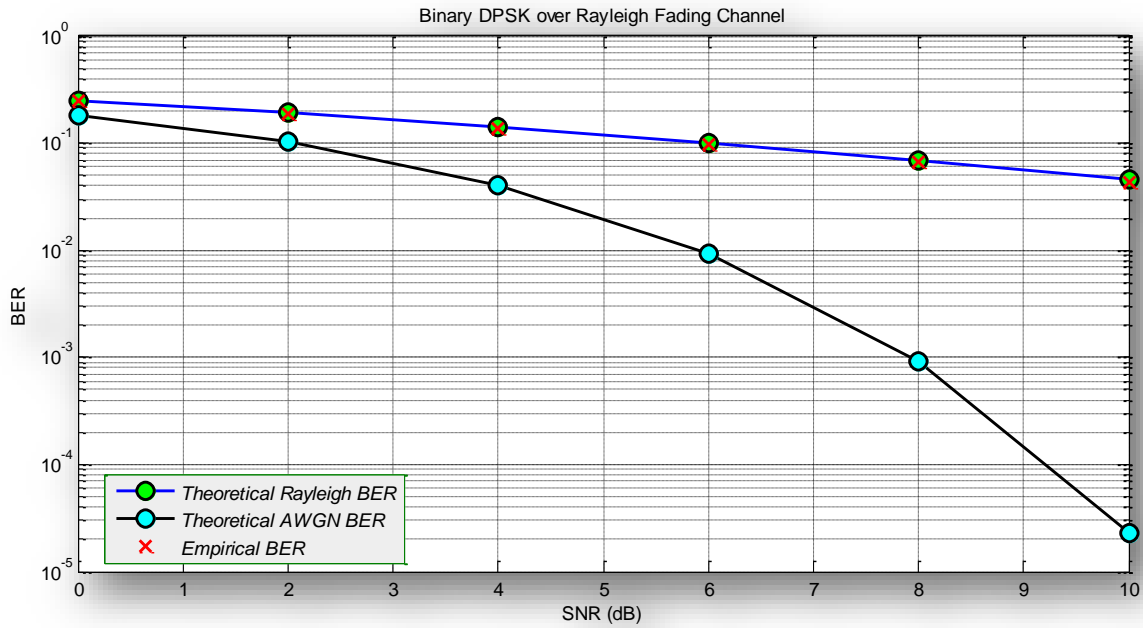


Figura 53 Sistema de comunicación BPSK con ruido multiplicativo Doppler,  $f_{DM} = 10\text{Hz}$ .

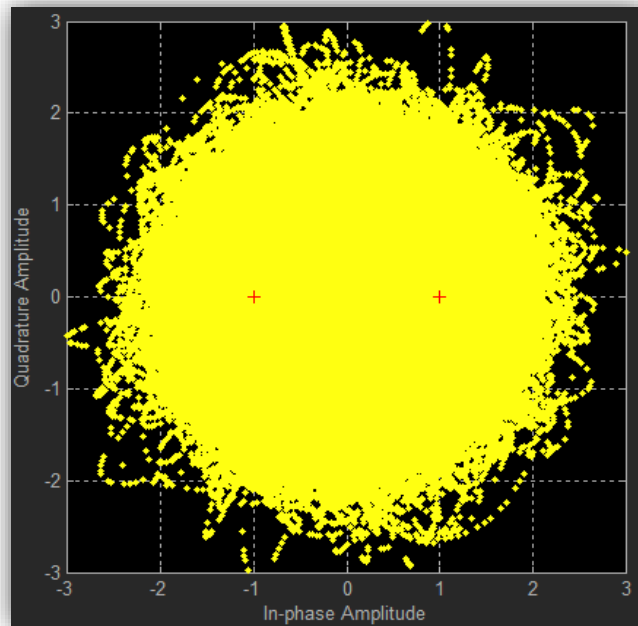


Figura 54 Constelación del sistema con ruido multiplicativo Doppler,  $f_{DM} = 10\text{Hz}$ .

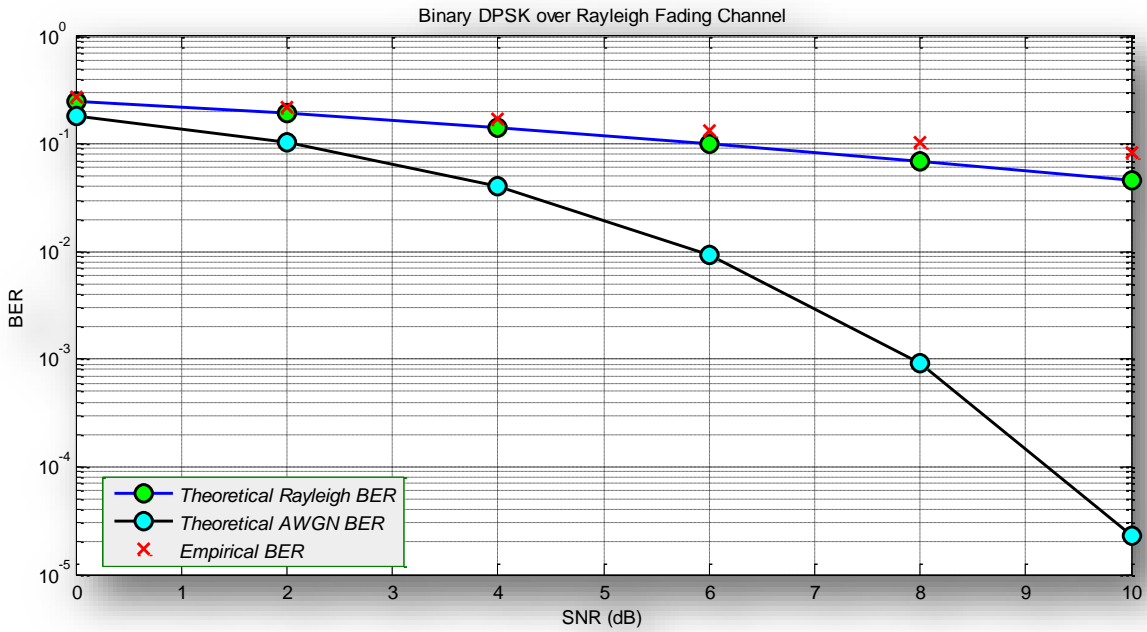


Figura 55 Sistema de comunicación BPSK con ruido multiplicativo Doppler,  $f_{DM} = 100\text{Hz}$ .

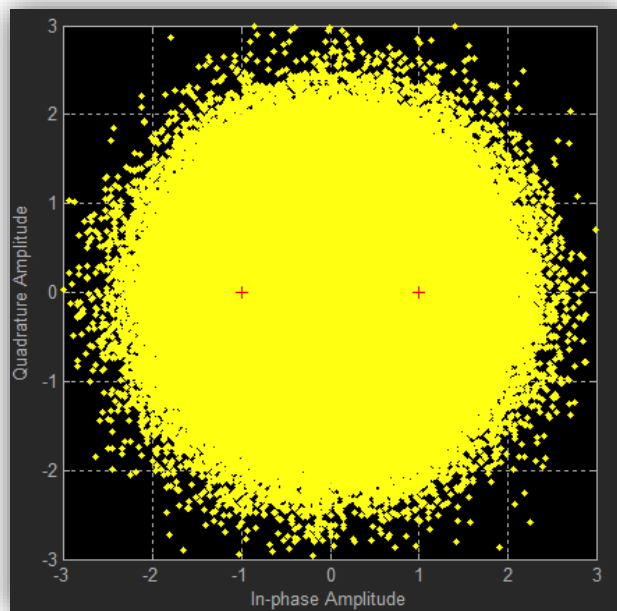


Figura 56 Constelación del sistema con ruido multiplicativo Doppler,  $f_{DM} = 100\text{Hz}$ .

## Desempeño de un sistema BPSK con ruido multiplicativo Doppler y AWGN.

Si el ruido multiplicativo que le inyectemos a nuestro sistema es ruido Gaussiano (AWGN), entonces la degradación del canal siempre impacta porque ahora no solo se le suma el ruido Gaussiano, sino que también se le multiplica (ver Figura 23 y Figura 32); resultando en una degradación más elevada. Para el análisis de los resultados de la implementación del sistema BPSK con ruido multiplicativo y aditivo nos guiaremos de las referencias de la tasa de BER explicado en la subsección anterior. Como sabemos, para un sistema con solo ruido AWGN debemos tener un resultado referenciado por el BER del ruido Gaussiano, sin embargo, cuando se le añade ruido multiplicativo diferente a ruido AWGN se verá un cambio drástico de degradación que afectará el canal de comunicaciones (ver Figura 55).

La Figura 57 muestra el sistema BPSK, la cual tiene valores de SNR de 0 a 10 con una frecuencia de 1 Hz (equivalente a 0.2 Km/h), lo que significa que el transmisor (vehículo) se está moviendo lentamente de una manera casi estática (quizá este estacionando o pasando un tope). Aunque la velocidad es mínima podemos ver que el canal se ve muy afectado por el ruido multiplicativo Doppler más el ruido AWGN. Si hacemos una comparativa de los dos sistemas BPSK, con ruido AWGN (Figura 50) y el sistema con ruido AWGN + Doppler (Figura 57), utilizando la misma relación de SNR, en esta primera tenemos un error por casi  $10e-5$  bits transmitidos. Lo que significa que por cada 100,000 bits de datos enviados se recibió un error. Por otro lado, el sistema con AWGN + Doppler nos indica que por cada 10 bits enviados tenemos un error.

Claramente podemos ver que el nivel de degradación en esta última implementación fue mucho mayor. También podemos respaldar la teoría mediante el resultado de la constelación en la Figura 58. Aquí podemos ver como el ruido es mayor porque los símbolos de color amarillo aumentaron y para el receptor es muy difícil distinguirlos. Para mejorar el desempeño del sistema es necesario aumentar la potencia de la señal. Sin embargo, para aumentar la SNR por parte de los sistemas de comunicaciones (en la Figura 59, el rango de SNR ahora es de 0 a 40) puede resultar difícil y costoso.

Ahora, si le alteramos la frecuencia Doppler a 10 Hz (ver Figura 60) y 100 Hz (ver Figura 63), la cual es igual a que el vehículo este yendo a 2 Km/h y 20 Km/h, respectivamente. A estas frecuencias, el vehículo ya está moviéndose un poco más rápido; podemos ver que el canal se degrada un poco más. Para corroborar que el canal está afectado, observemos los resultados de las constelaciones para una frecuencia de 10 Hz (Figura 61) y 100 Hz (Figura 64), las cuales nos demuestran que el canal está contaminado con mucho ruido. Si aumentamos la potencia de la señal de 0 a 40, el desempeño del canal mejorara un poco, como vemos en las constelaciones para las frecuencias de 10 Hz (Figura 62) y 100 Hz (Figura 65).

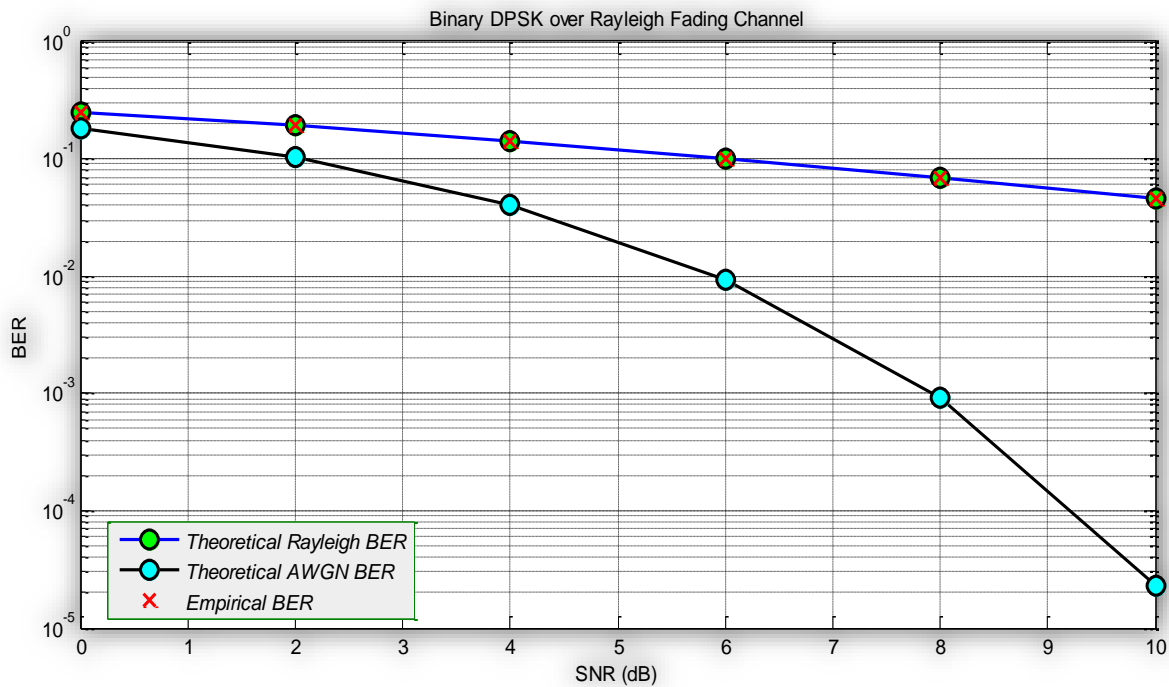


Figura 57 Sistema de comunicación BPSK con ruido multiplicativo Doppler,  $f_{DM} = 1\text{Hz}$ .

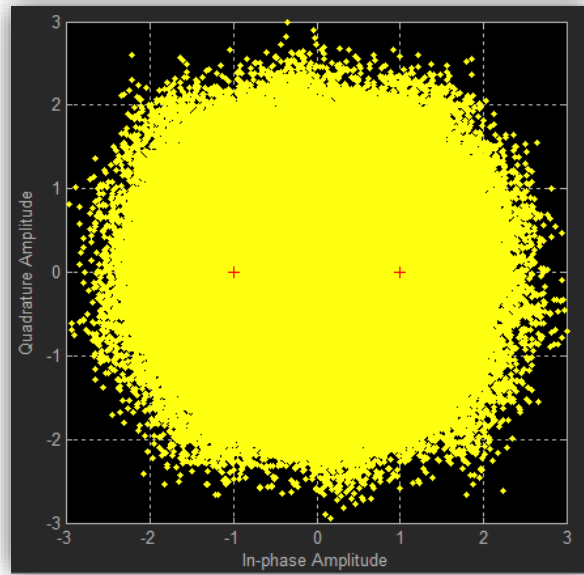


Figura 58 Constelación del sistema con ruido multiplicativo Doppler,  $f_{DM} = 1\text{Hz}$  y SNR de 0 a 10.

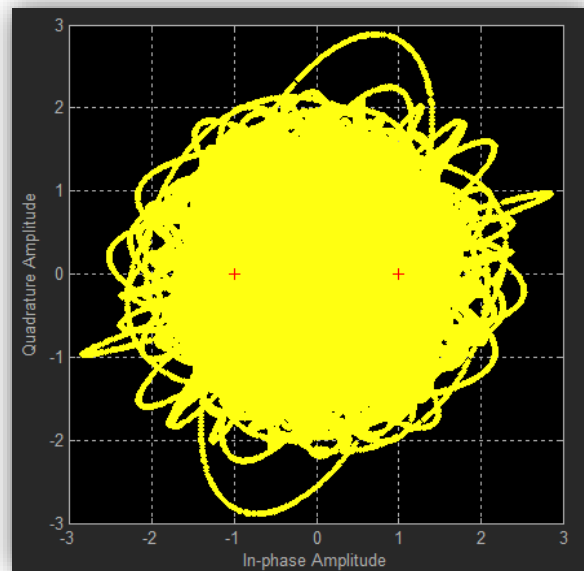


Figura 59 Constelación del sistema con ruido multiplicativo Doppler,  $f_{DM} = 1\text{Hz}$  y SNR de 0 a 40.

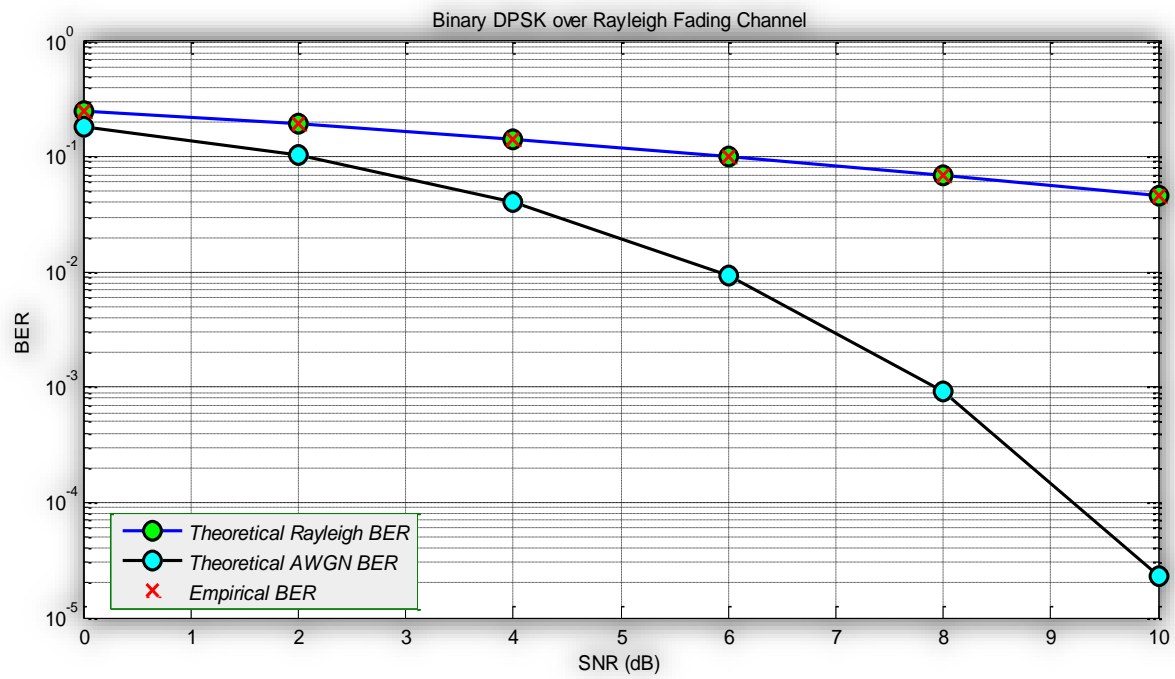


Figura 60 Sistema de comunicación BPSK con ruido multiplicativo Doppler,  $f_{DM} = 10\text{Hz}$ .

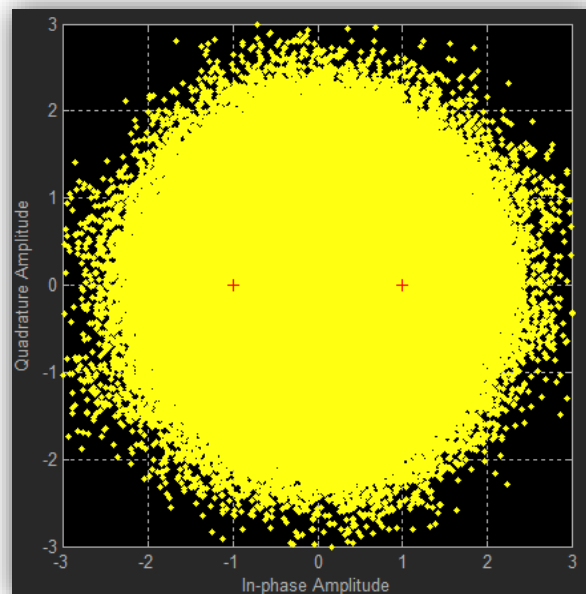


Figura 61 Constelación del sistema con ruido multiplicativo Doppler,  $f_{DM} = 10\text{Hz}$  y SNR de 0 a 10.

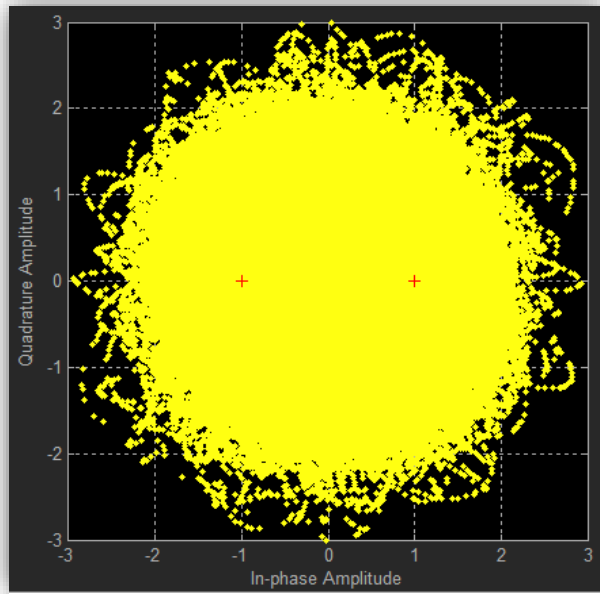


Figura 62 Constelación del sistema con ruido multiplicativo Doppler,  $f_{DM} = 10\text{Hz}$  y SNR de 0 a 40.

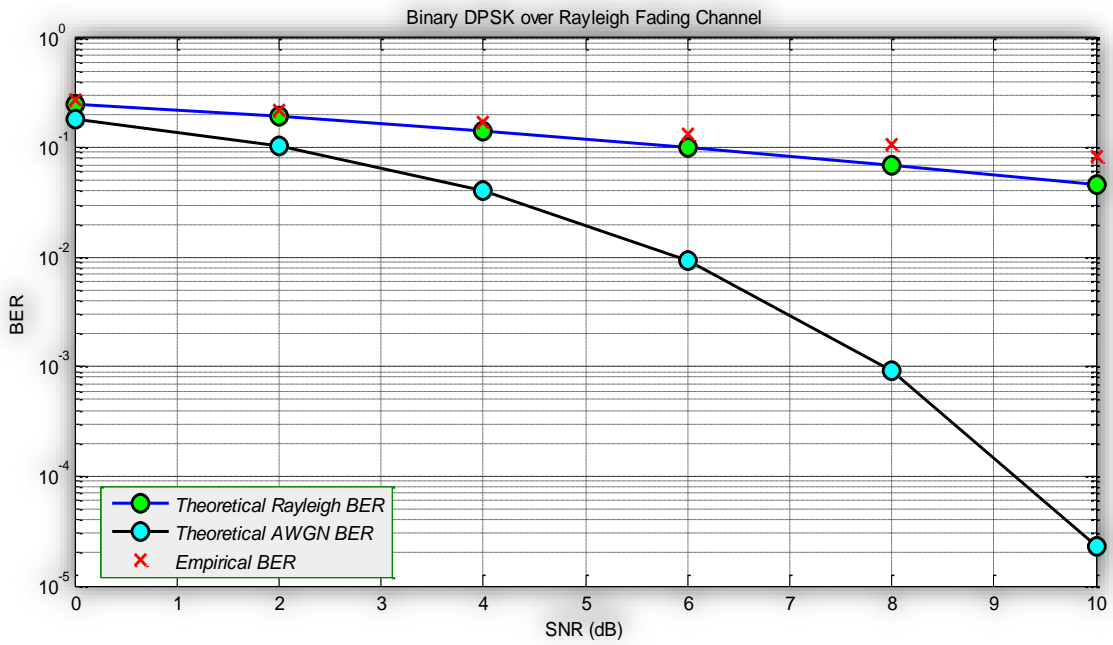


Figura 63 Sistema de transmisión/recepción BPSK con ruido multiplicativo Doppler,  $f_{DM} = 100\text{Hz}$ .



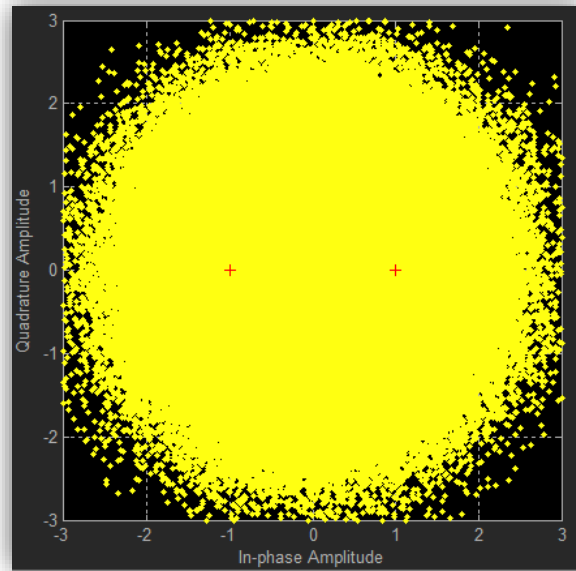


Figura 64 Constelación del sistema con ruido multiplicativo Doppler,  $f_{DM} = 100\text{Hz}$  y SNR de 0 a 10.

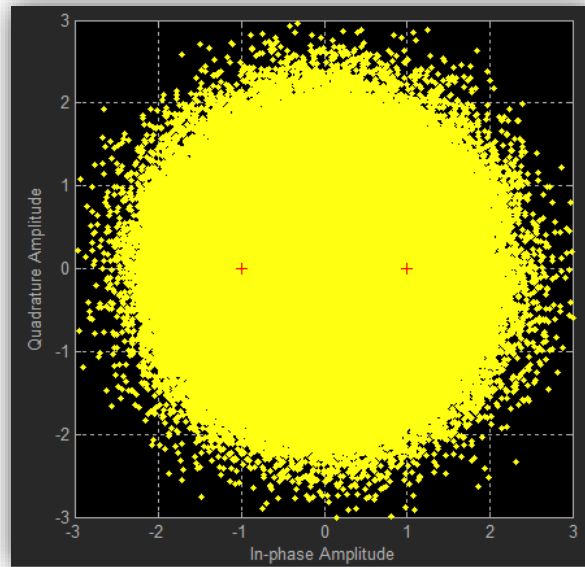


Figura 65 Constelación del sistema con ruido multiplicativo Doppler,  $f_{DM} = 100\text{Hz}$  y SNR de 0 a 40.

### 5.1.8 Desempeño de un sistema de comunicaciones V2V

Después de haber comprendido como el ruido AWGN y Doppler afectan el canal de comunicaciones, ahora procederemos a la implementación del sistema de comunicaciones V2V. Los resultados de simulaciones son basados en el método de sumas de senoides (SOS) del modelo geométrico V2V presentado en el sección 3.1.1 (ver Figura 33); en la cual asumimos que se tiene dos exponenciales complejas (descompuestas como  $\cos(\theta) + j \sin(\theta)$ ) para calcular los efectos ocurridos en el transmisor y el receptor conforme se desplaza sobre un determinado escenario.

#### CASO I

En primer lugar, tenemos en la Figura 66 la implementación del sistema de comunicaciones, en el cual ambos, el transmisor y receptor tienen una velocidad de 1 Hz y un desfase de  $0^\circ$ . Lo que significa que el transmisor y receptor están casi estáticos y ambos están mirando hacia una misma dirección. Los resultados demuestran que el sistema de comunicaciones es correcto ya que sigue la curvatura de la tasa de error BER Rayleigh teórico debido a que está inyectando ruido multiplicativo al canal y no solo ruido AWGN. Esto nos indica que el ruido está afectando el canal de una manera importante, de tal manera que para un SNR igual a 10 se tiene una tasa de error de  $10e-1$ , que es lo mismo a tener un error por cada 10 bits transmitidos. En subsecciones anteriores se ha visto que para un canal AWGN por cada 100,000 bits transmitidos hay un error con una SNR de 10 dBs. En la Figura 67 la constelación nos muestra que tan severa es la degradación del canal, tanto que el receptor no puede distinguir entre los bits transmitidos y los bits erróneos. Por último, en la Figura 68 claramente podemos comprobar que el desvanecimiento del canal es severo.

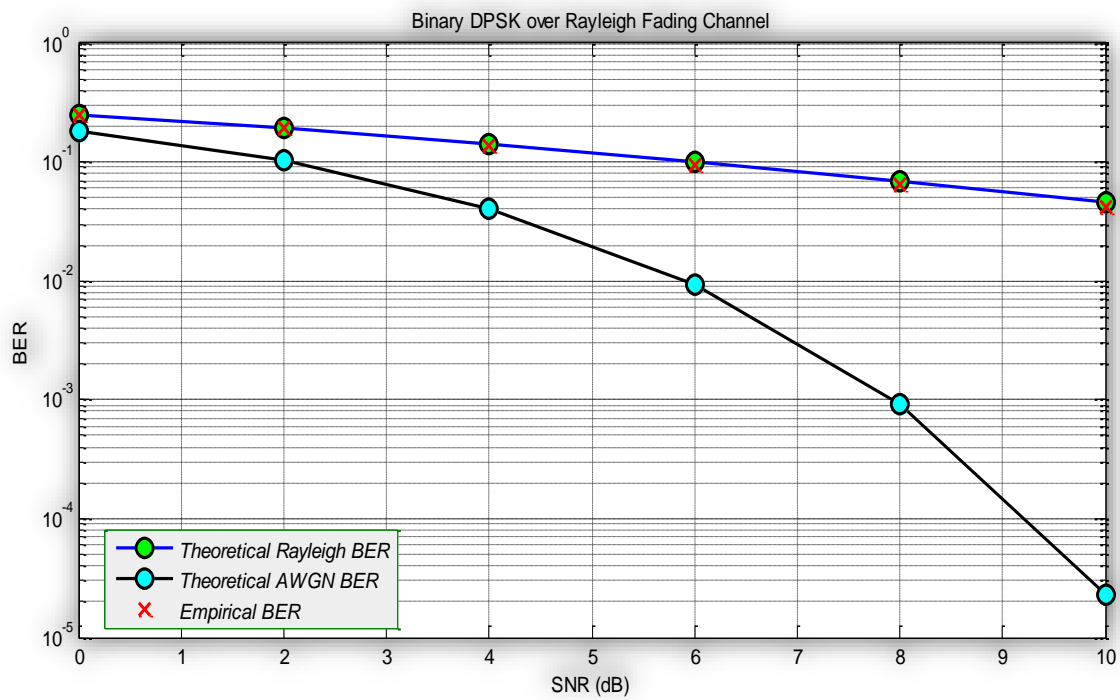


Figura 66 Desempeño del canal V2V: Transmisor y receptor con desfase =  $0^\circ$  y  $f_{DM} = 1$  Hz.

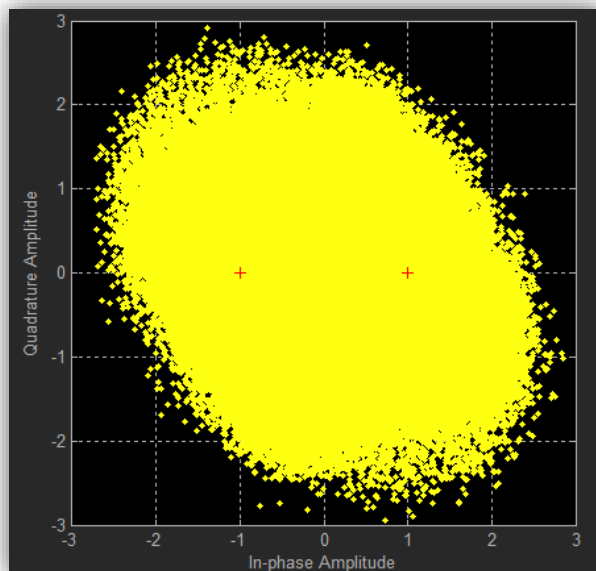


Figura 67 Constelación del canal V2V: transmisor y receptor con  $f_{DM} = 1$  Hz.

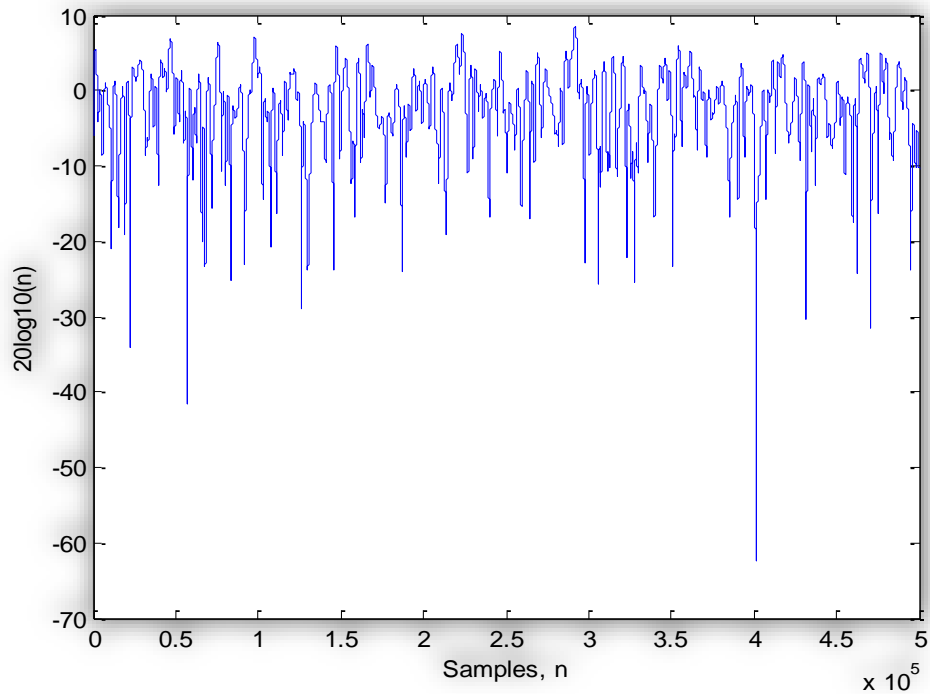


Figura 68 Desvanecimiento del canal V2V: transmisor y receptor con  $f_{DM} = 1\text{Hz}$ .

## CASO II

En este segundo caso, nuestro canal de comunicaciones cuenta con un desfase de  $180^\circ$  y  $0^\circ$  en el transmisor y receptor, respectivamente. También el transmisor tiene una frecuencia Doppler de 50 Hz, mientras que el receptor tiene una frecuencia Doppler de 1000 Hz. Ambos vehículos están viajando en la misma dirección, pero el receptor está yendo a una mayor velocidad. Basado en los resultados de la Figura 69 y teniendo un escenario con las características mencionadas, vemos que el canal se deterioró aún más. A tal grado que con un mismo SNR igual a 10, con menos de 10 bits transmitidos hay un error. En la Figura 70 podemos observar que la constelación tiene un impacto aún más severo. De igual manera, el desvanecimiento, en la Figura 71, aumentó severamente por causa del efecto Doppler, resultando en un bajo desempeño en comparación con el escenario anterior.

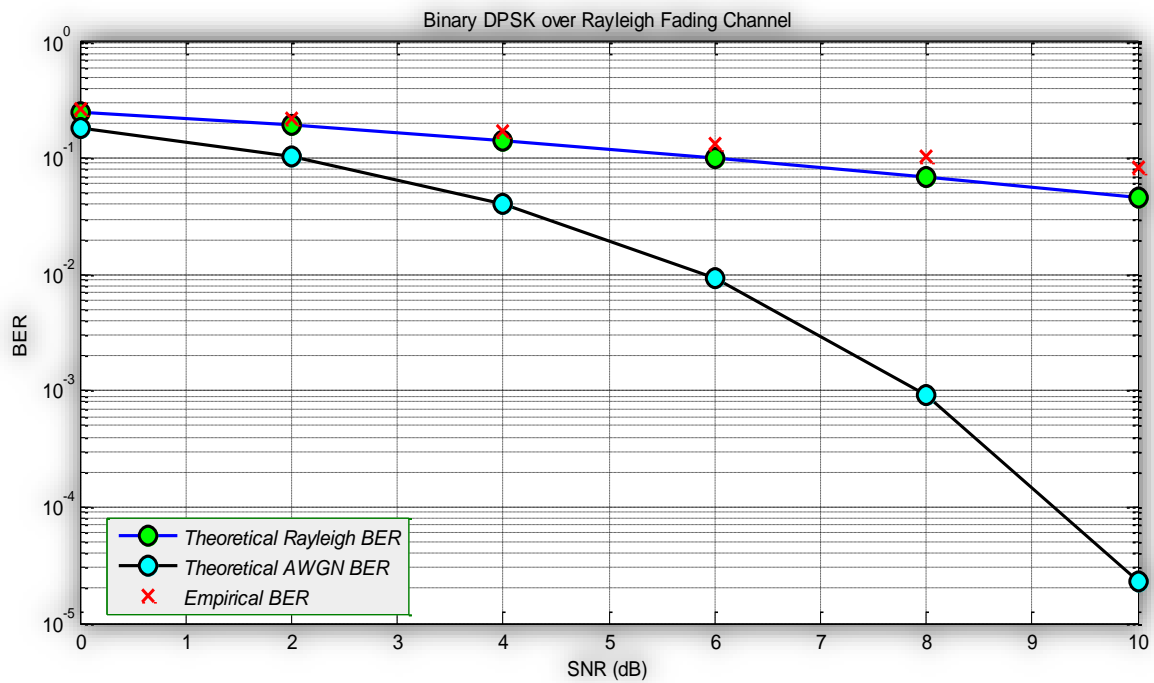


Figura 69 Desempeño del canal V2V: Transmisor con desfase =  $180^\circ$  y  $f_{DM} = 50$  Hz; Receptor con desfase de  $0^\circ$  y  $f_{DM} = 1000$ Hz.

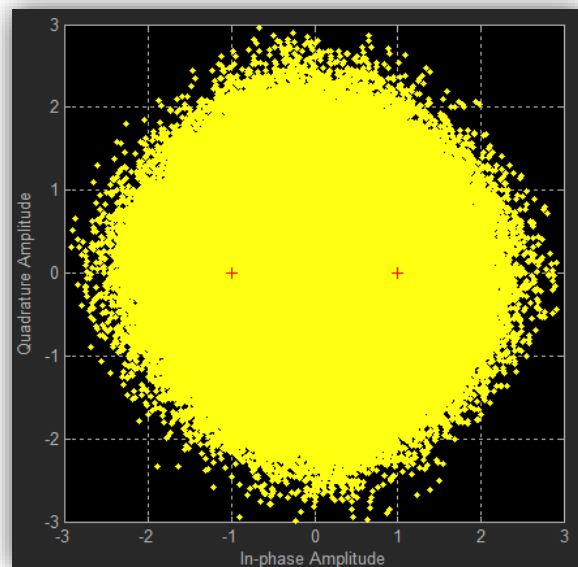


Figura 70 Constelación del canal V2V: transmisor y receptor con  $f_{DM} = 50$ Hz y  $1000$  Hz respectivamente.

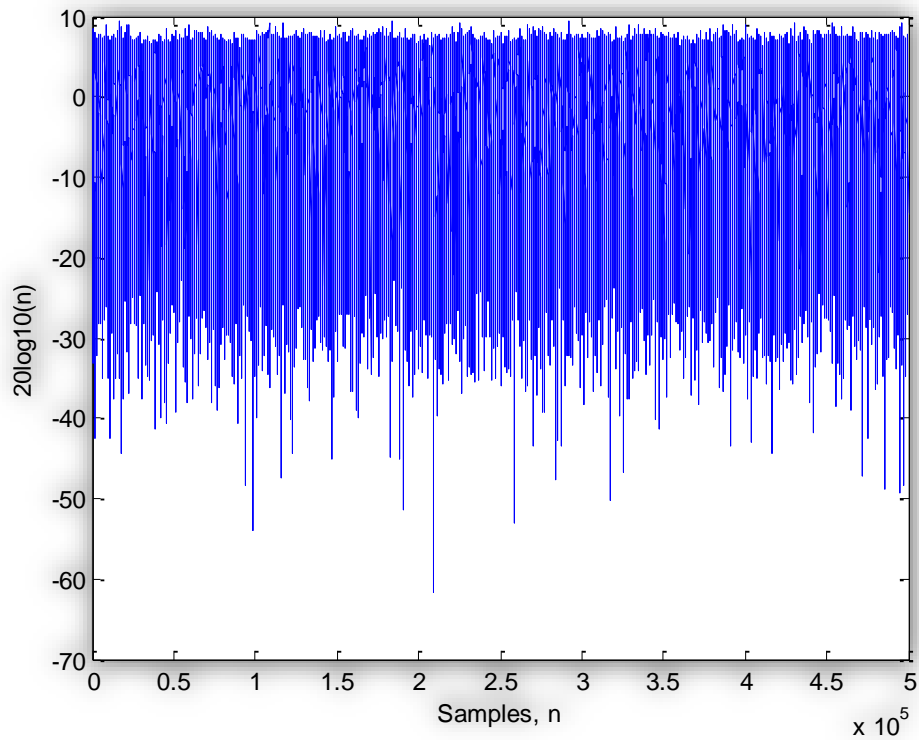


Figura 71 Desvanecimiento del canal V2V: transmisor y receptor con  $f_{DM} = 50\text{Hz}$  y  $1000\text{ Hz}$ , respectivamente.

### CASO III

Las características para este caso es la de un escenario donde ambas antenas tienen una frecuencia Doppler de  $1000\text{ Hz}$ , pero viajan en direcciones opuestas. El transmisor tiene un desfase de  $0^\circ$  y el receptor un desfase de  $180^\circ$ . Los resultados de la tasa de error BER con un SNR igual a 10 de la Figura 72, arroja un valor de  $10e-1$  o sea un error por cada 10 bits transmitidos. Así que podemos decir que el sistema para este escenario particular, tuvo un mejor desempeño que el caso II, pero un desempeño igual al caso I. De igual manera se obtuvo una constelación severa (Figura 73) y un desvanecimiento muy alto (Figura 74).

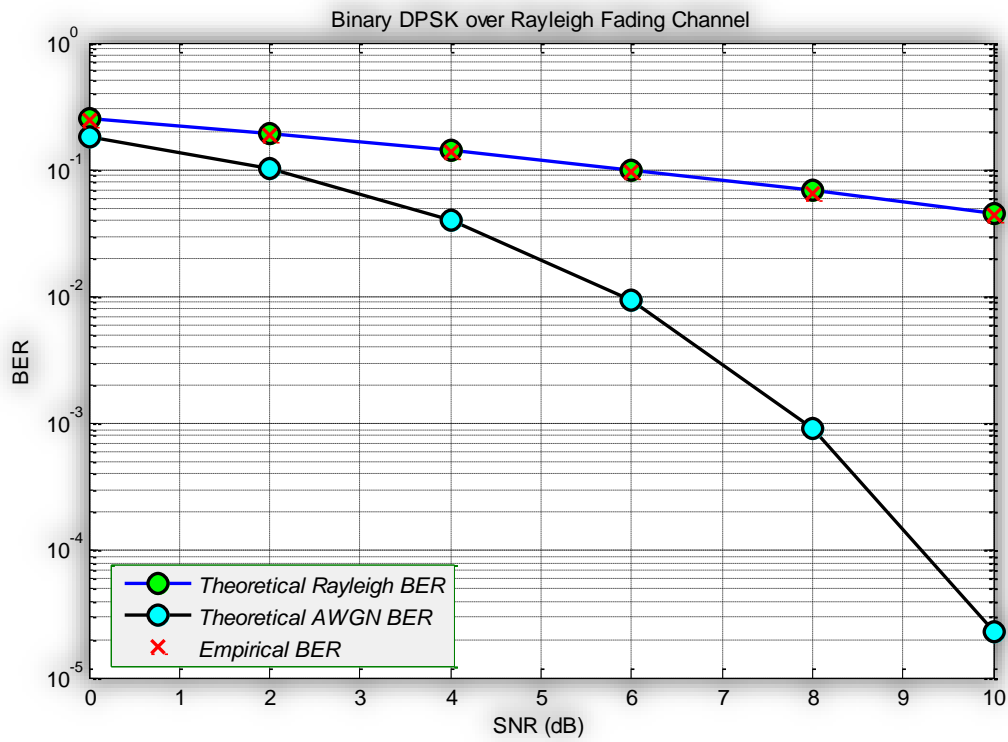


Figura 72 Desempeño del canal V2V: Transmisor con desfase =  $0^\circ$  y  $f_{DM} = 1000$  Hz; Receptor con desfase de  $180^\circ$  y  $f_{DM} = 1000$ Hz.

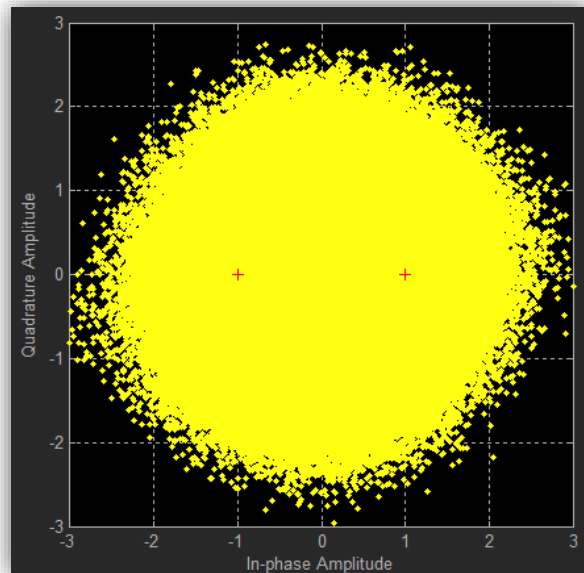


Figura 73 Constelación del canal V2V: transmisor y receptor con  $f_{DM} = 1000$ Hz.

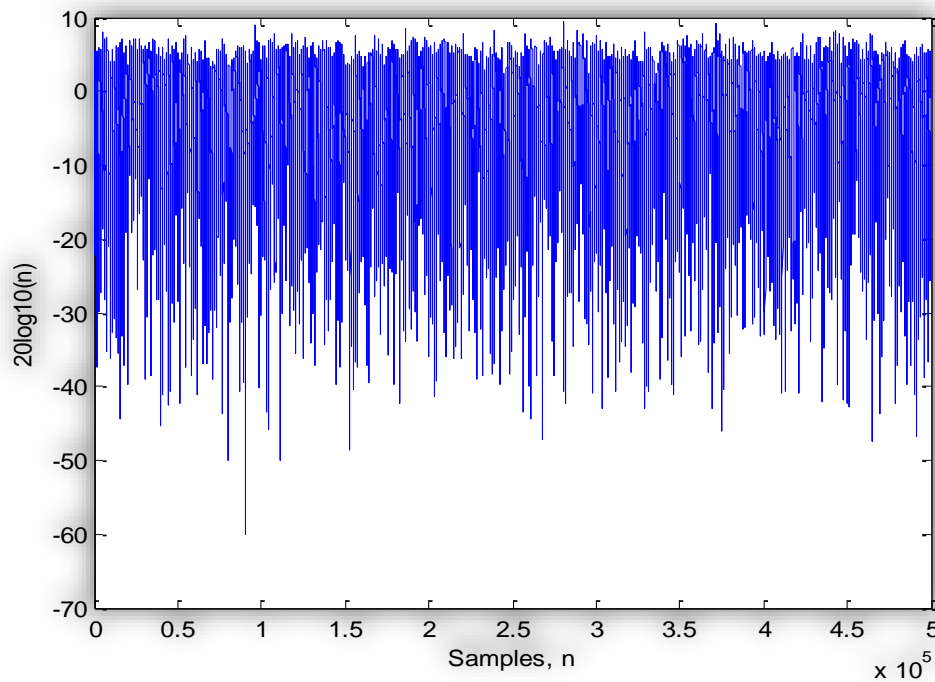


Figura 74 Desvanecimiento del canal V2V: transmisor y receptor con  $f_{DM} = 1000\text{Hz}$ .

## CASO IV

Ahora, analizaremos un caso en la cual ambas antenas tienen un desfase de  $45^\circ$ , lo que significa que las antenas están viajando en direcciones abiertas. En lo que se refiere a velocidad, la antena transmisora va a una mayor velocidad (generando una frecuencia Doppler de 1000 Hz). Por otra parte, la antena receptora viaja a una velocidad equivalente a generar una frecuencia Doppler de 500 Hz. Tomando en cuenta que ambas antenas van en direcciones paralelas y la antena transmisora va a doble velocidad, la Figura 75 nos muestra que, en este escenario, el desempeño del sistema de comunicaciones es mucho más severo que en los casos anteriores. Aquí se obtuvo una tasa de error de menos  $10e-1$ . Para ser más descriptivos, se tiene que por cada 5 bits de transmisión hay un error. Así mismo, se obtuvo una constelación muy severa (ver Figura 76) y un desvanecimiento mucho más alto (ver Figura 77).



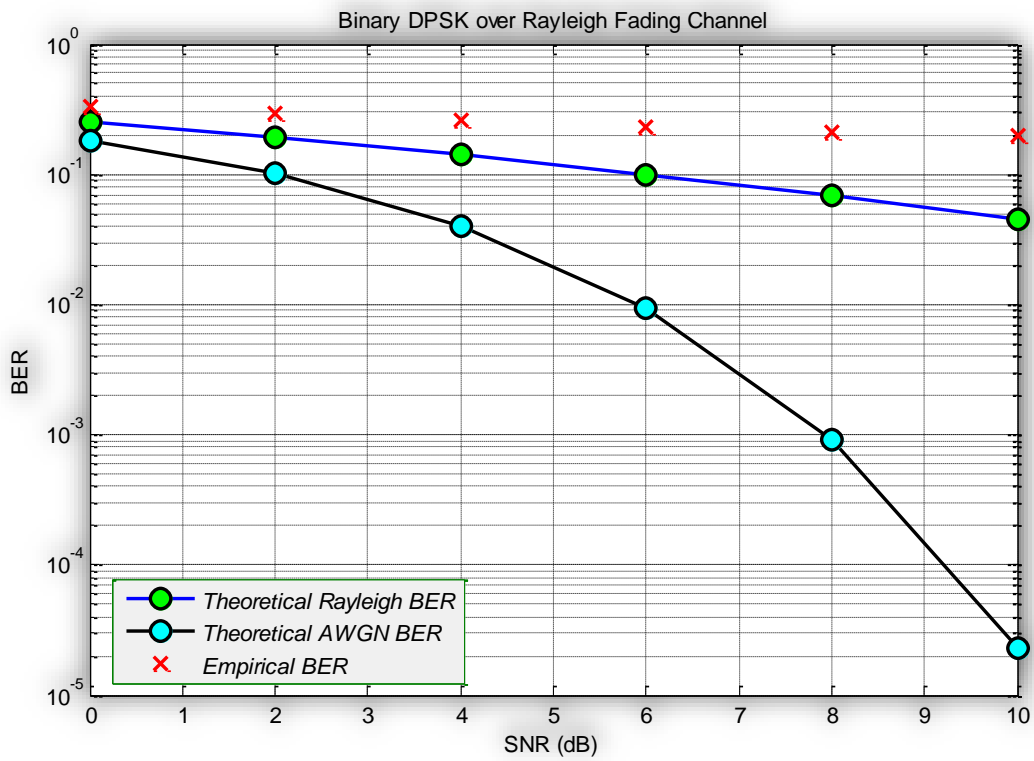


Figura 75 Desempeño del canal V2V: Transmisor con desfase =  $45^\circ$  y  $f_{DM} = 1000$  Hz; Receptor con desfase de  $45^\circ$  y  $f_{DM} = 500$ Hz.

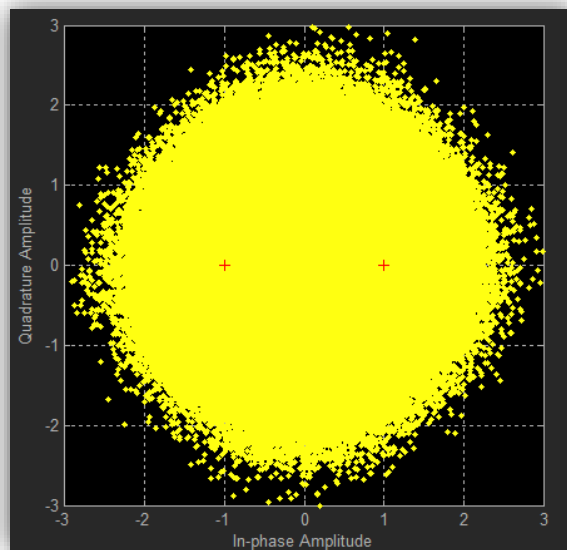


Figura 76 Constelación del canal V2V: transmisor y receptor con  $f_{DM} = 1000$ Hz y 500 Hz respectivamente.

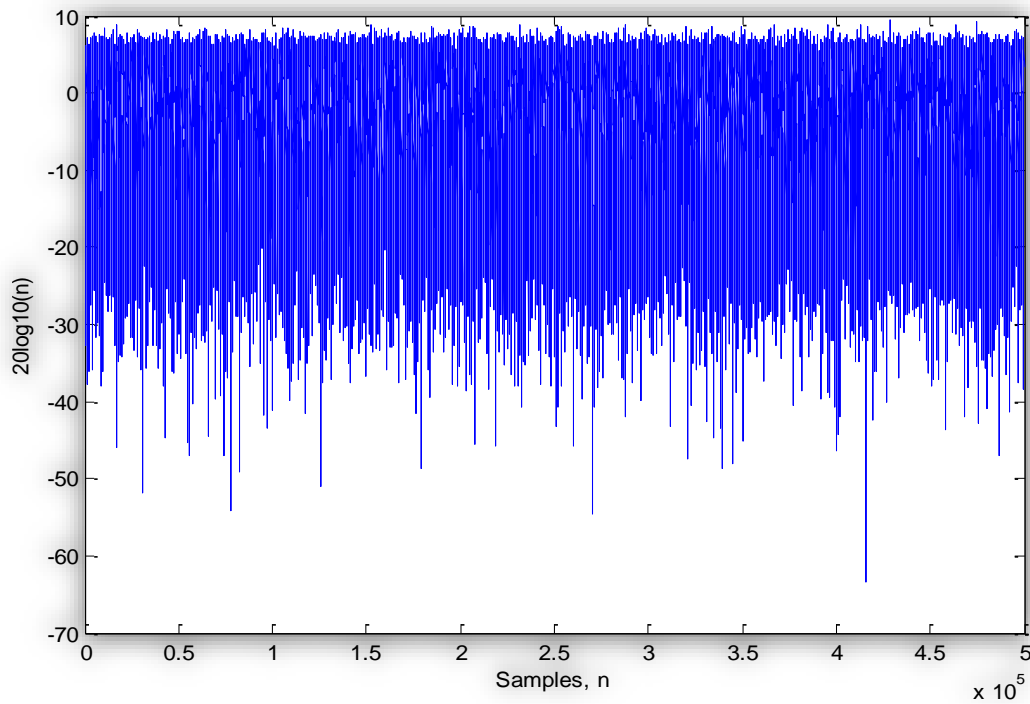


Figura 77 Desvanecimiento del canal V2V: transmisor y receptor con  $f_{DM} = 1000\text{Hz}$  y  $500\text{ Hz}$ , respectivamente.

## CASO V

Un último caso que se implementó, es donde tenemos un escenario en la cual, la antena de transmisión tiene un desfase de  $45^\circ$  y la antena receptora un desfase de  $135^\circ$ . Lo que significa que ambas antenas se están moviendo en diferentes sentidos. Con lo que respecta a la velocidad, se decidió utilizar la misma en ambas antenas, una frecuencia Doppler de  $1000\text{ Hz}$ . Así que para este escenario en donde las antenas viajan en direcciones opuestas, pero con una misma velocidad, se obtuvo un desempeño similar al del caso IV. La Figura 78 nos muestra que la tasa de bit error es de menos de  $10e-1$ . Teniendo así que, por casi cada 8 bits transmitidos se tiene un error. También en este caso se obtuvo una constelación dañada severamente (ver Figura 79) y un desvanecimiento alto (ver Figura 80).

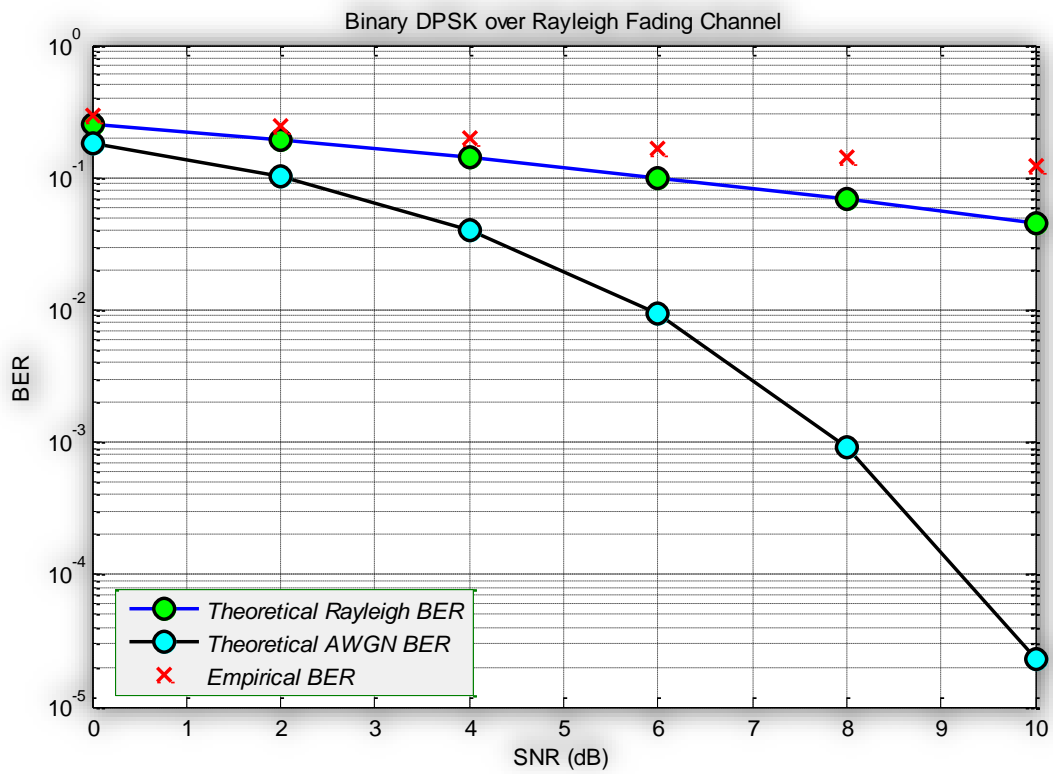


Figura 78 Desempeño del canal V2V: Transmisor con desfase =  $45^\circ$  y  $f_{DM} = 1000$  Hz; Receptor con desfase de  $135^\circ$  y  $f_{DM} = 1000$ Hz.

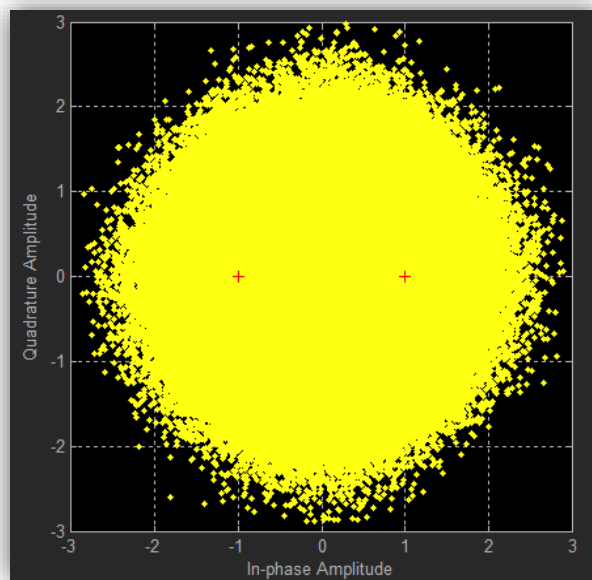


Figura 79 Constelación del canal V2V: transmisor y receptor con  $f_{DM} = 1000$ Hz.

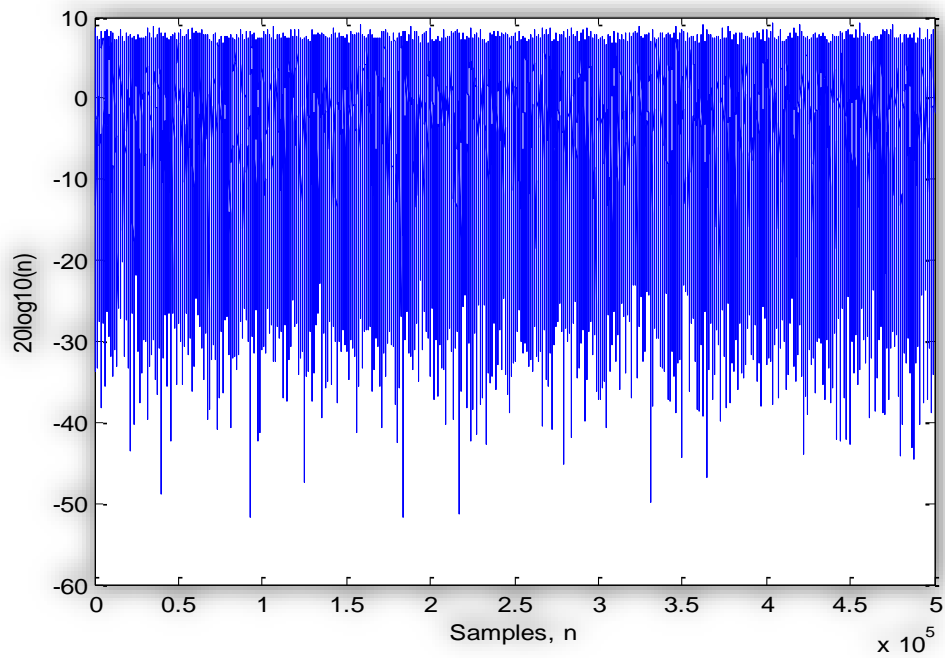


Figura 80 Desvanecimiento del canal V2V: transmisor y receptor con  $f_{DM} = 1000\text{Hz}$ .

La siguiente Tabla muestra los escenarios descritos asociados al modelo V2V geométrico presentado en la Figura 36.

	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 4	Caso 5
gamma_T	0°	180°	0°	45°	45°
Fmax_T	1 Hz (0.2 Km/h)	50 Hz (10 km/h)	1000	1000	1000 (200 km/h)
gamma_R	0°	0°	180°	45°	135°
Fmax_R	1 Hz	1000 Hz	1000	500 (100 km/h)	1000

Para lograr la implementación del modelo Geométrico V2V presentado en la Figura 33 se escribió una función, la cual sea la encargada de entregar los componentes de fase y cuadratura correspondiente al ruido multiplicativo. La función es definida como sigue:

```
%% El algoritmo del canal geométrico V2V tiene como entrada las funciones gamma para el transmisor y receptor, las cuales son los ángulos a las cuales el móvil se moverá (desfases).
function [C_i, C_q] = Geometrical_V2V_Channel(fd_T,fd_R,gamma_T,gamma_R,TM,N,Ts)

%% El alfa y alfa2 son los scatters de los ángulos para las frecuencias Doppler para ambos transmisor y receptor.
    alfa = 2*pi*rand(1,N)-pi;
    alfa2 = 2*pi*rand(1,N)-pi;
    psi = 2*pi*rand(1,N)-pi;

%% Aquí se genera el modelo geométrico V2V y se suman los senoides
    C_i(TM) = 0;
    C_q(TM) = 0;

    for m = 1:TM
        for n = 1:N
            C_i(n,m) = sqrt(1/N) * cos (2*pi*fd_T*Ts*m*cos(alfa(n)-gamma_T) + 2*pi*fd_R*Ts*m*cos(alfa2(n)-gamma_R) + psi(n));
            C_q(n,m) = sqrt(1/N) * sin (2*pi*fd_T*Ts*m*cos(alfa(n)-gamma_T) + 2*pi*fd_R*Ts*m*cos(alfa2(n)-gamma_R) + psi(n));
        end
    end

    %Excepción en la suma cuando se trabaja con una senoide
    if(N ~= 1)
        C_i = sum(C_i);
        C_q = sum(C_q);
    end

end
```

La función es mandada a llamar por el código que genera las curvas de BER siguiente:

```
clear all; close all;

%% El efecto Doppler basado en el modelo geométrico V2V.

%% aquí se tiene una velocidad Doppler máxima de 50 Hz en ambos transmisor y receptor.
f_max_T = 50;
f_max_R = 50;
f_max = f_max_T+f_max_R;

%% El desfase en esta simulación es la del Caso III de la sección 5.1.8, en donde el transmisor y receptor van en direcciones opuestas: transmisor a 0° y receptor a 180°.
gamma_T = 0;
gamma_R = 180;
```

```

%% Aquí se hace el cálculo de las fases en radianes.
gamma_T = gamma_T*pi/180;
gamma_R = gamma_R*pi/180;

%% Aquí se calcula el número de muestras y el número de senoides del modelo (en este caso tenemos
10 senoides, N = 10).
Tcs = 1e-4;
fs = 1/Tcs;
T = 50;
NumMuestras = T/Tcs;
TM = NumMuestras;
N = 10;

%% se hace la sumatoria de la parte de fase y cuadratura mediante el llamado de la función
Geometrical_V2V_Channel.
[y_i , y_q] = Geometrical_V2V_Channel(f_max_T,f_max_R,gamma_T,gamma_R,TM, N,1/fs);
canal1 = y_i + 1i*y_q;

%% Aquí se grafica el canal
figure;
plot(20*log10(abs(canal1)), 'LineWidth', 1.2)
xlabel('Samples, n'); ylabel('20log10(n)');

%% Se ingresa al sistema de comunicaciones y se le agrega el ruido multiplicativo.
M = 2; % orden de modulación DBPSK
hMod = comm.DBPSKModulator; % Se genera el modulador DPSK
hDemod = comm.DBPSKDemodulator; % Se genera el demodulador DPSK
tx = randi([0 M-1],50e4,1); % Se generan los dígitos aleatorios
dpskSig = step(hMod, tx); % Se modula la señal

%% fadedSig contiene ya la señal contaminado con ruido multiplicativo.
canal1 = canal1.';
fadedSig = canal1.*dpskSig;

% Inicialización del scatter plot.
hConst1 = comm.ConstellationDiagram('ReferenceConstellation',[-1 1], 'XLimits',[-3 3], 'YLimits',[-3 3]);
hConst2 = comm.ConstellationDiagram('ReferenceConstellation',[-1 1], 'XLimits',[-3 3], 'YLimits',[-3 3]);

% Calculo de la tasa de error para diferentes valores de SNR.
SNR = 0:2:10; % Rango de valores SNR, en dB.
numSNR = length(SNR);
berVec = zeros(3, numSNR);

% Generación del canal con ruido AWGN
hChan = comm.AWGNChannel('NoiseMethod', 'Signal to noise ratio (SNR)');
hErrorCalc = comm.ErrorRate;

for n = 1:numSNR
    hChan.SNR = SNR(n);
    rxSig = step(hChan,fadedSig); % Se añade el ruido aditivo gaussiano.
    rx = step(hDemod, rxSig); % Demodula la señal.
    reset(hErrorCalc)

```

```

% Calculo de la tasa de error.
berVec(:,n) = step(hErrorCalc,tx,rx);

% Grafica los datos nuevos de esta iteración.
step(hConst2,fadedSig); % Efecto Doppler
title('fadedSig')
step(hConst1,rxSig); % AWGN + efecto Doppler
end

BER = berVec(1,:);

%%
% Calcular los resultados de rendimiento teóricas, para hacer comparativas.
BERtheory = berfading(SNR,'dpsk',M,1);

bertheory = berawgn(SNR,'dpsk',M);

% Grafica los resultados del BER.
semilogy(SNR,BERtheory,'-bo','LineWidth',2,...)
    'MarkerEdgeColor','k',...
    'MarkerFaceColor','g',...
    'MarkerSize',10);
hold on;

semilogy(SNR,bertheory,'-ko','LineWidth',2,...)
    'MarkerEdgeColor','k',...
    'MarkerFaceColor','c',...
    'MarkerSize',10);

semilogy(SNR,BER,'rx','LineWidth',2,...)
    'MarkerEdgeColor','r',...
    'MarkerFaceColor','g',...
    'MarkerSize',10);

legend('Theoretical Rayleigh BER','Theoretical AWGN BER','Empirical BER');
xlabel('SNR (dB)'); ylabel('BER');
title('Binary DPSK over Rayleigh Fading Channel');

hold off;

figure;
%plot(20*log10(abs(canal1(:,1))), 'LineWidth', 1.2)
plot(20*log10(abs(canal1)), 'LineWidth', 1.2)
xlabel('Samples, n'); ylabel('20log10(n)');

```

## Capítulo IV Conclusión

Debido a la gran demanda de nuevos servicios de comunicaciones inalámbricas que están siendo utilizados en diversos entornos, surgió la necesidad de contar con sistemas que pueden probar estos sistemas de comunicaciones (dispositivos). Los sistemas de comunicación deben ser probados y verificados ya que deben operar de forma fiable y también deben poder adaptarse a las condiciones del canal impredecibles, siendo así capaces de cambiar su esquema de transmisión. El presente trabajo trató acerca la implementación de un modelo de simulación de canal con herramientas de software (específicamente en Matlab) en la cual se implementó un modelo de canal geométrico para comunicaciones V2V, en la cual refleja el efecto Doppler de un canal de comunicaciones con desvanecimiento Rayleigh. El modelo del canal se basó en un modelo geométrico de doble anillo (double-ring) en donde rayos del transmisor están distribuidos uniformemente tanto en el transmisor como en el receptor.

El modelo de implementación elaborado en Matlab, está basado en un sistema de comunicaciones BPSK con un transmisor y receptor para obtener el desempeño del sistema de comunicaciones con el canal mediante curvas de BER teóricas y de simulación. Este trabajo reportó el comportamiento del sistema de comunicaciones utilizando diferentes modelos de canal para V2V con ruido aditivo (AWGN) y multiplicativo (Doppler). Mediante este modelo de canal, el sistema de comunicaciones se verificó y probó con el generador de ruido multiplicativo implementado para obtener una tasa de error determinado bajo ciertas condiciones de degradación del canal inalámbrico. La curva de referencia muestra que nuestro modelo implementado en software genera el ruido adecuado, dado que se aproxima a la curva teórica de referencia, demostrando así que la teoría converge con la curva de simulación del canal implementado.



## Capítulo VI Referencias

- [1] J. Joskowicz, "Breve Historia de las Telecomunicaciones," *Instituto de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ingeniería*, vol. III, p. 5, agosto 2008.
- [2] A. E. Sharpe, "Mahlon Loomis - First Wireless Telegrapher," Archivist SMEC ( now SMECC 2003), 1989. [Online]. Available: <http://www.smecc.org>. [Accessed noviembre 2015].
- [3] "About the Federal Communications Commission," [Online]. Available: <http://www.fcc.gov/aboutus.html>.
- [4] C. E. Shannon, "A mathematical theory of communication," *Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379-423 and 623-656, julio and octubre, 1948.
- [5] "Historia de los Satélites de Telecomunicaciones," [Online]. Available: <http://www.geocities.com/CapeCanaveral/3241/historis.htm>.
- [6] A. W. Morten and H. E. Vaughan, "Transmission of Digital Information over Telephone Circuits," *BSTJ paper*, mayo 1995.
- [7] "The computer museum," History center, [Online]. Available: <http://www.offtwork.com/cmuseum/www.net.org/html/history/detail/1966-modem.html>.
- [8] "Understanding Computers," *Communications Time-Life Books*, 1986.
- [9] "Bluetooth Protocol and Security Architecture Review," [Online]. Available: <http://www.cs.utk.edu/~dasgupta/bluetooth/>.
- [10] J. Rajski and J. Tyszer, "Testing of Telecommunications," *IEEE Communications Magazine*, pp. 60 - 62, junio 1999.
- [11] D. Hogrefe and A. Wiles, "Testing of Communicating Systems," in *15th IFIP International Conference, TestCom 2003*, francia, Sophia Antipolis, mayo 28 - 26, 2003, pp. 258 - 259.
- [12] A. Alimohammad, "RECONFIGURABLE PERFORMANCE MEASUREMENT SYSTEM-ON-A-CHIP FOR BASEBAND WIRELESS ALGORITHM DESIGN AND VERIFICATION," *IEEE Wireless Communications*, San Diego, diciembre, 2012.
- [13] P. Almers, "Survey of Channel and Radio Propagation Models for Wireless MIMO Systems," *Wireless Commun. and Networking*, vol. 6, no. 2, pp. 100 - 06, 2007.
- [14] M. I. Zamora, "INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMAS DE COMUNICACIÓN DIGITAL," in *Introducción y modelos matemáticos para canales de comunicación*, 2012.
- [15] W. Stallings, *WIRELESS COMMUNICATIONS AND NETWORKS, SECOND EDITION*, Pearson Education, Inc., 2005.

- [16] B. Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*, Second Edition., Prentice Hall, enero, 2001.
- [17] S. Y. Cho, J. Kim, W. Y. Yang and G. C. Kang, "MIMO-OFDM WIRELESS COMMUNICATIONS WITH MATLAB," John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, 2010.
- [18] B. J. Andersen, S. Rappaport and S. Yoshida, "Propagation measurements and models for wireless communications channels," *Journal IEEE Communications Magazine*, vol. 11, no. 1, pp. 42 - 49, enero, 2005.
- [19] R. L. Freeman, "Telecommunications transmission handbook," *Telecommunications and signal processing*, vol. 4, p. 1204, 1998.
- [20] K. S. Mitra, *Digital Signal Processing: A Computer-Based Approach*, The McGraw-Hill Companies, Inc., 2011.
- [21] A. A. Rodríguez, P. F. González, C. J. Sueiro, L. R. Valcarce, M. C. Nartallo and P. F. Cruz, "Comunicaciones digitales," 2012.
- [22] C. E. Shannon, "A Mathematical Theory of Communication," *The Bell System Technical Journal*, octubre, 1993.
- [23] M. G. Antonio, "Cuantificación del estado del canal para la minimización de la potencia en sistemas con transmisores adaptativos," enero, 2007.
- [24] D. J. Gibson, *THE COMMUNICATIONS HANDBOOK, SECOND EDITION*, Dallas, Texas: CRC Press, 2002.
- [25] [Online]. Available: [http://www.cs.tut.fi/kurssit/TLT-5806/Invocom/p3-7/fading\\_channel/p3-7\\_1\\_1.htm](http://www.cs.tut.fi/kurssit/TLT-5806/Invocom/p3-7/fading_channel/p3-7_1_1.htm).
- [26] F. Kojima, H. Harada and M. Fujise, "Inter-vehicle communication network with an autonomous relay access scheme," *Transactions on Communications*, vol. 3, no. E83-B, pp. 566 - 575, 2001.
- [27] I. P802.11p/D2.01, "Standard for wireless local area networks providing wireless communications while in vehicular environment," Technical Report, marzo, 2007.
- [28] W. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, IEEE Press, New Jersey, 1994.
- [29] C. Patel, G. Stubber and T. Pratt, "Simulation of Rayleigh-faded mobile-to-mobile communication channels.," *Transactions on Communications*, pp. 1876 - 1884, 2005.
- [30] R. Wang and D. Cox, "Channel modeling for ad hoc mobile wireless networks.," *Proceedings of IEEE VT C'02-Spring*, pp. 21-25, may, 2002.

- [31] X. Cheng, C.-X. Wang and D. Laurenson, "A generic space time-frequency correlation model and its corresponding simulation model for MIMO wireless channels," Edinburgh, UK, noviembre, 2007.
- [32] A. Akki and F. A. Haber, "statistical model for mobile-to-mobile land communication channel," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, pp. 2 - 10, 1986.
- [33] V. ., J. P. Castillo, "Arquitecturas eficientes para implementar emuladores de canal de banda estrecha en sistemas de una y multiples antenas.," Guadalajara, Mexico, 2012.